URSI-TR-2026

XIII. URSI-Türkiye 2026 Bilimsel Kongresi ve Ulusal Komitesi Genel Kurul Toplantısı

07–09 Eylül 2026

Kastamonu Üniversitesi, Kastamonu

E-BİLDİRİ KİTAPÇIĞI

TÜBİTAK

ursitr26.kastamonu.edu.tr ursi2026@kastamonu.edu.tr

XIII. URSI-Türkiye 2026 Bilimsel Kongresi ve
Ulusal Komitesi Genel Kurul Toplantısı

07–09 Eylül 2026

Kastamonu Üniversitesi, Kastamonu

ISBN 978-625-94141-5-7

Editörler

Faruk ERKEN, Kastamonu Üniversitesi

Seçil KARATAY, Kastamonu Üniversitesi

Yayım Tarihi: 25.09.2026

Yayımcı

Prensip Yayımcılık

Önemli Tarihler

- Bildiri gönderimi için son tarih: 30 Haziran 2026
- Değerlendirme sonuçlarının açıklanması: 31 Temmuz 2026
- Erken kayıt için son tarih: 15 Ağustos 2026
- Normal kayıt için son tarih: 30 Ağustos 2026
- Kongre tarihleri: 07 – 09 Eylül 2026

Bildiri Konuları

Kongre, Uluslararası URSI'nin komisyon isimleriyle örtüşen aşağıdaki temel bilim alanlarını ve bunlara yakın diğer konuları kapsamaktadır:

Kod	Konu (Türkçe)	Konu (İngilizce)
A	Elektromanyetik Metroloji	Electromagnetic Metrology
B	Alanlar ve Dalgalar	Fields and Waves
C	Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri	Radiocommunication Systems and Signal Processing
D	Elektronik ve Fotonik	Electronics and Photonics
E	Elektromanyetik Ortam ve Girişim	Electromagnetic Environment and Interference
F	Dalga Yayılımı ve Uzaktan Algılama	Wave Propagation and Remote Sensing
G	İyonosferik Radyo Yayını	Ionospheric Radio and Propagation
H	Plazmalarda Dalgalar	Waves in Plasmas
J	Radyo Astronomi	Radio Astronomy
K	Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik	Electromagnetics in Biology and Medicine
S	Uydu ve Uzayda Radyo Bilimi Uygulamaları	Radio Science for Space Exploration
ÖO	Elektromanyetikte Analitik ve Sayısal Yöntemler (Özel Oturum)	Analytical and Numerical Methods in EM (Special Session)
ÇO	M. Mithat İdemen - A. Hamit Serbest Özel Oturumu (Çevrimiçi)	M. Mithat İdemen - A. Hamit Serbest Special Session (Online)

Etkinlik Düzenleme Kurulu

Kongre Başkanları

Ad Soyad	Kurum
Özgür ÖZTÜRK	Kastamonu Üniversitesi
Ayhan ALTINTAŞ	Bilkent Üniversitesi

Teknik Program Komitesi

Ad Soyad	Kurum
Seçil KARATAY	Kastamonu Üniversitesi
Ayhan ALTINTAŞ	Bilkent Üniversitesi
Fatih DİKMEN	Gebze Teknik Üniversitesi
Hulusi AÇIKGÖZ	Ankara Medipol Üniversitesi
Özlem AYDIN ÇİVİ	ODTÜ
Özlem ÖZGÜN	Hacettepe Üniversitesi
Sema Dumanlı OKTAR	Boğaziçi Üniversitesi
Mustafa SEÇMEN	Yaşar Üniversitesi

Bildiri Değerlendirme Komitesi

Ad Soyad	Kurum / Alan
Selçuk HELHEL	Akdeniz Üniversitesi — Elektromanyetik Metroloji
Mustafa SEÇMEN	Yaşar Üniversitesi — Alanlar ve Dalgalar
Tayfun NESİMOĞLU	ODTÜ — Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri
Mustafa TÜRKMEN	Erciyes Üniversitesi — Elektronik ve Fotonik
Fatih ÜSTÜNER	İstanbul Ticaret Üniversitesi — EM Ortam ve Girişim
Gökhan APAYDIN	Üsküdar Üniversitesi — Dalga Yayılımı ve Uzaktan Algılama
İbrahim ÜNAL	İnönü Üniversitesi — İyonosferik Radyo Yayını
Seçil KARATAY	Kastamonu Üniversitesi — Plazmalarda Dalgalar
Mustafa Kürşad YILDIZ	Erciyes Üniversitesi — Radyo Astronomi
Sema Dumanlı OKTAR	Boğaziçi Üniversitesi — Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik
Feza ARIKAN	Hacettepe Üniversitesi — Uydu ve Uzayda Radyo Bilimi
Kamil KARAÇUHA	İTÜ — Analitik ve Sayısal Yöntemler (Özel Oturum)

Öğrenci Bildiri Yarışması Koordinatörü

Ad Soyad	Kurum
Feza ARIKAN	Hacettepe Üniversitesi
Mustafa SEÇMEN	Yaşar Üniversitesi
Özlem AYDIN ÇİVİ	ODTÜ

Düzenleme Komitesi

Ad Soyad	Kurum
Ahmet Tolga TAŞÇI	Kastamonu Üniversitesi
Ali ÇINAR	Kastamonu Üniversitesi
Ayhan ALTINTAŞ	Bilkent Üniversitesi
Faruk ERKEN	Kastamonu Üniversitesi
İsmet GELEN	Kastamonu Üniversitesi
Mehmet ÇİYDEM	Gazi Üniversitesi
Muhammed TAN	Kastamonu Üniversitesi
Mustafa SEÇMEN	Yaşar Üniversitesi
M. Hilal Mütevelli ÖNCÜL	Kastamonu Üniversitesi
Nazlıcan GENGEÇ ZORKUN	Kastamonu Üniversitesi
Osman ÇİÇEK	Kastamonu Üniversitesi
Özgür ÖZTÜRK	Kastamonu Üniversitesi
Seçil KARATAY	Kastamonu Üniversitesi
Sema DUMANLI OKTAR	Boğaziçi Üniversitesi
Turgay SEYDİOĞLU	Kastamonu Üniversitesi
Yücel ÇETİNCEVİZ	Kastamonu Üniversitesi

Bilim Kurulu

Ad Soyad	Kurum
Abdulhamit SERBEST	Atlas Üniversitesi
Ali BOZBEY	TOBB ETÜ
Ali YEŞİL	Fırat Üniversitesi
Asım Egemen YILMAZ	Ankara Üniversitesi
Ayhan AKBAL	Fırat Üniversitesi
Ayhan ALTINTAŞ	Bilkent Üniversitesi
Behçet Uğur TÖREYİN	İTÜ
Birsen SAKA	Hacettepe Üniversitesi
Cafer BUDAK	Dicle Üniversitesi
Can Doğan VURDU	Kastamonu Üniversitesi
Erdem YAZGAN	TED Üniversitesi
Faruk ERKEN	Kastamonu Üniversitesi
Fatih DİKMEN	Gebze Teknik Üniversitesi
Fatih ÜSTÜNER	İstanbul Ticaret Üniversitesi
Feza ARIKAN	Hacettepe Üniversitesi
Fulya ÇALLIALP	Marmara Üniversitesi
Gökhan APAYDIN	Üsküdar Üniversitesi
Hulusi AÇIKGÖZ	Ankara Medipol Üniversitesi
İbrahim KÜÇÜK	Erciyes Üniversitesi
İbrahim ÜNAL	İnönü Üniversitesi
Kamil KARAÇUHA	İstanbul Teknik Üniversitesi
Mehmet ÇİYDEM	Gazi Üniversitesi
Mehmet YAŞAR	Fırat Üniversitesi
Muhammet Serdar ÇAVUŞ	Kastamonu Üniversitesi
Mustafa SEÇMEN	Yaşar Üniversitesi
Mustafa TÜRKMEN	Erciyes Üniversitesi
Orhan ARIKAN	Bilkent Üniversitesi
Osman ÇİÇEK	Kastamonu Üniversitesi
Özgür ÖZTÜRK	Kastamonu Üniversitesi
Özlem AYDIN ÇİVİ	ODTÜ
Özlem ÖZGÜN	Hacettepe Üniversitesi

Ad Soyad	Kurum
Seçil KARATAY	Kastamonu Üniversitesi
Selçuk HELHEL	Akdeniz Üniversitesi
Sema Dumanlı OKTAR	Boğaziçi Üniversitesi
Semih DOĞU	İstanbul Teknik Üniversitesi
Şimşek DEMİR	ODTÜ
Tayfun NESİMOĞLU	ODTÜ

Davetli Konuşmacılar

Kutupsal Kodlar: Kuramdan Uygulamaya

Davetli Konuşmacı 1 — Prof. Dr. Erdal ARIKAN

Bilkent Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

07 Eylül 2026 Pazartesi, 10:00 – 10:40

Kastamonu Üniversitesi Hoca Ahmet Yesevi Kültür Merkezi

Medical Microwave Imaging to Aid Detection of Breast Cancer and Metastasised Axillary Lymph Nodes

Davetli Konuşmacı 2 — Dr. Raquel C. Conceição

Instituto de Biofísica e Engenharia Biomédica, Faculdade de Ciências, Universidade de Lisboa

07 Eylül 2026 Pazartesi, 10:40 – 11:20

Kastamonu Üniversitesi Hoca Ahmet Yesevi Kültür Merkezi

Mikrodalga Mühendisliği Perspektifinden Kuantum Bilgisayarlarının Kurulması ve Ölçeklenmesi

Davetli Konuşmacı 3 — Prof. Dr. Ali BOZBEY

TOBB ETÜ, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

07 Eylül 2026 Pazartesi, 11:40 – 12:20

Kastamonu Üniversitesi Hoca Ahmet Yesevi Kültür Merkezi

Radar Cross Section Analysis of Two Canonical, Parallel-Plate Waveguide Cavities with Material Loading

Davetli Konuşmacı 4 — Prof. Dr. Emeritus Kazuya KOBAYASHI

Chuo Üniversitesi, Tokyo, Japonya

07 Eylül 2026 Pazartesi, 15:10 – 15:50

MMF 2010 Nolu Amfi

A Phased Array Synthesis to Generate Steerable Hybrid Frequency-Diverse Array and Vortex-Wave Beams Simultaneously, Based on the Field Equivalence Principle

Davetli Konuşmacı 5 — Prof. Dr. Altunkan HIZAL

ODTÜ (Emekli), ASELSAN-REHİS

07 Eylül 2026 Pazartesi, 15:50 – 16:30

MMF 2010 Nolu Amfi

Sponsorlar

Altın Sponsorlar

Gümüş Sponsorlar

Bronz Sponsorlar

Çanta Sponsorları

Gezi Sponsorları

Teknik Program

07 Eylül 2026 Pazartesi (1. Gün)

09:00 – 10:00	**Açılış Konuşmaları** Prof. Dr. Ayhan ALTINTAŞ, URSI Türkiye Komitesi Başkanı Prof. Dr. Özgür ÖZTÜRK, URSI -TR - 2026 Kongre Başkanı Prof. Dr. Kazuya KOBAYASHI, URSI Genel Başkanı Dr. Doğanay DOĞAN, ASELSAN REHİS Donanım Tasarım Direktörü Fatma Güneş KESİK, TURKCELL Yeni Nesil AR-GE Yöneticisi Mehmet ALTUNTAŞ, TÜRKTELEKOM Mobil Erişim Direktörü Prof. Dr. Ömer KÜÇÜK, Kastamonu Üniversitesi Rektör Yrd. **Kastamonu Üniversitesi Hoca Ahmet Yesevi Kültür Merkezi**
10:00 – 10:40	**Davetli Konuşmacı 1 - Prof. Dr. Erdal ARIKAN** "Kutupsal Kodlar : Kuramdan Uygulamaya" ***Kastamonu Üniversitesi Hoca Ahmet Yesevi Kültür Merkezi***
10:40 – 11:20	**Davetli Konuşmacı 2 - Dr. Raquel C. Conceição** "Medical Microwave Imaging to Aid Detection of Breast Cancer and Metastasised Axillary Lymph Nodes" ***Kastamonu Üniversitesi Hoca Ahmet Yesevi Kültür Merkezi***
11:20 – 11:40	**Kahve Arası**
11:40 – 12:20	**Davetli Konuşmacı 3 - Prof. Dr. Ali BOZBEY** "Mikrodalga Mühendisliği Perspektifinden Kuantum Bilgisayarlarının Kurulması ve Ölçeklenmesi" ***Kastamonu Üniversitesi Hoca Ahmet Yesevi Kültür Merkezi***
12:20 – 13:30	**Öğle Yemeği – Kastamonu Üniversitesi Merkezi Yemekhane**

	MMF 2010 (AMFİ) Türktelekom Özel Oturumu ***Oturum Başkanı: Prof.Dr. Mustafa SEÇMEN***	MMF 2011 (AMFİ) Elektronik, Fotonik ve Malzeme Karakterizasyonu ***Oturum Başkanı: Dr. İsmet GELEN***	MMF 2001 Radar Tabanlı Algılama, Saçılma ve Anten Tasarımı ***Oturum Başkanı: Dr. Öğr. Üyesi Mehmet DUMAN***	MMF 2002 Anten Tasarımı: Polarizasyon, Sensör ve Giyilebilir Uygulamalar ***Oturum Başkanı: Doç. Dr. Hulusi AÇIKGÖZ***
13:30 – 15:10	**ID89 LoRa Haberleşmesine Yönelik Dairesel Polarize Minyatür PIFA Dizileri İçin Kompakt Stripline Besleme Ağı** *Süleyman Melikşah Yayan*	**ID38 Açık Uçlu C16 Karbon Nanokonide Eğrilik-Kenar Etkileşiminin Elektronik ve Fotonik Tanımlayıcılara Etkisi** *Can Doğan Vurdu, Fatma Kandemirli*	**ID9 C ve X Bantlarında Çalışan Yuva-Yüklü Çok-Bantlı Mikroşerit Yama Anten Tasarımı ve Ölçümü** *Mehmet Duman, Furkan Yıldız, Beyza Yılmaz*	**ID12 Zaman Modülasyonlu Anten Dizilerinde Anlık Kazanç Düzeltmesi** *Oğuzhan BULUT, İhsan KANBAZ*
	ID117 Azaltılmış Yoklama Ölçümleriyle Bütünleşik Algılama-Haberleşme Sistemlerinde Makine Öğrenmesi Tabanlı Huzme Seçimi *Zeynep Gül PEHLİVANLI*	**ID129 Elektrik Alan Uygulamasının TPU/Benzoik Asit Kompozitlerinin Süseptans Özellikleri Üzerine Etkisi** *Gizem Sayın, Sedat Kurnaz, Elif Aşıkuzun Tokeşer, Turgay Seydioğlu, Özgür Öztürk*	**ID23 Özdeş Yapıda Rastgele Dağılımlı Bakır Yapıların İletim Karakteristiği Üzerindeki Etkileri** *Yasin İPEKOĞLU, Asaf Behzat ŞAHİN*	**ID18 Glikoz Konsantrasyonunun Algılanması İçin Metamalzeme Esinli Anten ve Frekans Seçici Yüzey (FSY) Tabanlı Mikrodalga Sensör** *Umut Köse, Mesut Kartal*
	ID88 V2X Araç Üstü ve Yol Kenarı Birimlerinde Verici Gücü Kararlılığı İçin Adaptif İki Aşamalı Kalibrasyon Çerçevesi *Süleyman Melikşah Yayan*	**ID53 BFP650 Transistörünün Yapay Sinir Ağı Tabanlı Vekil Modellenmesi** *Çağla CANDAN, Rabia Güzide AL*	**ID39 Yön-Kovaryans Destekli Radar-LiDAR Taramasında Uyarlanabilir Uzaktan Algılama Modeli** *Can Doğan Vurdu*	**ID21 İki Bantta Çalışan Tek Beslemeli Dairesel Kutuplu Mikroşerit Anten Tasarımı ve Analizi** *Adnan Tosun, Kamil Karaçuha*
	ID59 Sub-6 GHz 5G Uygulamaları için Anahtarlamalı Hüzmeli Akıllı Anten Dizisi Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi *Mehmet Tunç Özdaş, Berke Altın, Zeynep Mine Tahancı, Mustafa Seçmen, Mehmet Altuntaş*	**ID115 Düşük Maliyetli Teflon (PTFE) Taban Malzemesi Üzerinde Mikroşerit Filtrelerin Tasarımı, Üretimi ve Ölçümü** *Ahmet Yiğit Sasa, Mehmet Aytuğ Ormancı, Sedat Kılınç*	**ID28 Bükülme Koşulları Altında ZnO-GA Mürekkep Tabanlı Esnek Biyouyumlu Yongasız Çınlaçların Geri Saçılma Özelliklerinin Belirlenmesi** *Mert Özkaya, Burak Ferhat Özcan, Sema Dumanlı, Onur Ergen, Kamil Karaçuha*	**ID27 Oluklu Dairesel Substrat Tümleşik Dalga Kılavuzu Kaviteye Dayalı Dairesel Polarizasyonlu Anten** *Göksel Turan, Ömer Kasar*
	ID90 V2X SDR Haberleşme Birimlerinde Alım Eşik Değeri Kalibrasyonunun Uzaktan Yazılım Arayüzü Tabanlı Otomasyonu *Süleyman Melikşah Yayan*		**ID120 Yer Altı Görüntüleme Radarı (GPR) Uygulamaları İçin Çift Bantlı Papyon Anten Tasarımı** *Alperen BAYBOSTAN, Elif Merve KÜÇÜKÖNER*	**ID125 2.4 GHz Giyilebilir Antende Anten–Vücut Ayrım Mesafesinin Empedans Uyumu ve Güç-Normalize SAR Üzerindeki Etkisinin Sayısal İncelenmesi** *Adam ALIZADE, Kutlu KARAYAHŞİ*

15:10 – 15:50	**Davetli Konuşmacı 4 - Prof. Dr. Kazuya KOBAYASHI** "Radar Cross Section Analysis of Two Canonical, Parallel-Plate Waveguide Cavities with Material Loading " ***Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi 2010 NOLU AMFİ***

15:50 – 16:30	**Davetli Konuşmacı 5 - Prof. Dr. Altunkan HIZAL** "A Phased Array Synthesis to Generate Steerable Hybrid Frequency-Diverse Array and Vortex-Wave Beams Simultaneously, Based on the Field Equivalence Principle" ***Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi 2010 NOLU AMFİ***

16:30 – 17:30	**URSI-Türkiye Genel Kurul Toplantısı** **MMF 2010 (AMFİ)**

18:00 – 19:00	**Açılış Kokteyli** **Üniversite Konukevi Bahçesi**

08 Eylül 2026 Salı (2. Gün)

	MMF 2010 (AMFİ) Öğrenci Bildiri Yarışması Oturumu ***Oturum Başkanı: Prof. Dr. Mustafa SEÇMEN***	MMF 2011 (AMFİ) Anten Tasarımında Malzeme Etkileri ve Yeniden Yapılandırma ***Oturum Başkanı: Doç. Dr. Şölen KUMBAY***	MMF 2001 Sinyal İşleme, Radar ve 5G Haberleşme Sistemleri ***Oturum Başkanı: Prof. Dr. Orhan ARIKAN***	MMF 2002 Elektromanyetik Analizde Sayısal Yöntemler ve Yapay Zeka ***Oturum Başkanı: Doç. Dr. Kamil KARAÇUHA***
09:00 – 10:40	ID16 **İSTANBUL ÜZERİNDE JEOMANYETİK FIRTINA KAYNAKLI İYONOSFERİK ELEKTRON YOĞUNLUĞUNUN DEĞİŞİMİ: BİR VAKA İNCELEMESİ** *Busenur Keskin, Zerefşan Kaymaz*	ID30 **Değişen Bitki Yoğunluğu ve Bitki Su İçeriği Durumlarında Çipsiz RFID Algılama** *Anıl Tülü, Mehmet Emre Korkmaz, Sema Dumanlı*	ID5 **İHA Operasyonlarında Uçta Hesaplama Destekli Anlamsal Veri İletimi** *Emirhan Göker ve Salim Kahveci*	ID3 **Yapay Zeka Destekli Veri Modelleri ile Tam Dalga Elektromanyetik Analiz Yöntemleri** *Mert Kalfa, Enes Koç, Vakur B. Ertürk*
	ID20 **Dispersif Süperparamanyetik ve Kayıplı bir Katman içeren ZUEM Problemlerinin KS-ZUSF Yöntemi ile Çözümü için YDD Tabanlı KFK-MUK Geliştirilmesi** *Osman Said Bişkin, Talha Saydam, Serkan Aksoy*	ID34 **Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu Beslemeli Yama Antenlerde Örüntü Yeniden Yapılandırılabilirliği** *Zeynep Betül Dinçer, Kamil Karaçuha*	ID6 **FMCW Radar Altimetresi Vuru Sinyalinin Dalgacık Dönüşümü Tabanlı Gürültü Temizleme ile İyileştirilmesi** *Zeynep Sude İleri, Selçuk Helhel, Atalay Kocakuşak*	ID4 **Yardımcı Kaynaklar Yöntemi ile Monostatik Radar Kesit Alanı İndirgemesi İçin İletken Küre Dizilerinin İncelenmesi** *Kamil Karaçuha, Emre İşcan, Vasil Tabatadze*
	ID48 **Grafit Katkılı Silikon İle Esnek Dielektrik Saçıcı Yüzeyler** *Mehmet Emre Eralp, Burak Ferhat Özcan, Rümeysa Karaman, Laşara Öcal, Sema Dumanlı, Özlem Aydın Çivi*	ID41 **İnsansız Hava Aracı Haberleşmesi için 2.4 GHz Mikroşerit Antenlerde FR-4 ve Petek Yapılı PETG Substrat Performans Karşılaştırması** *Berat Kömez, Berke Özbay, Beyza Nur Erkan, Atacan Akpınar, Elif Aydın*	ID22 **Hücre-Dışı Ortak Anten Seçimi ve Hibrit Işın Oluşturma için Grafik Sinir Güçlendirme Öğrenimi Kullanımı** *Safa Awadallah, Ahmet M. Elbir*	ID15 **Yardımcı Kaynaklar Yöntemiyle Düzgün Kesitli Mükemmel İletken Silindirik Cisimlerden Saçılmanın İncelenmesi: Melez Bir Yaklaşım** *Selim Vardar, Kamil Karaçuha, Ali Yapar*
	ID52 **Glikoz Algılama Uygulamaları için Üçgen CSRR Tabanlı Bir Mikrodalga Sensörün Tasarımı ve Elektromanyetik Analizi** *Güliz Sili, Funda Akleman*	ID127 **Babinet Prensibi Kapsamında Tamamlayıcı Anten Geometrileri Arasındaki İlişkinin Temel Parametrelerle Tartışılması** *Ş. Atakan Kahyaoğlu, E. Yeşim Zoral, Serkan Günel*	ID37 **Radar Sistemlerinde Renkli Gürültü Karıştırmanın MTI Süzgeci ile CFAR Sezicide Etkileri** *Süleyman Kaan ÇETİN, Tayfun AKGÜL*	ID19 **Rezonans Koşulu Altında Foton Dalga Fonksiyonu Normalizasyonunun ZUNM Yöntemi ile İncelenmesi** *Osman Said Bişkin, Talha Saydam, Serkan Aksoy*
	ID128 **Çift Rezonanslı Bant Durduran ve Babinet Bant Geçiren Frekans Seçici Yüzey Tasarımı: Açık Kaynak ve Ticari Hesaplama Araçlarının Çapraz Doğrulamalı Analizi** *Zeliha Merve Çetinok, Hulusi Açıkgöz*			ID114 **Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Yöntemi Tabanlı Matris-Vektör Çarpımlarının Makine Öğrenmesi İşlemleriyle Hızlandırılması** *Özgür Eriş, Özgür Ergül*

10:40 – 11:00	**Kahve Arası**

	MMF 2010 (AMFİ) Anten Tasarım Yarışması Oturumu ***Oturum Başkanı: Prof. Dr. Özlem AYDIN ÇİVİ***	MMF 2011 (AMFİ) Anten ve Frekans Seçici Yüzey Tasarımında Yeni Yaklaşımlar ***Oturum Başkanı: Prof. Dr. Ali YEŞİL***	MMF 2001 Radar Algılama, Uydu Haberleşme ve Anten Optimizasyonu ***Oturum Başkanı: Prof. Dr. Gökhan APAYDIN***	MMF 2002 Tıbbi Mikrodalga Uygulamaları: Hipertermi ve Kanser Tedavisi ***Oturum Başkanı: Doç. Dr. Sema DUMANLI OKTAR***	MMF 2003 Anten Tasarımı ve İyonosferik Dalga Yayılımı ***Oturum Başkanı: Doç. Dr. Ömer KASAR***
11:00 – 12:40	ID14 **FR-3 Spektrumundaki 5G Uygulamaları İçin Kazımalı Zemin Yapılı 1×2 Mikroşerit Yama Anten Tasarımı ve Karşılaştırmalı Analizi** *Barış Mert AKPINAR, Vadi Su YILMAZ, Barış Gürcan HAKANOĞLU*	ID44 **Silindirik Hazne Etrafına Yerleştirilmiş İkili Konformal Mikroşerit Anten Sistemindeki Bir Bakır Kürenin Sıcaklık ve Radyal Mesafe Değişimine Bağlı Sistem S Parametrelerinin İncelenmesi** *Tolga Keskin, Evren Ekmekçi*	ID66 **UHF Bandı için Besleme Noktası Kaydırılmış Asimetrik Dipol Antenin Parametrik Analizi** *Derya TODURGER, İsmail YARİÇİ*	ID26 **Hipertermi Uygulamaları için Esnek Anten Tasarımı Parametrelerinin Araştırılması** *Murathan Demir, Amirarshia Najari, Kamil Karaçuha, Gülşah Yıldız*	ID135 **X-Bant Uygulamaları için 10GHz Bant Geçiren FSY Tasarımı** *Münip Alper TEKİNARSLAN, Bilge ŞENEL*
	ID50 **Orbital Açısal Momentum Üreten Dairesel Anten Dizileri: Tek ve Çift Polarizasyonlu Örnekler** *Abdulkadir UZUN, İbrahim TEKİN*	ID58 **Geniş Bant Uyarlanabilir Soğurucu Frekans Seçici Yüzey Analiz ve Tasarımı** *Hamza Buğrahan Bölükbaşı, Mehmet Emre Eralp, Uğur Oğuz, Özlem Aydın Çivi*	ID67 **FMCW Radar Tabanlı El Hareketi Tanımada Fiziksel Simetri Denetimi ve Karşı-Olgusal Model Onarımı** *Mehmet Efe Çaycı, Eren Polat, Ayhan Altıntaş*	ID47 **Beyin Tümörü Sınır Tespitinde Açık Uçlu Koaksiyel Prob Aplikatörlerinin Maliyet-Performans Açısından Değerlendirilmesi** *Melike Miray TAŞCI, Cemanur AYDINALP*	ID63 **Akıllı TV Sistemleri Uygulamaları için Üç Bantlı Wi-Fi ve Bluetooth Baskılı Antenlerin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi** *İlayda Soykan, Eda Yılmaz, Mustafa Seçmen, Cevdet Ersavaş*
	ID123 **IMT-2030/6G Üst-Orta Bant Baz İstasyonları için 6.4 – 8.4 GHz Çift Kutuplu Açıklık-Kuplajlı Yama Anten Tasarımı** *Burak Uzman, Mehmet Çiydem*	ID61 **2.4 GHz ISM Bandı için Seyrek Voxel-PIFA Anten Tasarımı** *Eslem Didar METİN, Ceren ÇELİK, Hulusi AÇIKGÖZ*	ID69 **Makine Öğrenmesi Destekli Yama Anten Optimizasyonu** *Münir Akçay, İsmail YARİÇİ*	ID104 **Mikrodalga Hipertermi Fantomlarının 2 Boyutlu Kesit Sınıflandırmasında Eşikleme Yöntemlerinin Karşılaştırmalı Analizi** *Onur Çamlı, Cemanur Aydınalp, Gülşah Yıldız*	ID45 **Elazığ İyonosferinde Ordinari (O) Dalganın Elektrik Alan Yayılımının WKB, IVP ve BVP/Numerov Yöntemleriyle İncelenmesi** *Ali Yeşil, İbrahim Ünal, Kadri Kurt*
	ID126 **5G ve 6G-Yönelimli Sistemler için Meander Yüklü Açık Çerçeve Anten** *Adam ALIZADE, Kutlu KARAYAHŞİ, Mustafa SEÇMEN*	ID64 **2.4/5 GHz WLAN Bantları İçin Parametrik Eniyileme ile PIN Diyot Kontrollü Yeniden Yapılandırılabilir U-Slot Mikroşerit Anten Tasarımı** *Şeyma Avcı, Seçil Karatay, Osman Çiçek*	ID79 **Afet Sonrası Uydu Haberleşme Uygulamaları İçin GPS L1/L2 Bantlarında Çalışan Konikal Log-Spiral Antenin Tasarımı ve Analizi** *Mahmutcan DEMİR, İsmail YARİÇİ*	ID110 **Meme Kanseri Hipertermi Tedavisi İçin Yama Anten Tasarımı** *Nur Banu Aka, Gülşah Yıldız, Mesut Kartal*	ID46 **Elazığ İyonosferinde Ekstraordinari (X) Dalganın Elektrik Alan Yayılımının WKB, IVP ve BVP/Numerov Yöntemleriyle İncelenmesi** *Ali YEŞİL, Mehmet YAŞAR, Kadri KURT, Sinem ÖZTÜRK, Abdullah Omar SALİM*
	ID131 **5G Baz İstasyonları için Diferansiyel Beslemeli, Çift-Kutuplu, Genişbantlı, Askıda Yama Anten Tasarımı** *Münire Erkan, Burak Uzman, Mehmet Çiydem*	ID124 **Sensör Uygulamaları İçin Bölünmüş Silindirik Dielektrik Rezonatör ile Toroidal Dipol Mod Tabanlı Tamamı Dielektrik Metayüzey Tasarımı** *Nezihe Karacan*	ID98 **6G ISAC Sistemlerinde Çatı Yüksekliği Tahmini İçin Sionna RT ve Analitik Ters Çözüm** *Ömer Berkay ÖZYILMAZ, Fatma Sena TAŞCI, İpek YAZICI, Hulusi AÇIKGÖZ*	ID118 **Çoklu Elektrot Voltaj Değerleri Kullanarak Biyomimetik Elektrolokasyon** *Amir.B.Maralan, Gürhan Bulu, İsmail Uyanık*	ID11 **Grating Based Patch Antennas for Vortex Beam Radiation Arrays** *Elie Bokar, Hibatallah Elfadol, Mohamed Zahra, Mohamed Ahmed, Bisharo Said, Houssein Mohamed, Vladimir Yurchenko, Mehmet Ciydem, Burak Uzman*
12:40 – 13:40	**Öğle Yemeği – Kastamonu Üniversitesi Merkezi Yemekhane**				

	MMF 2010 (AMFİ) Aselsan Özel Oturumu 1 ***Oturum Başkanı: Prof. Dr. Özlem ÖZGÜN***	MMF 2011 (AMFİ) Anten Optimizasyonunda Yapay Zeka Destekli Yaklaşımlar ***Oturum Başkanı: Prof. Dr. Mehmet ÇİYDEM***	MMF 2001 Uydu Haberleşmesi, Radyo Astronomi ve Yer İstasyonları ***Oturum Başkanı: Dr. Gürhan BULU***	MMF 2002 İyonosferik TEİ Analizi ***Oturum Başkanı: Doç. Dr. Seçil KARATAY***	MMF 2003 URSI-TR Kurucuları M.İdemen - H.Serbest Özel Oturumu-1 (Online Platform) ***Oturum Başkanı: Prof. Dr. Ayhan ALTINTAŞ***
13:40 – 15:20	**ID35 Bilgisayarlı İyonküre Tomografisinde Radyo Örtülme Verisi Zaman Çözünürlüğünün Belirlenmesi** *Sinem Deniz Yenen, Feza Arıkan*	**ID65 MIMO ve Ultra Geniş Bant Uygulamalar için Dairesel Diskli/Yarıklı Mikroşerit Anten Tasarımı** *Beste Yağmur Avanoğlu, Mustafa Seçmen*	**ID40 Dizi Antenler Kullanılarak Hüzme Yönlendirme ve Uyarlanabilir Sıfır Taraması** *Zeynep Sena Güller, Bayram Koray Kasser, Kamil Karaçuha*	**ID2 HSS/HILDCAA Sonrası Millstone Hill İyonosondasında Gecikmeli F1-F2 Frekans Aralığı Daralması** *Serhat KORLAELÇİ, İbrahim ÜNAL*	***Prof. Dr. Mithat İDEMEN sunum***
	ID36 X ve Ku Bantlarında Sabit Hüzme Uygulamaları için Dielektrik Çubuk Yüklü Üçgen Oluklu Huni Anten Tasarımı *Alp Emir Gürsoy, Mustafa Kuloğlu, Kamil Karaçuha*	**ID68 Akım Dağılımı Tabanlı Mutasyon Operatörü ile Piksel Anten Optimizasyonu** *Ceren Çelik, Mustafa Bora Çelik, Hulusi Açıkgöz*	**ID49 Comparative Analysis and Development of a Power-Optimized, UHF Morse Beacon for Emergency Rescue and ARDF** *İsmail Hanifi Nal, Fulya Çallıalp*	**ID8 Orta Enlem TEİ'sinde Boylamsal Asimetrinin Nicelendirilmesi: Uzamsal Eğimlerin Düzlemsel Yönseme Analizi** *Şölen Kumbay Yıldız, Orhan Arıkan, Feza Arıkan*	***Prof. Dr. A.Hamit SERBEST sunum***
	ID51 RF Güç Yükselteci Paketlerinde Etkin Isıl Direnç Tabanlı Fizik Destekli Isıl Vekil Model Çerçevesi *Feyzi Taha TARHAN, Feza Turgay ÇELİK, Alperen TUNÇ, Kamil KARAÇUHA*	**ID71 Wi-Fi 6/6E Uygulamaları için Saplama Yüklü Çift Bant Yama Anten** *Sebile Şahinkaya, Yavuz Aşcı, Mustafa Seçmen*	**ID77 Türkiye'de Radyo Astronomi Vizyonu: Milli Uzay Programı, Kurumsal Altyapılar ve Yeni Projeler** *Mustafa Kürşad Yıldız*	**ID55 Türkiye CORS Ağından Elde Edilen IONOLAB-TEC Verilerinin Kalite Analizi ve Lineer İnterpolasyon ile Otomatik Düzgünleştirme** *Ali Çınar, Seçil Karatay, Feza Arıkan*	**ID32 Yeniden Kullanılabilir Bloklar ile Tasarlanmış, Frekans Seçici Yüzey (FSY) Uzamsal Filtrelerinin Geliştirilmesi** *Ebru Koyuncu, Umut Buluş, Sultan Can*
	ID72 Gömülü Cisimlere İlişkin İki Boyutlu Ters Saçılma Problemlerinde Optimizasyon İşlemine Dayalı Bir Seri Çözüm Yöntemi *Sezen Günaydın, T. Oğuz Topbaş, Gökhan Uzgören, Ali Alkumru*	**ID75 Hüzme Bölme için 1-Bit Kodlanmış X Bant Dielektrik Metayüzey Tasarımı** *Bülent Şulekoğlu, Nezihe Karacan, Evren Ekmekçi*	**ID93 TinyGS Tabanlı Düşük Bütçeli Bir Uydu Yer Gözlem İstasyonu: İstasyof** *Ömer Kasar, Taha Ege Daşlar, Esma Kibar, Elif Koca, Ayşenur Naldöğen, Hayrunnisa Umutlu, Göksel Turan*	**ID62 Orta-Enlemde İyonküre Katman Kalınlığının Parametrik Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu ile Karakterizasyonu** *O. Koroglu, F. Arikan*	**ID91 Elektromagnetik Dalgaların Asimetrik-Düzlemsel Silindirden Saçılması - I** *Filiz BİRBİR ÜNAL, Oğuzhan DEMİRYÜREK*
		ID130 Az Veri Koşulunda Dipol Anten Ters Tasarımı için Sinir Ağı ve PINN Karşılaştırması *Burak Uzman, Ali Mert Kuzucu, İlayda Can, Hulusi Açıkgöz*	**ID102 LEO Uyduları Fırsat Sinyallerinin Kör Doppler Takibi ile GNSS Bağımsız Konumlandırma Analizi** *Melike KAYA, Tolga SÖNMEZ*	**ID42 TUSAGA-Aktif İstasyonlarının İyonküre Fırtınalarına Tepkisinin Enlem ve Boylama Bağlı Konumsal Değişimi** *Makbule Hilal Mütevelli Öncül, Nazlıcan Gengeç Zorkun, Seçil Karatay, Faruk Erken*	

15:20 – 15:50	**Kahve Arası**

	MMF 2010 (AMFİ) Aselsan Özel Oturumu 2 ***Oturum Başkanı: Prof. Dr. Feza ARIKAN***	MMF 2011 (AMFİ) Yapay Zeka Destekli Piksel Anten Optimizasyonu ***Oturum Başkanı: Doç. Dr. Fulya BAĞCI***	MMF 2001 Elektromanyetik Saçılma ve Sayısal Çözüm Yöntemleri ***Oturum Başkanı: Doç. Dr. Kamil KARAÇUHA***	MMF 2002 Anten Ölçüm Teknikleri ve Performans Karakterizasyonu ***Oturum Başkanı: Dr. Öğr. Üyesi Göksel TURAN***	MMF 2003 URSI-TR Kurucuları M.İdemen - H.Serbest Özel Oturumu-2 (Online Platform) ***Oturum Başkanı: Doç. Dr. Osman ÇİÇEK***
15:50 – 17:30	**ID73 Ferrit Yükleme ile Minyatürize Edilmiş Geniş Bantlı Anten Tasarımı** *Merve SARI, Lale ALATAN*	**ID76 İki Aşamalı Genetik Algoritma ve Açıklanabilir Yapay Zeka Kullanılarak Pikselli Yama Anten Optimizasyonu** *Osman Ensar Karahan, Ahmet Faruk Karahan, Hulusi Açıkgöz*	**ID43 Otomatik Yerel Uyumlu Mükemmel Eşlenmiş Katman ile Üç Boyutlu Elektromanyetik Saçılma Problemi Çözümü** *Berk BURAL, Özlem ÖZGÜN*	**ID74 Zaman Domeninde Filtreleme ile Düşük Maliyetli Anten Ölçümlerinde Çok Yollu Yansımaların Azaltılması** *O. Gedikli, U. Bulus*	**ID33 TMM Tabanlı EM Yazılımın Doğrulanması İçin A-Sandviç Tipi Radom Tasarımı** *Asiye Aysu ŞAHİN, Mert YILMAZ, Fahrettin TURAL, Sultan CAN*
	ID81 Periyodik Yarık Kullanarak Geniş Bantlı SIW Faz Kaydırıcı Tasarımı *Mustafacan Kaldırım, Funda Akleman*	**ID78 Ayarlı Hat ve Fraktal Kapalı Halka Rezonatörü Yapıları ile Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık Tabanlı Sensör Tasarımı** *Hasan Çetin, Evren Ekmekçi*	**ID56 Düzlemsel Katmanlı Ortamda Yerleşik Saçıcılardan Silindirik Saçılmanın Sıfır Alan, Yardımcı Kaynak ve Çok-Kutup Açılım Formülasyonlarıyla İncelenmesi** *Mehmet Emin Geçer, Murat Enes Hatipoğlu, Kamil Karaçuha, Aytaç Alparslan, Fatih Dikmen, Vasil Tabatadze*	**ID106 Dört Sektör Hüzme Anahtarlamalı Konformal Anten Sistemi** *Efe Berke Erdar, Ömürcan Aydın, Aybüke Begüm Kolsuz, Sude Yıldız, Mehmet Çiydem*	**ID99 STL Uçak Geometrisi Üzerinde Lagrange Gevşetmesi Tabanlı EMC- Duyarlı Kablo Demeti Rotalaması: Kalkanlamanın Etkin Bir Rotalama Kaldıracı Olarak Kullanımı** *Ümit Can ÜNAL, Ahmet KIZILAY*
	ID82 Şekillendirilmiş Alt Reflektörlü Cassegrain Reflektör Tasarımı *Koray TAP, Fatma Ecem DOĞAN*	**ID80 Log-Periyodik Antenlerde Boyut Küçültme Yöntemlerinin Karşılaştırılması** *Mehmet Can Özgönül, Yavuz Aşcı, Mustafa Seçmen*	**ID57 Düzlemsel Katmanlı Ortamda Sommerfeld İntegrasyon Yolunun Genetik Algoritma ve Sinir Ağı Temelli İnce Ayarı** *Murat Enes Hatipoğlu, Mehmet Emin Geçer, Aytaç Alparslan, Fatih Dikmen*	**ID111 Düşük Maliyetli Milimetre Dalga FMSD Radarı ile Hassas Yükseklik Ölçüm Sınırlarının Deneysel Kestirimi** *Veli Öğüt, Maaz Ali Awan, Mehmet Karakaya, Ali Kara*	**ID133 Halter Tipi Kusurlu Toprak Yapısı ile Performansı İyileştirilmiş S-Bant Saç Tokası Bant Geçiren Filtre Tasarımı** *Cemre Bengisu ŞAR, Emirhan GÖZEL, İrem ATALAY, Emirhan SAĞ, Sultan CAN*
	ID96 Elektriksel Olarak Küçük Antenler İçin Negatif Empedans Dönüştürücü Devre Tasarımı ve Kararlılık Analizi *Mahmut Hakkı BARAN, Durmuş GEBEŞOĞLU*	**ID84 Piksel Tabanlı Yama Anten Optimizasyonunda Shapley Değerleri ile Yorumlanabilirlik** *Mustafa Bora Çelik, Ceren Çelik, Hulusi Açıkgöz*	**ID94 Levy Uçuşu Destekli QPSO ve Pikselizasyon ile Mikroşerit Yama Anten Minyatürleştirilmesi** *Hakan Taşdemir, Hulusi Açıkgöz*	**ID132 Eş-Merkezli Çift Kare Halka Frekans Seçici Yüzey için Tam-Dalga Doğrulamalı Vekil-Model Destekli Ters Tasarım** *Hilal Nur Havadır, Prof. Dr. Peyman MAHOUTİ*	**ID92 Elektromagnetik Dalgaların Asimetrik-Düzlemsel Silindirden Saçılması - II** *Oğuzhan DEMİRYÜREK, Filiz BİRBİR ÜNAL*
		ID85 Pikselleştirilmiş Mikroşerit Antenin NSGA-II ile Optimizasyonu *Enes Öden, Doç. Dr. Hulusi Açıkgöz*	**ID113 Elektriksel Olarak Büyük Platformların Üzerinde Eşdeğer Kaynak Yöntemiyle Anten Kuplaj Hesabı** *Özgür Eriş, Lale Alatan, Özgür Ergül*	**ID24 Alternatif Akım Elektrikli Şarj Cihazlarında LTE Hücresel Haberleşme Anten Performansının Elektromanyetik Alan Analizleri ile İyileştirilmesi** *Rümeysa Tuba Seven İyison, Mustafa Seçmen*	**ID29 2.4 GHz Mikroşerit Antenlerde Yapı Malzemelerinin Elektromanyetik Performans Parametreleri Üzerindeki Etkilerinin HFSS Tabanlı Analizi** *İbrahim Özpiçak, Dr. Öğr. Üyesi Zafer Emre Albayrak*

19:00 – 23:00	**Gala Yemeği** **Amorium Otel**

09 Eylül 2026 Çarşamba (3. Gün)

	MMF 2010 (AMFİ) Anten Optimizasyonu ve Elektromanyetik Uyumluluk ***Oturum Başkanı: Doç. Dr. Yavuz AŞÇI***	MMF 2011 (AMFİ) 5G/Uydu Anten Dizileri ve Filtre Tasarımı ***Oturum Başkanı: Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN***	MMF 2001 Haberleşme Sistemleri ve Radar Tabanlı İzleme ***Oturum Başkanı: Doç. Dr. Yücel ÇETİNCEVİZ***	MMF 2002 Radar Görüntüleme, Anten Tasarımı ve RF Ölçüm Sistemleri ***Oturum Başkanı: Prof. Dr. İbrahim ÜNAL***	MMF 2003 Enerji Seçici Yüzeyler, Optik ve Uzay Fiziği ***Oturum Başkanı: Dr. Öğr. Üyesi Muhammed TAN***
09:00 – 10:40	ID86 **İki Aşamalı Memetik HBA ile Mikroşerit Anten Boyut Küçültmesi** *Barın Kır, Salih Doğrusever, Hulusi Açıkgöz*	ID97 **Uydu Navigasyon Sistemleri İçin U-Biçimli Yarık Yüklemeli Minyatürize Mikroşerit Yama Anten Dizisi** *Yeşim Piroğlu, Fatih Korkmaz, Özgür Özdemir*	ID95 **Bütünleşik Algılama ve Haberleşme Sistemleri için Uzamsal Yol İndeks Modülasyonu** *Ahmed Saleem, Ahmet Mete Elbir*	ID100 **ISAR Görüntülerinde Periyodik Yatay Şerit Gürültüsünün Bastırılması** *Burçin ÇALIKOĞLU, Mehmet Fatih ÇELİK, Deniz KARAÇOR, Okan Mert YÜCEDAĞ*	ID109 **Antenler için Yüksek Mikrodalga Güçlere Karşı Enerji Seçici Yüzey Tasarımı** *Adem Kocyigit, Onur Arsalı, Burak Çelik, M. Burak Karadeniz, Bahattin Türetken*
	ID87 **Drone Tespiti ve Radar Uygulamaları İçin Sahte Yüzey Plazmon Polaritonlara Dayalı Çok Bantlı Uçtan Işımalı Anten** *Göksel Turan*	ID108 **YAN HATLI N/2N BAND DURDURAN FİLTRE TASARIMI** *Yiğit DEMİR, Muhammed KARPUZ, Gülfem Balasu FIRAT, Ceyhun KARPUZ*	ID101 **Otoenkoder Tabanlı Kablosuz Haberleşme Sistemi Tasarımı** *Ömer Süha Aydoğdu, Bekir Levent Avan, Özgür Ertuğ*	ID103 **5G ve 6G Haberleşme Sistemleri İçin Kompakt Çok Katmanlı Ortak Açıklıklı Vivaldi–Dipol Çift Bant Anten Tasarımı** *Zeynep ONAT, İsmail YARİÇİ, Muhammed İKRAM*	ID112 **Serbest Formlu Optik Bileşenlerin Katmanlı İmalatı: Sayısal Tasarım, Fotopolimerizasyon ve Lazerle Yüzey İyileştirmeye Dayalı Hibrit Bir Yaklaşım** *Kaan TURAN, Ahmet İREN, Erhan AKMAN*
	ID1 **L, S ve C Bantları İçin Geniş Bantlı ve Minyatürize Bant Durduran Frekans Seçici Yüzey Tasarımı** *Naciye Karagül, Bilge Şenel*	ID122 **Tabana Tümleşik Dalga Kılavuzu Besleme Ağının 5G n257 / n258 / n261 Çift Kutuplu Açıklık-Kuplajlı Yama Anten Dizisi Performansına Etkisi** *Burak Uzman, Mehmet Çiydem*	ID116 **S-Bant Telemetri Uygulamaları İçin Hüzme Anahtarlamalı Anten Sistemi Geliştirilmesi** *Furkan Kuru, Melik Çağrı Ekici, Neslihan Karayılan, İkranur Ceylan, Mehmet Çiydem*	ID107 **Taşınabilir Vektör Ağ Analizörü Tabanlı Kablosuz Erişimli S-Parametre Ölçüm Platformunun Geliştirilmesi ve Doğrulanması** *Nil Yildirim, Fulya Bagci*	ID10 **Reciprocity in Measuring Time Intervals in Moving Relativistic Frames** *Vladimir Yurchenko*
	ID7 **Askeri ve Sivil EMC Test Yöntemleri Açısından COTS Ekipmanlarının Diferansiyel Modda Işıma Yoluyla Alınganlığının Değerlendirilmesi** *Elifnur Kara, Fatih Üstüner*	ID70 **24. ve 25. Güneş Döngülerinde İyonküre Fırtına Yayılımının ve TEİ Değişimlerinin Grafik Tabanlı Uzay-Zamansal Derin Öğrenme ile Modellenmesi** *Saide Eda Gül, Seçil Karatay, Feza Arıkan*	ID134 **Göçük Altı Arama Kurtarma Çalışmaları için Sürekli Dalga Radar ile Solunum ve Hareket Analizi** *Tuçe Çarkı, Gökçen Erbay, Melek Daşbaşı, Ahmet Serdar Türk*	ID119 **GNSS Tabanlı Toplam Elektron İçeriği Kullanılarak Türkiye'de Yıldırım Kaynaklı İyonosferik Tedirginliklerin Belirlenmesi** *Tuğba ACAR, Ramazan ATICI, Serhat KORLAELÇİ*	ID54 **Jeomanyetik Fırtına Saatlerinin Gezegenler arası Etkenlerden Makine Öğrenmesi ile Sınıflandırılması ve SHAP tabanlı Açıklanması** *Muhammed Tan, Seçil Karatay*

11:00 – 19:30	**Horma Kanyonu Gezisi – Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi Otoparkı**

Bildiriler

Bildiri ID	Bildiri Başlığı	Sayfa No
1	L, S ve C Bantları İçin Geniş Bantlı ve Minyatürize Bant Durduran Frekans Seçici Yüzey Tasarımı	1
2	HSS/HILDCAA Sonrası Millstone Hill İyonosondasında Gecikmeli F1-F2 Frekans Aralığı Daralması	4
3	Yapay Zeka Destekli Veri Modelleri ile Tam Dalga Elektromanyetik Analiz Yöntemleri	7
4	Yardımcı Kaynaklar Yöntemi ile Monostatik Radar Kesit Alanı İndirgemesi İçin İletken Küre Dizilerinin İncelenmesi	10
5	İHA Operasyonlarında Uçta Hesaplama Destekli Anlamsal Veri İletimi	13
6	FMCW Radar Altimetresi Vuru Sinyalinin Dalgacık Dönüşümü Tabanlı Gürültü Temizleme ile İyileştirilmesi	16
7	Askeri ve Sivil EMC Test Yöntemleri Açısından COTS Ekipmanlarının Diferansiyel Modda Işıma Yoluyla Alınganlığının Değerlendirilmesi	23
8	Orta Enlem TEİ'sinde Boylamsal Asimetrinin Nicelendirilmesi: Uzamsal Eğimlerin Düzlemsel Yönseme Analizi	26
9	C ve X Bantlarında Çalışan Yuva-Yüklü Çok- Bantlı Mikroşerit Yama Anten Tasarımı ve Ölçümü	29
10	Reciprocity in Measuring Time Intervals in Moving Relativistic Frames	32
11	Grating Based Patch Antennas for Vortex Beam Radiation Arrays	35
12	Zaman Modülasyonlu Anten Dizilerinde Anlık Kazanç Düzeltmesi	38
14	FR-3 Spektrumundaki 5G Uygulamaları İçin Kazımalı Zemin Yapılı 1×2 Mikroşerit Yama Anten Tasarımı ve Karşılaştırmalı Analizi	41
15	Yardımcı Kaynaklar Yöntemiyle Düzgün Kesitli Mükemmel İletken Silindirik Cisimlerden Saçılmanın İncelenmesi: Melez Bir Yaklaşım	44
16	İSTANBUL ÜZERİNDE JEOMANYETİK FIRTINA KAYNAKLI İYONOSFERİK ELEKTRON YOĞUNLUĞUNUN DEĞİŞİMİ: BİR VAKA İNCELEMESİ	47
18	Glikoz Konsantrasyonunun Algılanması İçin Metamalzeme Esinli Anten ve Frekans Seçici Yüzey (FSY) Tabanlı Mikrodalga Sensör	50
19	Rezonans Koşulu Altında Foton Dalga Fonksiyonu Normalizasyonunun ZUNM Yöntemi ile İncelenmesi	53
20	Dispersif Süperparamanyetik ve Kayıplı bir Katman içeren ZUEM Problemlerinin KS-ZUSF Yöntemi ile Çözümü için YDD Tabanlı KFK-MUK Geliştirilmesi	56
21	İki Bantta Çalışan Tek Beslemeli Dairesel Kutuplu Mikroşerit Anten Tasarımı ve Analizi	59
22	Hücre-Dışı Ortak Anten Seçimi ve Hibrit Işın Oluşturma için Grafik Sinir Güçlendirme Öğrenimi Kullanımı	62
23	Özdeş Yapıda Rastgele Dağılımlı Bakır Yapıların İletim Karakteristiği Üzerindeki Etkileri	65
24	Alternatif Akım Elektrikli Şarj Cihazlarında LTE Hücresel Haberleşme Anten Performansının Elektromanyetik Alan Analizleri ile İyileştirilmesi	68
26	Hipertermi Uygulamaları için Esnek Anten Tasarımı Parametrelerinin Araştırılması	71
27	Oluklu Dairesel Substrat Tümleşik Dalga Kılavuzu Kaviteye Dayalı Dairesel Polarizasyonlu Anten	74
28	Bükülme Koşulları Altında ZnO-GA Mürekkep Tabanlı Esnek Biyouyumlu Yongasız Çınlaçların Geri Saçılma Özelliklerinin Belirlenmesi	77
29	2.4 GHz Mikroşerit Antenlerde Yapı Malzemelerinin Elektromanyetik Performans Parametreleri Üzerindeki Etkilerinin HFSS Tabanlı Analizi	80
30	Değişen Bitki Yoğunluğu ve Bitki Su İçeriği Durumlarında Çipsiz RFID Algılama	83
32	Yeniden Kullanılabilir Bloklar ile Tasarlanmış, Frekans Seçici Yüzey (FSY) Uzamsal Filtrelerinin Geliştirilmesi	86

Bildiri ID	Bildiri Başlığı	Sayfa No
33	TMM Tabanlı EM Yazılımın Doğrulanması İçin A-Sandviç Tipi Radom Tasarımı	89
34	Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu Beslemeli Yama Antenlerde Örüntü Yeniden Yapılandırılabilirliği	92
35	Bilgisayarlı İyonküre Tomografisinde Radyo Örtülme Verisi Zaman Çözünürlüğünün Belirlenmesi	95
36	X ve Ku Bantlarında Sabit Hüzme Uygulamaları için Dielektrik Çubuk Yüklü Üçgen Oluklu Huni Anten Tasarımı	98
37	Radar Sistemlerinde Renkli Gürültü Karıştırmanın MTI Süzgeci ile CFAR Sezicide Etkileri	101
38	Açık Uçlu C16 Karbon Nanokonide Eğrilik- Kenar Etkileşiminin Elektronik ve Fotonik Tanımlayıcılara Etkisi	104
39	Yön-Kovaryans Destekli Radar-LiDAR Taramasında Uyarlanabilir Uzaktan Algılama Modeli	107
40	Dizi Antenler Kullanılarak Hüzme Yönlendirme ve Uyarlanabilir Sıfır Taraması	110
41	İnsansız Hava Aracı Haberleşmesi için 2.4 GHz Mikroşerit Antenlerde FR-4 ve Petek Yapılı PETG Substrat Performans Karşılaştırması	113
42	TUSAGA-Aktif İstasyonlarının İyonküre Fırtınalarına Tepkisinin Enlem ve Boylama Bağlı Konumsal Değişimi	116
43	Otomatik Yerel Uyumlu Mükemmel Eşlenmiş Katman ile Üç Boyutlu Elektromanyetik Saçılma Problemi Çözümü	119
44	Silindirik Hazne Etrafına Yerleştirilmiş İkili Konformal Mikroşerit Anten Sistemindeki Bir Bakır Kürenin Sıcaklık ve Radyal Mesafe Değişimine Bağlı Sistem S Parametrelerinin İncelenmesi	122
45	Elazığ İyonosferinde Ordinari (O) Dalganın Elektrik Alan Yayılımının WKB, IVP ve BVP/Numerov Yöntemleriyle İncelenmesi	125
46	Elazığ İyonosferinde Ekstraordinari (X) Dalganın Elektrik Alan Yayılımının WKB, IVP ve BVP/Numerov Yöntemleriyle İncelenmesi	128
47	Beyin Tümörü Sınır Tespitinde Açık Uçlu Koaksiyel Prob Aplikatörlerinin Maliyet-Performans Açısından Değerlendirilmesi	131
48	Grafit Katkılı Silikon İle Esnek Dielektrik Saçıcı Yüzeyler	134
49	Comparative Analysis and Development of a Power-Optimized, UHF Morse Beacon for Emergency Rescue and ARDF	137
50	Orbital Açısal Momentum Üreten Dairesel Anten Dizileri: Tek ve Çift Polarizasyonlu Örnekler	140
51	RF Güç Yükselteci Paketlerinde Etkin Isıl Direnç Tabanlı Fizik Destekli Isıl Vekil Model Çerçevesi	143
52	Glikoz Algılama Uygulamaları için Üçgen CSRR Tabanlı Bir Mikrodalga Sensörün Tasarımı ve Elektromanyetik Analizi	146
53	BFP650 Transistörünün Yapay Sinir Ağı Tabanlı Vekil Modellenmesi	149
54	Jeomanyetik Fırtına Saatlerinin Gezegenler arası Etkenlerden Makine Öğrenmesi ile Sınıflandırılması ve SHAP tabanlı Açıklanması	152
55	Türkiye CORS Ağından Elde Edilen IONOLAB-TEC Verilerinin Kalite Analizi ve Lineer İnterpolasyon ile Otomatik Düzgünleştirme	155
56	Düzlemsel Katmanlı Ortamda Yerleşik Saçıcılardan Silindirik Saçılmanın Sıfır Alan, Yardımcı Kaynak ve Çok-Kutup Açılım Formülasyonlarıyla İncelenmesi	158
57	Düzlemsel Katmanlı Ortamda Sommerfeld İntegrasyon Yolunun Genetik Algoritma ve Sinir Ağı Temelli İnce Ayarı	161
58	Geniş Bant Uyarlanabilir Soğurucu Frekans Seçici Yüzey Analiz ve Tasarımı	164
59	Sub-6 GHz 5G Uygulamaları için Anahtarlamalı Hüzmeli Akıllı Anten Dizisi Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi	167
61	2.4 GHz ISM Bandı için Seyrek Voxel-PIFA Anten Tasarımı	170

Bildiri ID	Bildiri Başlığı	Sayfa No
62	Orta-Enlemde İyonküre Katman Kalınlığının Parametrik Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu ile Karakterizasyonu	173
63	Akıllı TV Sistemleri Uygulamaları için Üç Bantlı Wi-Fi ve Bluetooth Baskılı Antenlerin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi	176
64	2.4/5 GHz WLAN Bantları İçin Parametrik Eniyileme ile PIN Diyot Kontrollü Yeniden Yapılandırılabilir U- Slot Mikroşerit Anten Tasarımı	179
65	MIMO ve Ultra Geniş Bant Uygulamalar için Dairesel Diskli/Yarıklı Mikroşerit Anten Tasarımı	182
66	UHF Bandı için Besleme Noktası Kaydırılmış Asimetrik Dipol Antenin Parametrik Analizi	185
67	FMCW Radar Tabanlı El Hareketi Tanımada Fiziksel Simetri Denetimi ve Karşı-Olgusal Model Onarımı	188
68	Akım Dağılımı Tabanlı Mutasyon Operatörü ile Piksel Anten Optimizasyonu	191
69	Makine Öğrenmesi Destekli Yama Anten Optimizasyonu	194
70	24. ve 25. Güneş Döngülerinde İyonküre Fırtına Yayılımının ve TEİ Değişimlerinin Grafik Tabanlı Uzay- Zamansal Derin Öğrenme ile Modellenmesi	197
71	Wi-Fi 6/6E Uygulamaları için Saplama Yüklü Çift Bant Yama Anten	200
72	Gömülü Cisimlere İlişkin İki Boyutlu Ters Saçılma Problemlerinde Optimizasyon İşlemine Dayalı Bir Seri Çözüm Yöntemi	203
73	Ferrit Yükleme ile Minyatürize Edilmiş Geniş Bantlı Anten Tasarımı	206
74	Zaman Domeninde Filtreleme ile Düşük Maliyetli Anten Ölçümlerinde Çok Yollu Yansımaların Azaltılması	209
75	Hüzme Bölme için 1-Bit Kodlanmış X Bant Dielektrik Metayüzey Tasarımı	212
76	İki Aşamalı Genetik Algoritma ve Açıklanabilir Yapay Zeka Kullanılarak Pikselli Yama Anten Optimizasyonu	215
77	Türkiye'de Radyo Astronomi Vizyonu: Milli Uzay Programı, Kurumsal Altyapılar ve Yeni Projeler	218
78	Ayarlı Hat ve Fraktal Kapalı Halka Rezonatörü Yapıları ile Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık Tabanlı Sensör Tasarımı	221
79	Afet Sonrası Uydu Haberleşme Uygulamaları İçin GPS L1/L2 Bantlarında Çalışan Konikal Log-Spiral Antenin Tasarımı ve Analizi	224
80	Log-Periyodik Antenlerde Boyut Küçültme Yöntemlerinin Karşılaştırılması	227
81	Periyodik Yarık Kullanarak Geniş Bantlı SIW Faz Kaydırıcı Tasarımı	230
82	Şekillendirilmiş Alt Reflektörlü Cassegrain Reflektör Tasarımı	233
84	Piksel Tabanlı Yama Anten Optimizasyonunda Shapley Değerleri ile Yorumlanabilirlik	236
85	Pikselleştirilmiş Mikroşerit Antenin NSGA-II ile Optimizasyonu	239
86	İki Aşamalı Memetik HBA ile Mikroşerit Anten Boyut Küçültmesi	242
87	Drone Tespiti ve Radar Uygulamaları İçin Sahte Yüzey Plazmon Polaritonlara Dayalı Çok Bantlı Uçtan Işımalı Anten	245
88	V2X Araç Üstü ve Yol Kenarı Birimlerinde Verici Gücü Kararlılığı İçin Adaptif İki Aşamalı Kalibrasyon Çerçevesi	248
89	LoRa Haberleşmesine Yönelik Dairesel Polarize Minyatür PIFA Dizileri İçin Kompakt Stripline Besleme Ağı	251
90	V2X SDR Haberleşme Birimlerinde Alım Eşik Değeri Kalibrasyonunun Uzaktan Yazılım Arayüzü Tabanlı Otomasyonu	254
91	Elektromagnetik Dalgaların Asimetrik-Düzlemsel Silindirden Saçılması - I	257
92	Elektromagnetik Dalgaların Asimetrik-Düzlemsel Silindirden Saçılması - II	260
93	TinyGS Tabanlı Düşük Bütçeli Bir Uydu Yer Gözlem İstasyonu: İstasyof	263
94	Levy Uçuşu Destekli QPSO ve Pikselizasyon ile Mikroşerit Yama Anten Minyatürleştirilmesi	266

Bildiri ID	Bildiri Başlığı	Sayfa No
95	Bütünleşik Algılama ve Haberleşme Sistemleri için Uzamsal Yol İndeks Modülasyonu	269
96	Elektriksel Olarak Küçük Antenler İçin Negatif Empedans Dönüştürücü Devre Tasarımı ve Kararlılık Analizi	272
97	Uydu Navigasyon Sistemleri İçin U-Biçimli Yarık Yüklemeli Minyatürize Mikroşerit Yama Anten Dizisi	275
98	6G ISAC Sistemlerinde Çatı Yüksekliği Tahmini İçin Sionna RT ve Analitik Ters Çözüm	278
99	STL Uçak Geometrisi Üzerinde Lagrange Gevşetmesi Tabanlı EMC- Duyarlı Kablo Demeti Rotalaması: Kalkanlamanın Etkin Bir Rotalama Kaldıracı Olarak Kullanımı	281
100	ISAR Görüntülerinde Periyodik Yatay Şerit Gürültüsünün Bastırılması	284
101	Otoenkoder Tabanlı Kablosuz Haberleşme Sistemi Tasarımı	287
102	LEO Uyduları Fırsat Sinyallerinin Kör Doppler Takibi ile GNSS Bağımsız Konumlandırma Analizi	290
103	5G ve 6G Haberleşme Sistemleri İçin Kompakt Çok Katmanlı Ortak Açıklıklı Vivaldi–Dipol Çift Bant Anten Tasarımı	293
104	Mikrodalga Hipertermi Fantomlarının 2 Boyutlu Kesit Sınıflandırmasında Eşikleme Yöntemlerinin Karşılaştırmalı Analizi	296
106	Dört Sektör Hüzme Anahtarlamalı Konformal Anten Sistemi	299
107	Taşınabilir Vektör Ağ Analizörü Tabanlı Kablosuz Erişimli S-Parametre Ölçüm Platformunun Geliştirilmesi ve Doğrulanması	302
108	YAN HATLI N/2N BAND DURDURAN FİLTRE TASARIMI	305
109	Antenler için Yüksek Mikrodalga Güçlere Karşı Enerji Seçici Yüzey Tasarımı	308
110	Meme Kanseri Hipertermi Tedavisi İçin Yama Anten Tasarımı	311
111	Düşük Maliyetli Milimetre Dalga FMSD Radarı ile Hassas Yükseklik Ölçüm Sınırlarının Deneysel Kestirimi	314
112	Serbest Formlu Optik Bileşenlerin Katmanlı İmalatı: Sayısal Tasarım, Fotopolimerizasyon ve Lazerle Yüzey İyileştirmeye Dayalı Hibrit Bir Yaklaşım	317
113	Elektriksel Olarak Büyük Platformların Üzerinde Eşdeğer Kaynak Yöntemiyle Anten Kuplaj Hesabı	320
114	Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Yöntemi Tabanlı Matris-Vektör Çarpımlarının Makine Öğrenmesi İşlemleriyle Hızlandırılması	323
115	Düşük Maliyetli Teflon (PTFE) Taban Malzemesi Üzerinde Mikroşerit Filtrelerin Tasarımı, Üretimi ve Ölçümü	326
116	S-Bant Telemetri Uygulamaları İçin Hüzme Anahtarlamalı Anten Sistemi Geliştirilmesi	329
117	Azaltılmış Yoklama Ölçümleriyle Bütünleşik Algılama-Haberleşme Sistemlerinde Makine Öğrenmesi Tabanlı Huzme Seçimi	332
118	Çoklu Elektrot Voltaj Değerleri Kullanarak Biyomimetik Elektrolokasyon	335
119	GNSS Tabanlı Toplam Elektron İçeriği Kullanılarak Türkiye'de Yıldırım Kaynaklı İyonosferik Tedirginliklerin Belirlenmesi	338
120	Yer Altı Görüntüleme Radarı (GPR) Uygulamaları İçin Çift Bantlı Papyon Anten Tasarımı	341
122	Tabana Tümleşik Dalga Kılavuzu Besleme Ağının 5G n257 / n258 / n261 Çift Kutuplu Açıklık-Kuplajlı Yama Anten Dizisi Performansına Etkisi	344
123	IMT-2030/6G Üst-Orta Bant Baz İstasyonları için 6.4 – 8.4 GHz Çift Kutuplu Açıklık-Kuplajlı Yama Anten Tasarımı	347
124	Sensör Uygulamaları İçin Bölünmüş Silindirik Dielektrik Rezonatör ile Toroidal Dipol Mod Tabanlı Tamamı Dielektrik Metayüzey Tasarımı	350
125	2.4 GHz Giyilebilir Antende Anten–Vücut Ayrım Mesafesinin Empedans Uyumu ve Güç- Normalize SAR Üzerindeki Etkisinin Sayısal İncelenmesi	353
126	5G ve 6G-Yönelimli Sistemler için Meander Yüklü Açık Çerçeve Anten	356
127	Babinet Prensibi Kapsamında Tamamlayıcı Anten Geometrileri Arasındaki İlişkinin	359

Bildiri ID	Bildiri Başlığı	Sayfa No
	Temel Parametrelerle Tartışılması	
128	Çift Rezonanslı Bant Durduran ve Babinet Bant Geçiren Frekans Seçici Yüzey Tasarımı: Açık Kaynak ve Ticari Hesaplama Araçlarının Çapraz Doğrulamalı Analizi	362
129	Elektrik Alan Uygulamasının TPU/Benzoik Asit Kompozitlerinin Süseptans Özellikleri Üzerine Etkisi	365
130	Az Veri Koşulunda Dipol Anten Ters Tasarımı için Sinir Ağı ve PINN Karşılaştırması	368
131	5G Baz İstasyonları için Diferansiyel Beslemeli, Çift-Kutuplu, Genişbantlı, Askıda Yama Anten Tasarımı	371
132	Eş-Merkezli Çift Kare Halka Frekans Seçici Yüzey için Tam-Dalga Doğrulamalı Vekil-Model Destekli Ters Tasarım	374
133	Halter Tipi Kusurlu Toprak Yapısı ile Performansı İyileştirilmiş S-Bant Saç Tokası Bant Geçiren Filtre Tasarımı	377
134	Göçük Altı Arama Kurtarma Çalışmaları için Sürekli Dalga Radar ile Solunum ve Hareket Analizi	380
135	X-Bant Uygulamaları için 10GHz Bant Geçiren FSY Tasarımı	384

L, S ve C Bantları İçin Geniş Bantlı ve Minyatürize Bant Durduran Frekans Seçici Yüzey Tasarımı

Naciye Karagül, Bilge Şenel
Süleyman Demirel Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Isparta
karagulnaciye00@gmail.com, bilgeturkel@sdu.edu.tr,

Özet: *Bu çalışmada, L, S ve C frekans bantlarını kapsayan, geniş bantlı ve minyatürize bant durduran bir Frekans Seçici Yüzey (FSY) tasarımı sunulmaktadır. 10mmx10mm boyutlarındaki birim hücre, üç karesel döngü ve kare döngülerin merkezdeki bir yıldıza bağlandığı özgün bir geometriye sahiptir. Tasarım CST Studio Suite ile simüle edilmiş ve ADS Eşdeğer Devre Modeli ile doğrulanmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre önerilen yapı, 3.8 GHz merkez frekansında (f_0) 1.65-7.11 GHz aralığını kapsayarak %143.7 kesirsel bant genişliği sunmaktadır. TE/TM polarizasyon duyarsız olan tasarım, 60°'ye kadar eğik geliş açılarında yüksek kararlılık sergiler. Kompakt yapı, çoklu-bant elektromanyetik girişim (EMG) ekranlama uygulamaları için idealdir.*

Abstract: *In this study, a wideband and miniaturized stop-band Frequency Selective Surface (FSS) design covering the L, S, and C frequency bands is presented. The 10 mm x 10 mm unit cell features a unique geometry where three square loops are connected to a central star. The design was simulated using CST Studio Suite and validated with an ADS Equivalent Circuit Model. According to the simulation results, the proposed structure provides a fractional bandwidth of 143.7%, covering the 1.65-7.11 GHz range at a center frequency of 3.8 GHz. The design, which is TE/TM polarization-insensitive, exhibits high stability at oblique incidence angles up to 60°. The compact structure is ideal for multi-band electromagnetic interference (EMI) shielding applications.*

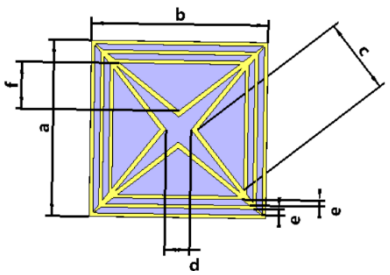
1. Giriş

Frekans Seçici Yüzeyler (FSY), elektromanyetik girişim ekranlama sistemlerinde yaygın olarak kullanılan uzaysal filtrelerdir. Güncel literatürde; Nesnelerin İnterneti (IoT) ekosistemi için esnek ve yeniden yapılandırılabilir yapılar [1, 2] ile özellikle 1.8 GHz GSM ve 2.4 GHz WLAN gibi spesifik haberleşme bantlarına yönelik ekranlama çözümleri [3, 4] ön plana çıkmaktadır. Ancak, elektriksel olarak uzun dalga boyuna sahip L, S ve C bantlarının tamamını kapsayan geniş bant karakteristiğini, daha küçük birim hücre boyutları ile standart düzlemsel yapılarda eşzamanlı elde etmek temel bir tasarım kısıtıdır.

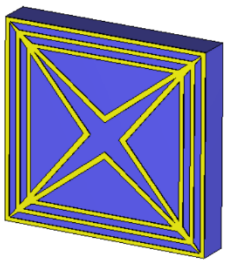
Bu çalışmada, yüksek bant genişliği ve daha küçük birim hücre boyutu isterlerini aynı anda sağlayabilmek amacıyla 10mmx10mm (f_0'da $\lambda_0/8$) boyutlarında, tek katmanlı ve kompakt geniş bant bir FSY tasarımı sunulmaktadır. Merkezdeki bir yıldız yapıya bağlanan üç kare döngüden oluşan FSY geometrisi yüksek kapasitif kuplaja sahiptir. 3.8 GHz merkez frekansında $-55dB$ S_{21}'e ve $-0.1dB$ S_{11}'e sahiptir. 1.65 GHz-7.11 GHz frekans aralığında $S_{21} < -10dB$ bant genişliği elde edilmiştir. Önerilen FSY %143.7 kesirsel bant genişliğine sahiptir. TE/TM polarizasyon duyarsızlık ve 60°'ye kadar açısal kararlılık sergileyen tasarım, çoklu-bant EMG ekranlama uygulamaları için yüksek performanslı ve üretim toleransları dikkate alınarak uygulanabilir bir alternatif sunmaktadır.

2. Tasarım ve Geometri

Çalışmada Rogers RO4003C ($\varepsilon_r = 3.55, tan\delta = 0.0027, h = 1.524\ mm$) alttaşı kullanılmıştır. Birim hücre boyutları $10\ mm\ x\ 10\ mm$'dir.

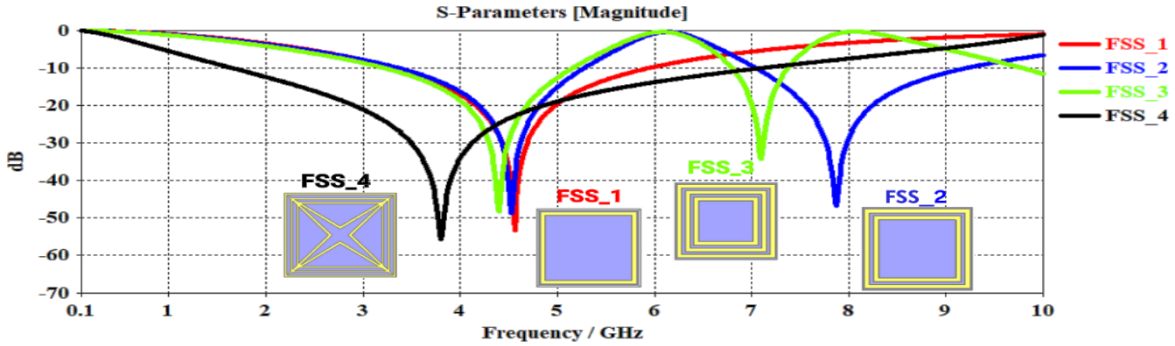


a	b	c	d	e	f
10	9.9875	4.3158	1.4142	0.3333	2.67



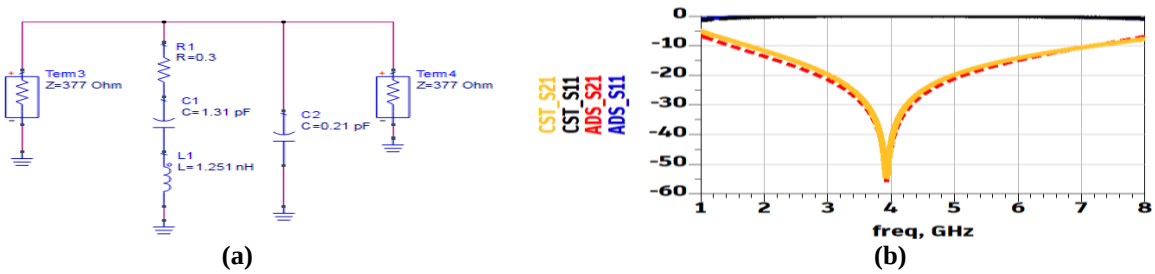
Şekil 1: Çalışmada önerilen FSY birim hücresi geometrisi ve boyutları (mm) (a: Alt tabaka genişliği, b: Dış bakır yama uzunluğu, c, d, e, f: İç iletken yıldız ve kare halkalara ait geometrik parametreler.)

Tasarımın nihai haline ulaşması için adım adım bir ilerleme süreci izlenmiştir. Şekil 2'de görüldüğü üzere, basit bir karesel döngüden (FSS_1) başlanarak yapıya iç içe iki ve üç karesel döngü (FSS_2 ve FSS_3) ve son olarak



Şekil 2: FSS birim hücresinin tasarım aşamaları ve bu aşamalara ait S-parametre yanıtları.

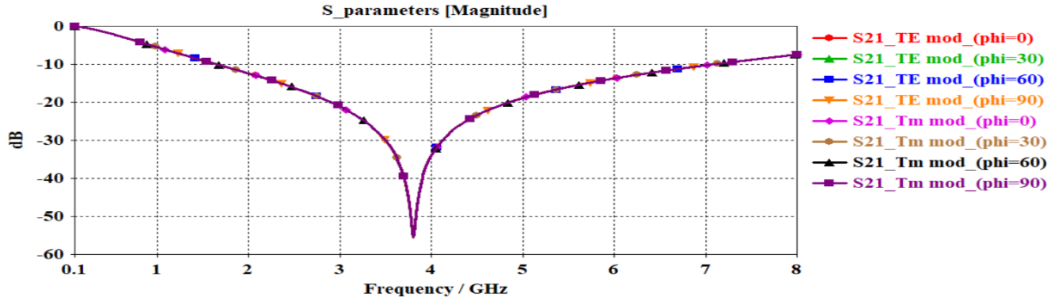
merkezdeki yıldız bağlantıları (FSS_4) eklenmiştir. Ayrıca önerilen birim hücre modelinin ADS'de eşdeğer devre modeli oluşturulmuştur. Şekil 3(a)'da görülen devrede, iletken hatlar indüktans ($L_1 = 1.251$ nH), metal şeritler arasındaki boşluklar ise kapasitans ($C_1 = 1.31$ pF, $C_2 = 0.21$ pF) ve toplam iletken/dielektrik kayıpları ise direnç ($R_1 = 0.3$ Ohm) olarak modellenmiştir. Bu değerler, genetik algoritma ve manuel parametrik analiz ile elde edilmiştir. Şekil 3(b)'deki karşılaştırmalı grafikte, CST simülasyonu ile ADS eşdeğer devre model sonuçlarının birbirine çok yakın olduğu görülmektedir.



Şekil 3. (a) ADS eşdeğer devre modeli, **(b)** CST ve ADS eşdeğer devre modeli iletim (S_{21}) ve yansıma (S_{11}) katsayılarının karşılaştırması**.**

3. Simülasyon Bulguları: Polarizasyon Duyarsızlık ve Açısal Kararlılık

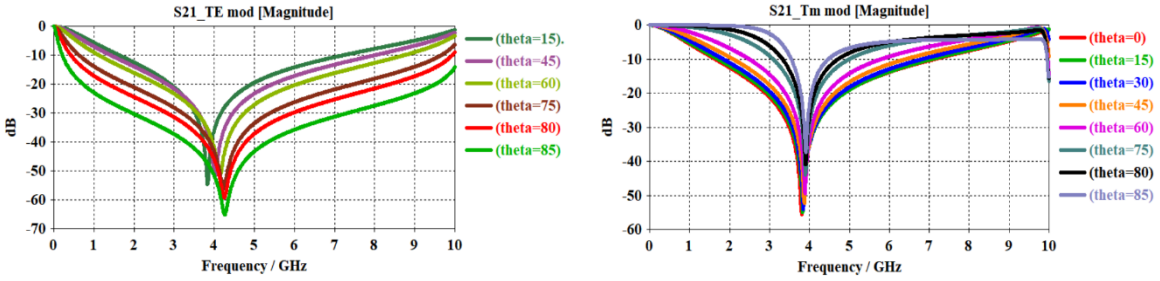
Simülasyonlar CST Frekans Uzayı Çözücüsünde; x ve y ekseninde 'Birim Hücre', z ekseninde ise 'açık (open add space)' koşulları ve uyarım için Floquet portları kullanılmıştır. Yapı x ve y eksenlerinde simetriyi (90° rotasyonel) sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Bu sayede TE/TM polarizasyon duyarsızdır. Şekil 4'te görüldüğü üzere, ($\varphi = 0°, 30°, 60°, 90°$) polarizasyon açılarında da sonuçlar birbiri ile örtüşmektedir.



Şekil 4. Farklı polarizasyon açılarında TE ve TM modları için iletim katsayıları.

Eğik geliş açıları için ($\theta = 15°, 30°, 45°, 60°, 75°, 80°, 85°$) performans analizi Şekil 5'te, BG değişimi ve frekans kayması Tablo 1'de sunulmuştur. Geliş açısı 0°'den 85°'ye kadar artırıldığında, elektromanyetik dalganın yapı üzerindeki izdüşümünün değişmesi nedeniyle TE ve TM modlarında farklı karakteristikler gözlemlenmiştir. Tablo 1 incelendiğinde, TE modunda geliş açısı arttıkça kapasitif etkileşimin değişimiyle BG'nin arttığı görülmektedir. TM modunda ise açı artışıyla birlikte eşdeğer empedansın değişmesi sonucunda BG azalma eğilimindedir, ancak önerilen FSY $\theta = 85°$' de 1.32 GHz BG'ye sahiptir. TE/TM modlarında merkez frekansı

(f_0) değişimlerinin kabul edilebilir dar bir tolerans aralığında (3.8 GHz-4.26 GHz) kalması, yapının TE/TM modlarında 85°'ye kadar geliş açılarında merkez frekans seçici rezonans karakteristiğini yüksek bir kararlılıkla koruduğunu ve literatüre kıyasla (Tablo 2) çok daha geniş bir çalışma bandı sunduğunu kanıtlamaktadır.



Şekil 5. Farklı θ değerlerinde **(a)** TE modu ve **(b)** TM modu için iletim karakteristiği.

Tablo 1. Farklı geliş açılarında TE ve TM modları için çalışma bandı sınırları, BG ve f_o değişimleri (GHz)

θ	TE Çalışma Bandı	BG_{TE}	f_0^{TE}	TM Çalışma Bandı	BG_{TM}	f_0^{TM}
0°	1.65 - 7.11	5.46	3.8	1.65 - 7.11	5.46	3.8
15°	1.64 - 7.19	5.55	3.83	1.72 - 7.05	5.33	3.83
30°	1.65-7.19	5.54	4.02	1.85 - 6.81	4.96	3.85
45°	1.43 - 8	6.57	4.02	2.09 - 6.88	4.79	3.87
60°	1.15 - 8.7	7.55	4.14	2.5 - 5.79	3.29	3.89
75°	0.64 - 9.6	8.96	4.23	3.1 - 4.99	1.89	3.9
80°	0.43 - 9.92	9.49	4.25	3.33 - 4.71	1.38	3.91
85°	0.22 - >10	>9.78	4.26	3.15 - 4.47	1.32	3.91

Tablo 2. Önerilen FSY'nin literatürle kıyası (B.Ç: Bu Çalışma, A.K: Açısal Kararlılık, h: Kalınlık)

Ref.	f_0(GHz)	Kesirsel Bant Genişliği	Birim Hücre Boyutu	A.K.	h (mm)
[1]	2.45 / 5.0	-	$0.26\lambda_0 \times 0.26\lambda_0$	40°	1.6
[2]	5.77	%109	$0.029\lambda_0 \times 0.029\lambda_0$	80°	0.05
[3]	2.45 / 5.5	%48.7 / % 28.5	$0.11\lambda_0 \times 0.11\lambda_0$	75°	1.0
[4]	1.8 / 2.4	%10/ % 24.5	$0.04\lambda_0 \times 0.04\lambda_0 / 0.06\lambda_0 \times 0.06\lambda_0$	80°	1.6
B.Ç	3.8	%143.7	$0.125\lambda_0 \times 0.125\lambda_0 (\lambda_0/8)$	60°	1.524

4. Sonuç

Bu çalışmada, L, S ve C frekans bantlarını kapsayan, $10mm$ x $10mm$ boyutlarında ($\lambda_0/8$) kompakt bir FSY tasarımı gerçekleştirilmiştir. Merkezdeki bir yıldıza bağlanan iç içe kare döngülerin oluşturduğu özgün geometri sayesinde, akım yolu uzatılarak indüktif etki maksimize edilmiş ve 3.8 GHz merkez frekansında 1.65 GHz - 7.11 GHz bant aralığını kapsayan %143.7 oranında kesirsel bant genişliği elde edilmiştir. Önerilen birim hücre modeli L, C eşdeğer devre modeli ile analitik olarak kanıtlanmıştır. Simülasyonlar, tasarımın x ve y eksenlerindeki simetrisi sayesinde TE/TM modlarında polarizasyon duyarsızlığı sağladığını; eğik geliş açılarında ise 60°'ye kadar geniş durdurma bandı karakteristiğini yüksek bir kararlılıkla koruduğunu doğrulamıştır. Elde edilen minyatürizasyon ve geniş bant performansı, önerilen tasarımı modern uydu haberleşmesi, radom, elektromanyetik girişim ve ekranlama sistemleri için pratik ve güçlü bir filtre çözümü haline getirmektedir.

Kaynaklar

[1]. Panda, P., & Mahajan, A. (2026). Reconfigurable frequency selective surface for dual-band wireless communication and internet of things applications. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 156237

[2]. Viswanathan, L., Kanagasabai, M., Alsath, M. G. N., & Palaniswamy, S. K. (2026). An Ultra-Miniaturized Flexible Complementary Frequency Selective Surface for Wideband Shielding. IEEE Transactions on Consumer Electronics.

[3]. Idrees, M., Wong, S. W., Majeed, A., Zhang, S. Q., & He, Y. (2025). A Miniaturized Dual-Band Frequency Selective Surface with Enhanced Capacitance Loading for WLAN Applications. Sensors, 25(24), 7421.

[4]. Mondal, K., Bag, B., Murmu, L., Pal, D., Singh, L. L. K., & Sarkar, P. P. (2025). Comparative Evaluation of Metamaterial-Inspired, Polarization-Insensitive and Angularly Stable Broadband FSS for 1.8 GHz GSM/2.4 GHz WiFi Applications. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.

HSS/HILDCAA Sonrası Millstone Hill İyonosondasında Gecikmeli F1-F2 Frekans Aralığı Daralması

Serhat KORLAELÇİ[1], İbrahim ÜNAL[2]
[1]Muş Alparslan Üniversitesi/Sağlık Hizmetleri Meslek Yüksekokulu, Tıbbi Hizmetler ve Teknikler Bölümü
Muş/Türkiye
s.korlaelci@alparslan.edu.tr
[2]İnönü Üniversitesi/Matematik ve Fen Bilimleri Eğitimi Bölümü
Malatya/Türkiye
ibrahim.unal@inonu.edu.tr

Özet: *Bu bildiride yüksek hızlı güneş rüzgarı akımları ve HILDCAA-benzeri uzun süreli zorlama sonrasında Millstone Hill (MHJ45) iyonosonda verilerinde görülen gecikmeli F1-F2 kritik frekans aralığı daralması incelenmektedir. Çalışma, büyük bir istatistiksel genelleme yerine ana bir vaka, 60 olaylık tarama, ionogram kalite kontrolü ve aynı ay/benzer saat sakin gün kontrolleri üzerine kurulmuştur. Ana 17-21 Ağustos 2017 penceresinde near-miss oranı olay yanıtında %13.17, kontrol havuzunda %0.43 bulunmuştur. foF1/foF2 ayrıştırması, daralmanın ana vakada daha çok foF2'nin kontrol günlerine göre düşük kalmasıyla ilişkili olduğunu göstermektedir.*

Abstract: *This short paper examines delayed F1-F2 critical-frequency gap narrowing in Millstone Hill (MHJ45) ionosonde observations following HSS/HILDCAA-like prolonged forcing. Rather than claiming a broad statistical law, the study combines a main case, a 60-event screening, ionogram quality control, and same-month/near-local-time quiet-day controls. For the main 17-21 August 2017 interval, the near-miss rate is 13.17% in the event-response window and 0.43% in the quiet-control pool. Layer-specific medians indicate that the narrowing is mainly associated with lower foF2 relative to the quiet controls.*

1. Giriş

HILDCAA aralıkları, çoğunlukla yüksek hızlı güneş rüzgarı akımları ve CIR yapılarıyla ilişkili uzun süreli auroral etkinlik dönemleridir [1]-[3]. Önceki çalışmalar bu tür aralıkların TEC, F2 bölgesi ve güneş rüzgarı-manyetosfer-iyonosfer bağlaşımı üzerinde ölçülebilir etkiler üretebildiğini göstermiştir [4]-[6]. Buna karşın olay sonrasındaki kuyruk evrede, orta enlem iyonosonda kayıtlarında F1 ve F2 tabakalarının birbirine ne kadar yaklaştığı daha az hedeflenmiş bir gözlem penceresidir.

Bu çalışmanın katkısı, HILDCAA/HSS-CIR literatüründe kullanılan klasik TEC veya tek başına foF2 bakışına ek olarak, F1-F2 kritik frekans ayrımını doğrudan izleyen küçük ama test edilebilir bir ionosonde imzası önermesidir. Buradaki amaç 'her olayda görülür' demek değil, MHJ45 merkezli güçlü bir aday davranışı dikkatli kontrollerle tanımlamak ve sonraki modelleme çalışmaları için ölçülebilir bir hedef oluşturmaktır.

2. Veri ve Yöntem

GIRO/FastChar iyonosonda kayıtları [8]-[10] ve NASA OMNI 1-dakika güneş rüzgarı/jeomanyetik indeksleri [7] birlikte kullanılmıştır. İlk tarama 60 HILDCAA-benzeri olay ve 6 çekirdek orta enlem istasyonunu kapsamıştır. Bu taramada en belirgin aday, 17 Ağustos 2017 07:28 UTC ile 21 Ağustos 2017 10:25 UTC arasındaki HILDCAA_0011 olayının MHJ45 yanıtıdır.

Temel metrik $\Delta f = foF2 - foF1$ olarak alınmıştır. F1 ve F2 frekanslarının birbirine yaklaştığı küçük pozitif aralıklar için $0<\Delta f<=0.3$ MHz eşiği kullanılmıştır. Gündüz geometrisini korumak için SZA<75 filtresi, otomatik ölçekleme kalitesi için CS>=40 filtresi uygulanmıştır. Ana MHJ45 kümesi ve iki ikincil MHJ45 penceresi ionogram görüntüleriyle kontrol edilmiştir.

Olay pencereleri yalnızca kendi içinde yorumlanmamıştır. Her aday için aynı ay içinde ve benzer UTC/yerel saat koşullarında 8 sakin gün kontrol penceresi seçilmiştir. Böylece gözlenen daralmanın yalnızca mevsim, gün içi değişim veya veri boşluğu kaynaklı olup olmadığı sınanmıştır.

3. Bulgular

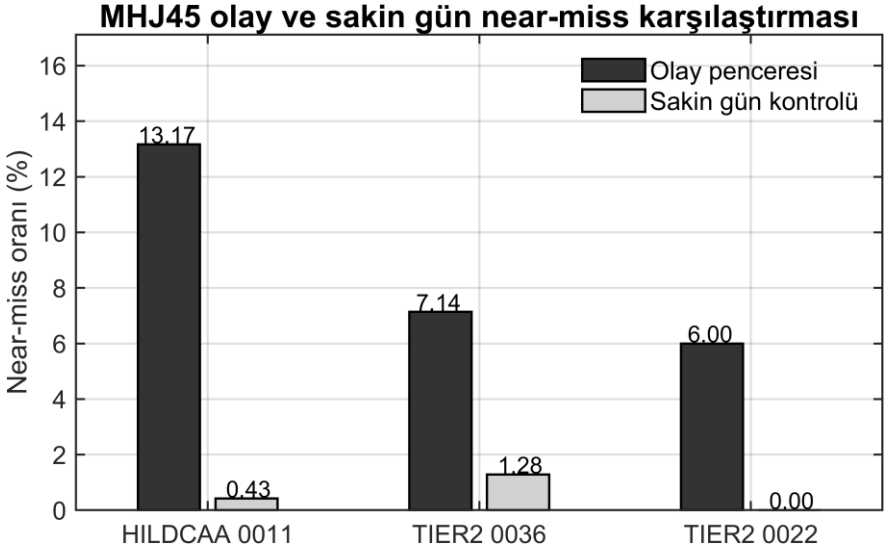
60 olaylık tarama içinde en güçlü sinyal MHJ45 istasyonunda toplanmıştır. Ana yanıt penceresi, katalog bitiminden yaklaşık 9.4 saat sonra 21 Ağustos 2017 19:40-20:01 UTC arasında görülür. Aynı HSS/CIR bağlamındaki iki ikincil MHJ45 penceresi daha zayıf ama aynı yönde destek sağlar. Üç pencerede ortalama güneş

rüzgarı hızı sırasıyla yaklaşık 621.7, 649.8 ve 657.8 km/s'tir; bu da adayların hızlı akım bağlamı içinde kaldığını gösterir.

Olay	Yanıt penceresi	Near-miss oranı	Δf medyanı	Ana yorum
HILDCAA 0011	08-21 19:40 UTC	%13.17 / kontrol %0.43	0.119 / kontrol 0.838 MHz	Daralma esas olarak foF2'nin düşük kalmasıyla ilişkili.
TIER2 0036	08-06 18:16 UTC	%7.14 / kontrol %1.28	0.192 / kontrol 0.965 MHz	Daralma foF2 tarafında baskın; foF1 küçük katkı veriyor.
TIER2 0022	09-04 19:05 UTC	%6.00 / kontrol %0.00	0.272 / kontrol 1.810 MHz	Daralma foF2 tarafında baskın; foF1 küçük katkı veriyor.

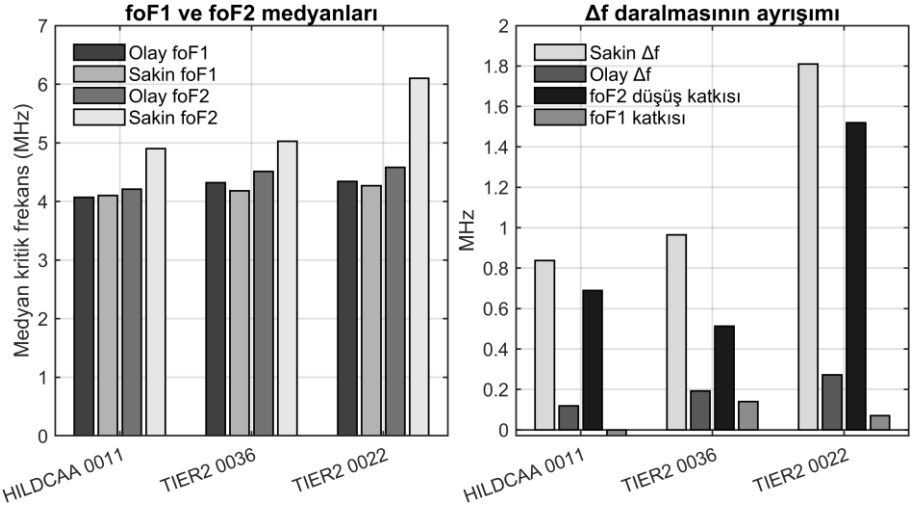
Tablo 1. MHJ45 olay pencerelerinde F1-F2 frekans aralığı ve sakin gün kontrolleri.

Tablo 1 ve Şekil 1, ana olayda near-miss oranının sakin gün havuzuna göre belirgin biçimde yükseldiğini göstermektedir. HILDCAA_0011/MHJ45 penceresinde olay oranı %13.17 iken kontrol havuzunda %0.43'tür. TIER2_0036/MHJ45 penceresinde olay oranı %7.14, kontrol oranı %1.28'dir. TIER2_0022/MHJ45 penceresinde olay oranı %6.00 olup kontrol havuzunda near-miss görülmemiştir.



Şekil 1. MHJ45 olay pencereleri ile sakin gün kontrollerinin near-miss oranı karşılaştırması.

Şekil 2, Δf daralmasının hangi tabaka davranışıyla ilişkili olduğunu ayırır. Ana HILDCAA_0011/MHJ45 penceresinde olay medyan foF1 değeri kontrolle çok benzerdir (4.07 ve 4.10 MHz), buna karşılık olay medyan foF2 değeri kontrol günlerinden daha düşüktür (4.21 ve 4.90 MHz). Bu nedenle ana daralma foF1 artışından çok foF2 tarafındaki düşüşle ilişkilidir. İkincil pencerelerde de baskın katkı foF2 tarafında kalmakta, foF1 yalnızca küçük yardımcı katkı vermektedir.



Şekil 2. Olay ve sakin gün pencerelerinde foF1/foF2 medyanları ve Δf daralmasının ayrıştırması.

4. Tartışma ve Sonuç

Sonuçlar, HILDCAA/HSS-CIR sonrası kuyruk evrede orta enlem ionosonde verilerinde izlenebilir bir F1-F2 frekans aralığı daralması adayı bulunduğunu göstermektedir. Bulguyu güçlü yapan nokta yalnızca tek bir düşük Δf kaydı değildir; aynı istasyonda bir ana pencere, iki ikincil destek, sakin gün karşılaştırması ve tabaka bazlı ayrıştırmanın birlikte aynı hikayeyi işaret etmesidir.

Bilimsel katkı, HILDCAA etkisini yeni bir 'ince ölçüm penceresi' ile takip etmektir. TEC veya foF2 tek başına toplam cevabı gösterirken, F1-F2 ayrımı tabakalar arasındaki göreli davranışı ayırmaya yardım eder. Bu imza gelecekte daha geniş istasyonlarda, active non-HILDCAA/HSS kontrollerinde, rastgele kuyruk-zaman kontrollerinde ve fizik tabanlı modellerde doğrudan test edilebilir. Bu nedenle çalışma, kesin mekanizma iddiasından çok, iyi tanımlanmış bir gözlemsel hedef ve doğrulanabilir bir hipotez üretmektedir.

Sınırlılık açıktır: mevcut kısa bildiri MHJ45 merkezli bir case-study ve tarama özetidir. Sonraki adım, aynı metrikleri daha fazla istasyonda uygulamak ve olay sonrası foF2 düşüşünün kompozisyon, nötral rüzgarlar, elektrodinamik sürüklenme veya bunların birleşimiyle nasıl ilişkili olduğunu modelleme ile sınamaktır.

Kaynaklar

[1]. Tsurutani B. T. ve Gonzalez W. D., "The cause of high-intensity long-duration continuous AE activity (HILDCAAs): interplanetary Alfven wave trains," Planetary and Space Science, 35, 405-412, 1987.
[2]. Tsurutani B. T. vd., "Corotating solar wind streams and recurrent geomagnetic activity: A review," Journal of Geophysical Research, 111, A07S01, 2006, doi:10.1029/2005JA011273.
[3]. Hajra R., Echer E., Tsurutani B. T. ve Gonzalez W. D., "Solar cycle dependence of High-Intensity Long-Duration Continuous AE Activity events," Journal of Geophysical Research: Space Physics, 118, 5626-5638, 2013, doi:10.1002/jgra.50530.
[4]. Negreti P. M. S., de Paula E. R. ve Candido C. M. N., "Total electron content responses to HILDCAAs and geomagnetic storms over South America," Annales Geophysicae, 35, 1309-1326, 2017, doi:10.5194/angeo-35-1309-2017.
[5]. da Silva R. P. vd., "Ionospheric total electron content responses to HILDCAA intervals," Annales Geophysicae, 38, 27-34, 2020, doi:10.5194/angeo-38-27-2020.
[6]. Rout D. vd., "Evidence for presence of a global quasi-resonant mode of oscillations during HILDCAA events," Earth, Planets and Space, 74, 91, 2022, doi:10.1186/s40623-022-01642-1.
[7]. NASA/GSFC SPDF, "OMNIWeb high-resolution OMNI data documentation," https://omniweb.gsfc.nasa.gov/.
[8]. Reinisch B. W. ve Galkin I. A., "Global Ionospheric Radio Observatory (GIRO)," Earth, Planets and Space, 63, 377-381, 2011, doi:10.5047/eps.2011.03.001.
[9]. Galkin I. A. vd., "The ARTIST 5," AIP Conference Proceedings, 974, 150-159, 2008, doi:10.1063/1.2885024.
[10]. Khmyrov G. M. vd., "Exploring Digisonde ionogram data with SAO-X and DIDBase," AIP Conference Proceedings, 974, 175-185, 2008, doi:10.1063/1.2885027.

Yapay Zeka Destekli Veri Modelleri ile Tam Dalga Elektromanyetik Analiz Yöntemleri

Mert Kalfa[*], Enes Koç[†], Vakur B. Ertürk[‡]

[*]Sabancı Üniversitesi
Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi
İstanbul, Türkiye
mert.kalfa@sabanciuniv.edu

[†]University of Michigan
Electrical and Computer Engineering Dept.
Ann Arbor, MI, USA
eneskoc@umich.edu

[‡]Bilkent Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara, Türkiye
vakur@ee.bilkent.edu.tr

Özet: *Bu bildiride, frekans bölgesi integral denklemlerinin yinelemeli çözümünde uzak alan etkileşimlerini hızlandırmak için yapay zeka destekli veri modelleri kullanan, genişbantlı ve paralelleştirilebilir bir metot sunulmaktadır. Analiz edilmek istenen saçıcı eş boyutlu kutulara ayrıştırılmakta, alt bölge taban fonksiyonları sinir ağlarına girdi sağlayabilmek için sabit sayıda Hertz dipolüne eşlenmekte ve kutular arası etkileşimler dipol Green fonksiyonu üzerinde eğitilmiş sinir ağları ile hesaplanmaktadır. Eğitim çevrimdışı yapıldığından, eğitilen ağlar geometriden bağımsız olarak yeniden kullanılabilmektedir. Yöntemin hacimsel ve yüzey tabanlı formülasyonları, çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi ve Mie serisi çözümleriyle karşılaştırılarak doğrulanmış; paralel ölçeklenebilirlik deneyleriyle verimliliği gösterilmiştir.*

Abstract: *In this paper, a broadband and highly parallelizable framework that employs artificial-intelligence-aided data models to accelerate far-zone interactions in the iterative solution of frequency-domain integral equations is presented. The scatterer under analysis is partitioned into equally sized boxes, subdomain basis functions are mapped onto a fixed number of Hertzian dipoles as inputs to neural networks, and box-to-box interactions are evaluated via neural networks trained on the dipole Green's function. Since training is performed offline, the trained networks are reusable and independent of the geometry. Volume- and surface-based formulations are validated against the multilevel fast multipole algorithm and Mie-series solutions, and parallel scalability experiments demonstrate the efficiency of the method.*

1. Giriş

Elektromanyetik saçılım problemlerinin tam dalga çözümünde, Momentler Metodu (MoM) ile ayrıklaştırılan frekans uzamı yüzey ve hacim integral denklemleri (İD) yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. MoM'un $O(N^2)$ seviyesindeki bellek ve işlem karmaşıklığı, Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Yöntemi (ÇSHÇY) gibi hızlı algoritmalarla O(N log N) seviyesine indirilebilmektedir [2], [3]. Ancak ÇSHÇY'nin pratikte üç önemli sınırlaması bulunmaktadır: (i) kutular arası etkileşimlerin geometriye bağlı düzensiz dağılımı ve dağıtık bellekli sistemlerdeki iletişim yükü nedeniyle paralel ölçeklenebilirliğin sınırlı kalması, (ii) etkileşen gruplar arasındaki uzaklık dalga boyuna kıyasla küçüldüğünde ortaya çıkan düşük frekans bozulması (DFB) [4] ve (iii) uzamış ya da tek boyutta dominant geometrilerde verimliliğin azalması.

Son yıllarda makine öğrenmesi (MÖ) teknikleri hesaplamalı elektromanyetik alanında giderek artan biçimde kullanılmaktadır. Bir grup çalışma, geometri veya malzeme parametrelerinden saçılan alanı ya da radar kesit alanını doğrudan tahmin eden suret (surrogate) modellere odaklanmaktadır [5]. Diğer bir grup ise MÖ bileşenlerini geleneksel çözücülere gömerek matris-vektör çarpımlarını (MVÇ) hızlandırmakta [6] veya hızlı algoritmaların ağaç yapılarını ve operatörlerini iyileştirmektedir [7]. Ancak bu yaklaşımların çoğunda eğitilen modeller probleme ya da geometriye özgüdür ve yeni problemler için yeniden eğitim gerekmektedir.

Bu bildiride, [8] ve [9]'da geliştirilen, uzak bölge etkileşimlerini dipol Green fonksiyonu üzerinde çevrimdışı eğitilmiş sinir ağlarıyla hesaplayan genişbantlı ve güçlü ölçeklenebilir (*strongly scalable*) bir çerçeve özetlenmektedir. Ağlar geometriden bağımsız olduğundan, kutu boyutu ve kutular arası göreli uzaklıklar sabit kaldığı sürece herhangi bir saçıcı için yeniden eğitim gerekmeksizin kullanılabilmektedir.

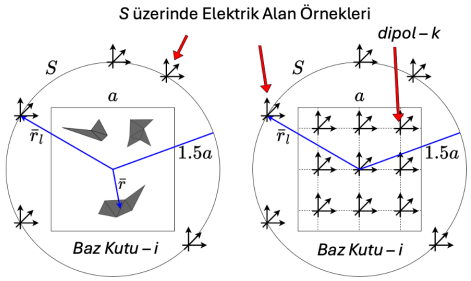
2. Yöntem

Önerilen çerçevede saçıcı, ÇSHÇY'de olduğu gibi eş boyutlu kutulara ayrıştırılır ve uzak bölge etkileşimleri tek kutu tamponlu (one-box buffer) bir şema ile kutu çiftleri arasında hesaplanır. Her kutudaki alt bölge taban

fonksiyonları (yüzey İD'leri için RWG, hacim İD'leri için SWG fonksiyonları), Şekil 1'de gösterildiği gibi sabit sayıda, düzgün dağılımlı ve rastgele yönelimli Hertz dipolünden oluşan düzgün taban fonksiyonlarına eşlenir. Bu eşleme, kutuyu çevreleyen bir küre yüzeyinde örneklenen elektrik alanın en küçük kareler anlamında eşitlenmesiyle elde edilir. Böylece yinelemeli çözümdeki her MVÇ üç aşamada yürütülür: (i) özgün akım katsayılarının dipol katsayılarına eşlenmesi, (ii) kutular arası alan çevirisi ve (iii) hedef kutuda yerel alanların ters eşleme ile yeniden inşası.

Çeviri aşamasında, dipol katsayılarını giriş ve hedef kutudaki alan örneklerini çıkış olarak alan, tek gizli katmanlı sinir ağları kullanılır. Ağlar, Hertz dipolünün Green fonksiyonu üzerinde iki aşamalı bir stratejiyle çevrimdışı eğitilir [8]. Green fonksiyonunun eğitime doğrudan dahil edilmesi DFB sorununu ortadan kaldırmakta ve genişbantlı bir çözüm sağlamaktadır. Tüm kutu çiftleri özdeş yapıda olduğundan iş yükü işçiler (işlemci çekirdekleri veya iş parçacıkları) arasında dengeli biçimde dağıtılabilmekte ve yöntem paralel mimarilerde güçlü ölçeklenebilirlik sunmaktadır.

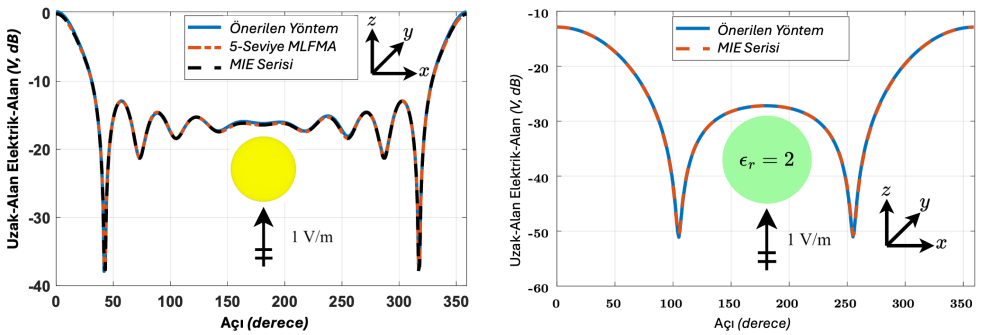
Hacimsel formülasyonda dipoller kutu hacmine n^3 düzeninde yerleştirilir; mükemmel iletken (Mİ) ve dielektrik cisimler aynı çatı altında analiz edilebilir [8]. Yüzey formülasyonunda ise dipoller yalnızca kutu yüzeylerine $6n^2$ düzeninde yerleştirilir; bu, kutu boyutu büyüdükçe belirgin bir dipol sayısı avantajı ve donanım dostu bir gerçekleme sağlar [9].



Şekil 1. Alt bölge taban fonksiyonlarından düzgün dipol taban fonksiyonlarına eşleme [8].

3. Sayısal Sonuçlar

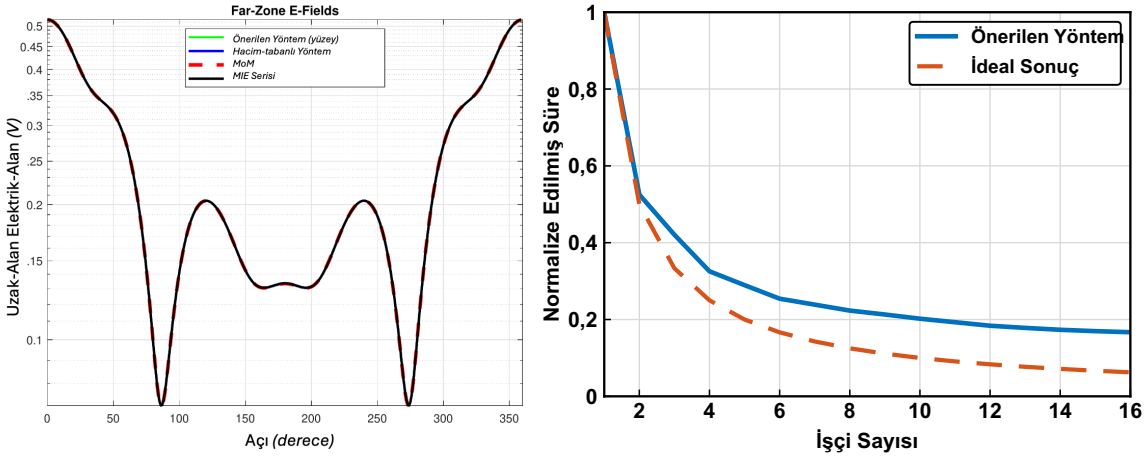
Hacimsel formülasyonun doğruluğu ve verimliliği önce 0,6 m çaplı bir Mİ küre üzerinde değerlendirilmiştir. 1 GHz'te (2λ boyutunda) 114.318 RWG taban fonksiyonu ile ayrıklaştırılan kürenin uzak bölge saçılan alanları Şekil 2(a)'da 5 seviyeli ÇSHÇY ve Mie serisi çözümleriyle karşılaştırılmakta ve mükemmel uyum gözlenmektedir. Aynı problemde tüm uzak bölge etkileşimleri aynı iş istasyonu üzeinde yalnızca 4 paralel işçi ile 15,87 saniyede tamamlanırken, 5 seviyeli ÇSHÇY 16,91 saniye gerektirmektedir [8]. Formülasyonun geçirgen (dielektrik) cisimlere uygulanabilirliğini göstermek üzere, 250 MHz'te $\varepsilon_r = 2$ dielektrik sabitine sahip, hacmi 38.169 SWG fonksiyonu ile ayrıklaştırılan 0,6 m çaplı bir küreye ait sonuçlar Şekil 2(b)'de Mie serisi ile karşılaştırmalı olarak sunulmaktadır.



Şekil 2. 0,6 m çaplı kürelerden saçılan uzak bölge eş-kutuplu elektrik alanlar: (a) Mİ küre (1 GHz, 114.318 RWG), (b) dielektrik küre ($\varepsilon_r = 2$, 250 MHz, 38.169 SWG) [8].

Yüzey formülasyonunun doğruluğu ise λ boyutunda (0,6 m çap, yaklaşık 500 MHz) bir Mİ küre üzerinde test edilmiştir. Şekil 3(a)'da önerilen yüzey tabanlı yöntem; MoM, hacimsel dipol yaklaşımı ve Mie serisi çözümüyle karşılaştırılmakta ve tüm yöntemler arasında yüksek uyum gözlenmektedir [9]. Son olarak, MÖ tabanlı çevirilerin

paralel ölçeklenebilirliği Şekil 3(b)'de sunulmaktadır. 114.318 bilinmeyenli Mİ küre probleminde uzak bölge MVÇ'lerinin ortalama süresi, 16 işçiye kadar ideale yakın bir hızlanma sergilemektedir; ideal eğriden sapma, hâlen seri olarak yürütülen eşleme aşamalarının ek yükünden (*overhead*) kaynaklanmaktadır [8].



Şekil 3. (a) λ boyutunda Mİ küre için yüzey tabanlı formülasyonun MoM, hacimsel yöntem ve Mie serisi ile karşılaştırılması [9]. (b) 114.318 bilinmeyenli Mİ küre probleminde uzak bölge MVÇ'lerinin işçi sayısına göre normalize edilmiş süresi [8].

4. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

Bu bildiride, integral denklem tabanlı tam dalga çözücülerde uzak bölge etkileşimlerini yapay zeka destekli veri modelleriyle hesaplayan; genişbantlı, DFB içermeyen ve güçlü ölçeklenebilir bir çerçeve özetlenmiş, hacimsel ve yüzey tabanlı formülasyonların doğruluğu ÇSHÇY, MoM ve Mie serisi karşılaştırmalarıyla gösterilmiştir. Devam eden çalışmalarımız; MÖ tabanlı çeviri operatörlerinin yüzey formülasyonuyla birleştirilmesini, çerçevenin periyodik yapılar ile sonlu dizilerin analizine genişletilmesini, alternatif alan eşleme yöntemlerinin (farklı düzgün taban fonksiyonları ve örnekleme yüzeyleri) araştırılmasını ve GPU hızlandırmalı gerçeklemeleri kapsamaktadır.

Kaynaklar

[1]. Harrington R. F., Field Computation by Moment Methods. Oxford University Press, 1996.

[2]. Song J., Lu C.-C. ve Chew W. C., “Multilevel fast multipole algorithm for electromagnetic scattering by large complex objects,” IEEE Trans. on Antennas and Propagation, cilt.45, no.10, s.1488-1493, 1997.

[3]. Ergül Ö. ve Gürel L., Multilevel Fast Multipole Algorithm (MLFMA) for Solving Large-Scale Computational Electromagnetics Problems. Wiley-IEEE Press, 2014.

[4]. Kalfa M., Ergül Ö. ve Ertürk V. B., “Multiple-precision arithmetic implementation of the multilevel fast multipole algorithm,” IEEE Trans. on Antennas and Propagation, cilt.72, no.1, s.11-21, 2024.

[5]. Zhang W.-W., Kong D.-H., He X.-Y. ve Xia M.-Y., “A machine learning method for 2-D scattered far-field prediction based on wave coefficients,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.22, no.5, s.1174-1178, 2023.

[6]. Sun J.-J., Sun S., Chen Y. P., Jiang L. ve Hu J., “Machine-learning-based hybrid method for the multilevel fast multipole algorithm,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.19, no.12, s.2177-2181, 2020.

[7]. Karaosmanoğlu B. ve Ergül Ö., “Acceleration of MLFMA simulations using trimmed tree structures,” IEEE Trans. on Antennas and Propagation, cilt.69, no.1, s.356-365, 2021.

[8]. Koç E., Kalfa M., Dogan S.E. and Ertürk V.B., "A novel highly parallelizable machine-learning-based method for the fast solution of integral equations for electromagnetic scattering problems," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, cilt.74, no.2, s.1792-1804, 2026.

[9]. Dilek D., A Surface Dipole-Based Framework for Fast and Efficient Solution of Electromagnetic Scattering Problems. Yüksek lisans tezi, Bilkent Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 2025.

Yardımcı Kaynaklar Yöntemi ile Monostatik Radar Kesit Alanı İndirgemesi İçin İletken Küre Dizilerinin İncelenmesi

Kamil Karaçuha, Emre İşcan, Vasil Tabatadze
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
İstanbul
karacuha17@itu.edu.tr

İstanbul Teknik Üniversitesi
Bilişim Enstitüsü
İstanbul
emre.iscen@itu.edu.tr, vasilitabatadze@gmail.com

Özet: *Bu çalışmada, mükemmel iletken sonsuz bir düzlem üzerine yerleştirilmiş, mükemmel iletken özdeş kürelerden oluşan düzlemsel bir dizinin elektromanyetik saçılma karakteristikleri incelenmiştir. Özellikle, söz konusu yapının monostatik radar kesit alanı üzerindeki etkileri değerlendirilmiş; saçılmanın hangi işleyiş ve dağılımla radar görünürlüğünü azaltabildiği ve farklı elektromanyetik olguların ortaya çıkmasına nasıl zemin hazırladığı ele alınmıştır.*

Abstract: *In this study, the electromagnetic scattering characteristics of a planar array composed of identical perfectly conducting spheres placed on an infinite perfectly conducting plane are investigated. In particular, the effects of this structure on the monostatic radar cross section are analyzed, and the mechanisms and scattering distributions through which the radar visibility can be reduced, as well as the different electromagnetic phenomena that may arise, are discussed in detail.*

1. Giriş

Elektromanyetik saçılma problemleri, radar sistemlerinden görünmezlik teknolojilerine, uzaktan algılamadan elektromanyetik karakterizasyon uygulamalarına kadar geniş bir mühendislik alanında temel bir araştırma konusu olmayı sürdürmektedir. Özellikle mükemmel elektrik iletken (MEİ) cisimlerden gerçekleşen saçılmanın kontrol edilmesi ve monostatik radar kesit alanının (RKA) azaltılması, modern savunma teknolojilerinin önemli çalışma başlıklarından biridir. Radar kesit alanı, bir cismin elektromanyetik dalgaları hangi ölçüde geri saçtığını ifade eden temel bir büyüklük olup hedefin radar tarafından algılanabilirliği ile doğrudan ilişkilidir [1]. Son yıllarda periyodik yapılar ve öteyüzey tasarımları kullanılarak saçılan alanın yönlendirilmesi, soğurulması veya faz iptali yoluyla RKA azaltımına yönelik çok sayıda çalışma gerçekleştirilmiştir [1]. Özellikle mükemmel iletken yüzeyler üzerine yerleştirilen periyodik elektromanyetik yapılar, saçılan alanın yeniden dağıtılması ve geri saçılmanın azaltılması açısından önemli avantajlar sunmaktadır. Küresel saçılma problemleri elektromanyetik teorinin klasik problemleri arasındadır. Lorenz–Mie yaklaşımıyla başlayan çalışmalar günümüzde de güncelliğini korumakta; kürelerden saçılma problemleri radar uygulamaları, yakın alan elektromanyetik etkileşimleri ve rezonans davranışlarının anlaşılması açısından önem taşımaktadır [2]. Birden fazla kürenin oluşturduğu elektromanyetik etkileşimler ise çoklu saçılma mekanizmaları nedeniyle karmaşık davranışlar sergileyebilmektedir [3]. Özellikle dalga boyu mertebesindeki kürelerin birbirleriyle ve iletken yüzeyle olan elektromanyetik bağlaşımı, monostatik saçılma karakteristiklerinde belirgin değişimlere neden olabilmektedir. Literatürde tabakalı ortam problemlerinin yardımcı kaynaklar yöntemi (YKY) ile çözüldüğü çalışmalar bulunmaktadır [4]. Bu çalışmanın literatürden farkı, iletken kürelerin düzlemsel bir dizi halinde ele alınması ve saçılma davranışının güç dağılımı üzerinden incelenmesidir. Bu kapsamda, mükemmel iletken sonsuz bir düzlem üzerine yerleştirilmiş mükemmel iletken özdeş kürelerden oluşan düzlemsel bir dizinin elektromanyetik saçılma davranışı incelenmiştir. Küre yarıçaplarının dalga boyu ile aynı mertebede olduğu durumlar değerlendirilerek çoklu saçılma mekanizmaları ile yüzey–küre etkileşiminin genel karakteristiğinin ortaya konulması amaçlanmıştır.

2. Yardımcı Kaynaklar Yöntemi

Bu çalışmada, mükemmel iletken kürelerden oluşan yapıların elektromanyetik saçılma analizi için yardımcı kaynaklar yöntemi (YKY) kullanılmıştır. Yöntemde saçılan elektrik ve manyetik alanlar, saçıcı yüzeylerin içerisine yerleştirilen birbirine dik yardımcı elektrik dipollerinin oluşturduğu alanların doğrusal üst üste binmesi

biçiminde modellenmektedir. Böylece saçılan alan doğrudan çözülmek yerine, uygun konumlandırılmış yardımcı kaynakların alan katkıları kullanılarak sınır koşulları sağlanmaktadır. Yardımcı kaynakların fiziksel yüzeyden iç bölgeye kaydırılması, integral çekirdeklerindeki tekillikleri ortadan kaldırmakta ve sayısal kararlılığı artırmaktadır. Saçılan elektrik ve manyetik alanlar aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir (Bkz. Şekil 1):

$$\vec{E}^{\,s}(\vec{r}) = \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N} A_{mn}\left[\vec{G}_E(\vec{r},\vec{r}'_{mn},\vec{\tau}'_1) - \vec{G}_E(\vec{r},\vec{r}''_{mn},\vec{\tau}''_1)\right] + \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N} B_{mn}\left[\vec{G}_E(\vec{r},\vec{r}'_{mn},\vec{\tau}'_2) - \vec{G}_E(\vec{r},\vec{r}''_{mn},\vec{\tau}''_2)\right] \tag{1}$$

$$\vec{H}^{\,s}(\vec{r}) = \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N} A_{mn}\left[\vec{G}_H(\vec{r},\vec{r}'_{mn},\vec{\tau}'_1) - \vec{G}_H(\vec{r},\vec{r}''_{mn},\vec{\tau}''_1)\right] + \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N} B_{mn}\left[\vec{G}_H(\vec{r},\vec{r}'_{mn},\vec{\tau}'_2) - \vec{G}_H(\vec{r},\vec{r}''_{mn},\vec{\tau}''_2)\right] \tag{2}$$

Burada A_{mn} ve B_{mn} yardımcı kaynakların bilinmeyen genlik katsayılarını temsil etmektedir. $\vec{r}'_{mn}$ ve $\vec{r}''_{mn}$ yardımcı kaynakların gerçek ve görüntü konumlarını; $\vec{\tau}'_1$, $\vec{\tau}''_1$ ile $\vec{\tau}'_2$, $\vec{\tau}''_2$ ise ilgili teğetsel polarizasyon yönlerini göstermektedir. Elektrik ve manyetik alan Green fonksiyonları aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır:

$$\vec{G}_E = \left(\frac{e^{ikR}}{4\pi\varepsilon}\right)\left\{\left(\frac{1}{R^3} - \frac{ik}{R^2}\right)\left[3\vec{a}_R\,(\vec{a}_R\cdot\vec{p}_{el}) - \vec{p}_{el}\right] - \left(\frac{k^2}{R}\right)\left[\vec{a}_R\times(\vec{a}_R\times\vec{p}_{el})\right]\right\} \tag{3}$$

$$\vec{G}_H = \left(\frac{i\omega e^{ikR}}{4\pi}\right)\left(\frac{1}{R^2} - \frac{ik}{R}\right)(\vec{a}_R\times\vec{p}_{el}) \tag{4}$$

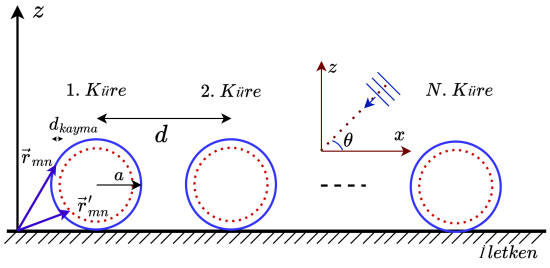
Bu ifadelerde R kaynak ve gözlem noktası arasındaki uzaklığı, ε ortamın elektriksel geçirgenliğini, k dalga sayısını, $\vec{a}_R$ kaynak noktasından gözlem noktasına yönelen birim vektörü ve $\vec{p}_{el}$ elektrik dipol polarizasyon vektörünü temsil etmektedir. Çalışmada zaman harmonik değişimi $e^{-i\omega t}$ biçiminde kabul edilmiştir [5]. Sistemin düzlemsel mükemmel iletken yüzey üzerinde bulunması nedeniyle görüntü teorisi kullanılmıştır. Gelen düzlem dalga ve görüntü alanı $\vec{E}^{\,gelen} = E_0\hat{a}_x e^{-ik(x\cos\theta_i + z\sin\theta_i)}$, $\vec{E}^{\,gelen}_{\text{görüntü}} = -E_0\hat{a}_x e^{-ik(x\cos\theta_i - z\sin\theta_i)}$ şeklinde ve toplam elektrik alan,

$$\vec{E} = \vec{E}^{\,s} + \vec{E}^{\,gelen} + \vec{E}^{\,\text{gelen}}_{\text{görüntü}} \tag{5}$$

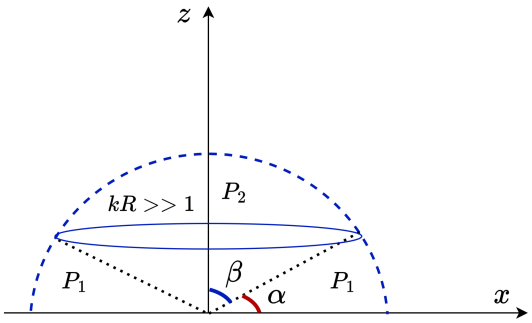
şeklinde ifade edilmektedir. Mükemmel iletken yüzey koşulu gereği toplam elektrik alanın teğetsel bileşenleri sıfır olmalıdır. Bu nedenle küre yüzeyindeki kollokasyon noktalarında aşağıdaki sınır koşulları uygulanmaktadır:

$$\left(\vec{E}\cdot\vec{\tau}_1\right)\Big|_{\vec{r}_{mn}} = 0, \qquad \left(\vec{E}\cdot\vec{\tau}_2\right)\Big|_{\vec{r}_{mn}} = 0 \tag{6}$$

Bu sınır koşullarının tüm fiziksel sınır üzerinde seçilen gözlem noktalarında sağlanmasıyla birlikte, bilinmeyen A_{mn} ve B_{mn} katsayılarını içeren lineer denklem sistemi elde edilmektedir. Denklem sisteminin çözülmesiyle yardımcı kaynak genlikleri belirlenmekte ve yapının toplam elektromanyetik saçılma karakteristikleri hesaplanmaktadır.



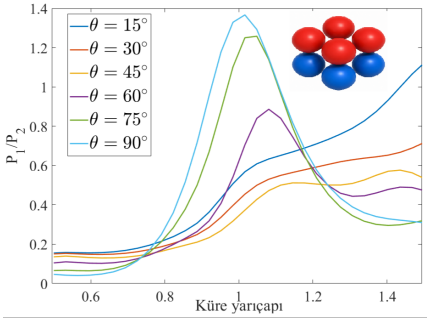
Şekil 1. Mükemmel iletken düzlem üzerindeki küresel saçıcı dizisinin geometrisi. a küre yarıçapını, d küre merkezleri arasındaki uzaklığı, d_{kayma} yardımcı kaynak yüzeyinin kaydırılma miktarını ve θ düzlem dalganın geliş açısını göstermektedir. Mavi sürekli çizgiler fiziksel yüzeyi, kırmızı kesikli çizgiler ise yardımcı kaynak yüzeyini temsil etmektedir.



Şekil 2. Bistatik RKA incelemesinde kullanılan gözlem geometrisi. Geri saçılan enerjinin azaltılarak yan yönlere aktarılması amacıyla $P_1/P_2 > 1$ koşulunu sağlayan geometrik parametreler incelenmiştir ($\alpha = 22.5°$).

3. Sayısal Sonuçlar

Şekil 2'de gösterilen yapı için, farklı geliş açılarına sahip düzlem dalgaların saçılan enerjisinin yan yönlere aktarılabildiği durumlar incelenmiştir. Bu kapsamda 2×2 küre dizisi ele alınmıştır. Görüntü kuramı dikkate alındığında sistem, dört gerçek küre ve bunların mükemmel iletken düzleme göre görüntülerinden oluşmaktadır. Şekil 3'te, farklı geliş açıları için P_1/P_2 oranının küre yarıçapına bağlı değişimi gösterilmektedir. Oranın hem küre yarıçapına hem de geliş açısına belirgin biçimde bağlı olduğu görülmektedir. Özellikle küre yarıçapının yaklaşık 1 m olduğu durumda, $\theta = 75^\circ$ için elde edilen P_1/P_2 oranı $\theta = 60^\circ$ için elde edilen değerden önemli ölçüde yüksektir. Aynı yarıçap civarında $\theta = 15^\circ$ için hesaplanan oran da $\theta = 30^\circ$ ve $\theta = 45^\circ$ durumlarına göre daha büyüktür. Ayrıca, en yüksek P_1/P_2 değerlerinin yaklaşık 0.9–1.1 m yarıçap aralığında ortaya çıktığı görülmektedir. Bu sonuçlar, saçılan gücün yan yönlere aktarılmasının yalnızca küre yarıçapına değil, küre yarıçapı ile geliş açısının birlikte oluşturduğu elektromanyetik etkileşime bağlı olduğunu göstermektedir. Özellikle $P_1/P_2 > 1$ koşulunun sağlandığı durumlarda yan yönlere saçılan güç geri saçılan güçten daha büyük olmakta, böylece geri saçılan alan ve monostatik RKA azalmaktadır.



Şekil 3. P_1/P_2 oranının küre yarıçapına bağlı değişimi ($ka = 2$, $d_{\text{kayma}} = 0.3$ m, $d - 2a = 0.1$ m, 2×2 küre dizisi ve her bir küre yüzeyinde 450 gözlem noktası).

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, mükemmel iletken bir düzlem üzerindeki mükemmel iletken küre dizilerinin monostatik RKA üzerindeki etkisi YKY ile incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, uygun küre yarıçapı ve dizi aralığı seçimiyle geri saçılmanın azaltılabileceğini ve saçılan enerjinin yan yönlere yönlendirilebileceğini göstermektedir. P_1/P_2 oranının küre yarıçapına ve geliş açısına belirgin biçimde bağlı olduğu, özellikle belirli yarıçap–geliş açısı eşleşmelerinde $P_1/P_2 > 1$ koşulunun sağlandığı görülmüştür. Bu koşul altında yan yönlere saçılan güç geri saçılan güçten daha büyük olmakta ve monostatik RKA azalmaktadır. Dolayısıyla incelenen yapı, uygun geometrik ve elektromanyetik parametreler seçildiğinde RKA indirgeme uygulamaları için kullanılabilir bir yaklaşım sunmaktadır.

Kaynaklar

[1] Shittu I., Abou-Khousa M., Viegas J., Hernandez-Figueroa H. E. ve Elfadel I. M., "Radar Cross Section Reduction Metamaterials: A Review of Principles, Design Methods, and Applications Beyond," IEEE A&E Systems Magazine, s. 4–30, Nisan 2026.

[2] Ruello G. ve Lattanzi R., "Scattering from Spheres: A New Look into an Old Problem," Electronics, cilt 10, no. 2, s. 216, 2021.

[3] Bruning J. H. ve Lo Y. T., "Multiple Scattering of EM Waves by Spheres Part II—Numerical and Experimental Results," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt AP-19, no. 3, s. 391–400, Mayıs 1971.

[4] Tabatadze V., Karaçuha K., Alperen Ö. F., Joof S. ve Zaridze R., "A Simple Approach to Characterize a Buried Object under the Ground," Progress in Electromagnetics Research M, cilt 109, s. 89–100, 2022.

[5] Stratton J. A., *Electromagnetic Theory*. New Jersey, A.B.D.: John Wiley & Sons, 2007.

İHA Operasyonlarında Uçta Hesaplama Destekli Anlamsal Veri İletimi

Emirhan Göker ve Salim Kahveci
Karadeniz Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
emirhangokerr@gmail.com, salim@ktu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, İHA kamera görüntülerinin NVIDIA Jetson Xavier NX üzerinde YOLOv5 ile işlenmesi ve görev için gerekli sınıf, güven, görüntü merkezi ve durum bilgilerinin 868 MHz LoRa P2P bağlantıyla iletilmesi incelenmiştir. YOLOv5 oluşturulan ve etiketlenen özgün veri kümesiyle eğitilmiştir. LoRa hattı SF7, 125 kHz bant genişliği ve 14 dBm iletim gücüyle yapılandırılmış; 5 GHz Loco5AC video hattı aynı saha koşullarında bağımsız referans olarak kullanılmıştır. Görüş hattında yaklaşık 50 m irtifadaki deneyde 5 km'de yaklaşık -108 dBm RSSI kaydedilmiştir. Sekiz bayt uygulama yükünün teorik paket süresi Semtech zaman-havada modeliyle yaklaşık 36,10 ms'dir. Bulgular yalnızca RSSI ve gözlemsel video davranışını karakterize etmektedir.*

Abstract: *This study investigates task information transmission from UAV camera images processed with YOLOv5 on NVIDIA Jetson Xavier NX over an 868 MHz LoRa P2P link. The detector was trained on a custom, manually labelled dataset. LoRa used SF7, 125 kHz bandwidth and 14 dBm power; a 5 GHz Loco5AC video link served as an independent reference under the same field conditions. In line-of-sight flight near 50 m altitude, about -108 dBm RSSI was recorded at 5 km. For the eight-byte application payload, the Semtech time-on-air model gives approximately 36.10 ms theoretical airtime. Findings characterize only RSSI and observed video-link behavior.*

1. Giriş

İnsansız hava araçlarında sürekli görüntü aktarımı, yüksek veri hızı ve kesintisiz bağlantı gereksinimi nedeniyle haberleşme menzilini ve enerji bütçesini sınırlayabilmektedir. Uçta hesaplama, ham verinin üretildiği platformda işlenerek yalnızca göreve ilişkin çıktının iletilmesini amaçlar [1]. Bu yaklaşım ağ yükünü azaltabilse de enerji veya güvenilirlik kazancı, uç bilgisayar ile haberleşme sistemi birlikte ölçülmeden ileri sürülmemelidir. YOLO ailesi nesne tespitini tek ağ değerlendirmesinde gerçekleştiren gerçek zamanlı algılayıcılar sunar [2]. Çalışmada Ultralytics YOLOv5 yapısı [3], çalışma kapsamında hazırlanan görüntü veri kümesi üzerinde eğitilerek Jetson Xavier NX'e aktarılmıştır; Xavier NX gömülü hızlandırıcı mimarisiyle sinir ağı çıkarımını uç platformda çalıştırmaya yönelik bir donanımdır [4]. LoRa fiziksel katmanı Chirp Spread Spectrum kullanarak düşük veri hızlı ve yüksek bağlantı bütçeli haberleşmeyi hedefler [5,7]. Bu nedenle çalışma, tam videoyu LoRa üzerinden taşımak yerine görüntüden çıkarılan düşük hacimli görev verisinin iletimini ele almaktadır. Katkı; yeni bir nesne tespit mimarisi veya LoRa modülasyonu önermek değil, YOLOv5 çıkarımını Jetson Xavier NX üzerinde çalıştıran ve sekiz bayt görev yükünü 868 MHz LoRa ile aktaran prototipin saha RSSI davranışını aynı sahadaki 5 GHz video hattını bağımsız referans olarak kullanarak raporlamaktır.

2. Uçta Görüntü İşleme ve Görev Verisi Üretimi

Kamera görüntüsü Jetson Xavier NX üzerinde çalışan YOLOv5 modeli tarafından işlenmektedir. Eğitim kümesi hedef sınıflara ait özgün görüntülerin elle etiketlenmesiyle oluşturulmuş; model mimarisi değiştirilmeden çalışma veri kümesine uyarlanmıştır. YOLOv5, çok ölçekli tahmin üreten tek aşamalı ve çapa tabanlı bir algılayıcıdır [3,8]. Tahmin edilen kutu B ile gerçek kutu B_{gt} arasındaki örtüşme, kesişimin birleşime oranı olan IoU ile tanımlanır [2].

$$\mathrm{IoU}(B, B_{gt}) = |B \cap B_{gt}| / |B \cup B_{gt}| \quad (1)$$

YOLOv5 eğitiminde sınıf ve nesne varlığı terimleri ikili çapraz entropiyle, kutu konumlandırma terimi ise Complete-IoU (CIoU) kaybıyla ifade edilir [8,9]. CIoU; kutu örtüşmesine ek olarak kutu merkezleri arasındaki normalize uzaklığı ve en-boy oranı uyumunu hesaba katar. Toplam eğitim kaybı kutu, nesne varlığı ve sınıf kayıplarının ağırlıklı toplamıdır [8].

Çıkarım sonucunda seçilen tespitten 1 bayt sınıf kimliği, 1 bayt güven skoru, görüntü düzlemindeki merkez koordinatları için toplam 4 bayt ve durum/zaman bilgisi için 2 bayt üretilmekte; böylece uygulama yükü 8 bayt olmaktadır. Güven alanı tek bir tahminin güvenini temsil eder ve modelin genel doğruluğu olarak yorumlanamaz. Doğrulama kümesinde Precision = TP/(TP+FP) ve Recall = TP/(TP+FN) ile belirlenir [2]. Çalışmanın özgün veri kümesi üzerindeki doğrulama sonuçları Tablo 1'de verilmiştir. Model; Precision = 0.928,

Recall = 0.905, F1-score = 0.916 ve mAP@0.5 = 0.937 değerlerine ulaşmıştır. Radyo fiziksel katman başlığı, CRC ve önsöz sekiz bayt uygulama yüküne dahil değildir.

Tablo 1. YOLOv5 modelinin özgün veri kümesi üzerindeki doğrulama sonuçları.

Performans Ölçütü	Değer	(%)
Precision	0.928	92.8
Recall	0.905	90.5
F1-score	0.916	91.6
mAP@0.5	0.937	93.7

3. LoRa Fiziksel Katmanı ve Matematiksel Temel

LoRa sembol süresi yayılım faktörü SF ve bant genişliği BW'ye bağlıdır. Semtech modem modelinde sembol ve önsöz süreleri [10] aşağıdaki bağıntılarla ifade edilir.

$$T_{sym} = 2^{SF} / BW,\ T_{preamble} = (N_{pre} + 4.25)\ T_{sym} \quad (2)$$

SF7 ve 125 kHz için T_{sym} = 1,024 ms'dir. Açık başlık ve CRC kullanılan; PL = 8 bayt, CR = 4/5, N_{pre} = 8 ve DE = 0 yapılandırmasında Semtech zaman-havada modeli $N_{payload}$ = 23 sembol verir [10]. Buna göre $T_{preamble}$ = 12,544 ms, $T_{payload}$ = 23,552 ms ve toplam teorik paket süresi T_{packet} = 36,096 ms'dir. Bu değer işletim sistemi, seri arayüz, kuyruklama ve alıcı işleme gecikmelerini içermez.

4. Deney Düzeneği

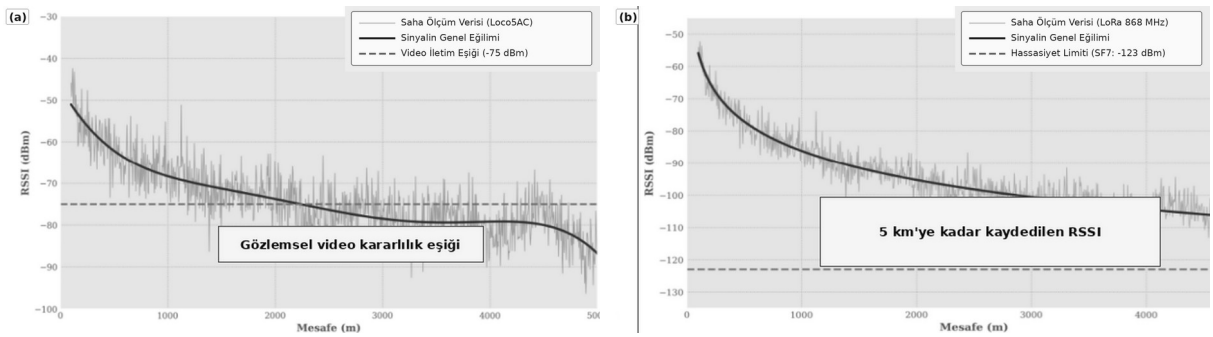
Saha deneyi açık alanda, yaklaşık 50 m uçuş irtifasında ve görüş hattı koşullarında 5 km'ye kadar gerçekleştirilmiştir. 868 MHz LoRa ve 5 GHz Loco5AC bağlantılarının mesafeye bağlı RSSI kayıtları alınmış; video yolunda görüntü bozulmasının başlaması, kararlı akışın kaybı ve bağlantının kesilmesi saha notlarıyla işaretlenmiştir. Algılama modelinin doğrulama kümesi başarımı Tablo 1'de raporlanmıştır; ancak saha uçuşu sırasında PDR, PER, SNR, uçtan uca gecikme, Jetson çıkarım süresi, algılama performansı ve toplam güç tüketimi eş zamanlı kaydedilmediğinden bu ölçütler için sayısal saha sonucu üretilmemiştir. RSSI eğiliminin fiziksel yorumu için literatürde yaygın kullanılan log-mesafe gölgelenme modeli teorik çerçeve olarak verilmiştir [11].

$$P_r(d) = P_r(d_0) - 10n \log_{10}(d/d_0) + X_\sigma \quad (3)$$

Burada n yol kaybı üssünü, X_σ ise sıfır ortalamalı log-normal gölgelenmeyi temsil eden Gauss değişkenini göstermektedir. Ham veriden n ve σ için güven aralıklı bir kestirim yapılmadığından modele dayalı ek menzil tahmini yapılmamıştır.

5. Bulgular ve Tartışma

Şekil 1(a)'daki 5 GHz Loco5AC video referansında yaklaşık 2,3 km'den sonra görüntü hatalarının belirginleştiği, 3,5 km sonrasında kararlı video akışının sürdürülemediği ve yaklaşık 4 km civarında bağlantının kaybedildiği gözlenmiştir. Bu sonuçlar kanal genişliği, iletim gücü, anten yönelimi, video kodlama ve saha geometrisine özgüdür; 5 GHz sistemleri için genel bir menzil sınırı değildir. Şekil 1(b)'de 868 MHz LoRa hattının RSSI değeri mesafeyle azalmakta ve 5 km noktasında yaklaşık -108 dBm olarak kaydedilmektedir.



Şekil 1. Mesafeye bağlı RSSI kayıtları: (a) 5 GHz Loco5AC video referans hattı, (b) 868 MHz LoRa P2P hattı (SF7, 125 kHz, 14 dBm).

Grafikte kullanılan SF7 alıcı hassasiyeti referansı -123 dBm kabul edildiğinde 5 km noktasındaki yalnızca RSSI tabanlı görünür alıcı payı aşağıdaki gibidir.

$$M_{RSSI} = RSSI_{meas} - S_{rx} = (-108) - (-123) = 15 \text{ dB} \quad (4)$$

Bu 15 dB'lik fark, ölçülen sinyal seviyesinin kullanılan hassasiyet referansının üzerinde olduğunu gösterir; ancak RSSI marjı paketlerin eksiksiz, sürekli ve zamanında ulaştığını tek başına kanıtlamaz. UAV-LoRa çalışmalarında irtifa, anten yerleşimi, SF ve çevresel koşulların PDR ve SNR üzerinde belirleyici olduğu gösterilmiştir [12]. 5 GHz hattında sürekli kodlanmış video, LoRa hattında ise sekiz baytlık görev durumu iletildiğinden bulgu "LoRa videodan daha üstün bir bağlantıdır" şeklinde yorumlanamaz. Doğru yorum, tam videonun zorunlu olmadığı görevlerde Jetson Xavier NX üzerinde üretilen düşük hacimli çıktının, incelenen LoRa ayarıyla video referansının kararlılığını kaybettiği mesafelerde alıcı seviyesinde gözlenebilmesidir. Sekiz bayt yük için 36,096 ms teorik paket süresi yaklaşık R_{app} = 1,77 kbit/s uygulama oranına karşılık gelir; bu değer sürekli video hızlarından çok daha düşüktür [5,7,10].

5.1. Kapsam ve Sınırlılıklar

Çalışma tek saha, tek yaklaşık irtifa, tek SF/BW ayarı ile sınırlıdır. Algılama modelinin özgün doğrulama kümesindeki Precision, Recall, F1-score ve mAP@0.5 sonuçları Tablo 1'de verilmiştir. Buna karşılık saha uçuşu sırasında SNR, Jetson FPS/çıkarım süresi ve toplam güç tüketimi eş zamanlı kaydedilmediğinden güvenilirlik veya enerji verimliliği yönünde ölçülmemiş bir sonuç türetilmemiştir. LoRa ve video hatları sırasıyla 868 MHz ve 5 GHz bantlarında çalıştığından, bu iki sistem arasında eş-kanal girişimi teorik olarak beklenmemektedir. Bu nedenle çalışmada, eş-kanal girişimi analizi yapıldığı veya girişim gözlenmediği yönünde bir çıkarımda bulunulmamıştır. Tekrarlanabilirlik için sonraki deneylerde paket sıra numarası ve ortak zaman tabanı ile PDR, SNR ve gecikmenin; algılama tarafında ise saha performansı ve çıkarım süresinin eş zamanlı kaydedilmesi gerekir.

6. Sonuç

Bu çalışmada, çalışma kapsamında hazırlanan veri kümesiyle eğitilen YOLOv5 modelinin Jetson Xavier NX üzerinde çalıştırılmasıyla üretilen sekiz bayt görev verisinin 868 MHz LoRa P2P bağlantısıyla iletildiği prototip incelenmiştir. Model doğrulama kümesinde Precision = 0.928, Recall = 0.905, F1-score = 0.916 ve mAP@0.5 = 0.937 değerlerine ulaşmıştır. SF7, 125 kHz ve 14 dBm yapılandırmasında sekiz bayt yükün teorik zaman-havada süresi 36,096 ms olarak hesaplanmıştır. Yaklaşık 50 m irtifa ve görüş hattı koşullarında 5 km'de -108 dBm RSSI kaydedilmiş; aynı saha bağlamındaki 5 GHz video referansında daha kısa mesafelerde kademeli bozulma gözlenmiştir. Bulgular bir teknoloji üstünlüğü göstermemekte; tam videonun gerekli olmadığı görevlerde uçta çıkarılan düşük hacimli bilginin düşük veri hızlı bir bağlantı üzerinden alıcı seviyesinde gözlenebildiğine ilişkin saha sonucu sunmaktadır.

Kaynaklar

[1] W. Shi, J. Cao, Q. Zhang, Y. Li ve L. Xu, "Edge computing: Vision and challenges," IEEE Internet of Things Journal, c.3, no.5, s.637-646, 2016.
[2] J. Redmon, S. Divvala, R. Girshick ve A. Farhadi, "You only look once: Unified, real-time object detection," Proc. IEEE CVPR, s.779-788, 2016.
[3] G. Jocher vd., "Ultralytics YOLOv5," yazılım deposu ve teknik dokümantasyon, 2020-2026.
[4] NVIDIA, "Jetson Xavier NX Series: Technical Specifications" NVIDIA Embedded Systems Documentation.
[5] A. Augustin, J. Yi, T. Clausen ve W. M. Townsley, "A study of LoRa: Long range & low power networks for the Internet of Things," Sensors, c.16, no.9, s.1466, 2016.
[6] L. Vangelista, "Frequency shift chirp modulation: The LoRa modulation," IEEE Signal Processing Letters, c. 24, no.12, s.1818-1821, 2017.
[7] Semtech, "LoRa and LoRaWAN," LoRa physical-layer technical overview.
[8] R. Khanam ve M. Hussain, "What is YOLOv5: A deep look into the internal features of the popular object detector," arXiv:2407.20892, 2024.
[9] Z. Zheng vd., "Distance-IoU loss: Faster and better learning for bounding box regression," Proc. AAAI, c. 34, no.7, s.12993-13000, 2020.
[10] Semtech, "SX1272/3/6/7/8 LoRa Modem Designer's Guide," AN1200.13, 2013.
[11] T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, 2. baskı. Prentice Hall, 2002.
[12] V. A. Dambal, S. Mohadikar, A. Kumbhar ve I. Guvenc, "Improving LoRa signal coverage in urban and sub-urban environments with UAVs," IEEE iWAT, s.210-213, 2019.

FMCW Radar Altimetresi Vuru Sinyalinin Dalgacık Dönüşümü Tabanlı Gürültü Temizleme ile İyileştirilmesi

Zeynep Sude İleri, Selçuk Helhel, Atalay Kocakuşak
Akdeniz Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümü
Antalya
zeynepsudeiler2580@gmail.com, selcukhelhel@akdeniz.edu.tr, atalaykocakusak@akdeniz.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, Sürekli Dalga Frekans Modülasyonlu (FMCW) radar altimetre sistemleri için Ayrık Dalgacık Dönüşümü (DWT) tabanlı yeni bir gürültü temizleme mimarisi önerilmiştir. Çalışmanın analizleri, literatürde kabul görmüş L-bandı bir radar prototipinin sistem parametreleri (100 MHz bant genişliği, 40 µs tarama süresi) temel alınarak gerçekleştirilmiştir. 1.5 metre yükseklikte bir hedef modellenmiş ve ışık hızı kullanılarak bu hedefin 10 nanosaniyelik bir gecikme yaratacağı hesaplanmıştır. Bu verilerden hareketle 25 kHz'lik ideal bir vuru (beat) sinyali üretilmiştir. Ardından sistem zorlu gürültülü ortamlara sokularak test edilmiştir. Böylece sistem laboratuvar ortamından çıkartılıp gerçek dünyaya adapte edilmiştir. Öncelikle sinyal üzerine termal gürültü (SNR = -5 dB), faz gürültüsü ve elektromanyetik parazitler (EMI) eklenerek oldukça zorlu bir gürültü ortamı simüle edilmiştir. Daha sonra, klasik Fourier (FFT) analizinin hedef tespiti konusunda yetersiz kaldığı bu senaryoda, Daubechies-4 (db4) dalgacığı ve Medyan Mutlak Sapma tabanlı uyarlanır eşikleme yöntemi kullanılarak sinyal başarıyla temizlenmiştir. Deneysel sonuçlar, önerilen Ayrık Dalgacık Dönüşümü tabanlı yaklaşımın Sinyal-Gürültü Oranını (SNR) +5.72 dB iyileştirdiğini ve yoğun gürültü altında dahi 25 kHz'lik hedef pik frekansının %100 doğrulukla tespit edilebildiğini göstermektedir.*

1. Giriş

Radar altimetresi, günümüz modern hava araçlarında yer seviyesinden anlık yüksekliğini yüksek hassasiyetle ölçmek için kullanılan özel sensörlerden biridir [2]. Uçuş güvenliği, özellikle görüş mesafesinin düştüğü zorlu hava koşullarında gerçekleştirilen otonom iniş-kalkış operasyonları ve arazi takipli uçuş senaryolarında doğrudan altimetreden gelen verinin güvenilirliğine bağlıdır.

Altimetre sistemleri arasında FMCW radar mimarisi, darbe radarlarına kıyasla daha düşük tepe güç tüketimi, yakın mesafede kör nokta bulunmaması ve yüksek mesafe çözünürlüğü gibi avantajları sayesinde yaygın olarak tercih edilmektedir [3], [8]. Sistemde mikser çıkışında elde edilen vuru sinyalinin frekansı (fb), hava aracının yüksekliğiyle orantılıdır:

$$f_b = (BW/T) \times \tau_0 = (BW/T) \times (2R/c) \qquad (1)$$

f_b Vuru (Beat) Frekansı: Alıcı ile verici sinyali arasındaki frekans farkıdır.

BW **Bant Genişliği:** Sinyalin taradığı frekans aralığıdır ($100\ MHz$).

T **Chirp Süresi:** Frekans tarama döngüsünün süresidir ($40\ \mu s$).

τ_0 Gecikme Süresi: Sinyalin gidiş-dönüş süresidir ($10\ ns$).

R **Hedef Mesafesi / Yükseklik:** Altimetre ile yer arasındaki mesafedir ($1.5\ m$).

c **Işık Hızı:** Sinyalin yayılma hızıdır (3×10^8 m/s).

Teorik düzeyde net olan bu ilişki, pratikte çeşitli donanımsal bozucu etkilerle karşılaşmaktadır. Roy ve ekibi tarafından gerçekleştirilen donanımsal çalışmada da vurgulandığı üzere, DDS/VCO'ların ideal olmayan davranışları faz gürültüsü eklerken; termal gürültüler ve elektromanyetik girişimler (EMI) vuru sinyalini gürültü tabanı altında boğmaktadır [1]. Geleneksel FFT tabanlı analiz, zaman bilgisine kör olması nedeniyle dürtüsel gürültü patlamalarında tüm frekans spektrumunu kirletmekte ve zayıf hedeflerin gözden kaçmasına neden olmaktadır [3].

Bu çalışmada, Mallat [4] tarafından kurulan teoriden yola çıkılarak Hızlı Fourier Dönüşümü'nün (FFT) zamansal çözünürlük eksikliğini gidermek amacıyla Ayrık Dalgacık Dönüşümü (DWT) tabanlı yeni bir gürültü temizleme mimarisi oluşturulmuş ve MATLAB simülasyonlarıyla gerçeklenmiştir.

2. Sistem Modeli ve Teorik Altyapı

A. FMCW Radar Altimetresi Mimarisi

FMCW radar altimetresi; sinyal üreteci, alıcı-verici modülleri ve gelen veriyi işleyen sinyal işleme birimi olmak üzere üç temel bloktan oluşmaktadır. Sistemdeki modülatör, düzenli olarak testere dişi dalga formunda doğrusal frekans modülasyonlu 'chirp' sinyalleri üretmektedir.

$$s_T(t) = A_T \cos(2\pi f_0 t + \pi K t^2) \quad (2)$$

$s_T(t)$ İletilen Sinyal: Radardan gönderilen zaman alanındaki chirp sinyalidir.

A_T İletilen Sinyal Genliği: Gönderilen sinyalin tepe voltaj seviyesidir.

f_0 Başlangıç Frekansı: Chirp taramasının başladığı merkez frekanstır ($1GHz$).

K Chirp Eğimi: Birim zamandaki frekans değişim oranıdır ($K = BW/T$).

t Zaman: Bağımsız zaman değişkenidir.

Burada K = BW/T chirp eğimidir (Hz/s). Hedeften yansıyan sinyal τ₀ gecikmesiyle alıcıya ulaşmaktadır:

$$s_R(t) = A_R \cos(2\pi f_0 (t - \tau_0) + \pi K (t - \tau_0)^2) \quad (3)$$

$s_R(t)$ Alınan (Yansıyan) Sinyal: Yerden yansıyarak radar alıcısına geri gelen zaman alanındaki sinyaldir.

A_R Alınan Sinyal Genliği: Yansıma sonrasında zayıflamış olan gelen sinyalin tepe genlik seviyesidir.

f_0 Başlangıç Frekansı: Radarın frekans taramasına başladığı başlangıç frekansıdır ($1GHz$).

t Zaman: Bağımsız zaman değişkenidir (saniye).

τ_0 Gecikme Süresi: İletilen sinyalin hedefe ulaşıp geri dönmesi için geçen gecikmedir ($10ns$).

K Chirp Eğimi: Frekansın bir saniyedeki değişim hızıdır (BW/T).

Mikser birimi bu iki sinyali çarpar ve alçak geçiren filtre sonrasında vuru sinyali elde edilmektedir:

$$s_b(t) = A_b \cos(2\pi f_b t + \varphi_0) \quad (4)$$

$s_b(t)$ Vuru Sinyali: Alıcıda mikser (çarpıcı) ve alçak geçiren filtre çıkışında elde edilen zaman alanındaki sinyaldir.

A_b Vuru Sinyali Genliği: Vuru sinyalinin tepe genlik seviyesidir.

f_b Vuru (Beat) Frekansı: İki sinyal arasındaki frekans farkıdır. Radarın yüksekliği ile doğru orantılıdır.

t Zaman: Bağımsız zaman değişkenidir (saniye).

φ_0 Başlangıç Fazı: İletim ve alım sinyalleri arasındaki faz kaymasından doğan sabit açıdır.

Bu aşamada öncelikle Roy'un makalesinden L-bandı bir radarın fiziksel sınırları alınmış ve şu belirtilmiştir; bant genişliği (BW) 100 MHz, doğrusal frekans modülasyonlu chirp süresi 40 µs kabul edilmiştir. Ardından ise 1.5 m yükseklikte bir hedef tanımlanmış ve ışık hızı kullanılarak bu hedefin 10 ns'lik bir gecikme yaratacağı hesaplanmıştır. Ardından (1)'deki formülü uygulayarak MATLAB'ta 25 kHz'lik ideal bir vuru (beat) sinyali elde edilmiştir.

B. Referans Parametrelerin Çıkarımı

Simülasyonlar için [1]'deki L-bandı prototipinin parametreleri referans alınmıştır. 100 MHz bant genişliği 40 µs sürede taranmakta, 10 ns gecikme ile teorik vuru frekansı fb= 25 kHz elde edilmektedir. Tablo I, temel parametreleri özetlenmektedir.

Tablo I. FMCW radar altimetresi simülasyon parametreleri.

Parametre	Sembol	Değer
Bant Genişliği	BW	100 MHz
Chirp Süresi	T	40 μs
Gecikme Süresi	τ_0	10 ns
Chirp Eğimi	K	2.5×10^{12} Hz/s
Vuru Frekansı	f_b	25 kHz
Simüle Edilen Mesafe	R	1.50 m
Örnekleme Frekansı	Fs	1 MHz
Gözlem Penceresi	T_{obs}	10 ms
Örnek Sayısı	N	10000

C. Önerilen Dalgacık Tabanlı Metodoloji

Bu aşamada Roy ve ekibi [1] tarafından sunulan L-bandı radar altimetresi çalışmasında raporlanan donanımsal bozulmaları ve radarın gürültülü ortamdaki performansını simüle etmek için dört farklı matematiksel gürültü bileşeni karakterize edilerek ideal sinyalin üzerine bindirilmiştir. Böylelikle sistem laboratuvar ortamından çıkartılıp gerçek dünya senaryosuna entegre edilmiş ve zorlu gürültü ortamları yaratılarak sistemin bu koşullardaki davranışı test edilmiştir.

Fiziksel dünyada termal gürültü (Johnson-Nyquist gürültüsü), alıcı anten ve RF ön-uç (RF Front-End) bileşenlerinde (özellikle LNA ve mikser gibi aktif elemanlarda) bulunan yük taşıyıcılarının (elektronların) termal hareketliliğinden kaynaklanmaktadır. Elektronik kartlardaki elektronlar sıcaklıktan dolayı sürekli rastgele titreşmektedir. Bu titreşim, devrede kaçınılmaz bir parazit (gürültü) yaratmaktadır. Sıcaklık arttıkça veya alıcı cihazın bant genişliği

büyüdükçe bu gürültü de artmaktadır. Bu, alıcı zincirindeki amplifikatörlerin gürültü figüründen (NF) kaynaklanan temel bozucu etkidir [2]. Sinyalin gücünü gürültünün gücüne oranlayan değere SNR (Sinyal-Gürültü Oranı) denir. Projede SNR = -5 dB olarak seçilmiştir. Bu değer, gürültünün sinyalden yaklaşık 3 kat daha güçlü olduğu anlamına gelmektedir. Simülasyonda ideal vuru sinyalinin üzerine, bu gürültü gücüne sahip rastgele Gauss sayıları eklenerek sinyal gürültüye boğulmuştur. Gerçek hayatta, radar altimetresi takılı olan bir İHA yüksekten uçarken yansıyan radar sinyali çok zayıflar ve alıcının iç termal gürültüsünün altında kalmaktadır. Bu zorlu durumu simüle etmek ve geliştirilen Dalgacık (DWT) algoritmasının bu gürültüyü ne kadar iyi temizlediğini test etmek için sisteme bu gürültü eklenmiştir.

Osilatörün (DDS/VCO) frekans kararsızlığı yüzünden sinyalin fazı mikroskobik düzeyde sürekli titrer. Zamanla birikerek artan bu faz sapmaları, simülasyonda kümülatif bir rastgele yürüyüş (random walk) süreciyle modellenmiştir. Gönderilen ve alınan sinyal arasındaki faz farkıyla çalışan FMCW radarında bu titremeler, mikser çıkışındaki hedef spektrumunun genişlemesine ve gürültü tabanının yükselmesine yol açarak mesafe ölçüm doğruluğunu doğrudan düşüşmektedir. Bu çalışmada DDS/VCO frekans kararsızlığından kaynaklı taşıyıcı faz salınımları, $\sigma = 0.4$ rad standart sapmalı kümülatif rastgele yürüyüş (random walk) ile modellenmiştir.

Elektronik kartı besleyen güç kaynakları veya regülatörler çalışırken havaya ya da kablolara 60 kHz ve 110 kHz frekanslarında parazit yaymaktadır. Bu parazitler mikser çıkışındaki radar verisine karıştığında, radar sanki o frekanslarda başka birer "hedef varmış" gibi algılar (yalancı hedefler oluşmaktadır). Tasarlanan filtrenin bu sahte hedefleri bastırması gerekmektedir. Bu senaryodaki davranışı gözlemlemek amacıyla güç kaynakları ve anahtarlamalı regülatörlerden sızan 60 kHz ve 110 kHz sabit frekanslı sinüsoidal bileşenleri sisteme eklenmiştir[1]. Mikser çıkışındaki izolasyon zayıflıkları, ani anahtarlama geçişleri veya güç hatlarındaki anlık gerilim sıçramalarından kaynaklanan çok kısa süreli ve yüksek genlikli darbelerdir. Zaman alanında çok dar ve sivri olan bu darbeler, frekans alanında (FFT spektrumunda) tüm frekanslara yayılarak gürültü zeminini (noise floor) yukarı çekmekte ve gerçek hedef sinyalini baskılamaktadır. Bu durumu test edebilmek adına zaman alanındaki vuru (beat) sinyalinin üzerine mikser çıkışındaki izolasyon anomalilerinden kaynaklı kısa süreli, yüksek genlikli darbe gürültüsü bileşeni yerleştirilmiştir [2]. Sonuç olarak 25 kHz'lik hedef vuru sinyalimiz ham FFT grafiğinde gürültü tabanının altında kalarak tamamen kaybolmuş ve spektrumda sahte hedefler (hayalet pikler) ortaya çıkmıştır.

D. DWT ile Çok Çözünürlüklü Ayrıştırma

Ayrık Dalgacık Dönüşümü ile çok çözünürlüklü ayrıştırmada ise Fourier analizinden farklı olarak Ayrık Dalgacık Dönüşümü (DWT), sinyalleri zaman içinde sonlu uzunluktaki dalgacık fonksiyonlarına ayırarak hem frekans hem zaman bilgisini (zaman-frekans lokalizasyonu) korur [4]. Bu projede kompakt destekli ve asimetrik yapısıyla radar sinyal karakteristiklerine uygun olan Daubechies-4 (db4) dalgacığı [5] seçilmiş ve 5 seviyeli ayrıştırma uygulanmıştır: db4 dalgacığı, radar vuru sinyalinin periyodik ve sönümlü dalga morfolojisi ile yüksek derecede benzerlik göstermiştir. 4 yok edici momente (vanishing moments) ve kompakt desteğe (dar zaman yayılımına)

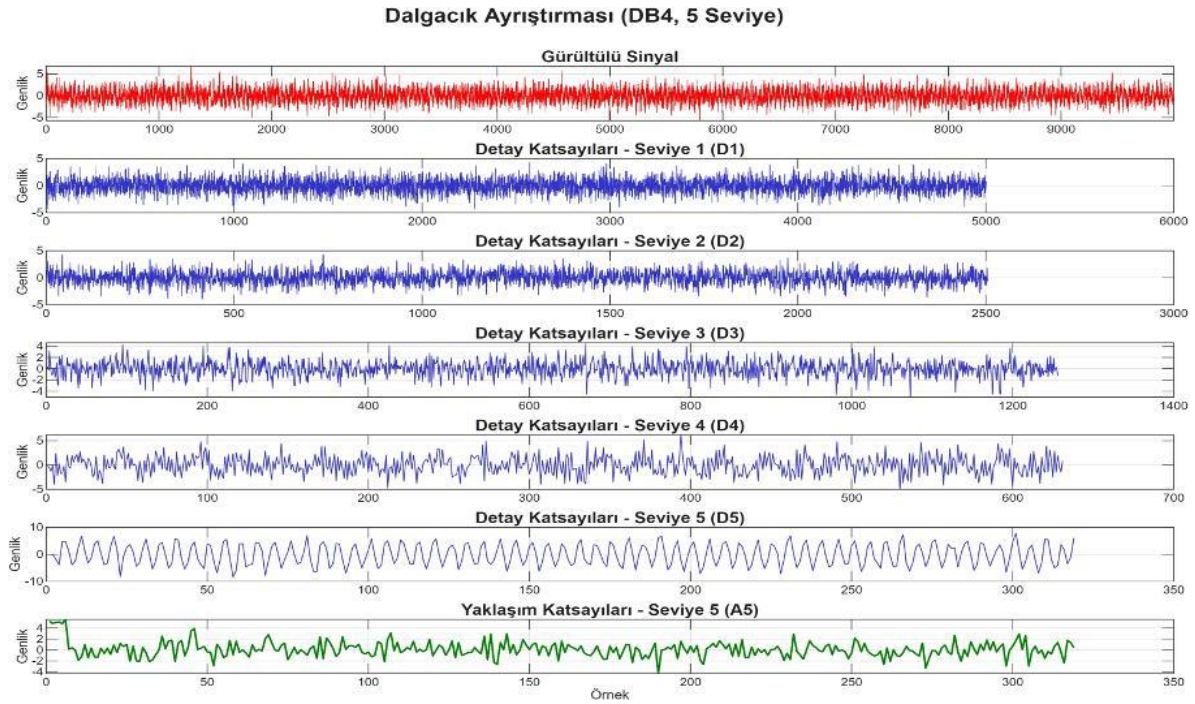
sahip olması, zaman alanındaki ani voltaj sıçramalarını (darbe gürültüsünü) ve faz kararsızlıklarını sinyalden ayırmada yüksek başarı sağlamıştır. Ayrıca filtre katsayı sayısının az (8 katsayı) olması, FPGA (VHDL) donanım gerçeklemesinde işlem yükünü, kaynak kullanımını ve gecikme süresinin (latency) minimumda tutulmasına olanak tanımıştır. 5 seviyeli ayrıştırma tercih ederek örnekleme hızı 1 MHz iken 5 kez bölme işlemi yapıldığında hedeflenen 25 kHz frekansı tam olarak 5. filtre katmanına denk gelmektedir. Böylece gürültüler diğer katmanlarda bırakılıp, 25 kHz'lik vuru sinyali bu katmandan çekilmiştir. Çok çözünürlüklü dalgacık analizi kapsamında, gürültülü vuru sinyalinin 5 seviyeli ayrıştırma denklemi şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$s(t) = A_5 + D_1 + D_2 + D_3 + D_4 + D_5 \quad (5)$$

$s(t)$ Gürültülü Giriş Sinyali: Mikser çıkışından alınan ve üzerinde termal gürültü (AWGN), faz gürültüsü, güç kaynağından sızan EMI girişimleri (60/110 kHz) ve donanımsal anlık darbeler (dürtüsel gürültü) barındıran ham radar verisidir.

A_5 5. Seviye Yaklaşım (Approximation) Katsayıları: Daubechies-4 (db4) dalgacığı kullanılarak yapılan 5 seviyeli analiz sonucu en düşük frekans bandında elde edilen katsayılardır. Bu katsayılar vuru sinyalinin genel morfolojisini ve yavaş değişen DC trendini taşır; gürültü temizleme (eşikleme) esnasında sinyalin yapısını bozmamak için filtreleme işleminden muaf tutulmuştur.

D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 1. ile 5. Seviye Detay (Detail) Katsayıları: Sinyalin yüksek frekanslı gürültü, faz titreşimi ve EMI parazitlerini içeren detay bileşenleridir (filtrelemede bu detay katsayıları eşikleme işlemine tabi tutulmuştur.). Burada A_5 en düşük frekanslı yaklaşım katsayılarını, D_1 ile D_5 arası terimler ise farklı frekans bantlarındaki detay katsayılarını temsil etmektedir. Bu modellemede, alçak frekanslı A_5 katsayıları DC kaymaları ve çok yakın mesafe yansımalarını içerdiğinden bilgi kaybını önlemek amacıyla filtrelenmeden korunmuştur. Hedeflenen 25 kHz'lik vuru sinyalinin ana enerjisi D_5 detay bandında (15.625 - 31.25 kHz) yoğunlaşırken; yüksek frekanslı D_1 - D_3 detay katsayıları (62.5 - 500 kHz) hedef sinyali içermeyip, donanımsal termal gürültünün büyük kısmını ve sisteme sızan yüksek frekanslı EMI girişimlerini barındırmaktadır. Bu doğrultuda, filtreleme işlemi bu detay katsayıları üzerinde yoğunlaştırılarak gürültü bileşenleri temizlenmiştir.



Şekil 1. Gürültülü sinyalin 5 seviyeli DWT (db4) ayrıştırması sonucunda elde edilen D_1-D_5 Detay ve A_5 Yaklaşım katsayıları.

E. Medyan Mutlak Sapma (MAD) Tabanlı Uyarlanır Eşikleme

Bu aşamada sabit bir gürültü eşiği belirlemek yerine, Donoho ve Johnstone [6] tarafından önerilen uyarlanabilir yaklaşım kullanılmıştır. Yani dışarıdan şu eşiği kullan demek yerine, sisteme kendi gürültüsünü hesaplama yeteneği kazandırılmıştır.Böylece D_1 seviyesinin medyan mutlak sapmasını alarak gürültünün varyansı tahmin edilmiştir.

$$\hat{\sigma} = \frac{\text{median}(|d_1[n]|)}{0.6745} \quad (6)$$

$\hat{\sigma}$ Tahmin edilen gürültü standart sapması: Gürültü gücünü temsil eder.

median Medyan (ortanca) fonksiyonu: Katsayıların ortanca değerini bulur.

$d_1[n]$ 1. seviye detay katsayıları: Gürültünün en yoğun olduğu yüksek frekans verileridir.

0.6745 Normalizasyon sabiti: Hesaplamayı Gauss gürültü standart sapmasına dengeleyen katsayıdır.

Burada 0.6745, Gauss dağılımı için medyan mutlak sapma tahminini standart sapmaya dengeleyen katsayıdır. Her detay seviyesi k için o seviyeye özgü evrensel bir eşik belirlenmiştir [6]:

$$\lambda_k = \hat{\sigma}\sqrt{2 \ln N_k} \quad (7)$$

λ_k k. seviyedeki eşik değeri: Gürültü filtreleme sınırıdır.

$\hat{\sigma}$ Tahmin edilen gürültü standart sapması: MAD ile hesaplanan gürültü seviyesidir.

N_k k. detay seviyesindeki katsayı adedi: İşlenecek veri sayısıdır.

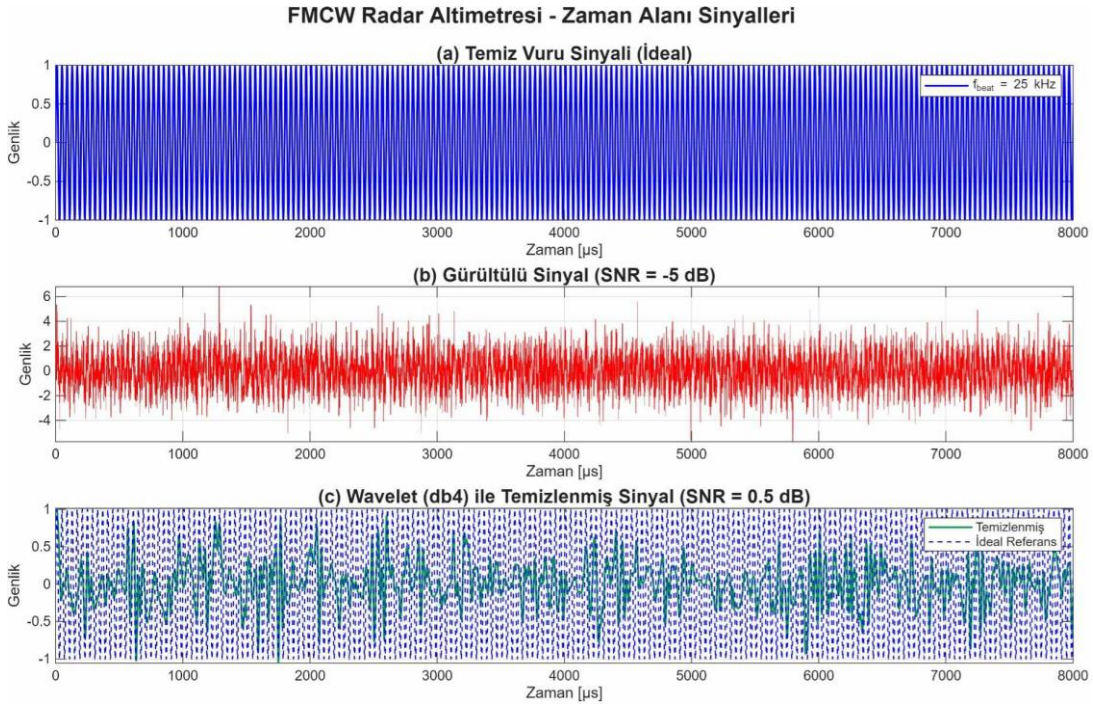
ln Doğal logaritma: e tabanındaki logaritma fonksiyonudur.

Elde edilen D_1-D_5 detay katsayı dizilerinde, literatürde gürültü temizleme çalışmalarının temelini oluşturan ve Donoho [7] tarafından önerilen yumuşak eşikleme (soft-thresholding) yöntemi uyarlanmıştır. Geliştirilen algoritmada, her bir ayrışım seviyesinde hesaplanan eşik değerinin (λ_k) altında kalan katsayılar tamamen sıfırlanırken, bu sınırın üzerindeki katsayılar ise λ_k kadar azaltılarak yumuşatılmıştır.
Bu çalışmada sert eşikleme yerine özellikle yumuşak eşikleme tercih edilmesinin nedeni, katsayıların aniden sıfıra düşürülmesi durumunda sinyalde oluşan ve "Gibbs olayı" olarak bilinen yapay dalgalanmaları (salınımları) tamamen önlenmesidir. Sinyalin kaba hatlarını ve DC seviyesini taşıyan A_5 yaklaşım katsayıları ise, vuru sinyalinin genel morfolojisini korumak adına bu filtreleme işleminden muaf tutulmuştur. Son aşamada, eşikleme işlemi tamamlanan temiz detay katsayıları ve dokunulmayan A_5 katsayıların birleştirilerek Ters Ayrık Dalgacık Dönüşümü (IDWT) gerçekleştirilmiştir ve zaman alanındaki filtrelenmiş vuru sinyalini başarıyla yeniden elde edilmiştir. Gürültü katsayıları törpülenmiş, böylelikle sinyal tekrar birleştirildiğinde, MATLAB ortamında SNR değerinin -5.23 dB'den +0.49 dB'ye çıktığı, yani +5.72 dB'lik bir iyileşme gerçekleştiği matematiksel olarak kanıtlamış ve 25 kHz'lik hedefimiz kusursuz şekilde ortaya çıkartılmıştır.

3. Analiz Sonuçları

A. Zaman Düzlemi Analizi

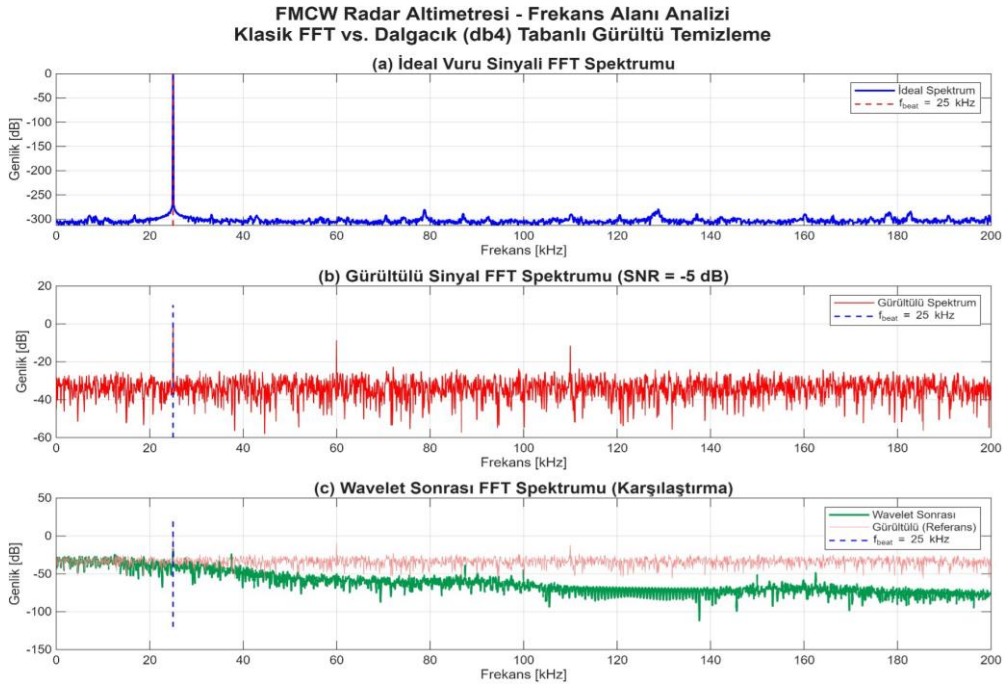
Kurguladığımız bu senaryoda zorlu koşullarda (-5 dB SNR), hedef 25 kHz vuru sinyali donanım gürültüsü içinde tamamen kaybolmuş. Dürtüsel darbeler, faz kararsızlıkları ve harmonik parazitler mikser çıkışındaki genliği karmaşık hale getirmiştir. Önerdiğimiz DWT prosedürü sonrasında ise periyodik vuru sinyalinin orijinal faz ve genlik yapısı büyük ölçüde korunmuş ve geri kazanılmıştır(Şekil 2).



Şekil 2. Zaman alanı sinyal morfolojileri: (a) İdeal vuru sinyali, (b) Ham gürültülü sinyal (SNR = -5 dB), (c) DWT ile kurtarılan sinyal.

B. Frekans Düzlemi Analizi

Ham sinyalin FFT spektrumunda 25 kHz hedef frekansı görünür olmakla birlikte gürültü tabanı son derece yüksektir ve 60 kHz ile 110 kHz noktalarında sahte hedef (ghost target) durumu oluşmuştur. DWT sonrası FFT uygulandığında gürültü tabanı belirgin biçimde sönümlenmiş, harmonik parazitler bastırılmış ve hedef algılama performansı keskinleştirilmiştir (Şekil 3).



Şekil 3. Karşılaştırmalı FFT spektral analiz: Ham sinyal (kırmızı) ve DWT sonrası sinyal (yeşil).

Sistemin performansı Tablo II'de özetlenmiştir. DWT tabanlı filtreleme ile SNR, -5.23 dB'den +0.49 dB'ye çıkarak toplam +5.72 dB iyileşme sağlanmıştır. Hedef 25 kHz pik frekansı hatasız tespit edilmiş, sahte hedef tepkileri bastırılmış ve sinyal belirginliği kritik düzeyde arttırılmıştır.

Tablo II. DWT tabanlı gürültü temizleme performans metrikleri.

Metrik	Ham (FFT)	DWT+FFT	İyileşme
SNR [dB]	-5.23	+0.49	+5.72 dB
Pik Tespit	25.0 kHz	25.0 kHz	—
Ölçülen Yükseklik	1.50 m	1.50 m	—
Sahte Hedef Tepkisi	Yüksek	Bastırıldı	Kritik İyileşme
Sinyal Belirginliği	Zayıf (Riskli)	Keskin	Çözünürlük Artışı

4. Sonuç ve Tartışmalar

Elde edilen bu sonuçlar, bize DWT tabanlı ön filtrenin FMCW radar altimetresi mimarilerinde önemli avantajlar sağladığını göstermektedir. Özellikle Roy ve ark. [1] tarafından tasarlanan prototip gibi gerçek donanım sistemlerinde mikser yalıtımı kayıpları ve PLL/DDS kaynaklı faz gürültüsü nedeniyle FFT tek başına yanlış yükseklik okumalarına yol açabilmektedir [3].

Önerilen yöntemin en kritik başarısı +5.72 dB'lik SNR iyileşmesidir. Mallat [4] tarafından teorik temelleri kurulan zaman-frekans lokalizasyonu sayesinde dürtüsel donanım patlamaları süzülmüştür. Donoho ve Johnstone [6] tarafından önerilen MAD tabanlı uyarlanır eşikleme stratejisi sayesinde sistem, farklı EMI profillerine harici kalibrasyon gerektirmeksizin otonom uyum sağlamıştır.

Bu çalışmada, referans donanım makalesi temel alınarak oluşturulan FMCW radar altimetresi sistem modeli üzerinde Daubechies-4 dalgacık dönüşümü tabanlı uyarlanabilir gürültü temizleme algoritması tasarlanmış ve MATLAB simülasyonlarıyla doğrulanmıştır. Geleneksel FFT yaklaşımının -5 dB SNR altında yetersiz kaldığı gösterilmiş, önerilen DWT mimarisi SNR değerini +5.72 dB iyileştirerek 25 kHz vuru frekansının hatasız tespiti sağlanmıştır. Gelecek çalışmalarda bu sinyal işleme bloğunun gömülü donanım platformlarına entegrasyonunu ve gerçek zamanlı uçuş testlerinde farklı dalgacık ailelerinin performans kıyaslaması yapılması hedeflenmektedir.

5. Kaynaklar

[1] A. K. Roy, B. Bapat, C. Bhattacharya, and S. A. Gangal, "Transmitter and Receiver Design at L-band and X-band for FM-CW Radar Altimeter," J. Instrum. Autom. Syst., vol. 1, no. 1, 2014.
[2] M. A. Richards, Fundamentals of Radar Signal Processing, 2nd ed., McGraw-Hill, 2014.
[3] M. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems, 3rd ed., McGraw-Hill, 2001.
[4] S. Mallat, A Wavelet Tour of Signal Processing: The Sparse Way, 3rd ed., Academic Press, 2009.
[5] I. Daubechies, Ten Lectures on Wavelets, Philadelphia, PA: SIAM, 1992.
[6] D. L. Donoho and I. M. Johnstone, "Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage," Biometrika, vol. 81, no. 3, pp. 425-455, 1994.
[7] D. L. Donoho, "De-noising by soft-thresholding," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 41, no. 3, pp. 613-627, May 1995.
[8] A. Stove, "Linear FMCW radar techniques," IEE Proc. F (Radar and Signal Processing), vol. 139, no. 5, pp. 343-350, Oct. 1992.

Askeri ve Sivil EMC Test Yöntemleri Açısından COTS Ekipmanlarının Diferansiyel Modda Işıma Yoluyla Alınganlığının Değerlendirilmesi

Elifnur Kara, Fatih Üstüner
İstanbul Ticaret Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
elifnur.dikbas@istanbulticaret.edu.tr , fustuner@ticaret.edu.tr,

Özet: *Bu çalışmada, MIL-STD-461G RS103 ve IEC 61000-4-3 ışıma yoluyla bağışıklık test yöntemleri, diferansiyel mod ışıma alınganlığı açısından karşılaştırılmıştır. Test Altındaki Cihaz (TAC) uçlarında oluşan diferansiyel mod girişim gerilimi, iki test yönteminin karşılaştırılmasında temel duyarlılık ölçütü olarak kullanılmıştır. Farklı test yöntemlerinde aynı seviyede girişim oluşturan elektrik alan seviyeleri karşılaştırılmıştır. Tek iletken modelden farklı olarak, diferansiyel mod durumunda hangi düzeneğin daha zorlu olduğu konusunda net ve tutarlı bir sonuca ulaşılamadığı gösterilmiştir. Bu bulgu, COTS ekipmanlarının askeri uygulamalar için RF duyarlılığının değerlendirilmesinde kablo geometrisi ve arayüz karakteristiklerinin önemini ortaya koymaktadır.*

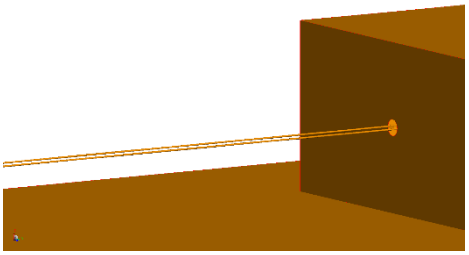
Abstract: *In this study, MIL-STD-461G RS103 and IEC 61000-4-3 radiated immunity test methodologies are compared in terms of differential-mode radiated susceptibility. The differential-mode voltage induced at the equipment terminals is used as the primary susceptibility metric. Unlike the single-conductor model, it is shown that a clear and consistent conclusion about which setup is more demanding cannot be drawn in the differential-mode case. This finding highlights the significance of cable geometry and interface characteristics in assessing the RF susceptibility of COTS equipment for military applications.*

1. Giriş

Ticari rafta hazır ürünlerin (Commercial Off-The-Shelf-COTS) savunma sistemlerinde giderek yaygınlaşması [1], elektromanyetik uyumluluk (EMC) açısından önemli bir soruyu beraberinde getirmektedir: Ticari standartlar kapsamında test edilmiş ekipmanlar, askeri elektromanyetik ortam etkileri (E3) gerekliliklerini ne ölçüde karşılamaktadır? COTS ekipmanları maliyet, teknoloji yenileme hızı ve temin kolaylığı açısından büyük avantajlar sunmakla birlikte; bunlar çoğunlukla IEC 61000-4-3 gibi ticari standartlara göre tasarlanmakta ve test edilmektedir [2]. Bu standartlar ise MIL-STD-461G RS103'te tanımlanan askeri gerekliliklerden önemli ölçüde farklılaşmaktadır [3]. Yazarlardan Fatih ÜSTÜNER tarafından yürütülen önceki bir çalışmada bu iki test düzeneğinin karşılaştırılması tek iletkenli bir kablo yapısı baz alınarak gerçekleştirilmiştir. 30–300 MHz frekans aralığında bu iki standardın RF duyarlılık test düzeneklerini karşılaştıran simülasyon tabanlı bir çerçeve geliştirilmiştir [4]. IEC test düzeneğinin, aynı aydınlatma elektrik alanı seviyesinde ekipman kabloları boyunca önemli ölçüde daha yüksek ortak mod akımları oluşturduğu gösterilmiştir. Modellenen tek iletkenli yapının IEC-61000-4-3 test düzeneğinde RS103 test düzeneğine nispetle daha alıngan olduğu görülmüştür. Söz konusu çalışmada kablo tek iletken olarak modellenmiştir. Ancak bu yaklaşım, gerçek dünyadaki güç ve işaret arayüzlerinin büyük çoğunluğunun modellenmesinde yetersiz kalmaktadır. Günümüzde güç ve işaret kabloları tahsisli dönüş hatlarına sahiptirler, dolayısıyla birden fazla iletken içermektedirler. Bu iletkenlerin referans zemin düzlemine göre farklı yüksekliklerde bulunması, ortaya çıkacak ortak mod girişiminin kısmen diferansiyel mod girişimine dönüşmesine yol açmaktadır [5]. Bu dönüşüm, alıcı devreyi doğrudan etkileyen bir mekanizma olduğundan duyarlılık değerlendirmesinde kritik bir öneme sahiptir. Bu çalışmada, önceki çalışmadaki sınırlamanın üstesinden gelmek amacıyla tek iletkenli yapı çift iletkenli diferansiyel bir iletim hattı olarak modellenmiştir [6]. Ortaya çıkan diferansiyel mod girişim açısından RS103 ve IEC-61000-4-3 test yöntemlerinin karşılaştırılması yapılmıştır.

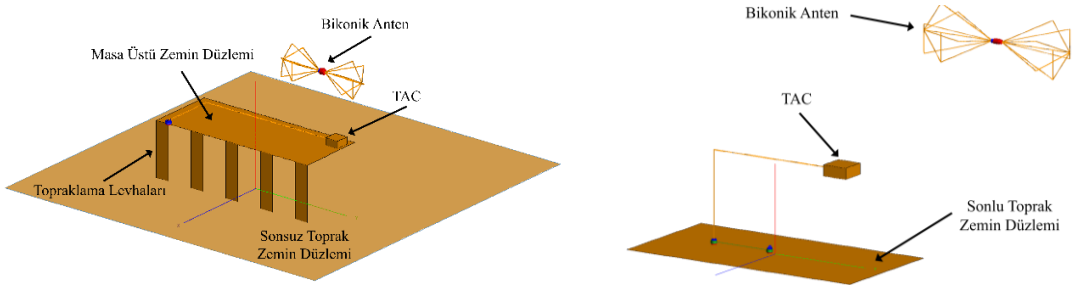
2. Genişletilmiş Modelleme Yaklaşımı

Bu çalışmada kablo, Şekil 1'de gösterildiği gibi, TAC'dan yardımcı ekipmana (AUX) uzanan iki paralel iletken olarak modellenmiştir. İki iletkenin referans zemin düzlemine göre yükseklikleri RS103 test düzeneğinde sırasıyla 4,9 cm ve 5,1 cm olarak belirlenmiştir; bu değerler, 2 mm'lik gerçekçi bir yükseklik dengesizliğini temsil etmektedir. Mutlak değer olarak küçük görünse de bu asimetri, her bir iletkenin zemin düzlemine göre birim uzunluk başına karşılıklı endüktans ve kapasitansında ölçülebilir bir dengesizlik oluşturmakta; dolayısıyla yük üzerinde ortak mod akımının diferansiyel mod akımına dönüşmesine neden olmaktadır.



Şekil 1. RS-485 Arayüzünü Temsil Eden İki İletkenli Paralel Kablo Geometrisi

RS103 düzeneğindeki iletkenler, yerden 80 cm yüksekteki masa üstü iletken zemin düzleminin 5 cm üzerinde — yani referans toprak zemin üzerinden 5 cm yükseklikte, yerden toplam 85 cm yükseklikte — Test Altındaki Cihaz (TAC)'dan arka yöne doğru 2,1 m yatay, ardından 0,8 m daha uzatılarak sonlandırılmıştır; Şekil 2 (a)'da görülebileceği üzere anten TAC'dan 1 m uzağa yerleştirilmiştir. IEC 61000-4-3 düzeneğinde ise iletken, iletken olmayan masanın üzerinde yerden 85 cm yüksekte 1,1 m yatay uzatılmış, ardından zemine doğru düşey yönlendirilerek sonlandırılmıştır; Şekil 2 (b)'de görülebileceği üzere anten 3 m uzağa sabitlenmiştir. TAC arayüzü, RS-485 dengeli diferansiyel işaret bağlantı noktası olarak modellenmiştir. Sonlandırma devresi; iki iletken arasına diferansiyel olarak bağlanan 120 Ω'luk bir direnç ile her bir iletkeni referans zemine bağlayan 5 pF'lık iki kapasitörden oluşmaktadır. 1 V ile sürülen standart bir bikonik anten her iki durumda da alan kaynağı olarak kullanılmıştır. Frekans aralığı 30–300 MHz olarak seçilmiş; her bir frekans adımında, kablonun TAC terminalinde indüklenen gerilim ile ölçüm noktasındaki elektrik alan kaydedilmiştir. Elektrik alan ölçüm noktası, RS103 test düzeneğinde masada kablonun üzerinde, boylamasına yatay eksende tam ortasında ve dikeyde masanın 30 cm üzerinde bulunurken, IEC 61000-4-3 test düzeneğinde ölçüm noktası zeminden 1,1 m yükseklikte yine kablo üzerinde boylamasına yatay eksende tam ortasında yer almaktadır. Böylece ölçümler, iki test düzeneğinde de aynı noktadan alınmıştır. Simülasyonlar hem yatay hem de düşey polarizasyon için Altair FEKO yazılımı ile gerçekleştirilmiştir.



(a) RS103 test düzeneği (b) IEC 61000-4-3 test düzeneği

Şekil 2. Simülasyon Modelleri

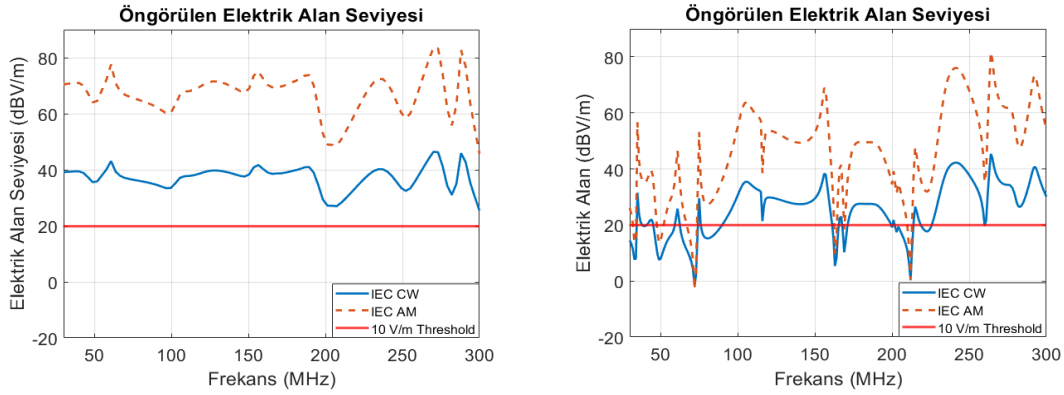
3. RS103 ve IEC 61000-4-3 Test Yöntemlerinin Karşılaştırılması

MIL-STD-461G RS103 ile IEC 61000-4-3 arasında frekans aralığı, test seviyeleri, kalibrasyon yöntemi, modülasyon ve test ortamı bakımından önemli farklılıklar bulunmaktadır. RS103, 30 MHz–18 GHz aralığını ve 5–200 V/m test seviyelerini kapsarken IEC 61000-4-3, 80 MHz–1 GHz aralığında 1, 3 ve 10 V/m seviyelerini esas almaktadır. Kalibrasyon açısından IEC standardı, EUT yerleştirilmeden önce 1,5 m × 1,5 m'lik Tekdüze Alan Bölgesi'nde (UFA) 16 noktada alan ön kalibrasyonu gerektirirken; RS103'te bu tür bir ön kalibrasyon prosedürü yer almamakta; bunun yerine test sırasında elektrik alan, masa üstü iletken zemin düzleminin en az 30 cm üzerinde konumlandırılan bir elektrik alan probu ile gerçek zamanlı olarak izlenmektedir. Modülasyon farkı da dikkat çekicidir: RS103 %50 görev döngülü 1 kHz darbe modülasyonu uygularken IEC, tepe alanı CW seviyesinin 1,8 katına çıkaran %80 AM modülasyonu kullanmaktadır. Test ortamı açısından RS103, yansıtıcı zemini olan yarı yansımasız oda ve 1 m anten mesafesi ile TAC'ı masa üstü iletken zemine bağlarken; IEC standardı, TAC'ı iletken olmayan masa üzerinde yerden 80 cm yüksekliğe konumlandırır ve anteni 3 m uzağa sabitler.

4. Simülasyon Sonuçları ve Tartışma

Simülasyonlar 30–300 MHz aralığında her iki test düzeneği ve her iki polarizasyon için gerçekleştirilmiştir. Temel ilgilenilen parametre, RS-485 alıcı devresinin gördüğü girişimi doğrudan temsil ettiğinden, TAC terminalindeki 120 Ω sonlandırma direnci üzerinde oluşan diferansiyel mod (DM) gerilimidir. İki simülasyon sonucunun eşdeğer bir temelde karşılaştırılabilmesi için normalize edilmiş eşdeğer RS103 alan seviyesi hesaplanmıştır.

Normalizasyon, ölçülen elektrik alan ile TAC terminalinde indüklenen gerilim arasındaki ilişkiye dayanmaktadır. Her test düzeneğinde, bu ilişki frekansın bir fonksiyonu olarak anten faktörü ile karakterize edilmiştir. Işıma yoluyla alınganlığı ortaya çıkaran RS103 test seviyesini 10 V/m (20 dBV/m) olarak alırsak, Aynı seviyede alınganlığı ortaya çıkaran IEC 61000-4-3 testindeki muhtemel test seviyeleri verilmiştir. Mavi düz çizgi devamlı dalga (CW) Elektrik Alan seviyesini verirken, kesikli kırmızı çizgi %80 AM modülasyonu uygulandığında elde edilen elektrik alan seviyesini göstermektedir. Tek iletken model incelendiğinde [3], IEC düzeneğinin açıkça daha yüksek duyarlılığa sahip olduğu Şekil 3 (a)'da görülmektedir. Çift iletkenli diferansiyel işaret konfigürasyonunda, Şekil 3 (b)'de de görülebileceği üzere bu açık üstünlük gözlemlenememekte; IEC düzeneği, frekans aralığının büyük bölümünde 10 V/m eşiğinin üzerinde kalmakta ve daha yüksek duyarlılık sergilemektedir. Bununla birlikte, RS103 düzeneğinin daha yüksek duyarlılık gösterdiği keskin rezonans frekansları da mevcuttur. Bu gözlem, IEC 61000-4-3'ün %80 AM modülasyon faktörü hesaba katıldığında da geçerliliğini korumaktadır. Bu sonuç, tek iletken modele kıyasla iki iletkenli kablo geometrisi ve reaktif sonlandırma devresinin eşdeğer alan seviyesini nasıl etkilediğini açıkça ortaya koymaktadır.



(a) Tek iletkenli çalışma (b) Çift iletkenli diferansiyel moddaki çalışma

Şekil 3. Aynı Alınganlık Seviyesi İçin Farklı Test Yöntemlerinde Öngörülen Elektrik Alan Seviyesi

5. Sonuç

Bu çalışmada, MIL-STD-461G RS103 ve IEC 61000-4-3 kapsamında tanımlanan test düzenekleri, 2 mm'lik gerçekçi bir yükseklik dengesizliğine sahip iki iletkenli RS-485 arayüzü ve karakteristik bir sonlandırma devresi ile modellenmiş; Altair FEKO kullanılarak aynı koşullar altında simüle edilmiştir. Elde edilen sonuçlara bakıldığında, IEC düzeneği frekans aralığının büyük bölümünde daha yüksek diferansiyel mod gerilimleri üretirken, RS103 düzeneği rezonans frekanslarında daha yüksek duyarlılık sergilemektedir. Tek iletken modelin aksine [3], diferansiyel mod durumunda hangi düzeneğin daha zorlu olduğu konusunda net ve tutarlı bir sonuca ulaşılamamaktadır. Bu bulgu, COTS ekipmanlarının askeri uygulamalar için RF duyarlılığının değerlendirilmesinde kablo geometrisi ve arayüz karakteristiklerinin kritik önemini bir kez daha vurgulamaktadır.

Kaynaklar

[1]. Timothy G. Hawkins, Michael J. Gravier; "Integrating COTS technology in defense systems: A knowledge-based framework for improved performance", European Journal of Innovation Management, 17 May 2019; 22 (3): 493–523. https://doi.org/10.1108/EJIM-08-2018-0177

[2]. IEC 61000-4-3:2020, Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 4-3: Testing and measurement techniques – Radiated, radio-frequency electromagnetic field immunity test, International Electrotechnical Commission (IEC), Edition 4.0, September 2020.

[3]. MIL-STD-461G, Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment, U.S. Department of Defense, Washington, DC, USA, 11 December 2015.

[4]. F. Üstüner, "Comparative study of military and commercial RF immunity test methods on COTS equipment susceptibility," in Proc. IEEE Int. Conf. Electrical and Electronics Engineering (ELECO), Bursa, Turkey, 2025.

[5]. F. Grassi, Y. Yang, X. Wu, G. Spadacini and S. A. Pignari, "On Mode Conversion in Geometrically Unbalanced Differential Lines and Its Analogy With Crosstalk," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 57, no. 2, pp. 283-291, April 2015, doi: 10.1109/TEMC.2014.2372894.

[6]. Kara, E., & Üstüner, F. "Evaluation of differential-mode radiated susceptibility of COTS equipment in different test methods". In Proceedings of the International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST 2026). IEEE.

Orta Enlem TEİ'sinde Boylamsal Asimetrinin Nicelendirilmesi: Uzamsal Eğimlerin Düzlemsel Yönseme Analizi

Şölen Kumbay Yıldız[1]*, Orhan Arıkan[2], Feza Arıkan[1]
[1]*Hacettepe Üniversitesi,
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
[2]Bilkent Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
solen@ee.hacettepe.edu.tr, oarikan@ee.bilkent.edu.tr, arikan@ee.hacettepe.edu.tr

Özet: *Bu çalışma, Çok Etkin (ÇOE) Güneş koşulları altında orta enlem Toplam Elektron İçeriği (TEİ) doğu-batı asimetrisini incelemektedir. ÇOE yıllarındaki JPL GIM-TEİ verileriyle bölgesel düzlemsel yönseme modelinin sabit seviye, enlemsel ve boylamsal eğim katsayıları analiz edilmiştir. Jeomanyetik ekvatorun maksimum güneye eğilim gösterdiği Kuzey Atlantik bölgesine odaklanılarak, aylık-iki saatlik ortanca haritalar oluşturulmuştur. Benzemezlik Ölçütü (DM-Dissimilarity Measure) kullanılarak bu bölge, diğer Kuzey Yarımküre alt orta enlem sektörleriyle karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, maksimum jeomanyetik yer değiştirme bölgesindeki İyonküre uzamsal eğimlerinin, jeomanyetik alanın plazma dağılımı üzerindeki etkisini nicelendirerek diğer bölgelerden temel olarak farklı olduğunu göstermektedir.*

Abstract: *This study investigates East-West asymmetry of midlatitude Total Electron Content (TEC) under High Solar Activity (HSA). We analyze the base level, latitudinal, and longitudinal tilt coefficients of a locally planar trend model using JPL GIM-TEC data from HSA years. Focusing on the North Atlantic region, where the geomagnetic equator shows maximum southward dip, we generate 2-hourly-monthly median maps. Using a Dissimilarity Measure (DM), we compare this region with other Northern Hemisphere lower midlatitude sectors. Results demonstrate that ionospheric spatial gradients in the maximum geomagnetic displacement sector differ fundamentally from other regions, quantifying the geomagnetic field's impact on plasma distribution.*

1. Giriş

Orta enlem İyonküresi, Güneş radyasyonu, nötr rüzgarlar ve jeomanyetik alan konfigürasyonunun etkileşimiyle şekillenen karmaşık bir uzaysal ve zamansal değişkenlik sergiler. Baskın değişimler günlük döngü ve Güneş zenit açısı tarafından yönetilse de, jeomanyetik kutupların yer değiştirmesi ve manyetik sapmadaki değişimler nedeniyle belirgin boylamsal (doğu-batı) asimetriler ortaya çıkar [1,2]. Bu bölgesel asimetriler, İyonküre dinamiklerini anlamak için kritik öneme sahip olmalarına rağmen, yerel saat ve enlem bağımlılıklarına dayanan ampirik modellerde genellikle düzleştirilir. Önceki araştırmalar bölgesel anomalileri belgelemiş olsa da [3-5], bu çalışmalar temel olarak foF2 gibi parametrelere veya sakin zaman düzeylerine odaklanmıştır [6,7]. Enlemsel ve boylamsal eğimlerin dikliğini ifade eden uzamsal değişimlerin sistematik klimatolojisi, özellikle ampirik modelleme ve GNSS konumlaması için en büyük zorluğu oluşturan Çok Etkin (ÇOE) dönemlerde büyük ölçüde incelenmemiş durumdadır. Bu çalışmada TEİ dağılımını fiziksel katsayılara ayıran yerel düzlemsel yönseme modeli kullanılmıştır. JPL GIM verilerinin (2000-2025) analizine dayanarak, maksimum İyonküre tepkisini izole etmek için yalnızca ÇOE yıllarına odaklanılmıştır. Analizimiz, jeomanyetik ekvatorun en keskin güneye eğilim gösterdiği Kuzey Atlantik sektörüne merkezlenmiştir. Model katsayıları için medyan haritalar üretilerek ve bir Benzemezlik Ölçütü (DM-Dissimilarity Measure) uygulanarak, bu bölgedeki uzamsal yapının diğer alt orta enlem bandından nasıl ayrıştığı nicel olarak değerlendirilmiştir.

2. Yöntem

İyonkürenin uzamsal yapısını karakterize etmek için analiz alanı Şekil 1'deki gibi enlemde 10° ve boylamda 20° kapsayan sabit boyutlu bölgelere ayrılmıştır. Belirli bir bölge içindeki TEİ dağılımı, yerel enlem ve boylam sapmalarını temsil eden θ' ve ϕ' koordinatlarında düzlemsel bir yüzey ile modellenmiştir [8]:

$$\mu_{\mathrm{R}}(\theta', \phi'; t) = a_{\mu}(t) + a_{\theta}(t)\theta' + a_{\phi}(t)\phi' \quad (1)$$

Burada a_{μ} (TECU) bölgenin sabit TEİ seviyesini, a_{θ} ve a_{ϕ} ise sırasıyla enlem ve boylam doğrultusundaki (TECU/°) eğimi temsil eder. Önceki araştırmalar, orta enlem bölgeleri için 2,5°×5° çözünürlüğe sahip Küresel İyonküre Haritalarını (JPL GIM) kullanarak 25 yıllık bir süre boyunca İyonküre model katsayılarını hesaplamış ve ilk olarak taban seviyesi katsayısının (a_{μ}) haritalanmasına odaklanmıştır [9,10]. Bu temel üzerine inşa edilen

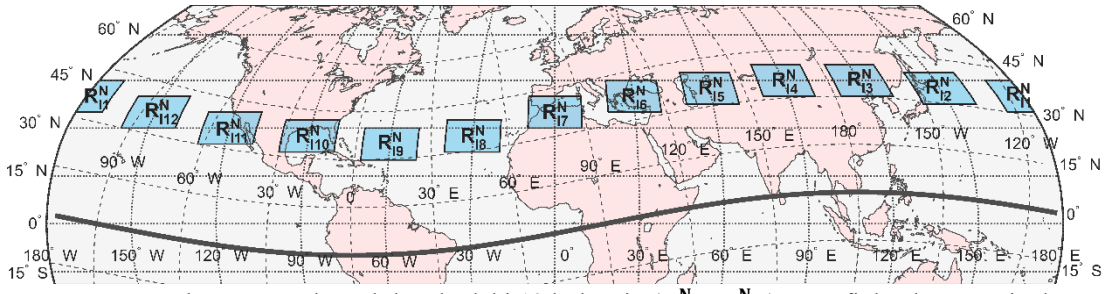
mevcut çalışma ise uzamsal eğim katsayıları (a_θ ve a_ϕ) için de ilk kez medyan haritaları oluşturarak bu klimatolojik analizi genişletmektedir. Katsayılar için aylık-iki saatlik ortanca haritalar çıkarılmış, farklı boylamsal sektörler arasındaki yapısal farklılık, değerlendirilmiştir. İki farklı bölge ($\mathrm{R}_{\mathrm{n_R}}$ ve $\mathrm{R}_{\mathrm{n_r}}$) arasındaki klimatolojik yapısal ayrım, aşağıdaki Benzemezlik Ölçütü kullanılarak sayısallaştırılmaktadır:

$$\mathrm{DM}_a^{\mathrm{ÇOE}}\left(\mathrm{R}_{\mathrm{n_R}};\mathrm{R}_{\mathrm{n_r}}\right)=\frac{1}{2}\frac{\left\|\mathbf{M}_a^{\mathrm{ÇOE}}\left(\mathrm{R}_{\mathrm{n_R}}\right)-\mathbf{M}_a^{\mathrm{ÇOE}}\left(\mathrm{R}_{\mathrm{n_r}}\right)\right\|_{\mathrm{F}}^2}{\left\|\mathbf{M}_a^{\mathrm{ÇOE}}\left(\mathrm{R}_{\mathrm{n_R}}\right)\right\|_{\mathrm{F}}\left\|\mathbf{M}_a^{\mathrm{ÇOE}}\left(\mathrm{R}_{\mathrm{n_r}}\right)\right\|_{\mathrm{F}}} \tag{2}$$

Burada $\|\cdot\|_{\mathrm{F}}$ Frobenius normunu, $\mathbf{M}_a^{\mathrm{ÇOE}}$ ise belirli bir a katsayısına ($a\in\{a_\mu,a_\mu,a_\phi\}$) ait ÇOE yıllarındaki 2-saatlik-aylık medyan değerlerini içeren matrisi temsil eder. Temelde medyan haritaları arasındaki karesel farkı sinyal enerjisine oranlayan bu metrik, yapılan normalizasyon işlemi sayesinde mutlak büyüklükten ziyade morfolojik yapısal farklılıklara odaklanacak şekilde ölçekten bağımsız hale getirilmiştir. Metriğin aldığı minimum değer olan 0 tam benzerliği ifade ederken, artan değerler uzaysal-zamansal farklılaşmanın büyüdüğüne işaret eder.

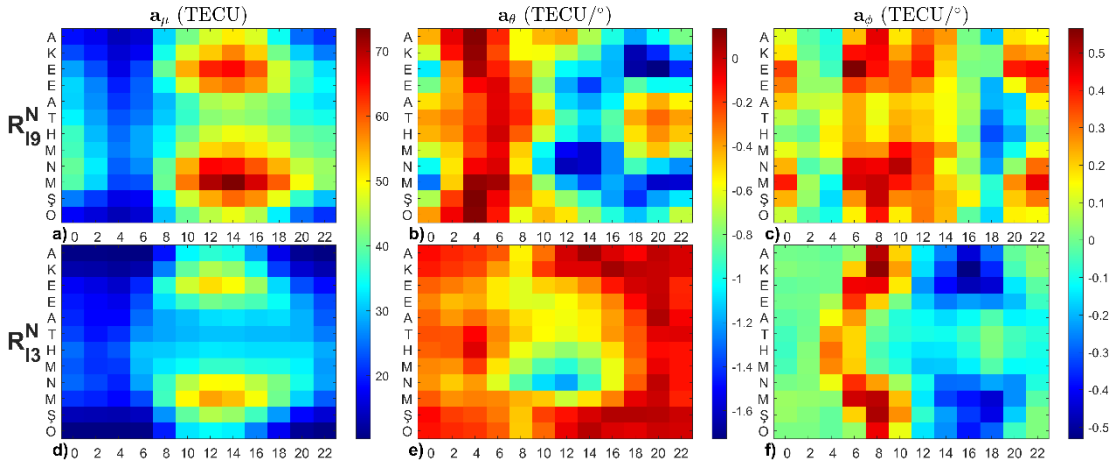
3. Bulgular ve Tartışma

Analiz, Çok Etkin (ÇOE) Güneş etkinlikli yıllara (2000, 2001, 2002, 2014, 2023, 2024 ve 2025) ve Kuzey Yarımküre orta enlemlerinin yaklaşık 30° ve 40° jeomanyetik enlemleri arasındaki alt bandına odaklanmaktadır. Bu seçimin temel nedeni, literatürde çoğunlukla düşük aktiviteli sakin dönemlere odaklanılırken, ampirik modellemeyi zorlaştıran aşırı uzamsal eğimlerin görece daha az incelenmiş olan yoğun Güneş etkinliği dönemlerinde ortaya çıkmasıdır. Söz konu bant bant, Şekil 1'de gösterildiği gibi her biri 20° boylamı kapsayan 12 örtüşmeyen bölgeye ayrılmıştır.



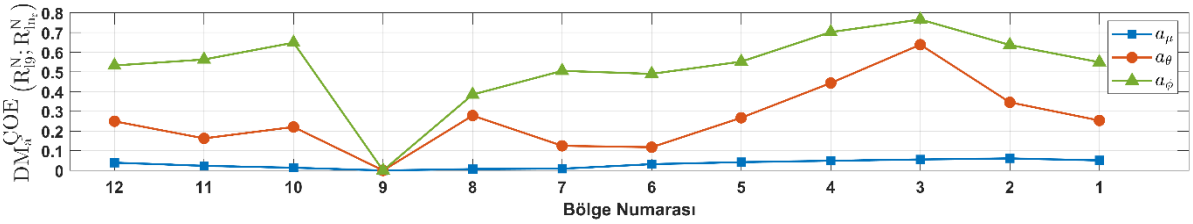
Şekil 1. Kuzey Yarımküre orta enlem alt bandındaki 12 bölgenin ($\mathbf{R^N_{I1}}$ - $\mathbf{R^N_{I12}}$) coğrafi dağılımı. Haritada coğrafi ağ (noktalı), jeomanyetik ağ (kesikli) ve jeomanyetik Ekvator (kalın siyah çizgi) gösterilmiştir.

$\mathrm{R}^{\mathrm{N}}_{\mathrm{I9}}$ bölgesi dayanak bölge olarak seçilmiştir. Bu seçimin temel nedeni, jeomanyetik ekvatorun güneye en keskin dalışı yaptığı boylamda ve dolayısıyla banttaki en güney konumda yer almasıdır. Ayrıca manyetik alan şiddetinin en zayıf olduğu bu bölgedeki benzersiz geometrik yapı, coğrafi ve manyetik koordinatlar arasında belirgin bir kayma yaratarak plazma taşınımında simetrik bölgelere kıyasla çok daha güçlü sapmalara yol açmaktadır. Yapılan incelemeler (Şekil 2), taban seviyesi TEİ değerinin (a_μ) beklenen yarı yıllık değişimleri yansıttığını, ancak özellikle yaz aylarında gün batımı sonrasında da yüksek iyonizasyon seviyelerini koruduğunu göstermektedir. Uzamsal eğim katsayıları analiz edildiğinde, enlemsel eğimin (a_θ) Kuzey Yarımküre'nin olağan geometrik davranışına uygun olarak ağırlıklı negatif seyrettiği, boylamsal eğimin (a_ϕ) ise Güneş'in günlük geçişine bağlı



Şekil 2. ÇOE yılları için hesaplanan düzlemsel yönseme modeli katsayılarının aylık-saatlik ortanca haritaları.

değişimlerin yanı sıra salt Güneş konumuyla açıklanamayan batı yönlü bir asimetri barındırdığı saptanmıştır. Ayrıca, Şekil 3'te gösterilen bölgeler arası DM analizleri, taban iyonizasyonundaki farklılıkların boylamsal mesafe ile geometrik bir artış sergilemesine karşın, uzamsal eğimlerin yakın komşu bölgelerle dahi (R_{I8}^{N} ve R_{I10}^{N}) keskin sapmalar gösterdiğini, bu durumun R_{I9}^{N} bölgesinin pürüzsüz bir süreklilikten ziyade yerel jeomanyetik yapıların (Kuzey Atlantik Anomalisi ve Meksika Körfezi) etkisinde kalan belirgin bir geçiş zonu olduğuna işaret ettiğini ortaya koymaktadır. Şekil 2'deki R_{I3}^{N} bölgesi, referans bölgenin boylamsal antipodu olmasının yanı sıra, eğim katsayılarındaki yapısal sapmaların bir mertebe daha büyük olması nedeniyle seçilmiştir. Bu Doğu-Batı asimetrisi, Kuzey Atlantik ile Asya arasındaki coğrafi ve manyetik zıtlıkların İyonküre geometrisini temelden yeniden şekillendirdiğini gösterir. Fiziksel olarak R_{I3}^{N} bölgesinde, yüksek enlem sebebiyle taban seviyesi (a_μ) genliği düşmekte (~55 TECU) ve gece kalıcılığı zayıflamaktadır. Enlemsel eğim (a_θ) negatif kalsa da oldukça zayıftır ve yalnızca yerel öğle saatleriyle sınırlıdır. Boylamsal eğim (a_ϕ) ise genelde güneşin rotasını izlese de, yaz öğleden sonraları (16:00-20:00) doğuya eğilmek yerine düz kalarak sektöre özgü geometrik bir direnç sergilemektedir.



Şekil 3. a_μ, a_θ ve a_ϕ için ÇOE yıllarında R_{I9}^{N} ile diğer bölgeler arasındaki DM değerleri.

4. Sonuç

Bu çalışmada, yüksek güneş aktivitesi altında orta enlem İyonküresinin boylamsal asimetrisi incelenmiş ve Kuzey Atlantik (R_{I9}^{N}) ile Asya (R_{I3}^{N}) bölgelerinin birbirinin sadece coğrafi değil, jeofiziksel olarak da tam zıt kutbu olduğu gösterilmiştir. Literatürde ilk kez incelenen uzamsal eğim katsayıları (a_θ ve a_ϕ) arasındaki yapısal farklılığın taban TEİ seviyesinden (a_μ) bir mertebe daha büyük çıkması, boylamsal asimetrinin salt kütlesel elektron yoğunluğundan ziyade İyonküre geometrisindeki bozulmalardan kaynaklandığını kanıtlamaktadır. Elde edilen sonuçlar, yoğun güneş etkisi altındaki İyonküre yapısının küresel jeomanyetik alan tarafından ne ölçüde şekillendirildiğini vurgulamakta ve bölgesel düzeltmelerin iyileştirilmesi adına tüm orta enlem bölgesini kapsayacak kapsamlı bir gradyan atlası oluşturulmasının gerekliliğini ortaya koymaktadır.

Kaynaklar

[1]. Mendillo, M., Huang, C. L., Pi, X., Rishbeth, H., ve Meier, R., "The global ionospheric asymmetry in total electron content", Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, cilt.67 no.15, s.1377-1387,2005.

[2]. Gulyaeva, T. L., Arikan, F., Hernandez-Pajares, M., ve Veselovsky, I. S., "North-south components of the annual asymmetry in the ionosphere", Radio Science, cilt.49 no.7, s.485-496, 2014.

[3]. Zhang, S. R., Chen, Z., Coster, A. J., Erickson, P. J., ve Foster, J. C., "Ionospheric symmetry caused by geomagnetic declination over North America", Geophysical Research Letters, cilt.40, no.20, s.5350-5354, 2013.

[4]. Lin, C. H., Liu, C. H., Liu, J. Y., Chen, C. H., Burns, A. G., ve Wang, W., "Midlatitude summer nighttime anomaly of the ionospheric electron density observed by FORMOSAT-3/COSMIC", Journal of Geophysical Research: Space Physics, cilt.115, no.A3, 2010.

[5]. Zhao, L. X., Zhang, Q. H., Xu, T., Xing, Z. Y., Balan, N., Wang, Y., ... ve Gao, D. X., "A statistical study of nighttime ionospheric NmF2 enhancement at middle-to-high latitudes in the northern hemisphere", Journal of Geophysical Research: Space Physics, cilt.127, no.11, e2022JA030844, 2022.

[6]. Rishbeth, H., & Müller-Wodarg, I. C. F., "Why is there more ionosphere in January than in July? The annual asymmetry in the F2-layer", Annales Geophysicae, cilt.24, no.12, s.3293-3311 ,2006.

[7]. Lomidze, L., Knudsen, D. J., Shepherd, M., Huba, J. D., & Maute, A., "Equinoctial asymmetry in the upper ionosphere: Comparison of satellite observations and models", Journal of Geophysical Research: Space Physics, cilt.128, no.5, e2022JA031123, 2023.

[8]. Kumbay Yildiz, S. ve Arikan, F., "Estimation of planar trend model parameters for midlatitude ionosphere", Journal of Geophysical Research: Space Physics, cilt.125 no.2, s.e2019JA027223, 2020.

[9]. Yildiz, S. K., Arikan, O., ve Arikan, F., "Comprehensive investigation of hemispheric and longitudinal asymmetries in midlatitude TEC", Advances in Space Research, cilt.78, no.1, s.25-40, 2026.

[10]. Yildiz, S. K., Arikan, O., ve Arikan, F., "Planar trend model for the midlatitude ionosphere", Advances in Space Research, cilt.78, no.1, s.316-330, 2026.

C ve X Bantlarında Çalışan Yuva-Yüklü Çok-Bantlı Mikroşerit Yama Anten Tasarımı ve Ölçümü

Mehmet Duman *, Furkan Yıldız, Beyza Yılmaz

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Düzce Üniversitesi, Düzce
mehmetduman@duzce.edu.tr, mehmetduman@ieee.org

Özet: *Bu çalışmada, C ve X mikrodalga bantlarında çalışan, yuva-yüklü tek katmanlı bir mikroşerit yama anten tasarlanmış, üretilmiş ve ölçülmüştür. FR-4 tabanı üzerine yerleştirilen 60 × 60 mm^2 boyutundaki kare yama; üst kenara yakın U-biçimli yuva ve alt köşelerdeki dar yarıklarla ek rezonans yolları ve yüksek-mod uyarımları üretir. Anten CST ortamında tasarlanmış, üretilen prototip Rohde & Schwarz ZVB20 ağ analizörü ile 2–12 GHz aralığında karakterize edilmiştir. Ölçümler 4,3; 7,3 ve 11,4 GHz dolaylarında empedans uyumu (en iyi −26 dB) ve üst banda doğru artan tepe kazanç ile çok-bantlı davranış göstermektedir.*

Abstract: *In this study, a slot-loaded single-layer microstrip patch antenna operating in the C and X microwave bands is designed, fabricated and measured. A 60 × 60 mm^2 square patch printed on an FR-4 substrate employs a U-shaped slot near the upper edge and narrow corner slits to introduce additional resonance paths and higher-order-mode excitation. The antenna is designed in CST and the fabricated prototype is characterized with a Rohde & Schwarz ZVB20 network analyzer over 2–12 GHz. Measurements reveal multiband behaviour with impedance matching near 4.3, 7.3 and 11.4 GHz (best −26 dB) and a peak gain that increases towards the upper band.*

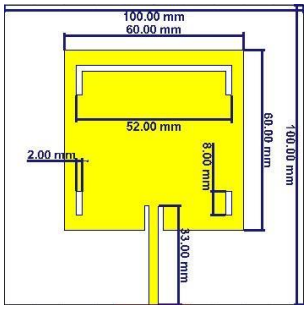
1. Giriş

Mikroşerit yama antenler; düşük profilli olmaları, hafiflikleri, düzlemsel baskı devre teknolojisiyle düşük maliyetle üretilebilmeleri ve uydu, radar ve kablosuz haberleşme sistemlerine kolay tümleştirilebilmeleri nedeniyle modern mikrodalga sistemlerinde yaygın biçimde kullanılmaktadır [1]–[3]. Bununla birlikte, klasik yama antenlerin dar bant genişliği ve sınırlı kazancı, tek bir aygıttan birden çok hizmet bandının (C, X, Ku) talep edildiği uygulamalarda kısıtlayıcı olabilmektedir. Bu kısıtları aşmak için literatürde çeşitli teknikler önerilmiştir. Yama üzerine açılan U-biçimli ve çoklu yuvalar, ek rezonanslar üreterek çok-bantlı ve geniş bantlı çalışmayı mümkün kılar [4]–[7]. H-biçimli yarık beslemeli diziler, toprak yapıları, L/U şekilli yuvalar ve metamalzeme yüklemeleri ile X ve Ku bantlarında yüksek kazanç ve geniş bant elde edilmiştir [8]–[16]. C/X/Ku bantlarını birlikte kapsayan çok-bantlı ve MIMO yama antenler, uydu ve 5G uygulamaları için raporlanmıştır [10]–[17]. Ayrıca yamanın yüksek-mod rejiminde uyarılması, basit tek katmanlı yapılarda yönlü ve yüksek-kazançlı ışıma sağlamak için etkili bir yaklaşımdır [4], [18]–[20].

Bu bildiride, FR-4 tabanı üzerinde üretilen, üst kenarına yakın U-yuva ve alt köşelerinde dar yarıklar bulunan tek katmanlı kare bir mikroşerit yama anten tasarlanmış ve deneysel olarak karakterize edilmiştir. Büyük yama boyutunun yüksek-mod uyarımıyla birleşmesi sonucu anten; C (~4,3 GHz ve ~7,3 GHz) ile X (~11,4 GHz) bantlarında çok-bantlı çalışma sergilemektedir.

2. Yöntem ve Malzemeler

Önerilen antenin geometrisi Şekil 1'de verilmiştir. Anten, dielektrik sabiti $\varepsilon_r = 4{,}3$ ve kayıp tanjantı $\tan\delta \approx 0{,}016$ olan, 1,6 mm kalınlığındaki FR-4 tabanı üzerine baskı devre tekniğiyle gerçekleştirilmiştir. 100 × 100 mm^2 boyutundaki tabanın ön yüzünde 60 × 60 mm^2 boyutunda kare bir yama bulunmakta, arka yüz ise bakırsız (topraksız) bırakılmıştır. Yamanın üst ışıma kenarından ~4 mm içeride, iç genişliği 52 mm, kanal genişliği 2 mm ve kol derinliği 8 mm olan U-biçimli bir yuva; alt köşelere ise yan kenarlardan ~4 mm ve alt kenardan ~5 mm içeride 8 × 2 mm^2 boyutunda iki dar yarık açılmıştır. Yama, alt kenarın ortasından, toplam uzunluğu 33 mm ve genişliği ~2 mm olan 50 Ω'luk bir mikroşerit besleme hattıyla beslenmekte; hat, yamaya 8 mm derinlikli ve iki yanında 2 mm boşluklu bir iç girintiyle (inset) bağlanmakta ve uçta SMA konnektörle sonlanmaktadır. Boyutlar Tablo 1'de özetlenmiştir.



Şekil 1. Önerilen antenin CST modelindeki geometrisi ve ölçüleri (üstten görünüm).

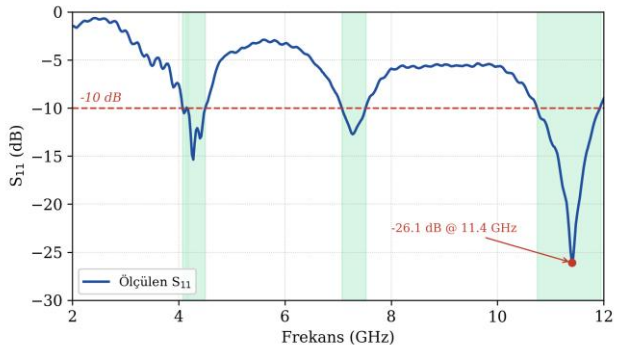
Tablo 1. Anten tasarım parametreleri.

Parametre	**Değer (mm veya mm²)**
Taban (Wt × Lt)	100 × 100
Yama (W × L)	60 × 60
U-yuva iç genişliği	52
Köşe yarıkları (uz. × gen.)	8 × 2
Besleme hattı uzunluğu	33
Taban kalınlığı (h)	1,6

U-yuva ve köşe yarıkları, yama üzerindeki akım yollarının uzunluğunu yerel olarak değiştirerek temel moda ek olarak yüksek dereceli modların uyarılmasını sağlar; böylece tek bir ışıyıcıdan birden çok rezonans bandı elde edilir. Tasarım ve eniyileme CST Microwave Studio çözücüsü ile yapılmıştır. Üretilen prototipin yansıma katsayısı (S_{11}), 2–12 GHz aralığında Rohde & Schwarz ZVB20 vektör ağ analizörü ile 50 Ω referansta ölçülmüştür. Işıma örüntüleri, seçili rezonans frekanslarında döner bir konumlandırma düzeneği kullanılarak uzak-alan koşullarında elde edilmiş; tepe kazanç ise kazancı bilinen bir referans horn anten ile kazanç-karşılaştırma (gain-transfer) yöntemiyle belirlenmiştir.

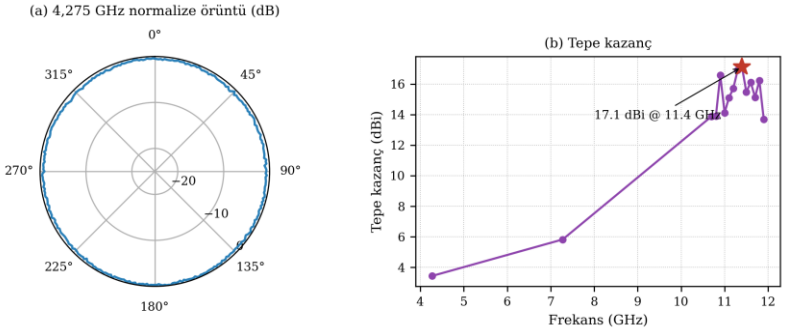
3. Bulgular ve Tartışma

Ölçülen S_{11} eğrisi Şekil 2'de gösterilmiştir. Anten, −10 dB eşiğinin altına inen üç ayrı çalışma bandı sergilemektedir: C bandında 4,18–4,48 GHz (en derin nokta −15,4 dB, 4,28 GHz), yine C bandında 7,08–7,50 GHz (−12,7 dB, 7,28 GHz) ve X bandında 10,75–11,93 GHz. En iyi empedans uyumu 11,4 GHz'de −26,1 dB ile elde edilmiştir; bu band aynı zamanda ~%10 ile en geniş kesirli bant genişliğine sahiptir. Bantlar arasındaki bölgelerde S_{11} değeri −10 dB üzerinde kalmaktadır. CST benzetiminde 3,88 ve 6,75 GHz'de öngörülen rezonanslar ölçümde 4,28 ve 7,28 GHz'e (~%8 yukarı) kaymıştır; kayma, FR-4'ün dielektrik toleransı ve üretim/konnektör etkileriyle açıklanabilir.



Şekil 2. Ölçülen yansıma katsayısı (S11); yeşil bölgeler −10 dB altındaki çalışma bantlarıdır.

Temsili bir ışıma örüntüsü (4,275 GHz) Şekil 3(a)'da, ölçülen tepe kazancın frekansla değişimi ise Şekil 3(b)'de verilmiştir; tüm frekanslarda ölçülen tepe kazanç değerleri Tablo 2'de özetlenmiştir. Düşük rezonanslarda anten geniş huzmeli ve düşük yönlülüklüdür: 4,275 GHz'de örüntü neredeyse her yöne yayılım gösterir ve tepe kazanç ~3,4 dBi'dir; 7,275 GHz'de hafif bir yönlenme ile ~5,8 dBi'ye ulaşılır. Bu davranış, temel mod yama ışımasıyla ve benzetimin bu bantlar için öngördüğü 4,3 ve 5,2 dBi kazançlarla uyumludur. 10,7–11,9 GHz aralığında tepe kazanç alt bantlara göre keskin biçimde artmakta ve bant içinde dalgalanmakla birlikte, en iyi empedans uyumu ile aynı frekansta, 11,4 GHz'de en yüksek değerine ulaşmaktadır.



Şekil 3. (a) 4,275 GHz'de ölçülen temsili normalize ışıma örüntüsü; (b) ölçülen tepe kazancın frekansla değişimi.

Tablo 2. Farklı frekanslarda ölçülen tepe kazanç.

Frekans (GHz)	Kazanç (dBi)	Frekans (GHz)	Kazanç (dBi)	Frekans (GHz)	Kazanç (dBi)
4,275	3,4	11,0	14,1	11,5	15,5
7,275	5,8	11,1	15,1	11,6	16,1
10,7	13,9	11,2	15,7	11,7	15,1
10,8	13,9	11,3	16,9	11,8	16,2
10,9	16,6	11,4	17,1	11,9	13,7

X bandındaki bu kazanç artışı, büyük yamanın yüksek-mod rejiminde uyarılarak daha yönlü, çok-loblu bir ışıma deseni oluşturmasıyla açıklanır [4], [18]. Bu bantta ölçülen örüntülerin yan-lob seviyeleri ve açısal dalgalanması yüksektir; bu nedenle üst banttaki mutlak kazanç değerleri, yüksek-mod ışımanın ve ölçüm koşullarının bir sonucu olarak gösterge niteliğinde değerlendirilmelidir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, FR-4 tabanı üzerinde üretilen, U-yuva ve köşe yarıklarıyla yüklenmiş tek katmanlı kare bir mikroşerit yama anten tasarlanmış ve ölçülmüştür. Anten; C (4,3 ve 7,3 GHz) ile X (11,4 GHz) bantlarında çok-bantlı çalışma sergilemekte, en iyi empedans uyumunu (−26 dB) ve en yüksek kazancını 11,4 GHz frekansında vermektedir. Yuva yüklemesi ve yüksek-mod uyarımı, düşük maliyetli tek bir ışıyıcıdan çok-bantlı çalışma ve üst bantta yüksek kazanç elde edilmesini sağlamıştır. Önerilen anten, çok-bantlı uydu ve radar/mikrodalga uygulamaları için aday bir yapıdır. Gelecek çalışmalarda, üst banttaki ışıma örüntüsünün yansımasız oda ölçümleriyle doğrulanması ve ayrıntılı simülasyon–ölçüm karşılaştırması ele alınacaktır. Ayrıca, rezonans ve empedans karakteristiğinin çevre malzemenin dielektrik özelliklerine duyarlılığı nedeniyle yapının, yağ kalitesi ölçümü gibi sıvı ve malzeme karakterizasyonuna yönelik mikrodalga algılama (sensör) araştırmalarında kullanılması hedeflenmektedir.

5. Bilgi ve Teşekkür

Bu çalışmada; grafik düzenleme, metin kontrolü, dil bilgisi kuralları vs yönünden yapay zeka uygulamalarından yararlanılmıştır. Anten parametreleri ölçümleri için Kocaeli Üniversitesi, Mikrodalga ve Anten Laboratuvarı'na teşekkür ederiz.

Kaynaklar

[1]. C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 4. baskı, John Wiley & Sons, Hoboken, A.B.D., 2016.

[2]. R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl ve A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, Norwood, A.B.D., 2001.

[3]. K. F. Lee ve K. M. Luk, Microstrip Patch Antennas, Imperial College Press, Londra, İngiltere, 2011.

[4]. Q. U. Khan vd., 'Higher order mode excitation for high gain microstrip patch antenna,' AEU - Int J of Electronics and Comm, 2014.

[5]. T. Fan vd., 'A novel double U-slot microstrip patch antenna design for low-profile and broad bandwidth applications,' IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022.

[6]. O. Ata vd., 'Double U-slot rectangular patch antenna for multiband applications,' Int. Symp. on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT), 2018.

[7]. R. Thakur vd., 'A novel triple U-slot microstrip patch antenna design for multiband applications,' IEEE Int. Students' Conf. on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS), 2024.

[8]. A. Kumar vd., 'Compact triple band microstrip patch antenna for satellite and C/X/K/Ku bands applications,' Wireless Per Comm, 2022.

[9]. S. Kumari vd., 'Design of compact quad band circular slot microstrip patch antenna for S, C, X and Ku band satellite communication,' IEEE Silchar Subsection Conf. (SILCON), 2024.

[10]. M. Zahid vd., 'A compact dual-band microstrip patch antenna for C-, X- and Ku-band applications,' Int. Electronics and Engineering Conf. (IEEC), 2023.

[11]. R. Palla vd., 'Multiband rectangular microstrip patch antenna operating at C, X and Ku bands,' Int. Conf. on Multimedia Processing, Communication and Information Technology (MPCIT), 2020.

[12]. M. Singh vd., 'A triband microstrip patch antenna in Ku and J band for satellite and aerospace applications,' Aerospace Systems, 2022.

[13]. B. Kanbi vd., 'Circular polarized patch antenna for X-band and Ku-band satellite communication,' IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conf. (MAPCON), 2023.

[14]. M. D. N. Syach vd., 'Modified U-slot dual-band microstrip patch antenna for Ku-band applications,' IEEE Int. Conf. on Industry 4.0, Artificial Intelligence, and Communications Technology (IAICT), 2025.

[15]. R. K. Dash vd., 'Design of an equally spaced U-shaped slotted patch antenna with defected ground structure for multiband applications,' Int. Conf. on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), 2020.

[16]. A. Bhattacharyya vd., 'Bandwidth-enhanced miniaturized patch antenna operating at higher order dual-mode resonance using modal analysis,' IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021.

[17]. H. Nguyen-Huy vd., 'Compact high-gain circularly polarized patch antenna based on TM30/TM03 mode,' PLOS One, 2025.

[18]. H. Tran-Huy vd., 'Low-profile high-gain circularly polarized antenna using high-order mode microstrip patch,' Heliyon, 2025.

[19]. X. Zhang vd., 'Submersible high sensitivity microwave sensor for edible oil detection and quality analysis,' IEEE Sensors Journal, 2021.

[20]. M. Benaissa vd., 'Development of a microstrip antenna for dielectric constant measurement in liquid insulations,' IEEE Int. Conf. on Dielectric Liquids (ICDL), 2017.

Reciprocity in Measuring Time Intervals in Moving Relativistic Frames

Vladimir Yurchenko
OSTIM Technical University
Electrical and Electronics Engineering Department
Ankara
v.yurchenko@ostimteknik.edu.tr

Özet: *Relativistik çerçevelerde zaman aralıklarının ölçülmesinde karşılıklılık ilkesi ele alınmaktadır. Karşılıklı ölçümleri uygulayan deneysel ortamlar açıklanmaktadır. Gözlem zamanı olarak adlandırılan nicelik, hareketli çerçevede senkronize edilmiş iki hareketli saatin okumaları ile sabit çerçevede duran tek bir saatin okumaları arasındaki zaman aralığı olarak tanımlanır. Gözlem zamanı, gerçek zamanın karşıtıdır ve hareketli çerçevedeki tek bir saatle ölçülen gerçek zaman için geçerli olan ilişkilerin tam tersini izler.*

Abstract: *Reciprocity in measuring time intervals in relativistic frames is considered. Experimental settings are explained, which implement reciprocal measurements. The quantity named as the vigil time is defined as the time interval between readings of two moving clocks synchronized in the moving frame, which are compared with readings of a single clock at rest in the stationary frame. The vigil time is the counterpart of the proper time and follows relations opposite to those for the proper time measured by a single clock in the moving frame.*

1. Introduction

Special relativity (SR) introduces concepts of proper time τ_P and proper length l_P, which are the time and length values specifying duration of processes and size of objects at rest in an inertial frame measured with tools at rest in the same frame [1]-[3]. When viewed from another inertial frame, the second one, which is now a stationary frame, the first frame is moving. Then, duration τ and length l of the same process and object observed as moving, while measured with tools at rest in the new stationary frame, are found to be different from τ_P and l_P, respectively (the measurement procedure needs clarification since the process and object are now moving along with the first frame). Relations between the values measured in a common way are $\tau = \gamma\tau_P$ and $l = l_P/\gamma$ where $\gamma = (1-\beta^2)^{-1/2} \geq 1$, $\beta = v/c = v$, v is the velocity of the moving frame with respect to the stationary one, and $c = 1$ is the speed of light in our choice of units. The relations are interpreted as the time dilation and length contraction effects, since $\tau \geq \tau_P$ and $l \leq l_P$. The effects are presented as a universal rule relating the time (length) quantities in the stationary and moving frames. Meanwhile, the Lorentz transformations show that the time and length for a moving object are not defined uniquely, since they depend on a mix of both the time and space values measured in the object frame. Therefore, the common claim that time is slowed down and length is reduced for a moving object as compared to the stationary one is not universally correct. The aim of this work is the analysis of reciprocal relations and experimental settings available for the measurement and comparison of time and length intervals when viewed from different inertial frames. Understanding of these issues is useful for the development of global positioning system, satellite communication, and related technologies [4].

2. The Lorentz Transformations and Time Intervals in Relativistic Frames

We denote by the M and S indices the time, t'_M and t_S, and space, x'_M and x_S, coordinates of the same event viewed in both the moving O'$_M$ and stationary O$_S$ frames, respectively. The O'$_M$ frame moves with respect to the O$_S$ frame with constant velocity $v > 0$ in the positive direction of the x-axis, which is collinear with the x'-axis of the O'$_M$ frame. Measurement units in different frames are defined by identical etalons, which can be shared between frames, or by the universal processes (clocks) implemented identically in both the frames. The use of M and S indices is essential when going from one frame to another. For two processes viewed as time-dependent events at points x'_{1M} and x'_{2M}, the values $\Delta x'_M = x'_{2M} - x'_{1M}$ and $\Delta t'_M = t'_{2M} - t'_{1M}$ define the length and time intervals in the O'$_M$ frame, which are measured with tools at rest in the O'$_M$ frame. Similarly, $\Delta x_S = x_{2S} - x_{1S}$ and $\Delta t_S = t_{2S} - t_{1S}$ define the relevant quantities for the same events measured in the O$_S$ frame. When viewed from the O'$_M$ frame, the moving and stationary frames become the O$_M$ and O'$_S$ frames, respectively. The time and length intervals in two frames marked by the S and M indices are related by the Lorentz transformations [1]-[4]

$$\text{(A)}\quad \Delta t_S = \gamma\,(\Delta t'_M + \beta\,\Delta x'_M)\,, \qquad \text{(B)}\quad \Delta x_S = \gamma\,(\Delta x'_M + \beta\,\Delta t'_M)\,, \tag{1}$$

where the stationary and moving frames are the O_S and O'_M frames, respectively. Explicit specification of the state of motion of each frame is essential for proper understanding. Notice, both the direct and inverse Lorentz transformations express the variables of the stationary frame (either O_S or O'_S) in terms of the variables of the moving one (either O_M or O'_M).

3. Dilated and Contracted Time Intervals

Let us consider the definitions and measurement settings in two inertial frames for the time intervals only, since the analysis of spatial effects goes along similar lines. There are two special cases defined by two conditions

$$\text{(A)} \quad \Delta x'_M = 0 \,, \qquad\qquad \text{(B)} \quad \Delta x_S = 0 \,, \tag{2}$$

which produce two relations:

$$\text{(A)} \ \Delta t_S = \gamma \Delta t'_M \,, \qquad\qquad \text{(B)} \ \Delta t_S = \Delta t'_M / \gamma \,. \tag{3}$$

Relation 3 (A) is obtained by substituting Eqn. 2 (A) into Eqn. 1 (A). Relation 3 (B) is derived by substituting Eqn. 2 (B) into Eqn. 1 (B), solving it for $\Delta x'_M$, substituting $\Delta x'_M$ into Eqn. 1 (A), and using $\gamma(1-\beta^2) = 1/\gamma$. Relation 3 (A) describes the time dilation effect [1]-[3]. The value $\Delta t'_M$ defined by Condition 2 (A) is the proper time τ_P in the O'_M frame where $\Delta x'_M = 0$. This produces conventional relation $\tau = \gamma \tau_P$ where $\tau = \Delta t_S$. Unlike this case, the value $\Delta t'_M$ in Relation 3 (B) is defined by Condition 2 (B). It is a different quantity, not the proper time τ_P. So, Relation 3 (B) is also different. In both cases, the question arises about the meaning of Δt_S in the O_S frame in Relations 3 (A) and (B). The answer is given by specification of experimental settings used for the comparison of time in the O_S and O'_M frames. Because there are two Relations 3, (A) and (B), for presenting Δt_S in terms of $\Delta t'_M$, there are two different experimental settings for the comparison of time in the O_S and O'_M frames. They produce two different (opposite) comparison results. Schematics of two experimental settings are shown in Figure 1, which presents superimposed plots of stationary O_S and moving O'_M frames.

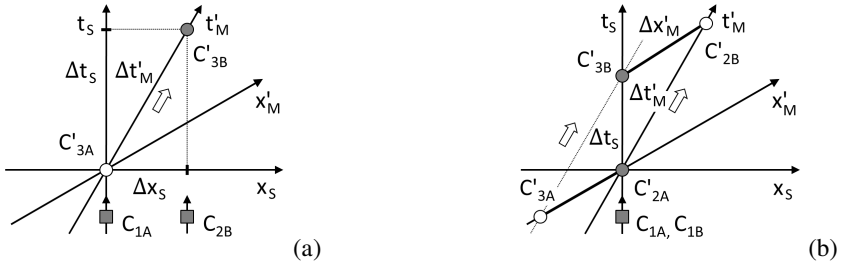


Figure 1. Time comparison with (a) conventional and (b) reciprocal settings of clocks C_1, C_2, and C_3

Figure 1, a, shows the comparison of time measured by two synchronized clocks C_{1A} and C_{2B} in the stationary O_S frame and one clock C'_{3B} in the moving O'_M frame. Here $\Delta t'_M$ is the proper time τ_P measured by the clock C'_{3B} in the O'_M frame, since the clock C'_{3B} is stationary in the O'_M frame ($\Delta x'_M = 0$). This is the conventional case of Condition 2 (A). During the time τ_P in the O'_M frame, the clock C'_{3B} moves from point A (the common origin of the frames where the moving clock is marked as C'_{3A} and the first synchronized clock C_{1A} is placed) to point B in the O_S frame. The time spent for this move in the O_S frame is $\Delta t_S = \gamma \Delta t'_M$ according to Relation 3 (A). The time interval $\tau = \Delta t_S$ is measured by the second stationary clock C_{2B} at point B where the clock C'_{3B} arrives at that moment and the readings of two clocks, C_{2B} and C'_{3B}, are compared. This leads to the formula $\tau = \gamma \tau_P$ describing the time dilation effect. A symmetrical result is obtained when two clocks are at rest in the moving frame, one clock is in the stationary frame, and the effect is viewed from the moving frame. This proves the equivalence of two frames as it should be. Yet, the symmetry of this kind creates a feeling of dissatisfaction due to the lack of reciprocity in the effect. Notice, the explanations of time dilation often assume only two observers with two clocks (the "twins"). In the meantime, one needs three observers for the comparison of time in two inertial frames in motion [1]-[3]. In this case, as noted in Ref. [2], page 8, the greater time interval is recorded in the frame employing two clocks rather than one, though this notion has not been elaborated further.

Now consider Figure 1, b. It shows an alternative arrangement of three clocks. Here, one clock C_{1A} is at rest in the stationary O_S frame (at the moment of time B in this frame it is marked as C_{1B}) and the other two clocks C'_{2B} and C'_{3B} (synchronized in the O'_M frame) are moving along with the O'_M frame being separated in that frame by the spatial interval $\Delta x'_M \neq 0$ (at the moment A they are marked as C'_{2A} and C'_{3A}, respectively). This is the case of Condition 2 (B). The setting of clocks defined by Condition 2 (B) is reciprocal to the one of Condition 2 (A). It

produces Relation 3 (B), which is opposite to Relation 3 (A). Here Δt_S is the value measured by the single clock at rest in the stationary frame ($C_{1A} \equiv C_{1B}$) and $\Delta t'_M$ is the time interval between the readings of two moving clocks (C'_{2A} and C'_{3B}) recorded when they pass one-by-one the clock at rest in the O_S frame. Two moving clocks could be the clocks on two satellites flying along the same orbit one after another, whose readings t'_{M1} and t'_{M2} are viewed from the third satellite flying in the opposite direction and measuring time t_S by its own local clock. In this case, $\Delta t'_M > \Delta t_S$, which is opposite to the time dilation effect observed in conventional setting.

Condition 2 (B) defines a different way of comparing the pace of time in two frames. The comparison made in this way shows that the time $\Delta t'_M$ between two events (passing two clocks C'_{2A} and C'_{3B} one-by-one against the clock $C_{1A} \equiv C_{1B}$) in the moving frame is greater than the time Δt_S elapsed in the stationary frame. This result is alternative to the conventional one. The approach defined by Condition 2 (B) is an equally legitimate way of comparing the pace of time in two frames likewise the conventional method, though producing opposite results. To our knowledge, this way of comparing time in two inertial frames has not been considered before, though it is a direct consequence of the Lorentz transformations. The formulation illustrates a known fact that the pace of time in the moving frame with respect to the stationary one is not a universal property, since the time value in the moving frame is not a uniquely defined physical quantity but the variable that depends on spatial coordinates as specified by the Lorentz transformations. These conclusions are valid for the length intervals also.

In the comparison of time and length in different frames, one kind of tool settings is reciprocal to the other kind. If one set of tools is used in one configuration for measuring time in the O'_M frame in terms of the O_S frame, the same tools, when used in the other frame, provide the alternative (reciprocal) configuration, which defines the values in the O_S frame in terms of the O'_M frame according to the alternative definition. For example, if one clock is used in the moving O'_M frame and two clocks in the stationary O_S frame producing Relation 3 (A), the same clocks, when viewed from the first frame, appear as a reciprocal set where one clock is in the stationary O'_S frame and two clocks are in the moving O_M frame, thus, producing Relation 3 (B). So, in the reciprocal setting of clocks, time dilation is observed in one case, and the opposite effect of time contraction is measured in the other case. The value of $\Delta t'_M$ in Relation 3 (B) is different by its instrumental definition from the one in Relation 3 (A) despite the same notation. The Relations represent the results of different measurement procedures. The same is valid for spatial quantities $\Delta x'_M$ analysed in a similar way. We shall call new quantities the vigil time $\tau_v = \Delta t'_M$ and the vigil length $l_v = \Delta x'_M$, respectively. The names reflect the settings presented in Figure 1 (b) for $\Delta t'_M$ and a similar one for $\Delta x'_M$ where the measuring tools in the O_S frame (e.g., clocks) operate in the waiting (vigil) mode. Quantitatively, though, τ_v coincides with τ_p measured in the O'_M frame by each clock separately while measuring the value of τ_v (the same is valid for l_v and l_p).

4. Conclusions

The issue of comparison of time and length intervals in two inertial frames is revisited. The concepts of vigil time τ_v and vigil length l_v are introduced for defining the measurement procedure reciprocal to the conventional one. A new approach yields an alternative experimental measure for the comparison of time and length intervals in two inertial frames in relative motion. The analysis established the relations between the vigil time τ_v (vigil length l_v) of the moving frame and the time τ (length l) of the stationary frame. The relations are $\tau = \tau_v/\gamma$ and $l = \gamma l_v$. They are opposite to relations involving the proper time τ_p and the proper length l_p, which are $\tau = \gamma\tau_P$ and $l = l_P/\gamma$, respectively. The vigil time and vigil length are the counterparts of τ_p and l_p by their instrumental definitions, though equal to them quantitatively. When using a standard setting of tools, i.e., one clock in the moving frame and two clocks in the stationary frame, we obtain the relation for the proper time. When the setting of tools is opposite, i.e., two clocks in the moving frame and one clock in the stationary frame, we measure the vigil time τ_v in the moving frame and obtain the vigil time relation. Both the methods for comparing time (length) intervals in different frames are equally legitimate, though they produce opposite results, with both the results being correct. Thus, when the observer at rest compares the readings of his one clock with multiple readings of a series of synchronized moving clocks (synchronized in the frame where these clocks are at rest), he discovers that, according to this experiment, the time in the moving frame "goes faster" then the time in the rest frame. The reciprocal view is a missing link in the SR. It removes the feeling of mystery concerning the time and length transformations in the SR, which may appear at the early stages of mastering the subject.

References

[1]. Pauli W., Theory of Relativity, Dover Publications, NY, A.B.D., 1981.
[2]. Landau L. D. ve Lifshitz E. M., The Classical Theory of Fields, 4th Ed., Butterworth-Heinemann, UK, 1996.
[3]. Schutz B. F., A First Course in General Relativity, 2nd Ed., Cambridge Univ. Press, NY, A.B.D., 2009.
[4]. Ashby N., Relativity in the Global Positioning System, Living Rev. Relativity, 6, 1, 2003.

Grating Based Patch Antennas for Vortex Beam Radiation Arrays

Elie Bokar, Hibatallah Elfadol, Mohamed Zahra, Mohamed Ahmed, Bisharo Said, Houssein Mohamed, Vladimir Yurchenko, Mehmet Ciydem*, Burak Uzman*

OSTIM Technical University
Electrical and Electronics Engineering Department, Ankara
v.yurchenko@ostimteknik.edu.tr

*Gazi University
Electrical and Electronics Engineering Department, Graduate School, Ankara
mehmetciydem@gazi.edu.tr , 25830604002@gazi.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, ızgara tabanlı üçgen mikroşerit yamalar kullanan bir dizi kompakt düzlemsel tek/çift portlu çift kutuplu antenler tasarlanmış, üretilmiş ve test edilmiştir. Bu yapıların, yeniden yapılandırılabilir mikrodalga girdap ışınları üretmek için dairesel çok halkalı anten dizileri oluşturmaya uygun olması beklenmektedir.*

Abstract: *We have designed, fabricated, and tested a series of compact planar single/dual-port dual-polarized antennas by utilizing grating-based triangular microstrip patches. These structures are expected to be suitable for making circular multi-ring antenna arrays for generation of reconfigurable microwave vortex beams.*

1. Introduction

Orbital Angular Momentum (OAM) microwave beams are of interest for 6G communication, object identification, radar technology, and other applications [1]-[4]. Canonical examples of the OAM beams are the Bessel beams. They have helical wavefronts and reveal nondiffractive propagation over large distances while preserving their structure despite scattering by various obstacles. Generation of microwave vortex beam is a hard problem since it requires large aperture antennas and accurate control of the source field phase, power, and polarization across the antenna. A promising approach is the use of concentric circular arrays of patch antennas of various configurations [4]-[7] for creating easily reconfigured polarization- and frequency-controlled microwave vortex beams.

There is a great variety of microstrip patch antennas proposed for the vortex beam generation. They include many structures, which are of interest for our purpose. Promising structures are the arrays of triangular patches, which allow for compact placements of elementary radiation sources of different polarization channels [8]. A beneficial solution is the use of planar antenna patches and feed lines that makes design and fabrication easy and low cost [9]. Further benefits are provided by series-fed patch antenna arrays, which could be used for Bessel beam generation [10] and MIMO applications [11]. In this case, splitting a ring of many antenna patches in a few sections of series-fed elementary radiators allows one to use local amplifiers for each section and make patches excited with necessary phase delays while the radiation power is reasonably equalized along the ring.

The aim of our work is the design, simulation, fabrication, and testing of various kinds of compact planar single- and dual-port dual-polarized antenna models utilizing grating-based triangular microstrip patches. The antenna models of this kind are expected to be simple and inexpensive in fabrication, suitable for making compact multi-ring circular arrays of radiating elements excited by common microstrip feed structures, and have enhanced polarization characteristics for creating high-quality microwave vortex beams, including the frequency-controlled Bessel beams, at the typical frequencies of 5, 10, 20, and 30 GHz. Grating-based planar triangular patches allow one to reduce the cross-channel coupling in the dual-port antennas and compact arrangements of antenna elements in the arrays while making structures simple and inexpensive in fabrication.

2. Design and Simulations

We proposed and simulated a few kinds of grating-based triangular-shaped and rhombic uniplanar dual- and circularly polarized PCB patch antennas radiating at the frequencies between 3 GHz and 10 GHz, which are typical for 5G and 6G applications. The efficiency of antennas was evaluated by computing the S-matrix parameters of antenna structures using conventional CST Studio Suite and Ansoft HFSS simulation software.

Typical single-port triangular and dual-port diagonal-slotted square or rhombic patches were defined as gratings made of $m = 0.40$ mm metallic strips and $s = 0.35$ mm slots, with 7 strips in a patch, so that, e.g., for rhombic

(square) patches shown in Figure 1, b, c, e, and f, the diagonal was $d = 4.9$ mm at the square side $a = 3.5$ mm. A tight periodic set of side-by-side placed dual-port pairs of patches would make an array, which could have the period along the set axis $L_p = 6.0$ mm with spaces between the adjacent pairs of patches being $L_s = 1.1$ mm.

3. Fabrication and Testing

Uniplanar grating-based PCB antenna and feed structures were fabricated with Portable Type Laser Marking Machine ("Istanbul-Laser", SKU: 364215375135191). The technology is suitable for rapid prototyping and flexible reconfiguration of complicated antenna models including the grating-based structures considered in our research. Microwave characteristics of produced antenna models had been measured with Anritsu Compact USB Vector Network Analyzer MS46122B (VNA). The S-parameters of the antenna structures had been measured in the frequency range of 3 GHz to 10 GHz allowing for the resonant behavior of each prototype to be observed and compared with the simulation results. Some fabricated antenna models and S-parameter measurement results are shown in Figures 1 and 2.

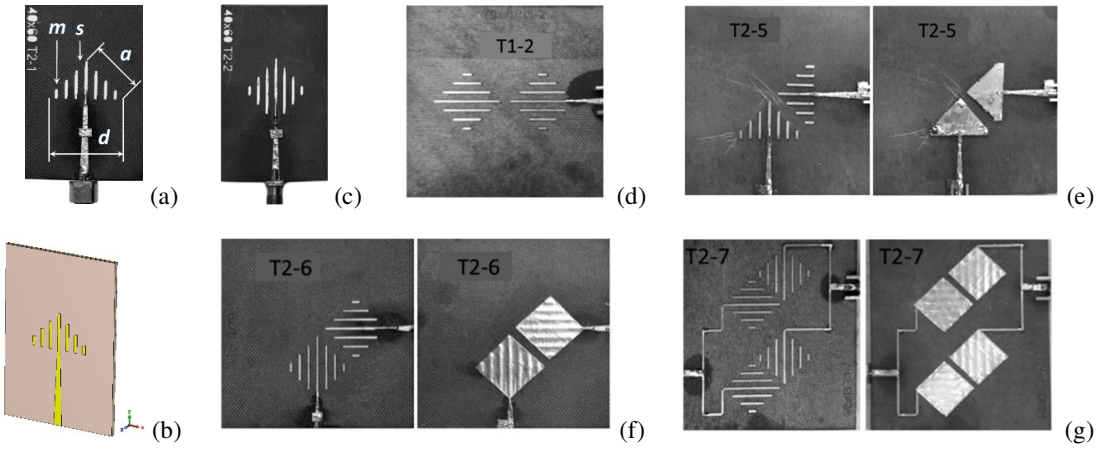


Figure 1. Fabricated (a)-(d) single-port and (e)-(g) dual-port antenna models with (G) and without (NG) grating

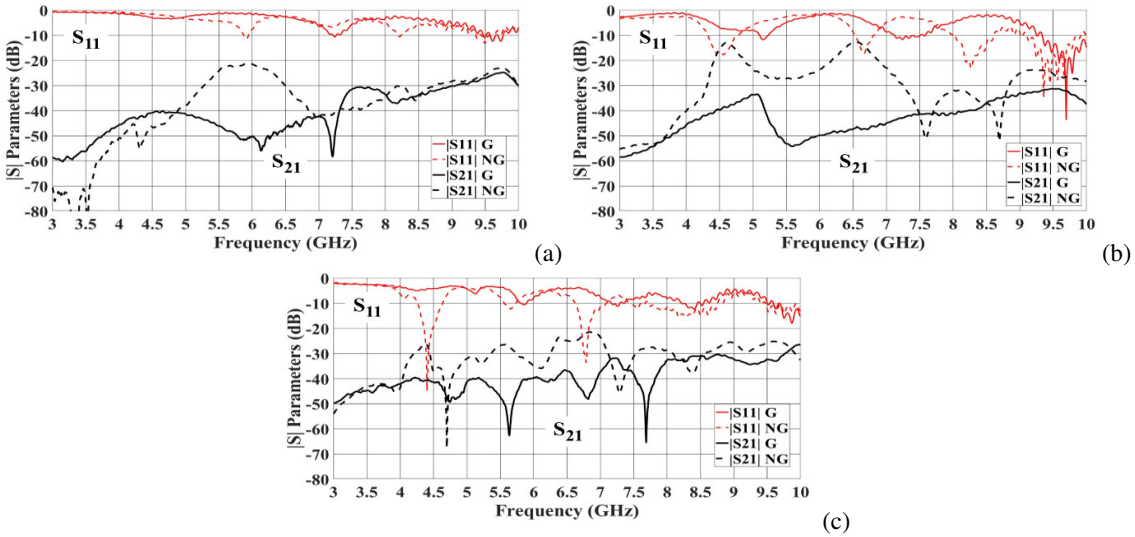


Figure 2. Measured S-parameters of dual-port antenna models (a) T2-5 with and without grating, (b) T2-6 with and without grating, and (c) T2-7 with and without grating in 2-element array

The best of the antenna models shown above are those of the kind T2-2 and T2-6. They could radiate at the frequency $f = 5$ GHz that means the radiation wavelength $\lambda = 60$ mm whereas the array period for dual-port

structures could be as small as $L_p = 6$ mm (for single-port single-polarization linear array of opposite-oriented triangular patches the minimal period would be $L_p = 4$ mm at 0.5 mm slots between patches). It means a set of concentric circular arrays of dual-port patch antennas could be made to radiate as a quasi-continuous aperture distribution of radiation sources for generation of microwave vortex beams of any required power and polarization pattern.

A useful property of structures being considered is that they satisfy -10 dB criterium for the S_{11} matrix parameter to be qualified as sufficiently good antennas. At the same time, a limited radiation efficiency of separate patches may be preferred for the arrays composed of a few sections of series-fed patch antennas where each section is excited with a local amplifier for maintaining a reasonably uniform distribution of radiation power along the circular ring array.

An important advantage of grating-based patch antennas is their low level of cross-channel coupling, which drops below -40 dB for dual-channel structures with orthogonal polarization of channels in the broad bands at those frequencies where the antenna radiation is most significant. At the resonant destructive interference between channels, the cross-talk signal can drop below -60 dB. For the comparison, the cross-channel coupling of patch antennas with no grating varies in the range from -20 dB to -40 dB.

4. Conclusions

We simulated, fabricated, and tested a few kinds of uniplanar single- and dual-port dual-polarized antenna models utilizing grating-based rhombic and triangular microstrip patches as basic radiating antenna elements. The research has shown a possibility of creating circular concentric multi-ring arrays of dual-port patch antennas of this kind as quasi-continuous aperture distributed radiation sources. The grating-based structure of radiation patches allows one to achieve low level of cross-channel coupling between the orthogonal polarization channels. The elementary radiators could be combined in sections of series-fed patch antennas where each section is equipped with a separate back-side amplifier. The entire array could be used as an aperture radiation source suitable for generation of microwave vortex beams of dynamically controlled power, phase, frequency, and polarization characteristics. The grating-based patches are particularly well-suited for making circular multi-ring antenna arrays of precisely controlled polarization for generation of reconfigurable microwave vortex beams.

References

[1]. Zhang K. et al., “A review of orbital angular momentum vortex beams generation: From traditional methods to metasurfaces,” Appl. Sci., cilt.10, makale 1015, s.1-22, 2020.

[2]. Singh A. et al., “Bessel beams for 6G - A performance analysis,” 56th Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, CA, A.B.D., s.658-664, 31 Ekim 2022 - 2 Kasım 2022.

[3]. Liu K. et al., “Orbital-angular-momentum-based electromagnetic vortex imaging.” IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., cilt.14, s.711-714, 2015.

[4]. Lin M. T. et al., “Improved OAM-based radar targets detection using uniform concentric circular arrays,” Int. J. Antennas Propag., makale 1852659, s.1-8, 2016.

[5]. Lemaitre-Auger P., Abielmona S., ve Caloz C., “Circular antenna array for microwave Bessel beam generation,” 30th URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS 2011), Istanbul, Turkey, 13-20 Ağustos 2011.

[6]. Lemaitre-Auger P., Abielmona S., ve Caloz C., “Generation of Bessel Beams by Two-Dimensional Antenna Arrays Using Sub-Sampled Distributions," IEEE Trans. Antennas Propagat., cilt.61, n.4, s.1838-1849, 2013.

[7]. Yurchenko V., Ciydem M., ve Koc S., “Finite-aperture microwave Bessel beams with vortex twisting, fracturing, and dynamic phase-shift control,” PIER C, cilt.124, s.53-68, 2022.

[8]. Purnomo M. F. E. et al., “Development of array triangular microstrip antenna for circularly polarized synthetic aperture radar,” Intl. J. Technol., cilt.17 no.3, s.847-865, 2026.

[9]. Wang M., Wu W. ve Fang D.-G., “Uniplanar single corner-fed dual-band dual-polarization patch antenna array,” PIER L, cilt.30, s.41-48, 2012.

[10]. Gopica R. ve Saha C., “A series-fed patch array antenna for Bessel beam generation,” 35th URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS 2023), Sapporo, Japonya, 19-26 Ağustos 2023.

[11]. Kumar A. et al., “A highly decoupled and compact co-circularly polarized MIMO filtering antenna array system for vehicular communications,” Sci. Reports, cilt.15, makale 42531, s.1-23, 2025.

Zaman Modülasyonlu Anten Dizilerinde Anlık Kazanç Düzeltmesi

Oğuzhan BULUT, İhsan KANBAZ
Gazi Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
24830601412@gazi.edu.tr, ihsankanbaz@gazi.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, zaman modülasyonlu anten dizilerinde dış etkiler sonucu oluşabilecek geometrik bozulmaların anlık kazanç üzerindeki etkisi, konformal bir yapı ile modellenerek incelenmektedir. Bu etkiyi azaltmak amacıyla anahtarlama stratejisinin güncellenmesine dayalı bir telafi yöntemi sunulmaktadır. Konformal modelde oluşan yol farkları kullanılarak merkez frekans bileşeni için eleman bazlı faz telafisi belirlenmiştir. Harmonik frekanslarda oluşan ilave faz farklılıkları ise anahtarlama darbelerine zaman kaydırması uygulanarak telafi edilmiştir. Sonuçlar, önerilen yöntemin geometrik bozulmaya bağlı kazanç kaybını azalttığını göstermektedir.*

Abstract: *This study investigates the effect of geometric deformations that may arise from external factors on the instantaneous gain of time-modulated antenna arrays by representing the deformation with a conformal geometry. To mitigate this effect, a compensation method based on updating the switching strategy is proposed. Element-wise phase compensation for the center-frequency component is determined using the path differences arising in the conformal model. Additional phase differences occurring at harmonic frequencies are compensated by applying time shifts to the switching pulses. The results demonstrate that the proposed method reduces the gain loss associated with geometric deformation.*

1. Giriş

Zaman modülasyonlu anten (ZMA) dizileri, anten elemanlarının radyo frekans (RF) anahtarlar yardımıyla belirli zaman aralıklarında periyodik olarak açık veya kapalı duruma getirildiği yapılardır. Bu yaklaşımın temelleri, zaman değişkeninin anten tasarımında ek bir serbestlik derecesi olarak kullanılabileceğini gösteren Shanks ve Bickmore'un çalışmalarına dayanmaktadır [1]. Zamana bağlı anahtarlama sayesinde elemanların açık/kapalı durumları periyodik olarak düzenlenerek ışıma karakteristiği kontrol edilebilmekte ve düşük yan lob seviyeleri elde edilebilmektedir [2]. Bu nedenle ZMA dizileri; örüntü sentezi, hüzme şekillendirme, düşük yan lob seviyesi elde edilmesi ve harmonik frekans bileşenlerinin kontrolü gibi konularda yaygın olarak incelenmektedir [3], [4]. ZMA dizileri, pratik uygulamalarda rüzgâr, platform hareketi gibi dış etkiler nedeniyle başlangıçtaki doğrusal dizilimden sapmaya neden olabilecek geometrik bozulmalara maruz kalabilir. Anten elemanlarının konumlarında meydana gelen bu değişimler, dizi faktöründe yol farkı ve faz farkı kaynaklı bozulmalara neden olabilir. Bu tür bozulmalar, yan lob seviyesi, yarı güç hüzme genişliği ve ana ışıma doğrultusundaki kazanç gibi temel ışıma karakteristiklerini olumsuz etkileyebilir. ZMA dizilerinin yeniden yapılandırılabilir yapısı sayesinde, bozulan ışıma örüntüsünün donanımsal müdahale gerektirmeden eleman ağırlıkları üzerinden hızlı ve etkin biçimde düzeltilmesi mümkün olabilmektedir [5]–[8]. Bu çalışmada, dış etkiler sonucunda doğrusal dizilimden sapan anten elemanlarının eğrisel geometri üzerindeki yeni konumlarını ve bu konum değişimlerinden kaynaklanan yol farklarını tanımlayabilmek amacıyla geometrik bozulma konformal bir yapı ile modellenmekte ve ZMA dizilerinde oluşan anlık kazanç değişimi incelenmektedir. Ana harmonik bileşen için geometrik yol farklarından kaynaklanan faz farkları hesaplanırken, ZMA dizilerinde ışıma yalnızca ana harmonik bileşenle sınırlı olmadığından, harmonik frekans bileşenleri de dikkate alınmaktadır. Bu kapsamda, harmonik bileşenlerde oluşan ilave faz farklılıklarını telafi etmek amacıyla anahtarlama darbelerine zaman kaydırma (pulse shift) uygulanmaktadır. Böylece, dış etkilere bağlı geometrik bozulmaya uğrayan ZMA dizilerinde ana ışıma doğrultusundaki kazanç kaybının azaltılması ve düzeltilmiş dizi cevabının ideal doğrusal dizi davranışına yaklaştırılması hedeflenmektedir.

2. Dizi Modeli ve Önerilen Telafi Yöntemi

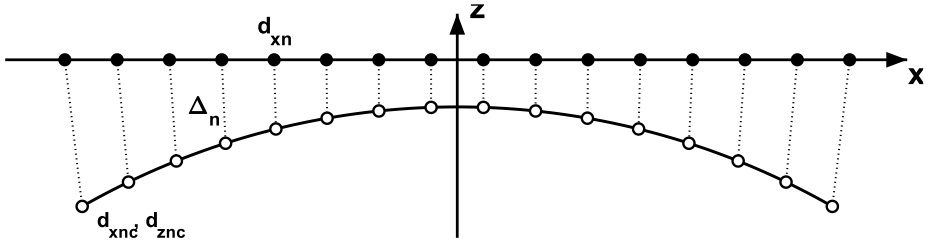
Bu çalışmada, başlangıçta (N) adet izotropik anten elemanının x ekseni boyunca doğrusal olarak yerleştirildiği kabul edilmiştir. Bu durumda Lineer ZMA dizisine ait anlık dizi faktörü $AF_L(\theta,\phi,t) = e^{j\omega_0 t}\sum_{n=1}^{N} I_n U_n(t) e^{jk_0 d_{xn} sin(\theta)\cos(\phi)}$ ile ifade edilebilir. Burada θ, $+z$ ekseninden ölçülen gözlem açısını, ϕ azimut açısını, I_n $n.$ anten elemanına ait statik uyarım, $U_n(t)$ $n.$ anten elemana ait periyodik anahtarlama

fonksiyonunu, d_{xn} *x* ekseni üzerindeki konumunu, $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ merkez frekanstaki dalga sayısını ve $w_0 = 2\pi f_0$ merkez açısal frekansını göstermektedir. Periyodik anahtarlama fonksiyonu Fourier serisi ile harmonik bileşenlerine ayrılabilir. Bu durumda $\omega_0 \gg \omega_p$ koşulu altında $AF_L(\theta, \phi, t)$ aşağıdaki sekilde ifade edilebilir [9].

$$AF_L(\theta,\phi,t) = \begin{cases} e^{j\omega_0 t}\sum_{n=1}^{N} I_n\,\tau_n e^{jk_0 d_{xn}\sin(\theta)\cos(\phi)} & , \quad q = 0 \\ \sum_{\substack{q=-\infty \\ q\neq 0}}^{\infty} e^{j(\omega_0+q\omega_p)t}\sum_{n=1}^{N} I_n \frac{\sin(q\pi\tau_n)}{q\pi} e^{-jq\pi\tau_n} e^{jk_0 d_{xn}\sin(\theta)\cos(\phi)}, & \quad q \neq 0 \end{cases} \tag{1}$$

Denklem (1)'de q harmonik mertebesini, $w_p = 2\pi f_p$ anahtarlama açısal frekansını ve τ_n *n.* elemanın normalize açık kalma süresini ifade etmektedir. $q=0$ merkez frekans bileşenini, $q\neq 0$ ise harmonik bileşenleri temsil etmektedir.

Geometrik sapma, Şekil 1'de gösterildiği gibi konformal bir yapı ile modellenmiştir. Şekil 1'de siyah noktalar başlangıçta *x* ekseni boyunca yerleştirilen doğrusal ZMA elemanlarını, beyaz noktalar ise bozucu etki sonrasında konformal yüzey üzerindeki eleman konumlarını göstermektedir. Buna göre başlangıçta *n.* elemanın konumu $(d_{xn},0,0)$ iken, konformal durumda bu konum $(d_{xnc},0,d_{znc})$ olarak değişmektedir. Bu durumda konformal ZMA'ya ait anlık dizi faktörü $AF_c(\theta,t) = e^{jw_0 t}\sum_{n=1}^{N} I_n U_n(t) e^{jk_0(d_{xnc}\sin(\theta)+d_{znc}\cos(\theta))}$ ile ifade edilebilir. ZMA elemanları *x*–*z* düzleminde olduğu için *y* bileşeni sıfırdır ve $\phi=0$ kabul edilerek AF_c ifadesi sadeleştirilmiştir. Konformal yapıya geçişle birlikte eleman konumları değiştiğinden, eleman katkıları referans lineer diziye kıyasla farklı fazlarda toplanmaktadır. Bu faz farkını merkez frekansta telafi etmek amacıyla, konformal dizi faktörüne her bir eleman için $e^{j\beta_{0n}}$ faz terimi eklenmiştir. Burada $\beta_0 = k_0\Delta_n$, merkez frekansta *n.* elemana uygulanması gereken faz telafisini; Δ_n ise *n.* elemanın konformal konumu ile lineer referans konumu arasındaki yol farkını ifade etmektedir. Merkez frekansta oluşan faz farkının telafi edilebilmesi için, lineer dizideki faz terimi ile konformal dizideki eşitlenir. Bu eşitlikten, *n.* elemana ait yol farkı $\Delta_n = (d_{xn} - d_{xnc})\sin(\theta) + (-d_{znc})\cos(\theta)$ olarak elde edilir. Ana ışıma doğrultusu $+z$ yönü olarak seçildiğinde $\theta=0$ için $\Delta_n = -d_{znc}$ olur.



Şekil 1 Lineer referans diziden konformal ZMA yapısına geçişin şematik modellemesi.

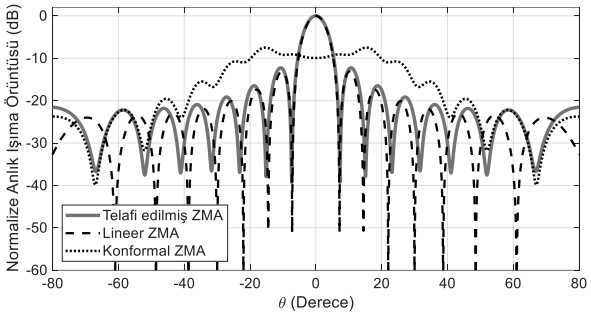
Zaman modülasyonlu dizilerde anlık ışıma örüntüsü yalnızca merkez frekans bileşeninden oluşmamakta; periyodik anahtarlama işlemi nedeniyle f_0+qf_p frekanslarında harmonik bileşenler de meydana gelmektedir. Bu nedenle merkez frekansta uygulanan $e^{j\beta_{0n}}$ faz telafisi, harmonik bileşenlerde tek başına yeterli değildir. Harmonik frekanslarda oluşan ilave faz farkının telafi edilebilmesi için, merkez frekans faz telafisine ek olarak anahtarlama işaretleri zaman ekseninde kaydırılır. Bu zaman kaydırma işlemi sonucunda *q.* harmonik bileşen için $e^{-jq2\pi t_n}$ faz terimi oluşur ve böylece harmonik frekanslara bağlı faz telafisi sağlanır. Bu durumda, *q.* harmonik bileşen için gerekli toplam faz telafisi, merkez frekans faz telafisi ile zaman kaydırmadan kaynaklanan faz teriminin çarpımı olarak elde edilir: $e^{j\beta_{0n}}e^{-jq2\pi t_n} = e^{j\beta_{qn}} = e^{j2\pi\left(\frac{f_0+qf_p}{c}\right)\Delta_n}$. Burada β_{qn}, *q.* harmonik bileşeni için gerekli faz telafisini, t_n ise *n.* anten elemanına uygulanan normalize zaman kaydırma değeridir. Her bir anten elemanı için uygulanması gereken zaman kaydırma değeri aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$t_n = \frac{mod\left(2\pi\left(-\frac{f_p}{c}\Delta_n\right), 2\pi\right)}{2\pi} \tag{2}$$

Denklem (2)'de yer alan *mod(a,b)* operatörü, *a* değerinin *b* periyoduna göre kalanını ifade etmektedir. Bu işlem sayesinde faz değeri 2π periyodu içerisinde sınırlandırılır ve t_n değeri $0 \leq t_n < 1$ aralığında normalize edilmiş zaman kaydırma değeri olarak elde edilir.

3. Sayısal Sonuçlar

Önerilen telafi yaklaşımının etkinliğini göstermek amacıyla $N=16$ elemanlı, $d=\lambda_0/2$ aralıklı lineer bir ZMA yapısı ele alınmıştır. Merkez frekans $f_0=10$ *GHz* ve anahtarlama frekansı $f_p=50$ *MHz* olarak seçilmiş, ana harmonik $(q=0)$ örüntüsü için -30 *dB* SLL seviyesine göre normalize açık kalma süreleri τ_n Dolph-Chebyshev dağılımı kullanılarak belirlenmiştir [10]. Geometrik bozulma, $x-z$ düzleminde $s=0.95\lambda_0$ maksimum bükülme derinliğine sahip tek eğrilikli dairesel konformal yapı ile modellenmiş ve çalışma tek eğrilikli bozulmalarla sınırlandırılmıştır. Şekil 2'de, harmonik mertebesi $q=100$'e kadar olan bileşenler dikkate alınarak lineer ZMA, konformal ZMA ve telafi edilmiş konformal ZMA için anlık ışıma örüntüleri karşılaştırılmıştır. $t/T_p=0.25$ anında konformal yapıdaki broadside kazanç kaybı lineer referansa göre yaklaşık *9.94 dB* olarak elde edilmiş; önerilen telafi sonrasında broadside kazanç yeniden referans seviyesine getirilmiştir. Aynı anda lineer ve telafi edilmiş ZMA için yarı güç hüzme genişliği (HPBW) değerleri sırasıyla *6.357°* ve *6.545°*, SLL değerleri ise -13.114 *dB* ve -12.274 *dB* olarak hesaplanmıştır. Burada verilen HPBW ve SLL değerleri, harmonik bileşenlerin toplamından oluşan anlık ışıma örüntüsüne aittir. Bu sonuçlar, telafi sonrasında HPBW ve SLL'nin lineer referansa yakın kaldığını göstermektedir. Telafisiz konformal durumda ise ışıma örüntüsünde belirgin bir bozulma gözlenmiştir. Kullanılan harmonik aralığı, *5–15 GHz* arasındaki spektral bileşenleri kapsamakta olup merkez frekans etrafında *±%50*'lik sayısal frekans aralığına karşılık gelmektedir. Bu frekans aralığı, antenin fiziksel empedans bant genişliğini değil, yöntemin sayısal harmonik değerlendirme aralığını ifade etmektedir. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemin harmonik bileşenler de dikkate alındığında broadside doğrultusundaki anlık kazanç kaybını giderirken temel örüntü karakteristiklerini de büyük ölçüde koruduğunu göstermektedir.



Şekil 2 Lineer, konformal ve telafi edilmiş ZMA için normalize anlık ışıma örüntüleri.

4. Teşekkür

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 3501 - Kariyer Geliştirme Programı kapsamında 126E016 numaralı proje ile desteklenmiştir. Projeye verdiği destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynaklar

[1]. Shanks H. E. ve Bickmore R. W., "Four-dimensional electromagnetic radiators," Canadian Journal of Physics, cilt 37, s. 263-275, 1959.

[2]. Kummer W. H., Villeneuve A. T., Fong T. S. ve Terrio F. G., "Ultra-low sidelobes from time-modulated arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 11, sayı 6, s. 633-639, 1963.

[3]. Kanbaz I., Yesilyurt U., Kuzu S. ve Aksoy E., "Pattern synthesis in time modulated arrays via offsetted time sequences," 27th Telecommunications Forum (TELFOR), Belgrad, Sırbistan, s. 1-4, 2019.

[4]. Poli L., Rocca P., Oliveri G. ve Massa A., "Harmonic beamforming in time-modulated linear arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 59, sayı 7, s. 2538-2545, 2011.

[5]. Poli L., Rocca P., Oliveri G. ve Massa A., "Failure correction in time modulated linear arrays," IET Radar, Sonar & Navigation, cilt 8, sayı 3, s. 195-201, 2014.

[6]. Yeo B.-K. ve Lu Y., "Array failure correction with a genetic algorithm," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 47, sayı 5, s. 823-828, 1999.

[7]. Yeo B.-K. ve Lu Y., "Fast array failure correction using improved particle swarm optimization," Asia Pacific Microwave Conference, Singapur, s. 1537-1540, 2009.

[8]. Miao J., Zhang X., Chen Q. ve Chen Y., "Antenna array pattern correction with failure elements using AGA," International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES), Suzhou, Çin, s. 1-3, 2017.

[9]. Zhu Q., Yang S., Yao R., Huang M. ve Nie Z., "Unified time- and frequency-domain study on time-modulated arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 61, sayı 6, s. 3069-3076, 2013.

[10]. Balanis C. A., Antenna Theory: Analysis and Design. 4. basım, Wiley, Hoboken, NJ, A.B.D., 2016.

FR-3 Spektrumundaki 5G Uygulamaları İçin Kazımalı Zemin Yapılı 1×2 Mikroşerit Yama Anten Tasarımı ve Karşılaştırmalı Analizi

Barış Mert AKPINAR, Vadi Su YILMAZ, Barış Gürcan HAKANOĞLU
Atılım Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
akpinarbarismert@gmail.com, vadi.yilmaz@atilim.edu.tr, baris.hakanoglu@atilim.edu.tr

Özet: *Yapılan çalışmada, gelişmiş 5G ve potansiyel 6G sistemleri için FR-3 bandında kazımalı zemin yapısına (DGS) sahip 1x2 elemanlı mikroşerit dizi yama anten tasarlanmış ve altlık malzemesinin performansa etkisi incelenmiştir. Oluşturulan DGS topolojisi Rogers4350B ve Rogers5880 altlıklarında karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre Rogers 4350B 15-22 GHz aralığında kesintisiz geniş bant karakteristiği sunarken, Rogers5880 tasarımı 15,4, 17,1 ve 22,3 GHz frekanslarında yüksek seçicilikli üç bantlı bir çalışma sergilemiştir. Ayrıca, Rogers5880'in düşük dielektrik kayıp faktörü sayesinde, Rogers 4350B'ye kıyasla bant genelinde 0,9 dB ile 1,2 dB daha yüksek kazanç elde edilmiştir.*

Abstract: *In this study, a 1x2 microstrip patch array antenna with a defected ground structure (DGS) in the FR-3 band was designed for advanced 5G and potential 6G systems, and the effect of the substrate material on performance was analyzed. The same DGS topology was analyzed on Rogers5880 and Rogers4350B. Simulation results show that the Rogers4350B provides a continuous wideband characteristic from 15 to 22 GHz, whereas the Rogers5880 exhibits highly selective triple band operation at 15.4, 17.1 and 22.3 GHz. Furthermore, owing to lower dielectric loss tangent, Rogers5880 offers 0.9 dB to 1.2 dB higher gain across the band.*

1. Giriş

Artan veri talebi ve yüksek iletim hızı gereksinimleri, kablosuz haberleşme sistemlerinde milimetre dalga frekanslarına yönelimi artırmıştır [1]. FR-1 bandı (6 GHz ve altı) geniş kapsama alanı sunsa da bant genişliği açısından sınırlı kalmakta [2], FR-2 bandı (24–71 GHz) ise yüksek kapasite sağlamasına rağmen yayılım kayıpları ve kapsama alanı sorunları oluşturmaktadır [3]. Bu bağlamda FR-3 bandı (7–24 GHz), kapsama alanı ve veri kapasitesi arasında denge sağlayarak gelişmiş 5G ve potansiyel 6G ağları için önemli bir çözüm sunmaktadır [4]-[5]. Bu bantta düşük profilli, yüksek verimli ve kompakt mikroşerit yama antenler önemli potansiyel taşımaktadır [6]. Ancak dar bant genişliği ve düşük kazanç sınırlamalarını azaltmak için dizi konfigürasyonları ve kazımalı zemin yapısı (DGS) teknikleri kritik öneme sahiptir [7]-[8]. Ayrıca milimetre dalga seviyesindeki bu frekanslarda altlık malzemesinin dielektrik özellikleri anten performansını doğrudan etkilemektedir [6]. Bu çalışmada, FR-3 bandı için DGS yapılı 1×2 mikroşerit yama anten dizisi tasarlanmış; Rogers 5880 ve Rogers 4350B altlıklarının yansıma katsayısı, bant genişliği ve ışıma karakteristiği üzerindeki etkileri karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

2. Anten Tasarımı ve Yöntem

Bu çalışmada, gelişmiş 5G, potansiyel 6G ve entegre algılama ve iletişim uygulamaları için FR-3 üst orta bandında çalışan 1×2 elemanlı bir mikroşerit yama anten dizisi tasarlanmıştır. Tasarım sürecinde uygun altlık malzemesinin seçimi, ışıma elemanları ve kazımalı zemin yapısının (DGS) boyutlandırılması, parametrik optimizasyon ve besleme ağının empedans uyumuna göre oluşturulması aşamalarını kapsamaktadır. Altlık malzeme kalınlıkları Rogers 5880 için 1,575 mm, Rogers RO4350B için 1,52 mm, malzeme dielektrik katsayıları ve kayıp faktörleri ise sırasıyla Rogers 5880 için $\varepsilon_r = 2{,}2$, $\tan\delta = 0{,}0009$ ve RO4350B için ise $\varepsilon_r = 3{,}48$, $\tan\delta = 0{,}0037$ olarak alınmıştır. Farklı ε_r ve kalınlık değerleri nedeniyle 50 Ω ana besleme hattı ile çeyrek dalga dönüştürücü boyutları her altlık için yeniden hesaplanmış ve CST Studio ortamında optimize edilmiştir.

2.1 İletim Hattı Modeli ve Işıma Elemanlarının Boyutlandırılması

Mikroşerit yama antenlerin analizinde kullanılan en temel ve analitik yöntem iletim hattı modelidir [9]. Tasarımda hedeflenen rezonans frekansı f_r ve boşluktaki ışık hızı c olmak üzere ışıma verimliliğini maksimize edecek yama genişliği (W), Denklem (1) ile hesaplanmıştır:

$$W = \frac{c}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}} \quad (1)$$

Havaya taşan saçaklanma (fringing) alanları nedeniyle yapının homojenliğini kaybetmesinden dolayı, dalga yayılımını modelleyebilmek adına efektif dielektrik sabiti (ε_{eff}) Denklem (2) ile hesaplanmıştır:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2}\left[1 + 12\frac{h}{W}\right]^{\frac{-1}{2}}, \quad \frac{W}{h} > 1 \tag{2}$$

Saçaklanma etkisinin yarattığı kapasitif reaktans, yamanın elektriksel uzunluğunun fiziksel uzunluğundan daha büyük görünmesine neden olur. Bu fazladan uzama miktarı (ΔL), Denklem (3) ile hesaplanmaktadır:

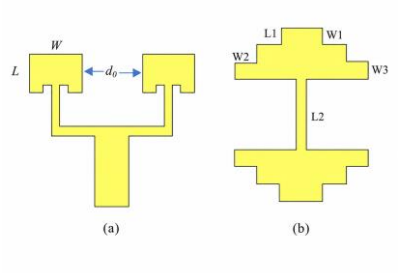
$$\Delta L = 0{,}412h\frac{(\varepsilon_{eff}+0{,}3)\left(\frac{W}{h}+0{,}264\right)}{(\varepsilon_{eff}-0{,}258)\left(\frac{W}{h}+0{,}8\right)} \tag{3}$$

Antenin temel modunda belirlenen f_r frekansında rezonansa girebilmesi için gerekli olan gerçek fiziksel uzunluk (L); etkin uzunluk (L_{eff}) ve hesaplanan uzama miktarının (ΔL) dikkate alınmasıyla Denklem (4) kullanılarak hesaplanmıştır:

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta L \tag{4}$$

2.2 Dizi Konfigürasyonu ve DGS Yapısı Optimizasyonu

FR-3 bandındaki serbest uzay yol kayıplarını azaltmak ve anten kazancını artırmak amacıyla tekli yama yapısı 1×2 elemanlı bir dizi konfigürasyonuna dönüştürülmüştür. Dizi elemanları arasındaki merkezden merkeze mesafe (d_0), yan lob oluşumunu sınırlamak ve karşılıklı bağlaşımı azaltmak amacıyla yaklaşık olarak serbest uzay dalga boyunun yarısı seçilmiştir ($d_0 = \lambda_0/2$). İki yama elemanının aynı genlik ve fazda beslenebilmesi için 50 Ω giriş portuna sahip T-şekilli ortak bir besleme ağı oluşturulmuş ve empedans uyumu çeyrek dalga dönüştürücülerle sağlanmıştır. Mikroşerit antenlerin dar bant karakteristiğini iyileştirmek ve hedef frekans aralığında çoklu rezonans davranışı elde etmek amacıyla antenin arka yüzeyindeki topraklama düzlemine kazımalı zemin yapısı entegre edilmiştir. Antenin temel geometrik parametreleri Şekil 1(a) ve DGS topolojisi Şekil 1(b)'de verilmiştir.

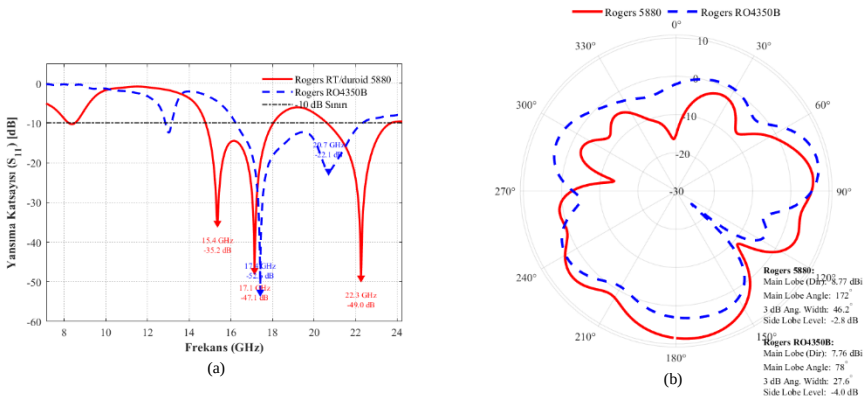


Şekil 1. (a) Önerilen Dizi Anten Konfigürasyonu, (b) Kademeli Dambıl DGS Topolojisi

Önerilen DGS topolojisi, simetrik kademeli dambıl geometrisine sahip olup üç farklı dikdörtgen kesit ve bu kesitleri birbirine bağlayan merkezi bir yarıktan oluşmaktadır. Optimizasyon sonucunda geometrik parametreler W1 = 4,86 mm, W2 = 9,64 mm, W3 = 14,46 mm, L1 = 2 mm ve L2 = 8 mm olarak belirlenmiştir.

3. Simülasyon Bulguları ve Tartışma

Tasarlanan 1×2 mikroşerit yama anten dizisi, Rogers 5880 ve Rogers RO4350B altlıkları için CST Studio ortamında ayrı ayrı analiz edilmiştir. Her iki tasarımda aynı DGS topolojisi kullanılarak altlık malzemesinin yansıma katsayısı ve ışıma karakteristiği üzerindeki etkisi karşılaştırılmıştır. Şekil 2'de verilen S_{11} sonuçlarına göre Rogers 5880 tabanlı tasarım 15,4 GHz'de −35,2 dB, 17,1 GHz'de −47,1 dB ve 22,3 GHz'de −49 dB değerleriyle üç bantlı ve yüksek seçicilikli bir çalışma karakteristiği göstermiştir. Rogers RO4350B tabanlı tasarım ise yaklaşık 15–22 GHz aralığında −10 dB sınırının altında kalarak kesintisiz geniş bant davranışı sunmuştur. Bu sonuç, aynı DGS topolojisinin farklı dielektrik özelliklere sahip altlıklarda rezonans ve bant genişliği davranışını belirgin biçimde değiştirdiğini göstermektedir.



Şekil 2. (a) Altlık Malzemelerin Karşılaştırmalı S_{11} Analizi, (b) Altlık Malzemelerin Yönlülük Örüntüleri

Şekil 2 (b)'de verilen yönlülük örüntüleri her iki altlık malzeme için karşılaştırmak amacıyla ortak rezonans bölgesindeki 15,68 GHz'de frekansında elde edilmiştir. Rogers 5880 tasarımında ana hüzme yönlülüğü 8,77 dBi, Rogers RO4350B tasarımında ise 7,76 dBi olarak elde edilmiştir. Elde edilen yaklaşık 1 dB'lik yönlülük farkı, farklı dielektrik özelliklerin antenin akım dağılımı ve ışıma karakteristiği üzerindeki etkisiyle ilişkilendirilebilir. Buna karşılık RO4350B tasarımı daha geniş empedans bant genişliği sağlamasıyla öne çıkmaktadır.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada FR-3 bandındaki 5G/6G uygulamaları için DGS yapılı 1×2 mikroşerit yama anten dizisi tasarlanmış ve Rogers 5880 ile Rogers RO4350B altlıklarının performansa etkisi karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçları, Rogers 5880'in daha yüksek yönlülük ve üç bantlı çalışma açısından avantaj sağladığını, Rogers RO4350B'nin ise 15–22 GHz aralığında geniş bantlı çalışma sunduğunu göstermiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen anten yapısının FR-3 bandında farklı uygulama gereksinimlerine göre altlık malzemesi seçimiyle özelleştirilebileceğini göstermektedir.

Kaynaklar

[1]. M. Giordani, M. Polese, M. Mezzavilla, S. Rangan, ve M. Zorzi, "Toward 6G networks: Use cases and technologies," IEEE Communications Magazine, cilt 58, sayı 3, s. 55–61, 2020.

[2]. 3GPP, "NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone," TS 38.101-1, 2023.

[3]. 3GPP, "NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone," TS 38.101-2, 2023.

[4]. Z. Cui, P. Zhang, ve S. Pollin, "6G Wireless Communications in 7–24 GHz Band: Opportunities, Techniques, and Challenges," IEEE Network, cilt 38, sayı 2, s. 120–127, 2024.

[5]. X. Wang ve ark., "Comprehensive FR3 and FR1(C) upper mid-band propagation and material penetration loss measurements," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt 23, sayı 5, s. 1420–1424, 2024.

[6]. S. S. Carvalho ve ark., "A Comparative Analysis of High-Frequency Substrates and Laminate-Based Rectangular Patch Antennas," IEEE Antennas and Propagation Magazine, cilt 65, sayı 2, s. 45–56, 2023.

[7]. D. Guha, C. Kumar, ve S. K. Sharma, Defected Ground Structure (DGS) Based Antennas: Design Physics, Engineering, and Applications. IEEE Press, 2024.

[8]. M. A. Aslam ve H. Maryam, "Defected Ground Structure Microstrip Patch Antenna Design for Wireless Communications: A Review," IEEE Access, cilt 12, s. 15420–15435, 2024.

[9]. C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 4. baskı, Hoboken, NJ, ABD: John Wiley & Sons, 2016.

Yardımcı Kaynaklar Yöntemiyle Düzgün Kesitli Mükemmel İletken Silindirik Cisimlerden Saçılmanın İncelenmesi: Melez Bir Yaklaşım

Selim Vardar, Kamil Karaçuha, Ali Yapar
İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, İstanbul, Türkiye
vardar25@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr, yapara@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, düzgün ve keyfi kesitli mükemmel iletken bir cisimden saçılma, klasik yardımcı kaynaklar yöntemi ve analitik silindir çözümüyle desteklenen melez bir yöntemle incelenmiştir. Melez yöntemde, içeri yerleştirilen dairesel silindirin saçılan alanı analitik olarak alınmış, kalan düzeltme alanı daha az sayıda yardımcı kaynakla gösterilmiştir. Sonuçlar, melez yöntemin klasik yöntemle elde edilen saçılma örüntülerini daha küçük denklem takımı ve daha kısa çözüm süresiyle verebildiğini göstermektedir.*

Abstract: *Scattering from a smooth arbitrarily shaped perfectly conducting cylinder is studied by a hybrid method of auxiliary sources. The analytical scattering field of a circular cylinder is combined with a reduced auxiliary-source expansion. The results show that the hybrid formulation can reproduce the classical solution with a smaller system size and lower computation time.*

1. Giriş

Yardımcı kaynaklar yöntemi (YKY), saçılan alanı fiziksel yüzeydeki gerçek akımlar yerine cismin içine yerleştirilen zahiri kaynaklarla ifade eden sayısal bir yaklaşımdır. Matematiksel temeli Kupradze'nin yaklaşık çözüm yaklaşımına dayanmakta [1], elektromanyetik saçılma ve sınır değer problemlerindeki güncel kullanımları ise [2]'de özetlenmektedir. Hesaplama verimliliğini artırmak ve karmaşık yapıları analiz etmek amacıyla YKY, farklı sayısal ve asimptotik tekniklerle hibrit biçimde kullanılabilmektedir [3]–[4]. Bu bildiride, klasik YKY ile analitik silindir çözümünden yararlanan melez YKY karşılaştırılmaktadır. Ele alınan yapı, z doğrultusunda sonsuz uzun, iki boyutlu ve mükemmel iletken keyfi kesitli bir cisimdir. Melez yaklaşımda, cismin içine yerleştirilen dairesel silindirin saçılan alanı analitik olarak kullanılmış; sınırın dairesel biçimden sapmasıyla oluşan *düzeltme alanı* yardımcı kaynaklarla tamamlanmıştır. Yöntem doğruluk ve çözüm süresi bakımından değerlendirilmiştir.

2. Yöntem

Ele alınan problem, z doğrultusunda sonsuz uzun, iki boyutlu, mükemmel iletken ve keyfi kesitli bir saçıcının düzlem dalga altındaki saçılmasıdır. Yöntem düzgün, kapalı ve türevlenebilir kesitler için kurulmuştur. TM durumda elektrik alanın yalnızca z bileşeni kullanılmış ve zaman bağımlılığı $e^{j\omega t}$ alınmıştır. Gelen alan, genliği E_0 olan ve $\phi_i = 0^\circ$ yönünden gelen bir düzlem dalgadır; gelen, saçılan ve toplam alanlar sırasıyla E_z^i, E_z^s ve $E_z^i + E_z^s$ ile gösterilmiştir. Mükemmel iletken sınır üzerinde toplam teğetsel elektrik alan sıfırdır. Klasik YKY'de saçılan alan, fiziksel sınırdan içeri doğru d uzaklığı kadar kaydırılmış yardımcı eğri üzerindeki kaynaklarla ifade edilir. Temel bağıntılar

$$E_z^i(\mathbf{r}) = E_0 e^{-j\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}}, \qquad \phi_i = 0^\circ, \tag{1a}$$

$$E_z^i(\mathbf{r}_m) + E_z^s(\mathbf{r}_m) = 0, \qquad \mathbf{r}_m \in S, \quad m = 1,\ldots,M, \tag{1b}$$

$$G(\mathbf{r},\mathbf{r}_n') = -\frac{j}{4} H_0^{(2)}\left(k|\mathbf{r}-\mathbf{r}_n'|\right), \tag{1c}$$

$$E_{z,\mathrm{YKY}}^s(\mathbf{r}) = \sum_{n=1}^{N} w_n G(\mathbf{r},\mathbf{r}_n'), \qquad \mathbf{Z}\mathbf{w} = -\mathbf{e}^i. \tag{1d}$$

şeklinde yazılır. Denklem (1)'de, $\mathbf{k}$ yayılım yönü vektörü, S fiziksel sınırı ve $\mathbf{r}_m$ sınır koşulunun sağlandığı M adet noktayı göstermektedir. Benzer şekilde, $\mathbf{r}_n'$ yardımcı kaynak konumu, G iki boyutlu serbest uzay Green işlevi ve $H_0^{(2)}$ sıfırıncı dereceden ikinci tür Hankel işlevidir. Seçilen $e^{j\omega t}$ zaman bağımlılığı ile dışa yayılan silindirik dalga $H_0^{(2)}$ ile gösterilmiştir. N klasik YKY'deki yardımcı kaynak sayısı, w_n sabit karmaşık değerli yardımcı kaynakların ağırlıklandırma katsayısı, $\mathbf{Z}$ etkileşim matrisini ve $\mathbf{e}^i$ fiziksel sınır üzerindeki gelen alanın oluşturduğu vektördür.

Bu durumdan farklı olarak önerilen melez yöntemde saçılan alan iki parçaya ayrılır: saçıcının içinde ve merkezde konumlanmış dairesel silindirin analitik saçılan alanı ve yardımcı kaynaklarla gösterilen *düzeltme alanı*dır. Böylece

bilinen analitik alan temel çözüm olarak kullanılır; yardımcı kaynaklar ise yalnızca kesitin dairesel biçimden farklılaşmasından kaynaklı saçılan alanı temsil eder. Melez yöntem ve hata tanımı aşağıda verilmiştir:

$$E^s_{z,c}(\rho,\phi) = -E_0 \sum_{q=-Q}^{Q} j^{-q} \frac{J_q(ka)}{H^{(2)}_q(ka)} H^{(2)}_q(k\rho) e^{jq(\phi-\phi_i)}, \tag{2a}$$

$$E^s_{z,\text{Melez}}(\mathbf{r}) = E^s_{z,c}(\mathbf{r}) + \sum_{n=1}^{N_h} w_n G(\mathbf{r},\mathbf{r}'_n), \tag{2b}$$

$$\mathbf{Z}_h \mathbf{w} = -\mathbf{e}^i - \mathbf{e}^s_c, \tag{2c}$$

$$\varepsilon_{\%} = 100 \frac{\left\| E^s_{\text{YKY}} - E^s_{\text{Melez}} \right\|_2}{\left\| E^s_{\text{YKY}} \right\|_2}. \tag{2d}$$

Denklem (2)'de $E^s_{z,c}$ iç dairesel silindirin analitik saçılan alanıdır. Burada a zahiri dairesel silindir yarıçapını, J_q birinci tür Bessel işlevini, $H^{(2)}_q$ ikinci tür Hankel işlevini, Q seri kesme sayısını, ρ ve ϕ orijine göre tanımlanan gözlem noktasının kutupsal gösterimdeki karşılığıdır. Melez yöntemde kullanılan yardımcı kaynak sayısı N_h ile gösterilmiş ve bu çalışmada $N_h < N$ seçilmiştir. $\mathbf{Z}_h$ melez yöntemin etkileşim matrisi, $\mathbf{e}^s_c$ ise analitik ifadesi mevcut dairesel silindirden saçılan alanının fiziksel sınır üzerindeki oluşan alan vektördür. Hata analizi için $\varepsilon_{\%}$ tanımlanmış olup, bu ifade klasik YKY ile melez YKY arasında uzak alan saçılma örüntüsü üzerinden hesaplanan bağıl yüzde hata değeridir.

3. Sayısal Sonuçlar

Sayısal sonuçlarda, yöntemin başarımını göstermek amacıyla düzgün ve keyfi kesitli örnek bir iki boyutlu saçıcı ele alınmıştır. Bu örnekte saçıcının sınırı kutupsal koordinatlarda

$$\rho_s(\varphi) = R_{\text{temel}} + \delta\cos(3\varphi) \tag{3}$$

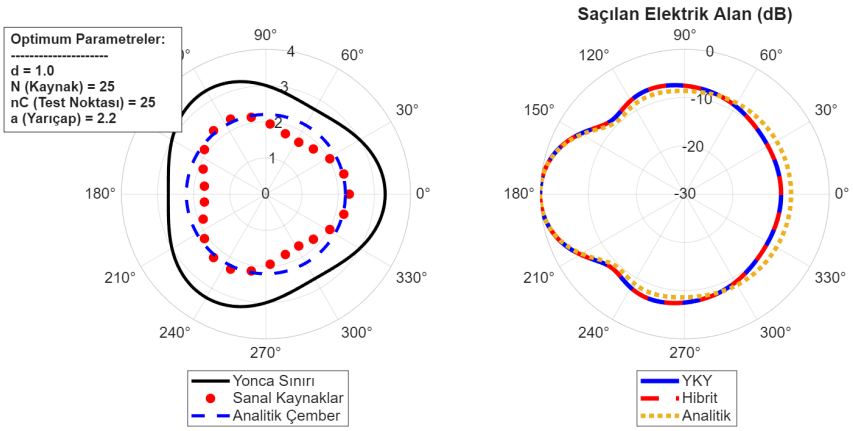
şeklinde tanımlanmıştır. Burada R_{temel} temel yarıçapı, δ salınım büyüklüğünü ve φ açısal değişkeni göstermektedir. İlgili kesitin konum vektörü $\mathbf{r}_s(\varphi) = \rho_s(\varphi)(\cos\varphi\,\hat{\mathbf{x}} + \sin\varphi\,\hat{\mathbf{y}})$ olarak yazılır. $R_{\text{temel}} > |\delta|$ koşulu altında bu sınır kapalı, düzgün ve türevlenebilirdir. Böylece çalışma genel olarak keyfi kesitli cisimler için kurulurken, sayısal incelemede bu eğriyle oluşturulmuş kesite sahip bir saçıcıdan saçılmaya ait sonuçlar paylaşılmıştır. Sayısal incelemede klasik YKY için, eşleştirme noktaları arasındaki uzaklığın $\leq \lambda/10$ olmasını sağlayacak şekilde $N_{\text{YKY}} = 50$ yardımcı kaynak kullanılmıştır. Melez yöntemde $d \in [0.1, 2]$, $N_h \in [5, 25]$ ve $a \in [1.5, 2.5]$ aralıkları incelenmiş; klasik YKY'ye göre en düşük hata veren değerler belirlenmiştir. Sonuçlarda $N_h = 25$, $\delta = 0.3$, $R_{\text{temel}} = 3$, $k = 1$ ve $\phi_i = 0^\circ$ alınmıştır. Çizelge 1'de farklı d, M ve a değerleri için hata ve çözüm süreleri verilmiştir. Süreler Intel i5-10300H işlemci ve 16 GB RAM ile milisaniye cinsinden hesaplanmıştır. Seri kesme sayısı $Q_{\text{kesme}} = \lceil ka + 3(ka)^{1/3} + 10 \rceil$ olarak alınmıştır.

Çizelge 1. Klasik YKY ve melez YKY karşılaştırması ($k = 1, R_{\text{temel}} = 3, \delta = 0.3, \phi_i = 0^\circ, N_{\text{YKY}} = 50, N_h = 25$).

d	M	a	Hata	YKY Süre	Melez Süre
1.0	25	2.2	%0.00126	10.78	7.62
1.0	25	2.0	%0.00127	14.38	7.07
1.0	25	2.5	%0.00130	10.37	7.32
1.0	25	2.7	%0.00134	14.36	11.70
1.0	25	1.5	%0.00145	10.45	6.75
1.2	25	2.5	%0.00150	10.45	7.55
1.2	25	2.2	%0.00152	10.95	8.03
1.2	25	2.7	%0.00152	12.11	7.83
1.2	25	2.0	%0.00153	10.37	7.07
1.2	25	1.5	%0.00156	11.02	7.28

Çizelge 1, melez yöntemin çok düşük hata düzeyinde klasik YKY'ye yakın sonuç verdiğini göstermektedir. En düşük hata $d = 1.0$, $M = 25$ ve $a = 2.2$ için elde edilmiş ve $\varepsilon_{\%} = \%0.00126$ bulunmuştur. Bu durumda klasik YKY çözüm süresi 10.78 ms, melez YKY çözüm süresi ise 7.62 ms'dir. Böylece yardımcı kaynak sayısı 50'den 25'e düşürülmesine rağmen saçılma örüntüsü korunmuş ve çözüm süresi azalmıştır. Aynı çizelgede $a = 2.0$ ve $a = 2.5$ için de hata değerlerinin oldukça düşük kaldığı görülmektedir. Bu durum, iç silindir yarıçapının uygun

bir aralıkta seçilmesi durumunda analitik alanın cismin ana saçılma davranışını iyi temsil ettiğini göstermektedir. Benzer şekilde, d değerinin değişmesi ise yardımcı kaynakların sınır koşulunu ne kadar iyi sağladığını etkiler. Bu nedenle melez yöntemde a, d, M ve N_h birlikte seçilmelidir.



Şekil 1. Klasik YKY ve melez YKY ile elde edilen normalize edilmiş saçılma örüntülerinin karşılaştırılması $(k=1, R_{\text{temel}}=3, \delta=0.3, \phi_i=0^\circ, N_{\text{YKY}}=50, N_h=25)$.

Şekil 1, $\phi_i=0^\circ$ için klasik ve melez yöntemle bulunan saçılma örüntülerinin neredeyse üst üste geldiğini göstermektedir. Kıyas amacıyla $R_{\text{temel}}=3$ yarıçaplı dairesel silindirin saçılan alanı da verilmiştir. Analitik silindir alanı cismin temel saçılma davranışını yakalarken yardımcı kaynaklar dairesel yapıdan sapmayı yeterli doğrulukta düzeltmektedir. Böylece melez yaklaşım daha hızlı çözümün yanında fiziksel olarak anlamlı bir alan ayrıştırması sunmaktadır.

4. Sonuç

Bu çalışmada, düzgün ve keyfi kesitli iki boyutlu tam iletken cisimlerden saçılma için analitik silindir çözümüyle desteklenen melez bir yardımcı kaynaklar yöntemi incelenmiştir. Yöntemde, cismin içine yerleştirilen dairesel silindirin saçılan alanı analitik olarak hesaplanmış, sınırın dairesel biçimden sapmasından doğan *düzeltme alanı* ise daha az sayıda yardımcı kaynakla gösterilmiştir. Seçilen örnekte $k=1$, $\delta=0.3$, $\phi_i=0^\circ$, $N_{\text{YKY}}=50$ ve $N_h=25$ için melez yöntem klasik YKY'ye oldukça yakın sonuç vermiştir. En iyi durumda hata %0.00126 olarak bulunmuş, çözüm süresi ise 10.78 ms'den 7.62 ms'ye düşmüştür. Bu sonuçlar, melez yöntemin daha küçük denklem takımıyla güvenilir saçılma örüntüsü üretebildiğini göstermektedir. Bu nedenle önerilen yaklaşım, analitik olarak çözülebilen temel bir saçıcı ile sayısal yardımcı kaynak gösterimini birleştirerek, düzgün keyfi kesitli iletken cisimlerin hızlı saçılma çözümünde kullanışlı bir seçenek sunmaktadır. İleriki çalışmalarda, önerilen melez yaklaşımın farklı dalga sayıları, farklı gelen dalga yönleri ve daha çeşitli keyfi kesit geometrileri için ayrıntılı olarak incelenmesi hedeflenmektedir.

Kaynaklar

[1] Kupradze V. D., "On the approximate solution of problems in mathematical physics," *Russian Mathematical Surveys*, cilt 22, no. 2, s. 58–108, 1967.

[2] Papakanellos P. J., Tsitsas N. L. ve Anastassiu H. T., "The Method of Auxiliary Sources (MAS) in Computational Electromagnetics: A Comprehensive Review of Advancements over the Past Two Decades," *Electronics*, cilt 13, no. 17, 2024.

[3] Kaklamani D. I. ve Anastassiu H. T., "Aspects of the Method of Auxiliary Sources (MAS) in Computational Electromagnetics," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, cilt 44, no. 6, s. 48–64, 2002.

[4] Zaridze R. S., Karkashadze D. D., Kakulia D., Tavzarashvili K. ve Tsverikmazashvili Z. S., "The method of auxiliary sources in applied electrodynamics," *Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET)*, 2004, doi: 10.1109/MMET.2004.1396931.

İSTANBUL ÜZERİNDE JEOMANYETİK FIRTINA KAYNAKLI İYONOSFERİK ELEKTRON YOĞUNLUĞUNUN DEĞİŞİMİ: BİR VAKA İNCELEMESİ

Busenur Keskin, Zerefşan Kaymaz
İstanbul Teknik Üniversitesi
Uçak ve Uzay Bilimleri Fakültesi
İklim Bilimi ve Meteoroloji Mühendisliği Bölümü
İstanbul
keskinb18@itu.edu.tr, zerefsan@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, İstanbul üzerindeki iyonosferin jeomanyetik fırtınaya verdiği tepki Dynazonde gözlemleri* ve Global Ionosphere Thermosphere Model (GITM*) kullanılarak incelenmiştir. Seçilen jeomanyetik fırtına sırasında, bu bölge üzerindeki F2 tabakasının elektron yoğunluğunda bir azalma gözlenmiştir. Ortalama foF2 farkı -0.593 MHz bulunmuştur. Bu azalmaya neden olan fiziksel süreçleri araştırmak amacıyla aynı dönem için GITM modeli çalıştırılmış ve nötr atmosfer bileşimindeki değişimler incelenmiştir. Model sonuçlarında fırtına esnasında O/N_2 oranının azaldığı görülmüştür. Literatür çalışmaları O/N_2 oranındaki azalmanın elektron yoğunluğunda azalmaya sebep olduğunu göstermektedir. Bu vakada İstanbul üzerinde gözlenen F2-elektron yoğunluğundaki azalmanın da O/N_2 oranındaki azalma ile ilişkili olduğunu söyleyebiliriz.*

Abstract: *In this study, the electron density variations over Istanbul during a geomagnetic storm were investigated using Dynasonde observations and the Global Ionosphere Thermosphere Model (GITM). A noticeable decrease in electron density of the F2 layer was observed during the selected geomagnetic storm. The average foF2 difference was obtained as -0.593 MHz. To investigate the physical reasons behind this decrease, the GITM model was run for the same period. The model results showed that the O/N_2 ratio decreased during the storm. This decrease in the ratio was reported to reduce the electron density in the literature. Thus, it can be deduced that the decrease in F2-electron density over İstanbul during this storm is due to the reduction in O/N_2 ratio.*

1. Giriş

İyonosferik fırtınalar, uzay hava koşullarının en etkili olaylarından biri olup modern teknolojik sistemlerin çalışmasını ciddi şekilde etkileyebilir. Bu fırtınalar GPS, VLF ve HF iletişim sistemlerinde bozulmalara hatta iletişim kesintilerine neden olabilir [1]. İyonosfer gündüzleri dört ana tabakadan oluşur. Her bir tabakadaki elektron yoğunluğunu belirleyen süreçler farklıdır. Keza tabakaların jeomanyetik fırtınalara verdiği tepki de farklılık gösterir. Bunun ana nedenlerinden bir tanesi tabakalardaki nötral atom miktar ve çeşitliliğidir. D ve E bölgelerinde elektron yoğunluğundaki değişimler daha çok parçacık girişleriyle oluşan iyonlaşmadan kaynaklanırken F2 katmanında atmosferik dinamikler sonucunda nötral atom içeriğinde meydana gelen değişimler daha önemli rol oynar [2].

F2 tabakasında elektron yoğunluğunda, jeomanyetik fırtınalar esnasında hem artışlar hem de azalışlar meydana gelebilir. Artışlar pozitif iyonosferik fırtına, azalmalar ise negatif iyonosferik fırtına olarak adlandırılır [5] [6]. İyonosferik fırtınaların etkileri oldukça karmaşıktır ve coğrafik lokasyona (enlem, boylam) göre değişiklik gösterirler [2]. Özellikle boylama göre iyonosferin tepkisi önemli farklılıklar göstermektedir. Bunun temel nedenlerinden bir tanesi termosferik bileşim ve sirkülasyondaki farklılıklardır [3]. Ayrıca, istasyonun konumuna, fırtınanın başlangıç zamanına ve diğer jeofizik koşullara göre aynı fırtına farklı bölgelerde farklı sonuçlar oluşturabilir [2]. Jeomanyetik fırtınalar sırasında yukarı enlemlerde kutup ışıkları bölgesinde meydana gelen Joule ısınması, termosferik sirkülasyonu değiştirerek düşük O/N_2 oranına sahip hava kütlelerinin oluşmasına neden olur. Bu hava kütleleri zamanla ekvatora doğru taşınır ve orta enlemlere ulaştığında O^+ iyonlarının moleküler iyonlara dönüşmesini (1) ve elektronlarla yeniden birleşmesini (2) artırır. (1) ve (2) bu reaksiyonları göstermektedir. Bunun sonucunda F2 katmanındaki elektron yoğunluğu azalır ve negatif iyonosferik fırtına gözlenir.

$$O^+ + N_2 \rightarrow NO^+ + \mathrm{N} \quad (1)$$

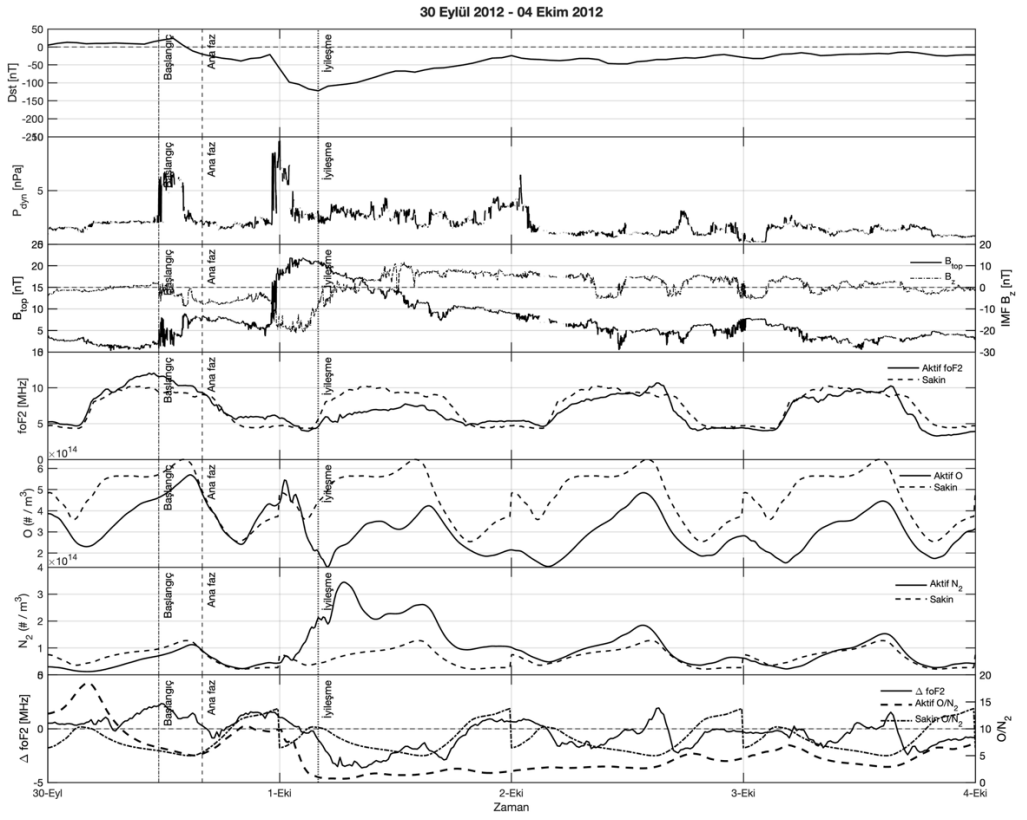
$$NO^+ + e \rightarrow N + O \quad (2)$$

Fırtınanın ilk saatlerinde ise Joule ısınmasının oluşturduğu Travelling Atmospheric Disturbances (TAD) ile birlikte gelişen ekvator yönlü nötral rüzgarlar, iyonlaşmayı daha yüksek irtifalara taşıyarak rekombinasyonu azaltır. Bu nedenle özellikle gündüz orta enlemlerde elektron yoğunluğunda kısa süreli bir artış, yani pozitif iyonosferik fırtına görülebilir [4].

Bu çalışmada 30 Eylül–4 Ekim 2012 tarihleri arasında gerçekleşen jeomanyetik fırtınanın İstanbul iyonosferi üzerindeki etkileri ITU Dynasonde gözlemleri ve GITM model sonuçları kullanılarak incelenmiştir.

2. Bulgular

Jeomanyetik fırtına Dst manyetik indisi kullanılarak belirlenmiştir. Vakaya ait gözlemler Şekil 1'de verilmektedir. Şekildeki paneller yukardan aşağıya şu şekildedir: DST indisi, güneş rüzgarının dinamik basıncı, güneş rüzgarının manyetik alan şiddeti, manyetik alanın Bz bileşeni (noktalı çizgi), İTÜ Dynasonde istasyonundan elde edilen manyetik fırtına günündeki (aktif gün, kesintisiz çizgiler) ve fırtınasız (sakin) gündeki (noktalı çizgiler) foF2 verileri, modelden elde edilen aktif ve sakin gündeki oksijen ve nitrojen verileri gösterilmektedir. Son panelde ise kesintisiz çizgi ile Dynasonde'den elde edilen aktif ve sakin gün farkı (Aktif-Sakin); modelden aktif gün (çizgili) ve sakin gün (noktalı çizgi) için elde edilen O/N_2 oranları görülmektedir. Fırtınanın fazları, soldan sağa doğru, başlangıç, ana faz ve iyileşme fazlarının başlangıçları düşey çizgilerle verilmektedir. Dst indisinin 30 nT'lara çıkması ile jeomanyetik fırtına başlamaktadır. Güneş rüzgarı verilerini incelediğimizde Dünya'ya doğru gelen iki tane CME vakasının olduğunu görebiliriz. 30 Eylül 2012, yaklaşık saat 12:00 UT'de ilk CME Dünya'ya ulaştığını, 30 Eylül 2012'de gününün sonunda da ikinci CME'nin Dünya'ya ulaştığını görmekteyiz. Dinamik basınç paneli incelendiğinde her iki etkileşimde de çok şiddetli şokların oluştuğu görülmektedir. Dinamik basınç çok şiddetli artmakta, buna paralel olarak manyetik alan şiddetinde ve IMF Bz'de de negatif yöne doğru artışlar görülmektedir. Bu sinyaller Dünya'da bir manyetik fırtınanın ve manyetosferik mikrofırtınanın oluşacağının tipik sinyalleridir.



Şekil 1. 30 Eylül–4 Ekim 2012 Jeomanyetik fırtınası sırasında Dst, P_{dyn}, IMF B_z, B_{top}, foF2, GITM O, N_2, O/N_2 ve ΔfoF2'nin zamansal değişimi.

Manyetik fırtına esnasında Dynasonde foF2 verileri, fırtınanın başlangıç evresinde foF2 değerlerinde pozitif farkların görüldüğünü ancak fırtınanın ilerleyen saatlerinde özellikle iyileşme evresinde negatif farkların meydana geldiğini göstermektedir. Fark (ΔfoF2) değerleri yaklaşık −3.5 MHz seviyelerine kadar düşerek İstanbul enlemlerindeki iyonosferde negatif fırtına fazının oluştuğunu göstermiştir. Fırtına oluşumuna IMF B_z bileşeninin negatif yönde yaklaşık −20 nT seviyelerine kadar düşmesinin neden olduğunu görebiliriz. IMF B_z'nin güneye yönelmesiyle birlikte sisteme aktarılan enerji artar ve buna bağlı olarak termosferik sirkülasyon ile nötr atmosfer bileşiminde değişimler meydana gelir. Bu süreçlerin sonunda iyonosferik elektron yoğunluğunda da değişimler meydana gelir.

Manyetik fırtına esnasında elektron yoğunluğunda meydana gelen değişimlerin fiziksel sebeplerini inceleyebilmek için Global Iyonosfer ve Termosfer Modeli (GITM) çalıştırılmıştır. Şekil 1'de sondaki 3 panel model sonuçlarını göstermektedir. Model sonuçları fırtına sırasında atomik oksijen (O) yoğunluğunun azaldığını, buna karşılık moleküler azot (N_2) yoğunluğunun arttığını göstermektedir (panel 5 ve 6). En son panel ise, buna bağlı olarak O/N_2 oranının aktif günde önemli ölçüde düştüğünü işaret etmektedir. Fırtınasız gün koşulları ile karşılaştırıldığında, O/N_2 oranındaki azalmanın negatif iyonosferik fırtına ile aynı zamanda olduğu gözlemlenmektedir. Bu uyum orta enlem iyonosferindeki negatif fırtına fazının oluşumunda nötr atmosfer bileşimindeki değişikliklerin önemli bir rol oynadığını göstermektedir.

3. Sonuç

Sonuç olarak, 30 Eylül–4 Ekim 2012 jeomanyetik fırtınası sırasında İstanbul üzerindeki iyonosferik değişimlerin termosferik bileşimdeki değişiklikler ile, özellikle O/N_2 oranındaki azalma ile yakından ilişkili olduğunu; buna bağlı olarak F2 yükseklikliklerinde gerçekleşen kimyasal reaksiyonların İstanbul üzerindeki elektronların dağılımını etkilediğini söyleyebiliriz. Bu vaka çalışması, istatistiksel analizleri içeren, daha geniş çaplı ve halen devam etmekte olan projemizin bir parçasını oluşturmaktadır.

Teşekkür

Bu çalışmada kullanılan Dst indeksi verileri Kyoto Üniversitesi Jeomanyetizma Dünya Veri Merkezi (World Data Center for Geomagnetism, Kyoto) tarafından sağlanmıştır. Güneş rüzgârı verileri NASA/GSFC, Space Physics Data Facility, (SPDF) tarafından sunulan OMNIWeb/CDAWeb hizmeti aracılığıyla temin edilmiştir. Bu çalışmada kullanılan GITM modeli NASA Community Coordinated Modeling Center (CCMC) tarafından sağlanmıştır. Ayrıca çalışmada kullanılan Dynasonde verileri, İstanbul Teknik Üniversitesi Yukarı Atmosfer ve Uzay Havası Laboratuvarı'nda (ITU Space Weather Laboratory) kaydedilmiştir. Tüm bu veri ve model altyapılarını sağlayan kurum ve kuruluşlara katkılarından dolayı teşekkür ederiz.

Kaynaklar

[1]. Buonsanto M. J., "Ionospheric Storms—A Review", Space Science Reviews, cilt 88, no. 3–4, s. 563–601, 1999.

[2]. Danilov A. D. ve Lastovicka J., "Effects of Geomagnetic Storms on the Ionosphere and Atmosphere", International Journal of Geomagnetism and Aeronomy, cilt 2, no. 3, s. 209–224, 2001.

[3]. Gordiyenko G., Arıkan F., Litvinov Y. ve Zhiganbaev M., "Ionospheric Response to the Extreme Geomagnetic Storm of 10–11 May 2024 Based on Total Electron Content Observations in the Central Asian and East Asian Regions", Atmosphere, cilt 16, no. 854, 2025.

[4]. Kim V. P. ve Hegai V. V., "Response of the Midlatitude F2 Layer to Some Strong Geomagnetic Storms during Solar Minimum as Observed at Four Sites of the Globe", Journal of Astronomy and Space Sciences, cilt 32, no. 4, s. 297–304, 2015.

[5]. Mendillo M., "Storms in the Ionosphere: Patterns and Processes for Total Electron Content", Reviews of Geophysics, cilt 44, RG4001, 2006.

[6]. Prölss G. W., "Common Origin of Positive Ionospheric Storms at Middle Latitudes and the Geomagnetic Activity Effect at Low Latitudes", Journal of Geophysical Research, cilt 98, no. A4, s. 5981–5991, 1993.

Glikoz Konsantrasyonunun Algılanması İçin Metamalzeme Esinli Anten ve Frekans Seçici Yüzey (FSY) Tabanlı Mikrodalga Sensör

Umut Köse*, Mesut Kartal
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
kartalme@itu.edu.tr,

*Fatih Sultan Mehmet Vakıf Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
ukose@fsm.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, metamalzeme esinli mikroşerit yama anten, bozulmuş toprak düzlemi ve frekans seçici yüzey (FSY) bileşenlerini birleştiren bir sensör önerilmektedir. 27 mm × 25 mm × 1 mm boyutlarındaki numune haznesinde (SUT) gerçekleştirilen sayısal analizler, 72 mg/dL ile 600 mg/dL aralığında glikoz konsantrasyonunun artışıyla rezonans frekansında düzentli bir artış olduğunu göstermiştir. Toplam 82 MHz frekans kaymasına karşılık 155,303 kHz/mgdL^{-1} ve 0,101 dB $|S_{11}|$ değişimine karşı 19,129 × 10^{-5} hassasiyet görülmektedir. Elde edilen saçılma parametrelerini glikoz konsantrasyonuna eşleştirmek amacıyla regresyon tabanlı bir tahmin modeli geliştirilmiş olup, modelin belirleme katsayısı (R^2) 0,964'dır. Sonuçlar, önerilen sensör yapısının düşük maliyetli, kompakt ve glikoz algılama uygulamaları için umut verici olduğunu göstermektedir.*

Abstract: *This study proposes a sensor that integrates a metamaterial-inspired microstrip patch antenna, a defected ground structure, and a frequency-selective surface (FSS). Numerical analyses performed with a sample-under-test (SUT) of dimensions 27 mm × 25 mm × 1 mm indicates a systematic increase in the resonance frequency as glucose concentration increases from 72 mg/dL to 600 mg/dL. A total resonance shift of 82 MHz corresponds to a frequency-based sensitivity of 155.303 kHz/mgdL^{-1}, while a 0.101 dB change in $|S_{11}|$ corresponds to 19.129 × 10^{-5}. A regression-based prediction model was developed to map the obtained scattering parameters to glucose concentration, yielding a coefficient of determination (R^2) of 0.964. The results indicate that the proposed architecture is compact, low-cost, and a promising candidate for glucose sensing applications.*

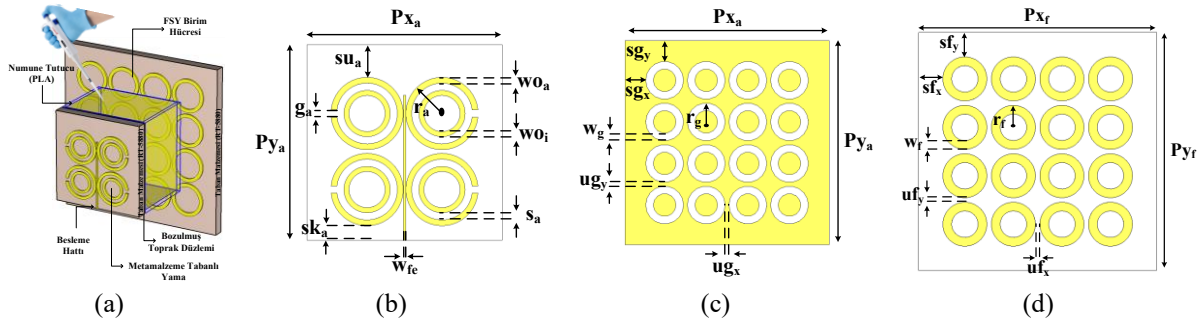
1. Giriş

Diyabet, kandaki glikoz seviyesinin normal aralığın dışına çıkmasıyla ciddi sağlık sorunlarına yol açabilen kronik bir hastalıktır. Bu nedenle glikoz seviyesinin düzenli olarak izlenmesi, hastalığın kontrol altında tutulabilmesi açısından büyük önem taşımaktadır [1]. Günümüzde yaygın olarak kullanılan invaziv ölçüm yöntemleri, hastadan kan örneği alınmasını gerektirmeleri nedeniyle ağrılı, maliyetli ve uzun süreli kullanımda rahatsız edici olabilmektedir [2–5]. Bu sebeple minimal invaziv ve non-invaziv glikoz algılama yöntemleri son yıllarda yoğun ilgi görmektedir [1–5]. Mikrodalga tabanlı sensörler; düşük maliyet, kolay üretim, kompakt yapı ve elektromanyetik dalgaların biyolojik dokularla etkileşiminden yararlanabilmeleri gibi avantajları nedeniyle glikoz algılama uygulamalarında dikkat çekmektedir [2–4]. Bu tür uygulamalarda temel prensip, glikoz derişimindeki değişimlerin numunenin göreceli dielektrik sabiti ve kayıp tanjantında oluşturduğu küçük değişimlerin sensörün rezonans frekansı veya yansıma katsayısı üzerindeki etkisinin izlenmesidir. Ancak bu değişimlerin oldukça küçük olması, sensör hassasiyetinin artırılmasını önemli bir araştırma konusu haline getirmektedir. Bu bağlamda, elektromanyetik alanı algılama bölgesinde yoğunlaştırabilen metamalzeme esinli anten yapıları ve frekans seçici yüzeyler, hassasiyet artışı sağlayabilecek yapılar olarak öne çıkmaktadır [6]. Bu çalışmada, metamalzeme esinli bir anten geometrisi, bozulmuş toprak düzlemi ve FSY tek bir hibrit sensör mimarisinde bir araya getirilmiştir. Önerilen yapının glikoz–saf su çözeltilerinin derişim değişimlerine karşı verdiği rezonans tepkisi nümerik olarak incelenmiş ve hassasiyet analizi yapılmıştır.

2. Önerilen Sensör Yapısı ve Benzetim Modeli

Bu çalışmada önerilen sensör yapısı, FSY ve toprak düzlemi FSY kullanılarak bozulmuş, ayrık halka rezonatör yüklü mikroşerit yama antenden oluşmaktadır. Sensörün genel perspektif görünümü Şekil 1(a)'da

gösterilmektedir. Glikoz numuneleri anten ve FSY arasında bulunan 27 mm × 25 mm × 1 mm boyutlarındaki numune haznesine (SUT) yerleştirilerek test edilmektedir. Bu boyutlar kontrollü benzetim analizi için seçilmiş olup, gerçek non-invaziv uygulama senaryolarındaki pratik kısıtlar ve doku etkileri ayrıca değerlendirilmelidir. Çalışma kapsamında önerilen sensörün anten bölümüne ait şematik üst ve alt görünümü ile bunlara ait tasarım parametreleri sırasıyla Şekil 1(b) ve Şekil 1(c)'de gösterilmektedir. Taban malzemesinin elektriksel parametreleri dikkate alınarak 50 Ω karakteristik empedansa sahip olacak şekilde iletim hattının boyutları belirlenmiştir. Antenin bozulmuş toprak düzlemi, 4 × 4 halka rezonatör (HR) birim hücrelerden oluşan bir FSY kullanılarak bozulmuştur. Temel amaç, bozulmuş toprak düzlemi ile FSY arasındaki karşılıklı bağlaşımı artırarak belirtilen sensörün duyarlılığını iyileştirmektir. Şekil 1(d)'de ise sensörün bir diğer bileşeni olan FSY'nin tasarım parametreleri ve şematik görünümü sunulmaktadır. Burada FSY 4 × 4 HR birim hücreden oluşmaktadır.



Şekil 1. (a) Sensörün şematik perspektif görünümü. Sensörün anten bölümünün şematik görünümü ve tasarım parametreleri: (b) üst ve (c) alt. (d) Sensörün FSY bölümünün şematik üst görünümü ve tasarım parametreleri.

Önerilen sensörün milimetre cinsinden tasarım parametreleri Tablo 1'de yer almaktadır. Sensör yapısında; bağıl dielektrik sabiti $\varepsilon_{sub} = 2{,}2$, kayıp tanjantı $tan\delta_{sub} = 0{,}0009$, taban malzeme kalınlığı $d_{sub} = 0{,}127$ mm, iletken değeri ($\sigma = 5{,}8 \times 10^7$ S/m) ve tüm iletken tabakaların kalınlığı $t_{\mathrm{m}} = 0{,}035$ mm olan RT-5880 taban malzemesi kullanılmıştır.

Tablo 1. Sensöre ait tasarım parametreleri (mm).

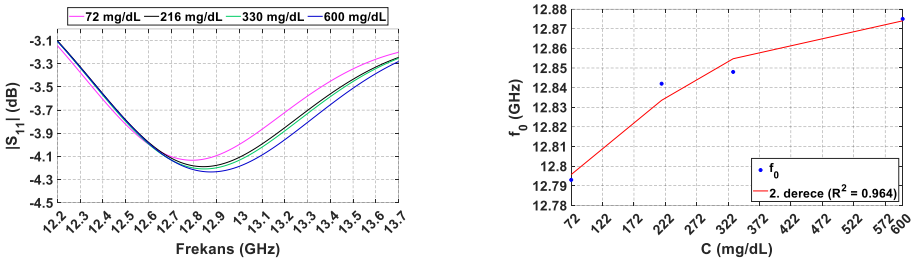
Px_a	Py_a	r_a	su_a	sk_a	g_a	wo_a	wo_i	s_a	w_{fe}	sg_y	sg_x
27,00	27,00	5,00	4,50	2,00	1,00	0,80	0,70	1,00	0,355	2,75	2,75
r_g	w_g	ug_y	ug_x	Px_f	Py_f	r_f	w_f	uf_y	uf_x	sf_x	sf_y
2,50	1,00	0,50	0,50	27,00	27,00	2,50	1,00	0,50	0,50	2,75	2,75

Bu çalışmada algılama yöntemi, SUT'un dielektrik sabitinde glikoz–saf su çözeltisi konsantrasyonundaki değişimlere bağlı olarak ortaya çıkan farklılıkların tespitine dayanmaktadır. SUT'ta; 72 mg/dL, 216 mg/dL, 330 mg/dL ve 600 mg/dL olmak üzere dört farklı konsantrasyona sahip glikoz–saf su çözeltileri kullanılarak sensörün $|S_{11}|$ parametresinin frekansla değişimi belirlenmiştir. Test edilen çözeltilerin dielektrik özellikleri benzetim ortamında Debye parametreleri kullanılarak hesaplanmıştır [2–5]. Çalışmada sıcaklığa bağlı dielektrik değişimler değerlendirme dışı tutulmuş olup, gerçek uygulamalarda sıcaklık değişimlerinin çözelti özellikleri ve sensör yanıtı üzerindeki olası etkileri göz önünde bulundurulmalıdır. Önerilen sensöre ait sayısal analizler, CST Studio Suite® ortamında frekans bölgesi çözücüsü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Önerilen sensörü uyarmak için bir dalga kılavuzu portu kullanılmıştır ve hesaplama bölgesi açık-ekle duvarlarla sınırlandırılmıştır.

3. Benzetim Bulguları ve Hassasiyet Analizi

Farklı konsantrasyonlardaki glikoz–saf su çözeltileri için önerilen sensöre ait benzetim sonuçları Şekil 2 (a)'da gösterilmektedir. Sensör performansının belirlenmesinde hassasiyetin büyüklüğü merkezi bir kriterdir. Literatürde, hassasiyet (S), glikoz–saf su çözeltilerinde meydana gelen konsantrasyon değişimi (ΔC) sonucunda gözlenen mutlak frekans sapmasının (Δf) veya rezonans frekansına karşılık gelen mutlak yansıma katsayısı ($|S_{11}|$) değişiminin konsantrasyona oranı olarak tanımlanmaktadır [3,4]. Benzetim sonuçlarına göre, çözelti konsantrasyonu 72 mg/dL'den 600 mg/dL'ye yükseldiğinde rezonans frekansında 82 MHz frekans kaymasına karşı 155,303 kHz/mgdL^{-1} gözlemlenmiştir. Bunun yanında rezonans frekansındaki $|S_{11}|$ değişimi incelendiğinde, önerilen sensörde 0,101 dB $|S_{11}|$ değişimine karşı $0{,}191 \times 10^{-3}$ hassasiyet görülmektedir. Çalışmada ayrıca sensörün rezonans frekansı (f, GHz) ile glikoz–saf su çözeltileri (C, mg/dL) arasındaki ilişkiyi tanımlamak için

çeşitli regresyon modellerinin performansı değerlendirilmiştir ve analizler sonucunda modelin belirleme katsayısı (R^2) 0,964 olarak hesaplanmıştır (Şekil 2 (b)). Çözeltilerin dielektrik özellikleri literatür verileriyle modellenmiş olup, sonuçlar simülasyona dayanmaktadır. Tablo 2'de sunulan farklı frekans bantlarındaki çalışmalarla kıyaslandığında, önerilen yapının literatürdeki sensörlerle karşılaştırılabilir düzeyde olduğu görülmektedir.



(a) (b)

Şekil 2. (a) Farklı glikoz–saf su çözeltileri için sensöre ait frekansa bağlı $|S_{11}|$ grafiği. (b) Sensör için glikoz–saf su çözeltileri (C) ile rezonans frekansı (f_0) arasındaki ilişkinin gösterildiği grafik.

Tablo 2. Literatürde glikoz seviyelerini ölçmek için önerilen mikrodalga sensörlerinden bazıları. (S değerinin birimleri ilgili sütun büyüklüklerine göre kHz/mgdL^{-1} ve dB/mgdL^{-1} şeklindedir.)

Ref.		Numuneler (mg/dL)				Δf_0 (MHz), $\|S_{11}\|$ (dB)	S
		72	216	330	600		
[3]	f_0	11,281 (GHz)	11,285 (GHz)	11,290 (GHz)	11,296 (GHz)	0,015	28,409
	$\|S_{11}\|$	−13,284 (dB)	−13,255 (dB)	−13,236 (dB)	−13,183 (dB)	0,101	19,129×10^{-5}
[2]	f_0	14,589 (GHz)	14,586 (GHz)	14,580 (GHz)	14,545 (GHz)	0,044	83,333
	$\|S_{11}\|$	−33,754 (dB)	−33,965 (dB)	−33,966 (dB)	−34,496 (dB)	0,742	140,4×10^{-5}
Bu Çalışma	f_0	12,793 (GHz)	12,842 (GHz)	12,848 (GHz)	12,875 (GHz)	0,082	155,303
	$\|S_{11}\|$	−4,133 (dB)	−4,189 (dB)	−4,208 (dB)	−4,234 (dB)	0,101	19,129×10^{-5}

4. Tartışma

Bu çalışmada, metamalzeme esinli anten, bozulmuş toprak düzlemi ve FSY'den oluşan sensörün glikoz algılama performansı nümerik olarak incelenmiştir. Sayısal analizler sonucunda, 72 mg/dL ile 600 mg/dL aralığında 82 MHz toplam frekans kayması ve 155,303 kHz/mgdL^{-1} hassasiyet elde edilmiştir. $R^2 = 0{,}964$ değeri, konsantrasyon ile frekans değişimi arasındaki güçlü ilişkiyi ve eğilimi nicel olarak doğrulamaktadır. Sınırlı veri noktası nedeniyle model genelleme içermemekte olup, ara değerler ve deneysel doğrulamalar sonraki çalışmalara bırakılmıştır.

5. Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK tarafından desteklenen 124E060 numaralı proje kapsamında gerçekleştirilmiştir.

Kaynaklar

[1] Villena G., W., Mobashsher, A. ve Abbosh, A., "The Progress of Glucose Monitoring—A Review of Invasive to Minimally and Non-Invasive Techniques, Devices and Sensors," Sensors, cilt.19 no.4, s.800, 2019.

[2] Kose, U. ve Kartal, M., "A Low-Cost Microwave Hybrid Biosensor for Glucose Concentration Sensing," 2024 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), Romanya, s.1–5 Ekim 2024.

[3] Kose, U. ve Kartal, M., "Non-Invasive Microwave Glucose Sensor by Using a Hybrid Sensor Composed of a Frequency Selective Surface and Microstrip Patch Antenna," 2023 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS), Prague, Çek Cumhuriyeti, s.1361–1367 Temmuz, 2023.

[4] Kose, U., Sili, G., Doken, B., Saygili, E. S., Akleman, F. ve Kartal, M., "A New Hybrid Sensor Design Based on a Patch Antenna with an Enhanced Sensitivity Using Frequency-Selective Surfaces (FSS) in the Microwave Region for Non-Invasive Glucose Concentration Level Monitoring," Electronics, cilt.15 no.2, s.427, 2026.

[5] Yilmaz, T., Foster, R. ve Hao, Y., "Radio-frequency and microwave techniques for non-invasive measurement of blood glucose levels," Diagnostics, cilt.9 no.1, s.1–34, 2019.

[6] Anwar, R. S., Mao, L. ve Ning, H., "Frequency selective surfaces: A review," Applied Sciences (Switzerland), cilt.8 no.9, s.1–47, 2018.

Rezonans Koşulu Altında Foton Dalga Fonksiyonu Normalizasyonunun ZUNM Yöntemi ile İncelenmesi

Osman Said Bişkin, Talha Saydam, Serkan Aksoy
Gebze Teknik Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli
obiskin@gtu.edu.tr, tsaydam@gtu.edu.tr, saksoy@gtu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada öncelikle foton dalga fonksiyonu rezonans koşulu altında zaman uzayında hesaplanmıştır. Daha sonra ilgili olasılık yoğunluk fonksiyonu hesaplanarak aslında birim hacimde depolanan elektromanyetik enerji yoğunluğuna eşit olduğu gösterilmiştir. Foton dalga fonksiyonu hesabında gerekli elektromanyetik alan ifadeleri Zaman Uzayı Norma Mod (ZUNM) yöntemi ile içi boş bir rezonatör için nedensel ve tam analitik olarak elde edilmiştir. Monokromatik varsayım altında bire eşit olması beklenen toplam olasılık yoğunluk fonksiyonunun nedensel bir sinüzoidal kaynak durumunda bire eşit olmadığı gösterilmiştir. Toplam olasılık yoğunluk fonksiyonunun kaynak tarafından üretilen elektromanyetik enerjiye eşit olacak şekilde değerlendirilmesi gerektiği gösterilmiştir.*

Abstract: *In this study, firstly, the photon wave function is calculated in time domain under resonance conditions. Subsequently, the corresponding probability density function is computed and demonstrated to be equal to the electromagnetic energy density stored per unit volume. The electromagnetic field expressions required to calculate the photon wave function are derived in a causal and exact analytical manner for an empty rectangular resonator using the Time Domain Normal Mode (TDNM) method. It is shown that the total probability density function, which is expected to equal unity under the monochromatic assumption, does not equal unity in the case of a causal sinusoidal source. It is demonstrated that the total probability density function should be evaluated in a manner that is equal to the electromagnetic energy generated by the source.*

1. Giriş

Kuantum teorisinin gelişimindeki en önemli adımlardan birisi Kuantum Dalga Fonksiyonu (KDF) kavramının ortaya atılmasıdır. Tarihsel olarak ilk kez de Broglie tarafından önerilen her kütleli cisme (m) bir eşdeğer dalga (ψ) eşlik etmelidir (Pilot Dalga Teorisi) fikrini temel alan Schrödinger, KDF'nin sağladığı bir diferansiyel denklem bularak (Schrödinger Dalga Denklemi, SDD) çığır açan bir başarı elde etmiştir. SDD sonrası, benzer şekilde rölativistik parçacıklar için yine ψ'nin sağladığı Klein Gordon diferansiyel denklemi ve Dirac diferansiyel denklemi de önerilmiştir. Böylece kuantum teorisi tümü ile KDF'nin incelenmesi üzerine kurulu hale gelmiştir. Bu süreçte özel olarak Einstein tarafından elektromanyetik dalgaların kuantalanmış enerji paketleri şeklinde enerjiye sahip olması prensibini temel alan ve bir eşdeğer parçacık olarak düşünülen "foton konsepti" de kuantum teorisinde önemli bir yer edinmiştir. Buna göre kütle tanımı bakımından çeşitli tartışmalar olsa da, foton için de bir KDF tanımlanabilmelidir. Foton Dalga Fonksiyonu (FDF) olarak bilinen bu tür bir KDF ($\vec{\boldsymbol{\Psi}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)$) 1994 yılında Bialynicki-Birula tarafından zaman uzayında kompleks değerli olarak

$$\vec{\boldsymbol{\Psi}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)=\frac{1}{\sqrt{2}}\left(\frac{\vec{\boldsymbol{D}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)}{\sqrt{\varepsilon_0}}+j\frac{\vec{\boldsymbol{B}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)}{\sqrt{\mu_0}}\right) \tag{1}$$

şeklinde önerilmiştir [1]. Burada $\vec{\boldsymbol{D}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)$ ve $\vec{\boldsymbol{B}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)$ sırası ile yer değiştirme ve manyetik indüksiyon vektörlerini gösterir. ε_0 ve μ_0 ise boş uzayın elektromanyetik parametreleridir. Buradaki $\sqrt{\varepsilon_0}$ ve $\sqrt{\mu_0}$ ile bölme işleminden amaç toplama yapabilmek için büyüklüklerin birim eşitliğini sağlamaktır. $1/\sqrt{2}$ katsayısı ise normalizasyon amaçlı konulmuştur. Bu FDF'nin diğer KDF'lerden temel farkı kütlenin bir fonksiyonu olmamasıdır. Bununla birlikte FDF zaman uzayında Maxwell denklemlerinin alternatif bir formunu da sağlar. Her ne kadar (1) denklemi ile verilen türde bir FDF önerilmiş ise de tanımı gereği $\vec{\boldsymbol{D}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)$ ve $\vec{\boldsymbol{B}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)$ kullanılarak pek hesaplanmamış ve bu kapsamda yeterince değerlendirilmemiştir [2].

Bu çalışmada dikdörtgen kesitli içi boş bir rezonatörde nedensel (causal) ve tam analitik açık (exact analytical explicit) ifadeler şeklinde elde edilen $\vec{\boldsymbol{D}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)$ ve $\vec{\boldsymbol{B}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)$ ifadeleri kullanılarak [3], FDF rezonans koşulu altında

incelenmiştir. Kuantum teorisinde KDF'nin anlam kazanabilmesi için kullanılan $\left|\vec{\boldsymbol{\Psi}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)\right|^2$ büyüklüğü hesaplanarak belirli bir konumda zamana göre değişimleri incelenmiştir. Kuantum teorisinde $\left|\vec{\boldsymbol{\Psi}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)\right|^2$ büyüklüğü (Born kuralı) olasılık yoğunluğunu tanımlar ve bir parçacığın incelenen sistemde nerede olabileceğinin ihtimalini gösterir. Bu aşamada kritik olan Schrödinger denklemi, Klein Gordon denklemi ve Dirac denkleminin çözümleri olarak düşünülen KDF'lerin genelde nedensel olmayan (non-causal) formda ele alınmış olmasıdır. Burada ise FDF nedensel kaynaklar durumda değerlendirilmiştir. Böylece toplam olasılık yoğunluğunun bire eşit olmadığı ve kaynaklarla ilişkilendirilmesi gerektiği gösterilmiştir. Bu gereksinim düzlemsel dalga durumunda kaynakların çoğunlukla $+\infty$ veya $-\infty$'dan geldiği varsayıldığından karşımıza çıkmamaktadır.

2. Analitik Çözüm

ZUNM yöntemi temelde dalga denkleminin değişkenlerine ayrıklaştırılarak, kaynak ve alanların uygun baz fonksiyonları üzerinden hesaplanması üzerine kuruludur. Değişkenlerine ayrıklaştırma işlemi sonucu konumsal (spatial) ve zamansal (temporal) olmak üzere iki farklı diferansiyel denklem elde edilerek, kaynaklı durumda çözülür. Zaman uzayına geçiş ters Laplace dönüşümü ile sağlanır. Bu kapsamda içi boş bir dikdörtgen kesitli rezonatör problemi ZUNM yöntemi ile çizgisel bir kaynak için çözülerek, nedensel (causal) sinüzoidal (monokromatik olmayan) zaman bağımlılığı için elektrik ve manyetik alanların zaman uzayında tam ifadeleri (exact explicit) bulunmuştur. Böylece ZUNM yöntemi ile rezonans durumunda FDF hesaplanarak, olasılık yoğunluk fonksiyonu ve toplam olasılık ifadeleri hesaplanmıştır. Örneğin TE_{m0p} modu için elde edilen elektrik ve manyetik alan bileşenleri rezonans durumunda ($\omega_0 = \omega_{m0p}$) aşağıda verilmiştir [3]

$$H_x = \frac{2A_0}{\varepsilon\mu L_x L_z}\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{p=1}^{\infty}\chi_p \sin(\chi_m x)\sin(\chi_m x_0)\cos(\chi_p z)\sin(\chi_p z_0)\left(\frac{t\cos(\omega_{m0p}t)}{\omega_{m0p}} - \frac{\sin(\omega_{m0p}t)}{\omega_{m0p}^2}\right)H(t)$$

$$H_y = 0 \tag{2}$$

$$H_z = \frac{2A_0}{\varepsilon\mu L_x L_z}\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{p=1}^{\infty}\chi_m \cos(\chi_m x)\sin(\chi_m x_0)\sin(\chi_p z)\sin(\chi_p z_0)\left(\frac{\sin(\omega_{m0p}t)}{\omega_{m0p}^2} - \frac{t\cos(\omega_{mnp}t)}{\omega_{m0p}}\right)H(t)$$

$$E_x = 0$$

$$E_y = \frac{-2A_0}{\varepsilon L_x L_z}\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{p=1}^{\infty}\sin(\chi_m x)\sin(\chi_m x_0)\sin(\chi_p z)\sin(\chi_p z_0)\, t\sin(\omega_{m0p}t)\, H(t) \tag{3}$$

$$E_z = 0$$

burada χ_m, χ_p ve ω_{m0p} ilgili öz değerleri ve $H(t)$ birim basamak fonksiyonunu gösterir.

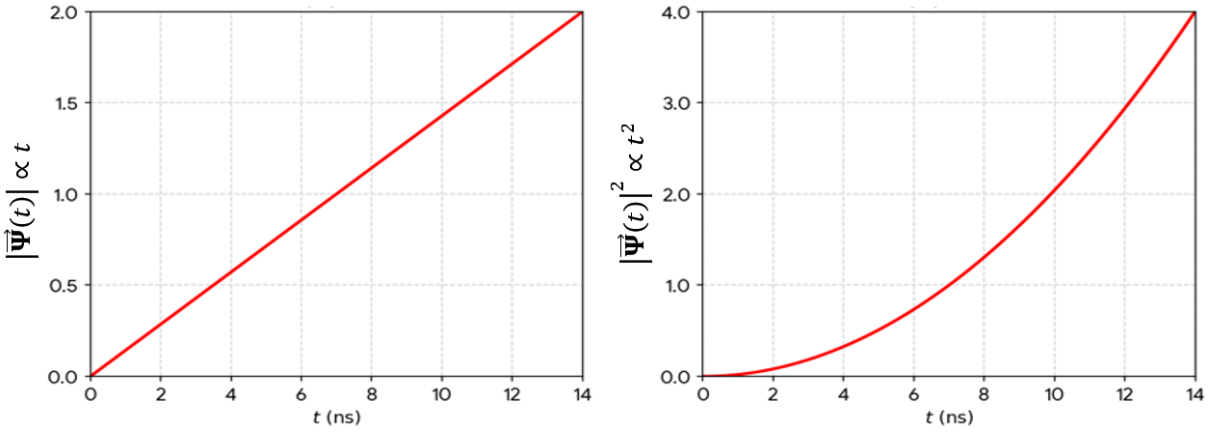
3. Sayısal Sonuçlar

Örnek problem olarak $1\text{ m} \times 1\text{ m} \times 1\text{ m}$ boyutlarında dikdörtgen kesitli içi boş bir rezonatör $f(t) = sin(\omega_0 t)H(t)$ formunda nedensel sinüzoidal x_0, y_0 ve z_0 noktasına yerleştirilmiş noktasal bir kaynak ile TM_{111} modu için uyarılmış olup, ilgili elektromanyetik alan bileşenleri kullanılarak hesaplanan Ψ_x, Ψ_y ve Ψ_z FDF bileşenleri üzerinden rezonansta

$$\left|\vec{\boldsymbol{\Psi}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)\right| = \sqrt{\Psi_x^2 + \Psi_y^2 + \Psi_z^2} \quad \Longrightarrow \quad \left|\vec{\boldsymbol{\Psi}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)\right|^2 = \Psi_x^2 + \Psi_y^2 + \Psi_z^2 = \frac{1}{2}\left(\varepsilon_0 \vec{\boldsymbol{E}}_{111}^2 + \mu_0 \vec{\boldsymbol{H}}_{111}^2\right) \tag{4}$$

şeklinde depolanan birim enerji yoğunluğuna eşit olduğu gösterilebilir. $0.25\text{ m} \times 0.25\text{ m} \times 0.25\text{ m}$ gözlem noktasında $\left|\vec{\boldsymbol{\Psi}}(t)\right|$ ve $\left|\vec{\boldsymbol{\Psi}}(t)\right|^2$'nin zamana bağlı değişimleri Şekil 1'de gösterilmiştir (Ψ_x, Ψ_y kompleks ve Ψ_z sanal sayı). Buna göre görüldüğü üzere FDF için toplam olasılık yoğunluk fonksiyonunun

$$\int_{-\infty}^{\infty}\left|\vec{\boldsymbol{\Psi}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)\right|^2 dv = 1 \tag{5}$$



Şekil 1. $\left|\vec{\Psi}(t)\right| \propto t$ ve $\left|\vec{\Psi}(t)\right|^2 \propto t^2$'nin zamana göre değişimi.

şeklinde bire eşit olmadığı açıktır. Yani FDF'nin genliği t ile, genliğinin karesi (birim olasılık fonksiyonu) ise t^2 ile değiştiğinden, klasik olarak bire eşit olacak şekilde KDF normalizasyonunu sağlamaz. Bu durumun sebebi FDF hesabında kullanılan $\vec{\boldsymbol{D}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)$ ve $\vec{\boldsymbol{B}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)$ alan büyüklüklerinin yeri ve türü belli nedensel bir kaynak tarafından uyarılıyor olmalarıdır. Yani kaynaklı durumda oluşan FDF normalizasyonu direkt bire eşit olarak değil, $\left|\vec{\boldsymbol{\Psi}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)\right|^2$ ifadesi v hacminde depolanan birim enerji yoğunluğuna eşit olduğundan, Poynting güç bağıntısı üzerinden

$$\frac{\partial}{\partial t}\int_v \left|\vec{\boldsymbol{\Psi}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)\right|^2 dv = -\int_v \vec{\boldsymbol{E}}_{111}(\vec{\boldsymbol{r}},t)\vec{\boldsymbol{J}}_v(\vec{\boldsymbol{r}},t)dv \quad \Rightarrow \quad \int_v \left|\vec{\boldsymbol{\Psi}}(\vec{\boldsymbol{r}},t)\right|^2 dv = -\int_t \int_v \vec{\boldsymbol{E}}_{111}(\vec{\boldsymbol{r}},t)\vec{\boldsymbol{J}}_v(\vec{\boldsymbol{r}},t)dv \qquad (6)$$

şeklinde yapılmalıdır. Burada $\vec{\boldsymbol{J}}_v(\vec{\boldsymbol{r}},t)$ kaynak terimini, sağ yandaki integral ise v hacmi içerisindeki kaynaklar tarafından ilgili hacim içine sağlanan gücü gösterir. $\vec{\boldsymbol{J}}_v(\vec{\boldsymbol{r}},t)$ kaynakları nedeni ile oluşan bu durum, kuantum mekaniği bakımından dış kuvvetlerin $\vec{\boldsymbol{F}}(\vec{\boldsymbol{r}},t) = -\nabla \mathrm{V}(\vec{\boldsymbol{r}},t)$ biçiminde potansiyel enerji üzerinden varlığı ile ilişkili olup, Hamiltonian operatörünün zamana bağlı olması durumu bakımından da uyumludur. Buradaki gibi sonlu bir hacim durumunda integrallerin sınırları da sonlu değerler olmalıdır. Burada özel olarak (1) eşitliğindeki katsayı bazı çalışmalarda $1/\sqrt{2}$ yerine $1/2$ olarak verilmektedir. Fakat (6) denkleminin sağlanması için bu katsayının $1/\sqrt{2}$ olması zorunludur. Yine çözümün tamamen nedensel olması da klasik kuantum teorisinin çoğunlukla nedensel olmayan şekilde değerlendirilmesi açısından önemlidir.

4. Sonuç ve Değerlendirme

Bu çalışmada ZUNM yöntemi ile içi boş fakat kaynaklı bir rezonatör için zaman uzayında nedensel ve tam analitik bulunan elektromanyetik alan bileşenleri kullanılarak, FDF hesaplanmıştır. Öncelikle analitik ifade edilen FDF'nin genliğinin karesinin aslında sadece rezonatör birim hacminde depolanan elektromanyetik enerjiye eşit olduğu ispat edilmiştir. Bu kapsamda hesaplanan toplam olasılık yoğunluk fonksiyonunun klasik olarak bire eşit olacak şekilde KDF normalizasyonunu sağlamadığı ve t^2 formunda zamanda değiştiği gösterilmiştir. Bu açıdan toplam olasılık yoğunluk fonksiyonunun Poynting güç teoremi ile değerlendirilerek uygulanan nedensel kaynağın rezonatöre sağladığı güç ile ilişkilendirilmesi gerektiği gösterilmiştir. Böylece gücün korunumu prensibi de tam olarak sağlanmaktadır. Gelecek çalışması olarak rezonans olmayan durumda ve farklı zaman bağımlı kaynaklar için (ideal darbe, ikili üstel darbe vb.) kayıplı veya dispersif malzemelerle içi doldurulmuş rezonatörlerde FDF ve toplam olasılık yoğunluk fonksiyonun benzer şekilde incelenmesi planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1]. Bialynicki-Birula I., "On the wave function of the photon", Acta Physica Polonica, cilt.86, no.1-2, s.97-116, 1994.

[2]. Bialynicki-Birula I. ve Bialynicka-Birula Z., "The role of the Riemann–Silberstein vector in classical and quantum theories of electromagnetism", Journal of Physics A: Mathematical and Theoretical, cilt.46, no.5-053001 s.1-32, 2013.

[3]. Bişkin O. S. ve Aksoy S., "Analytical time domain normal mode fields in a rectangular resonator", Physica Scripta, cilt.101, no.115505, s.1-16, 2026.

Dispersif Süperparamanyetik ve Kayıplı bir Katman içeren ZUEM Problemlerinin KS-ZUSF Yöntemi ile Çözümü için YDD Tabanlı KFK-MUK Geliştirilmesi

Osman Said Bişkin, Talha Saydam, Serkan Aksoy
Gebze Teknik Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli
obiskin@gtu.edu.tr, tsaydam@gtu.edu.tr, saksoy@gtu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada dispersif süperparamanyetik (SPM) ve kayıplı katman içeren Zaman Uzayı Elektromanyetik (ZUEM) problemlerinin Kuvazi-Statik Zaman Uzayı Sonlu Farklar (KS-ZUSF) yöntemi ile modellenmesi için Yardımcı Diferansiyel Denklem (YDD) tabanlı tek eksenli anizotropik Kompleks Frekans Kaymalı Mükemmel Uyumlu Katman (KFK-MUK) soğurucu sınır koşulu geliştirilmiştir. Üç farklı ZUEM problemi çözülerek, geliştirilen KFK-MUK performansı klasik MUK ve MUR türü sınır koşulları ile karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. Sonuçlar KFK-MUK'un yüksek doğrulukla çalıştığını açıkça göstermektedir. Özel olarak SPM katmanın maskeleme özelliği de ortaya konulmuştur.*

Abstract: *In this study, an Auxiliary Differential Equation (ADE) based uniaxial anisotropic Complex Frequency Shifted Perfectly Matched Layer (CFS-PML) absorbing boundary condition is developed for modeling Time-Domain Electromagnetic (TDEM) problems involving dispersive superparamagnetic (SPM) and lossy layers, using the Quasi-Static Finite Difference Time-Domain (QS-FDTD) method. Three different TDEM problems are solved, and the performance of the developed CFS-PML is comparatively demonstrated against classical PML and MUR-type boundary conditions. The results clearly show that the CFS-PML operates with high accuracy. In particular, the masking effect of the SPM layer is also revealed.*

1. Giriş

Zaman Uzayı Elektromanyetik (ZUEM) sistemleri yeraltı katmanlarından yansıyan ikincil elektromanyetik alanların ölçülmesi prensibine dayanır. Toprak yüzeyine yerleştirilen halka antenler veya topraklanmış teller kısa süreli akım darbeleri ile verici olarak kullanılır. Dispersif süperparamanyetik (SPM) toprak ve kayalar manyetik alan varken manyetize olur, yokken manyetizasyonlarını yavaşça kaybederler ve alıcıda ölçülen manyetik alanın dikey bileşeni ile ilişkili gerilim yaklaşık t^{-1} ile, manyetik alanın dikey bileşeni $ln(t)$ ile değişir [1]. SPM içeren ZUEM problemleri için yaklaşık analitik ve sayısal çözümler [2] çoğunlukla deplasman akımı ihmal edilerek (difüzyon denklemi) elde edilmektedir. Bu durumda sonsuz hızlı dalga yayılımı varsayımı nedeni ile faz bilgisi kaybedildiğinden, tam dalga Maxwell denklemleri ile çözüm daha doğru olur. Ancak Zaman Uzayı Sonlu Farklar (ZUSF) yöntemi, düşük frekanslarda yüksek bellek ve hesap süresi gerektirdiğinden manyeto-kuvazi-statik yaklaşımını kullanarak daha hızlı çözümler sunan Kuvazi-Statik (KS) ZUSF yöntemi geliştirilmiştir [3]. Bunların yanı sıra ZUEM problemlerinde Mükemmel Elektriksel İletken (MEİ) kaynaklı sınır yansımaları gidermek için oldukça büyük ölçekli problem uzayı çalıştırılmalıdır. Fakat bu durum yine yüksek bellek ve hesap süresi doğurduğundan pratik değildir. Bu nedenle soğurucu sınır koşullarından biri olan tek eksenli anizotropik Mükemmel Uyumlu Katman (MUK) geliştirilmiştir [4]. Fakat, ZUEM problemlerinde düşük frekanslar baskın olduğu için klasik MUK'a göre yansımaları daha iyi soğuran Kompleks Frekans Kaymalı (KFK) MUK (KFK-MUK) [5] daha doğru sonuçlar vereceğinden, bu çalışmada SPM içeren ZUEM problemlerinin KS-ZUSF çözümü için Yardımcı Diferansiyel Denklemler (YDD) tabanlı KFK-MUK soğurucu sınır koşulu geliştirilmiştir. Manyetizasyon için log-üniform modeli kullanılarak hem SPM için hem de KFK-MUK için birleştirilmiş YDD'ler ile KS-ZUSF güncelleme denklemlerine entegre edilmiştir. Bu kapsamda SPM yarı-uzay ve SPM üst katman yarı-uzay problemleri yaklaşık analitik çözümler ile doğrulanmıştır. Daha sonra ince SPM üst katman ve altında gömülü iletken cisim bulunan bir problem de çözülerek SPM katmanın maskeleme etkisi de incelenmiştir.

2. SPM için KS-ZUSF Yöntemi ve YDD Tekniği

ZUSF yöntemi kayıplı ortamlar ve özellikle düşük frekanslar için küçük cisimlerin modellenmesinde çok küçük zaman ve konum adımları gerektirir. Bu kapsamda ε-ölçeklemesi kullanılarak geliştirilen KS-ZUSF yöntemi ile bu sorun hafifletilmiştir [3]. ZUEM problemlerinde deplasman akımını tamamen ihmal etmek (difüzyon

denklemi), süreklilik denklemi ve tam dalga yayılım için uyumlu olmadığından, SPM ortam için KS-ZUSF çözümünde tam dalga Maxwell denklemleri

$$\nabla \times \vec{\boldsymbol{E}} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{\boldsymbol{H}}}{\partial t} - \mu_0 \frac{\partial \vec{\boldsymbol{M}}}{\partial t} \quad , \quad \nabla \times \vec{\boldsymbol{H}} = \varepsilon \frac{\partial \vec{\boldsymbol{E}}}{\partial t} + \sigma \vec{\boldsymbol{E}} + \vec{\boldsymbol{J}} \tag{1}$$

olarak yazılır. Burada $\vec{\boldsymbol{M}}$ (A/m) SPM ortamın manyetizasyon vektörünü gösterir. Statik (DC) bir manyetik alan (H_0) $t = 0$ anında kapatılırsa $\vec{\boldsymbol{M}}$'nin türevinin SPM parçacıklarının log-üniform dağılımı yaklaşımı ile t^{-1} ile orantılı olduğu bilinmektedir [6]. Bu türev KS-ZUSF yönteminde SPM için YDD olarak direkt kullanılabilir.

3. KFK-MUK Soğurucu Sınır Koşulu ve YDD Tekniği

ZUEM modellemede klasik MUK kısmen başarılı olsa da düşük frekanslarda yansımaları azaltmak amacıyla YDD tabanlı KFK-MUK geliştirilmiştir. ZUEM problemlerinde düşük frekanslı bileşenleri baskın olan darbe kaynakları uygulamalar açısından kritik olduğundan, bu yöntemde kompleks frekans kaydırma işlemi düşük frekans bileşenlerinin daha etkin şekilde sönümlenmesini sağlar. Bu çalışmada KFK-MUK YDD tabanlı olarak, yani $\vec{\boldsymbol{B}} = \mu_0(\vec{\boldsymbol{H}} + \vec{\boldsymbol{M}})$ bünye bağıntısı üzerinden $\vec{\boldsymbol{M}}$'nin SPM ortam için sağladığı diferansiyel denklemin KS-ZUSF çözümüne dahil edilmesi ile geliştirilmiştir[1]. Böylece klasik Konvolüsyonel MUK, K-MUK (Convolutional PML, C-PML)'deki gibi bir konvolüsyon işlemine gerek kalmamaktadır. Bu kapsamda geliştirilen YDD tabanlı KFK-MUK farklı manyetik dispersif ortamlar için de ilgili $\vec{\boldsymbol{M}}$'lerinin sağladığı YDD'ler üzerinden uygulanabilir. KFK-MUK gerdirme faktörü x, y, z yönlerinde $S_{x,y,z}(\omega) = \kappa_{x,y,z} + \sigma_{x,y,z}/(\alpha + j\omega\varepsilon)$ şeklindedir. Buna göre bir örnek olarak M_x ve B'_x yardımcı değişkenler ve H_x için ayrık formu

$$B'_x\Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = B'_x\Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu_0}\left(\frac{E_z\big|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^{n} - E_z\big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n}}{\Delta y} - \frac{E_y\big|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^{n} - E_y\big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n}}{\Delta z}\right) \tag{2}$$

$$\begin{aligned} H_x\Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = {} & \frac{2\varepsilon\kappa_y - (\kappa_y\alpha + \sigma_y)\Delta t}{2\varepsilon\kappa_y + (\kappa_y\alpha + \sigma_y)\Delta t} H_x\Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{2\varepsilon\kappa_x + (\kappa_x\alpha + \sigma_x)\Delta t}{2\varepsilon\kappa_y + (\kappa_y\alpha + \sigma_y)\Delta t} B'_x\Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \\ & - \frac{2\varepsilon\kappa_x - (\kappa_x\alpha + \sigma_x)\Delta t}{2\varepsilon\kappa_y + (\kappa_y\alpha + \sigma_y)\Delta t} B'_x\Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} - M_x\Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} + \frac{2\varepsilon\kappa_y - (\kappa_y\alpha + \sigma_y)\Delta t}{2\varepsilon\kappa_y + (\kappa_y\alpha + \sigma_y)\Delta t} M_x\Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} \end{aligned} \tag{3}$$

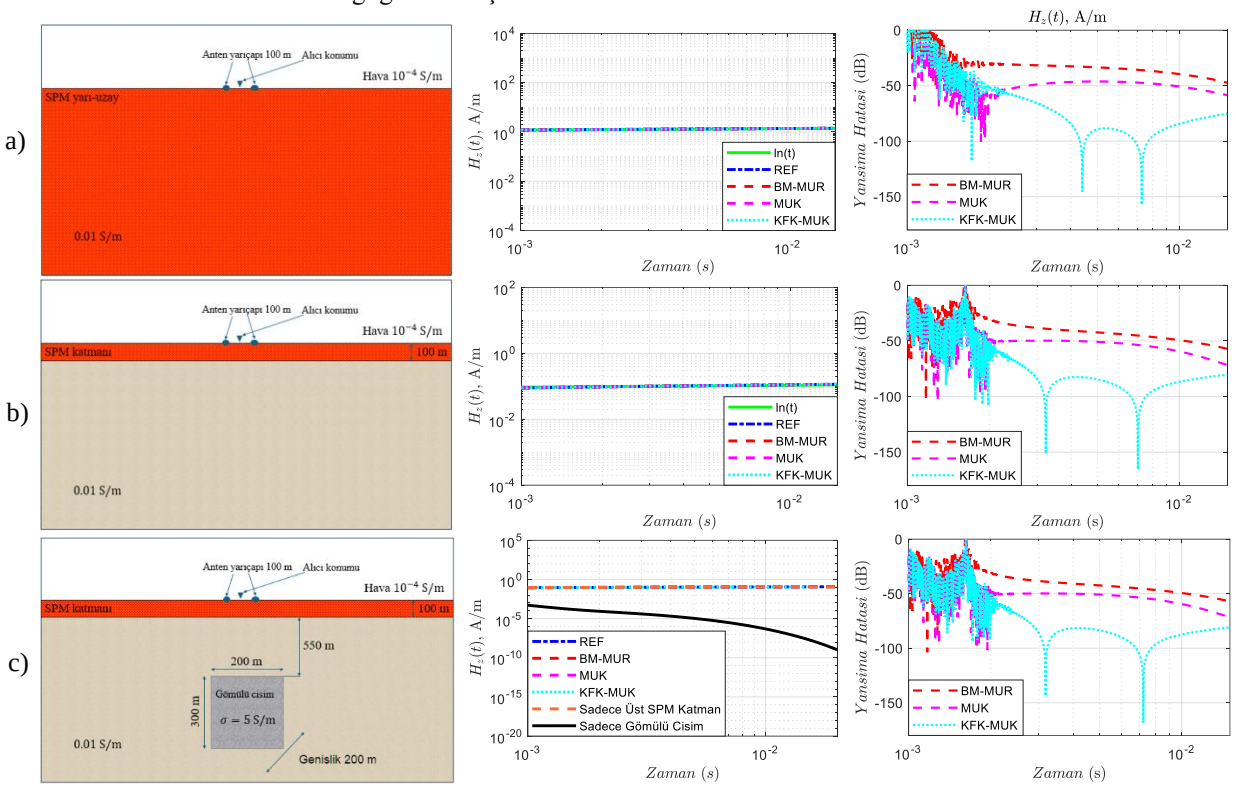
olur. Burada SPM ve KFK-MUK YDD'leri birleştirilerek KS-ZUSF için "genel YDD güncelleme denklemleri" elde edilip, uygulanmıştır.

4. Sayısal Sonuçlar

Merkezi-halkalı bir anten toprak yüzeyine yerleştirilmiştir. Toprağın SPM parametreleri $\chi_0 = 0.001$, $\tau_1 = 10^{-6}$ s, $\tau_2 = 10^{-1}$ s, $\sigma = 0.01$ S/m olarak ve havada $\sigma_h = 10^{-4}$ S/m alınmıştır. 5 katmanlı uygulanan KFK-MUK parametreleri $\sigma_{max} = 1.8 \times 10^{-4}$ S/m, $\kappa_{max} = 2.45$ ve $\alpha_{max} = 0.95 \times 10^{-5}$ değerleriyle polinom profili şeklindedir. Şekil 1'de incelenen problemlerin geometrileri, MEİ, Birinci Mertebeden MUR (BM-MUR), MUK ve KFK-MUK soğurucu sınır koşullarıyla hesaplanan $H_z(t)$ işaretleri varsa yaklaşık analitik sonuçlar ile karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. Hesaplama uzayı her yönde 5 km'dir. Referans (REF) olarak alınan büyük problemin (minimum yansıma hedeflenen) boyutları her yönde 30 km'dir (MEİ sınır koşullu). Farklı sınır koşullarının bağıl yansıma hataları (dB) REF probleme göre verilmiştir. Şekil 1a'ya göre dispersif SPM ve kayıplı yarı-uzay probleminin çözümü yaklaşık analitik çözüm olan $ln(t)$ ile uyumludur. KFK-MUK sonucu ise BM-MUR'a ve klasik MUK'a göre sırasıyla yaklaşık 51 dB ve 39 dB daha az yansıma hatası ile en doğru sonucu vermiştir. Daha sonra, Şekil 1b'de gösterilen ince SPM üst katman yarı-uzay probleminin çözümleri de yaklaşık analitik $ln(t)$ ile tutarlıdır. Yine KFK-MUK sonucu ise BM-MUR'a ve MUK'a göre sırasıyla yaklaşık 38 dB ve 30 dB daha az yansıma hatası ile en doğru sonucu vermiştir. Son olarak Şekil 1c'de ince SPM üst katman ve altında gömülü iletken bir cisim içeren yarı-uzay problemi çözülmüştür. Bu problemin analitik çözümü olmadığından sadece nümerik REF sonucu ile doğrulama yapılmıştır. Buna göre ince SPM üst katman ve altında gömülü iletken cisim yarı-uzay probleminin KFK-MUK sonucu BM-MUR'a ve MUK'a göre sırasıyla yaklaşık 37 dB ve 29 dB daha az yansıma hatası ile en doğru sonucu verdiği gösterilmiştir. Ayrıca bu problemde sadece ince SPM üst

[1] YDD tabanlı KFK-MUK yöntemi $\vec{\boldsymbol{D}} = \varepsilon_0\vec{\boldsymbol{E}} + \vec{\boldsymbol{P}}$ olmak üzere, $\vec{\boldsymbol{P}}$ polarizasyon vektörü üzerinden elektriksel dispersif (Induced Polarization, IP vb.) ortamlar için de uygulanabilir.

katman ve sadece gömülü iletken cisim yarı-uzay problemleri çözülerek, ince SPM üst katmanın baskınlığı nedeni ile iletken cismin maskelendiği gösterilmiştir.



Şekil 1. a) SPM yarı-uzay, b) ince SPM üst katman, c) ince SPM üst katman ve altında gömülü iletken cisim problemleri için $H_z(t)$ ve hata değişimleri.

5. Sonuç

Bu çalışmada ince dispersif SPM ve kayıplı bir üst katman içeren ZUEM problemleri için YDD tabanlı KS-ZUSF yöntemi için KFK-MUK soğurucu sınır koşulu geliştirilmiştir. SPM ortam için log-üniform modeli uygulanmıştır. SPM yarı-uzay ve ince SPM üst katman yarı-uzay problemleri yaklaşık analitik çözümlerle doğrulanmıştır. Son olarak ince SPM üst katman ve altında gömülü iletken cisim içeren yarı-uzay problemi çözülerek ince SPM üst katmanın gömülü iletken cismi maskelediği gösterilmiştir. Yüksek doğruluk sağlayan KFK-MUK soğurucu sınır koşulu ile ilgili SPM problemlerin küçük boyutlarda çözülmesi sağlanarak, büyük REF probleme göre hesap süresi (yaklaşık 12 kat) ve bilgisayar hafızası bakımından (yaklaşık 24 kat) avantaj sağlanmıştır. Gelecekte farklı SPM problemlerinin bistatik durumda (alıcı merkezde değil iken) KFK-MUK soğurucu sınır koşulu altında performansı ve maskeleme özelliği üzerinde araştırmalar yapılması planlanmaktadır.

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 124E687 numaralı 1001 projesi kapsamında desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1]. Aksoy S., Time Domain Electromagnetic (TDEM) Systems, Dynamic E-Book, 2026.
[2]. Lee T., "The transient electromagnetic response of a magnetic or superparamagnetic ground", Geophysics, cilt.49, no.7, s.854-860, 1984.
[3]. Özakın M. B. ve Aksoy S., "Application of magneto quasi-static approximation in the finite difference time domain method", IEEE Trans. on Magnetics, cilt.52, no.8-7209809, s.1-9, 2016.
[4]. Sacks Z. S., Kingsland D. M., Lee R. ve Lee J. F., "A perfectly matched anisotropic absorber for use as an absorbing boundary condition", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, cilt.43, no.12, s.1460-1463, 1995.
[5]. Kuzuoğlu M. ve Mittra R., "Frequency dependence of the constitutive parameters of causal perfectly matched anisotropic absorbers", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, cilt.6, no.12, s.447-449, 1996.
[6]. Saydam T. ve Aksoy S., "QS-FDTD modeling of dispersive superparamagnetic soils for time domain electromagnetic method", IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, cilt.22, no.7505405, s.1-5, 2025.

İki Bantta Çalışan Tek Beslemeli Dairesel Kutuplu Mikroşerit Anten Tasarımı ve Analizi

Adnan Tosun, Kamil Karaçuha
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik - Elektronik Fakültesi
İstanbul
tosuna20@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, geniş bantlı tek beslemeli dairesel kutuplamalı bir mikroşerit anten Ansys HFSS kullanılarak tasarlanmış ve analiz edilmiştir. İlk aşamada, köşeleri kesilmiş ve yarık yüklü anten yapıları incelenmiş; ardından eksenel oran bant genişliğini artırmak amacıyla katmanlı yapılar, parazitik elemanlar ve yarık yüklü geometriler tasarıma dâhil edilmiştir. Anten geometrisi Ansys HFSS ortamında optimize edilmiştir. Önerilen anten, 5.06–6.18 GHz aralığında %19.96 eksenel oran bant genişliği sağlamakta ve yaklaşık 7.75 GHz'de ikinci bir dairesel kutuplu çalışma bandı sunmaktadır. Sonuçlar, önerilen yapının geniş ve çift bantlı dairesel kutuplanma uygulamaları için etkili bir çözüm sunduğunu göstermektedir.*

Abstract: *In this study, a wideband single-feed circularly polarized microstrip antenna is designed and analyzed using Ansys HFSS. Initially, truncated-corner and slot-loaded antenna configurations are investigated, followed by the incorporation of stacked structures, parasitic elements, and slot-loaded geometries to improve the axial-ratio bandwidth. The antenna geometry is optimized in Ansys HFSS. The proposed antenna achieves a* 19.96% *axial-ratio bandwidth within 5.06–6.18 GHz and provides a second circularly polarized operating band around 7.75 GHz. The results demonstrate that the proposed structure offers an effective solution for wideband and dual-band circular polarization.*

1. Giriş

Modern kablosuz haberleşme sistemlerinde yüksek veri iletim kapasitesi ve güvenilir bağlantı gereksinimleri, geniş bantlı ve dairesel kutuplanmalı antenlere olan ilgiyi artırmıştır. Dairesel kutuplanma, yönelim hatalarına karşı dayanıklılık sağlaması ve çok yollu yayılım etkilerini azaltması nedeniyle uydu haberleşmesi ile CubeSat uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. Literatürde geniş bantlı dairesel kutuplanma elde etmek amacıyla çok katmanlı yapılar, yarık yüklemeleri ve parazitik elemanlar gibi çeşitli yöntemler önerilmiştir. Bu çalışmada, tek beslemeli geniş bantlı dairesel kutuplanmalı bir mikroşerit anten tasarlanmış ve performansı Ansys HFSS ortamında benzetim yoluyla incelenmiştir.

2. Dairesel Kutuplu Mikroşerit Anten Tasarımları

2.1. Kesik Köşeli ve U-Yarık Yüklemeli Dairesel Kutuplu Yama Antenler

İlk iki referans tasarım, kesik köşeli kare yama anten yapısını temel almaktadır. Kesik köşeli ve U-yarık yüklemeli dairesel kutuplanmalı yama antenlere ait görünümler Şekil 1'de verilmiştir. İlk çalışmada, karşılıklı köşelerin kesilmesiyle iki dik mod uyarılarak dairesel kutuplanma elde edilmiş, altlık kalınlığının artırılmasıyla eksensel oran bant genişliği yaklaşık 0.82%'den 3.8%'e çıkarılmıştır. İkinci çalışmada ise kalın altlık üzerinde U-yarık kullanılarak empedans uyumu iyileştirilmiş, yaklaşık 11.9% empedans bant genişliği ve 4% eksensel oran bant genişliği elde edilmiştir [1]. Bu sonuçlar, kesik köşe ve U-yarık uygulamalarının dairesel kutuplanmalı mikroşerit antenlerde bant genişliğini geliştirmede etkili olduğunu göstermektedir.

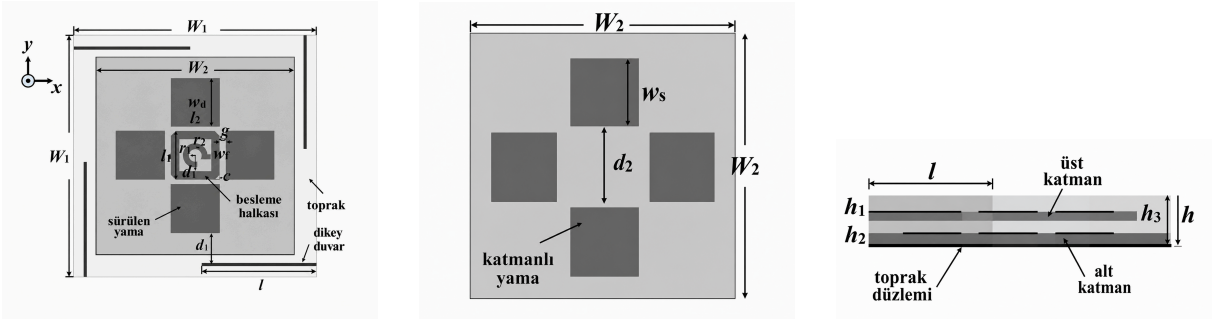


(a) **(b)** **(c)** **(d)**

Şekil 1. Kesik köşeli dairesel kutuplanmalı yama antenin görünüşleri (a)–(b) ve U-yarık yüklemeli dairesel kutuplanmalı yama antenin görünüşleri (c)–(d).

2.2. Dikey Yamalı ve Katmanlı Dairesel Kutuplu Mikroşerit Anten

Üçüncü referans tasarım [2], katmanlı yama yapısı ve dikey yamalardan oluşmaktadır. Antene ait geometrik parametreler Şekil 2'de, bunlara karşılık gelen boyutsal değerler ise Tablo 1'de verilmiştir. Ayrıca antenin Ansys HFSS ortamında oluşturulan üstten ve izometrik görünümleri Şekil 3'te sunulmuştur. Çalışmada katmanlı yapı ile empedans uyumu iyileştirilmiş, dikey yamalarla dairesel kutuplanma bant genişliği artırılmıştır. Ölçüm sonuçlarında yaklaşık 43.2% empedans bant genişliği ve 26.5% eksensel oran bant genişliği elde edildiği rapor edilmiştir [2].

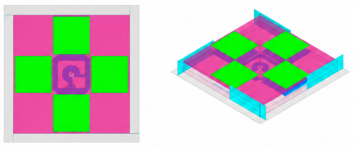


(a) **(b)** **(c)**

Şekil 2. Katmanlı dairesel kutuplu mikroşerit antenin geometrik parametrelerini gösteren alt katman görünüşü (a), üst katman görünüşü (b) ve yandan görünüş (c) [2].

Tablo 1. Tasarım değişkenleri (mm) [2]

Değişken	Değer	Değişken	Değer
l_1	12.9	l_2	9
r_1	1	r_2	3
d	4.5	d_1	0.65
d_2	6.5	g	0.4
c	1.5	w_d	12
w_s	12	l	18
h	6	h_1	1
h_2	2	h_3	2
W_1	44	W_2	38



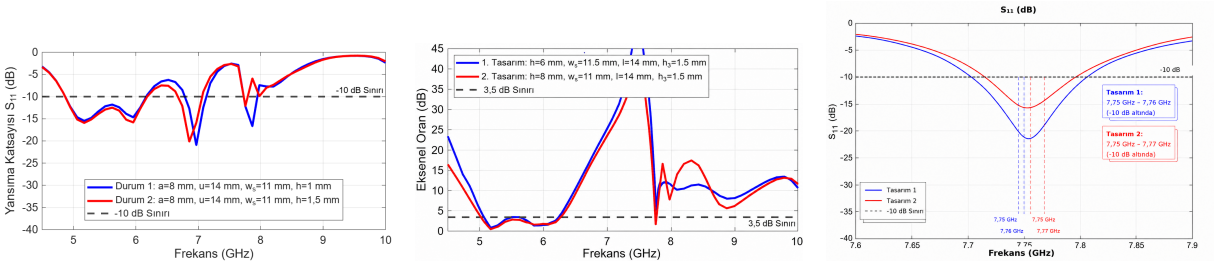
Şekil 3. Katmanlı mikroşerit antenin Ansys HFSS ortamında oluşturulan modelleri: üstten görünüş (a) ve izometrik görünüş (b).

2.3. Önerilen Dikey Yamalı ve Katmanlı Dairesel Kutuplu Mikşoşerit Anten

Önerilen anten yapısı, katmanlı dairesel kutuplanmalı mikroşerit anten geometrisi temel alınarak geliştirilmiştir. Üst katmandaki dört yamaya eklenen kare halka biçimli yarıklar, ilave rezonanslar oluşturarak çift bantlı çalışma ve dairesel kutuplanma bant genişliğinin artırılmasını amaçlamaktadır. Tablo 1'de verilen tasarım değişkenleri arasında w_s, h, h_3 ve l parametrelerinin anten performansı üzerinde belirleyici olduğu görülmüştür. Ansys HFSS ortamında gerçekleştirilen eniyileme sonucunda, çift bantlı çalışma ve en geniş eksenel oran bant genişliğini sağlayan iki tasarım öne çıkmıştır. Birinci tasarım için $w_s = 11.5$ mm, $h_3 = 1.5$ mm, $h = 6$ mm ve $l = 14$ mm; ikinci tasarım için ise $w_s = 11$ mm, $h_3 = 1.5$ mm, $h = 8$ mm ve $l = 14$ mm değerleri belirlenmiştir. Dairesel kutuplanma bandı birinci tasarımda 5.17–6.07 GHz, ikinci tasarımda 5.06–6.18 GHz aralığında elde edilmiştir. Her iki tasarım da yüzeye dik doğrultuda kararlı ışıma sergileyerek dairesel kutuplanma koşulunu sağlamaktadır. Yama üzerine açılan yarıkların ikinci rezonansın oluşumuna katkı sağlayarak çift bantlı çalışmayı desteklediği literatürde de belirtilmiştir [3].

3. Benzetim Sonuçları ve Karşılaştırmalı Analiz

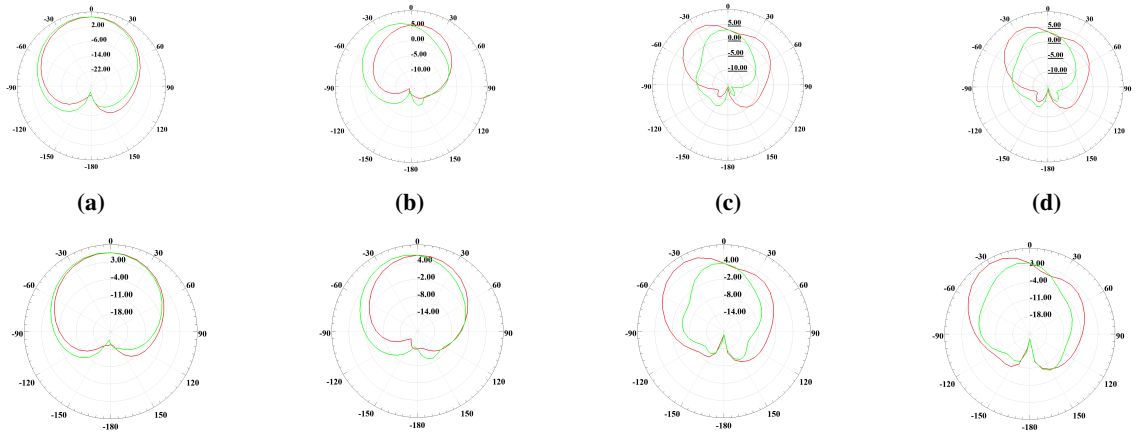
Önerilen anten yapısının eniyileme ve benzetim çalışmaları sonucunda iki anten düzeni elde edilmiştir. Düzenlere ait yansıma katsayısı, eksensel oran ve ikinci çalışma bandı sonuçları Şekil 4'te verilmiştir. Her iki düzen, birden fazla frekans bölgesinde -10 dB yansıma katsayısı ve 3.5 dB'nin altında eksensel oran sağlamaktadır. Bu çalışmada 3.5 dB eksensel oran sınırı, benzetim sonuçlarındaki küçük değişimlere karşı esnek değerlendirme amacıyla kullanılmıştır. Benzer şekilde, Maddio'nun çalışmasında üretim toleransları dikkate alınarak 4 dB sınırı kullanılmıştır [4]. İkinci dairesel kutuplanma bandında 3.5 dB'nin altındaki eksensel oran aralığı birinci düzende 7.75–7.76 GHz, ikinci düzende 7.75–7.77 GHz olarak elde edilmiştir.



(a) **(b)** **(c)**

Şekil 4. Çalışılan iki anten düzeni için S_{11} sonuçları (a), eksensel oran sonuçları (b) ve ikinci çalışma bandındaki S_{11} karakteristiğinin ayrıntılı görünümü (c).

Şekil 5'te, Şekil 4(b)'de belirlenen 3.5 dB eksensel oran sınırının altında kalan frekanslara ait benzetim ışıma örüntüleri sunulmuştur. Sonuçlar, her iki anten düzeninde de dairesel kutuplanmanın anten yüzeyine dik doğrultuda gerçekleştiğini göstermektedir.



(a) **(b)** **(c)** **(d)**

(e) **(f)** **(g)** **(h)**

Şekil 5. Birinci durumda (a) 5.17 GHz, (b) 6.07 GHz, (c) 7.75 GHz ve (d) 7.76 GHz; ikinci durumda ise (e) 5.06 GHz, (f) 6.18 GHz, (g) 7.75 GHz ve (h) 7.77 GHz frekanslarındaki ışınım örüntüleri. Kırmızı eğriler $\phi = 0°$, yeşil eğriler ise $\phi = 90°$ düzlemini göstermektedir.

Tablo 2'de önerilen düzenler, [2] ve [3] ile karşılaştırılmıştır. [2]'de %26.5 eksensel oran bant genişliği elde edilirken, [3]'de çift bantlı dairesel kutuplanma için %11.4 değerine ulaşılmıştır. Önerilen ikinci düzen ise çift bantlı dairesel kutuplanmayı koruyarak %19.96 eksensel oran bant genişliğiyle referans çift bantlı tasarımdan daha yüksek performans göstermiştir.

Tablo 2. Önerilen anten düzenlerinin karşılaştırılması

Tasarım	Çift bantlı dairesel kutuplanma	Eksensel oran bant genişliği (%)
[2]	Hayır	26.5
[3]	Evet	11.4
Tasarım 1	Evet	15.97
Tasarım 2	Evet	19.96

Kaynaklar

[1] S. L. S. Yang, K. F. Lee, A. A. Kishk ve K. M. Luk, "Design and Study of Wideband Single Feed Circularly Polarized Microstrip Antennas," *Prog. Electromagn. Res.*, cilt 80, ss. 45–61, 2008.

[2] K. Ding, Y. Wu, K.-H. Wen, D.-L. Wu ve J.-F. Li, "A Stacked Patch Antenna With Broadband Circular Polarization and Flat Gains," *IEEE Access*, cilt 9, ss. 30275–30282, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3059948.

[3] Y. Sung, "Wideband Circularly Polarized Antenna for Dual-Band Operation," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, cilt 63, sayı 1, ss. 286–294, 2021, doi: 10.1002/mop.32576.

[4] S. Maddio, "A Compact Two-Level Sequentially Rotated Circularly Polarized Antenna Array for C-Band Applications," *Int. J. Antennas Propag.*, cilt 2015, Article ID 830920, 2015.

Hücre-Dışı Ortak Anten Seçimi ve Hibrit Işın Oluşturma için Grafik Sinir Güçlendirme Öğrenimi Kullanımı

Safa Awadallah[+], Ahmet M. Elbir*
+ Doğu Akdeniz Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Famagusta
safa.awadallah@emu.edu.tr,

* İstinye Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
ahmet.elbir@istinye.edu.tr

Özet: *Bu çalışma, hücresiz milimetre dalga devasa çoklu giriş çoklu çıkış (MIMO) sistemlerinde anten alt kümesi seçimi ve hibrit ışın şekillendirme tasarımı için bir öğrenme çerçevesi önermektedir. Antenna alt kümesi seçimi için bir grafik sinir ağı (GNN) tabanlı pekiştirmeli öğrenme yaklaşımı kullanılırken, analog beamformer tasarımı için denetimsiz bir GNN mimarisi kullanılır. Analog ışın oluşturmanın ardından, her erişim noktası yerel olarak ardışık parazit reddi minimum kare hata yaklaşımını kullanarak dijital ön kodlama matrisini hesaplar. Simülasyon sonuçları, önerilen çerçevenin yüksek bir toplam hız elde ettiğini ve mevcut temel çizgileri önemli ölçüde daha düşük koordinasyon ve hesaplama karmaşıklığı ile geride bıraktığını göstermektedir.*

Abstract: *This study proposes a learning framework for antenna subset selection and hybrid beamforming design in cell-free millimeter-wave massive multiple-input multiple-output (MIMO) systems. A graph neural network (GNN)-based reinforcement learning approach is employed for antenna subset selection, while an unsupervised GNN architecture is used to design the analog beamformer. Following analog beamforming, each access point locally computes its digital precoding matrix using the successive interference rejection minimum mean square error approach. Simulation results demonstrate that the proposed framework attains a high sum rate while significantly outperforming existing baselines with substantially lower coordination and computational complexity.*

1. Giriş

Hücresiz büyük MIMO, dağıtılmış erişim noktalarının hücre sınırları olmadan kullanıcıları ortaklaşa hizmet vermesine olanak tanıyarak kapsama alanını ve spektral verimliliği daha da artırır [1]. Ancak, pratik hücresiz sistemler esas olarak yerel kanal durumu bilgisine (CSI) dayanır, çünkü küresel CSI değişimi önemli ölçüde fronthaul yükü ve hesaplama karmaşıklığı getirir [2]. Bu sınırlamalar, büyük anten dizilerine sahip milimetre dalga sistemlerinde daha da belirgin hale gelir, bu da yerel CSI'ye dayalı ölçeklenebilir hibrit beamforming ve anten seçimi tasarımlarını teşvik eder. Derin öğrenme, son zamanlarda hücresiz büyük ölçekli MIMO'da dalga yönlendirme ve kaynak tahsisi için güçlü bir araç olarak ortaya çıkmıştır. Pekiştirmeli öğrenme, derin açılım ve denetimsiz öğrenme, beamforming ve ön kodlayıcı tasarımına umut verici performans ve azaltılmış hesaplama karmaşıklığı ile uygulanmıştır [3]-[6]. Ancak, mevcut derin öğrenme tabanlı yöntemler genellikle tam dizi mimarilerini varsayar ve bu da büyük sayıda radyo frekansı zinciri gerektirir. Buna karşılık, anten seçimini ve hibrit beamforming'i birlikte optimize etmek, tatmin edici performansı korurken donanım karmaşıklığını önemli ölçüde azaltabilir. Bu sonuçlardan ilham alarak, bu makale hücresiz milimetre dalga büyük MIMO sistemleri için ortak anten seçimi ve hibrit beamforming optimizasyonunu incelemektedir.

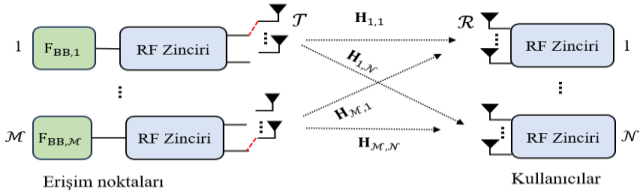
Bu çalışma, hücresiz büyük MIMO sistemlerinde anten seçimini ve hibrit beamforming'i bir arada optimize etmek için derin öğrenme çerçevesi önererek toplam veri hızını maksimize ederken hesaplama karmaşıklığını azaltmayı amaçlamaktadır. Yerel CSI kullanarak her erişim noktasının yalnızca kendi optimal anten alt kümesini belirlediği merkeziyetsiz anten seçimi için GNN tabanlı bir pekiştirmeli öğrenme çerçevesi. Erişim noktaları arasındaki mekansal ilişkileri kullanarak etiketli veri olmadan doğru beamformer'lar tasarlayan GNN tabanlı denetimsiz bir RF beamforming çerçevesi. Önerilen anten seçimi ve hibrit beamformer çerçevelerinin ardışık parazit reddi minimum kareler dijital ön kodlayıcı ile entegrasyonu, tamamen merkeziyetsiz bir beamforming mimarisini mümkün kılar. Etiketlenmiş veri setlerine olan ihtiyacı ortadan kaldırarak pekiştirmeli öğrenme ve denetimsiz öğrenme kullanarak doğrudan toplam oran hedefini optimize eden uçtan uca bir öğrenme yaklaşımı. GNN modelleri, merkezi işlem biriminde toplanmış küresel CSI kullanılarak çevrimdışı olarak eğitilir ve her erişim noktasında yalnızca yerel CSI kullanılarak çevrimiçi olarak dağıtılır. Hem eğitim hem de test, kusurlu CSI'yi dikkate alır. Simülasyon sonuçları, önerilen çerçevenin yüksek bir toplam veri hızı elde ettiğini ve hesaplama karmaşıklığını önemli ölçüde azalttığını göstermektedir.

2. Sistem modeli

$\mathcal{M}$ erişim noktasından oluşan ve $\mathcal{N}$ kullanıcıya ortak hizmet veren hücresiz büyük MIMO sistemini dikkate alıyoruz. Her bir kullanıcı, $\mathcal{R}$ alıcı anteni ve $\mathcal{N}_{\mathrm{RF}}^{r}$ radyo frekansı zinciri ile donatılmışken, her erişim noktası $\mathcal{T}$ verici anteni ve $\mathcal{N}_{\mathrm{RF}}^{t}$ radyo frekansı zinciri kullanmaktadır. Alıcı tarafındaki karmaşıklığı azaltmak için, her kullanıcı yalnızca analog birleştirme uygularken, verici tarafında hibrit beamforming kullanılır. Önerilen hücresiz büyük MIMO sistem modeli Şekil 1'de gösterilmektedir. Kullanıcı n'de analog birleştirmeden sonra alınan sinyal şöyle ifade edilir

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{W}_{\mathrm{RF},n}^{H} \sum_{m=1}^{\mathcal{M}} \mathbf{H}_{m,n}\, \mathbf{F}_{\mathrm{RF},m}\, \mathbf{F}_{\mathrm{BB},m}\, \mathbf{s}_m + \mathbf{W}_{\mathrm{RF},n}^{H}\, \mathbf{n}_n\,. \tag{1}$$

burada $\mathbf{H}_{m,n} \in \mathbb{C}^{\mathcal{R}\times\mathcal{T}}$ erişim noktası m ile kullanıcı n arasındaki kanalı, $\mathbf{F}_{\mathrm{RF},m} \in \mathbb{C}^{\mathcal{T}\times\mathcal{N}_{\mathrm{RF}}^{t}}$ erişim noktası m'deki analog ön kodlayıcıyı , $\mathbf{F}_{\mathrm{BB},m} \in \mathbb{C}^{\mathcal{N}_{\mathrm{RF}}^{t}\times\mathcal{N}_s}$ erişim noktası m 'deki dijital ön kodlayıcıyı, $\mathbf{W}_{\mathrm{RF},n} \in \mathbb{C}^{\mathcal{R}\times\mathcal{N}_{\mathrm{RF}}^{r}}$ kullanıcı n 'deki analog birleştiriciyi, $\mathbf{s}_m \in \mathbb{C}^{\mathcal{N}_s\times 1}$ erişim noktası m 'deki veri sembol vektörünü, ve $\mathbf{n}_n$ kullanıcı n 'deki gürültü vektörünü gösterir.



Şekil 1. Hibrid beamformer mimarisi ile hücresiz massive MIMO sistemi.

3. Problem Formülasyonu

Yukarıda açıklanan sistem modeline dayanarak, anten seçim matris $\mathbf{G}_m$, yüksek spektral verimliliği korurken aktif anten sayısını azaltmak için iletim beamforming mimarisine dahil edilmiştir. Amaç, elde edilebilir toplam hızı maksimize etmek için anten seçim matrislerini ve hibrit beamforming matrislerini ortaklaşa optimize etmektir. Buna göre, optimizasyon problemi şu şekilde formüle edilmiştir

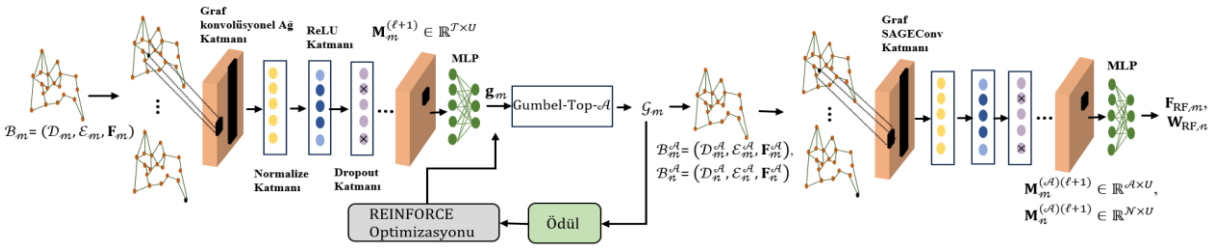
$$\max_{\{\mathbf{G}_m,\ \mathbf{F}_{\mathrm{RF},m},\mathbf{W}_{\mathrm{RF},n},\mathbf{F}_{\mathrm{BB},m}\}} \sum_{n=1}^{\mathcal{N}} \log_2\left(1+\frac{\left\|\sum_{m=1}^{\mathcal{M}} \mathbf{W}_{\mathrm{RF},n}^{H}\mathbf{H}_{m,n}\mathbf{G}_m\mathbf{F}_{\mathrm{RF},m}\mathbf{F}_{\mathrm{BB},m}\right\|_F^2}{\sum_{v\neq n}\left\|\sum_{m=1}^{\mathcal{M}} \mathbf{W}_{\mathrm{RF},n}^{H}\mathbf{H}_{m,n}\mathbf{G}_m\mathbf{F}_{\mathrm{RF},m}\mathbf{F}_{\mathrm{BB},v}\right\|_F^2+\sigma^2}\right), \tag{2}$$

$$tabi\ olmak \begin{cases} \mathbf{G}_m \in \{0,1\}^{\mathcal{T}\times\mathcal{A}},\ \mathbf{G}_m^{T}\mathbf{G}_m \in \mathbf{I}_{\mathcal{A}},\ \forall\, m, \\ \mathbf{F}_{\mathrm{RF},m} \in \mathcal{F}_m,\ \forall\, m,\quad \mathbf{W}_{\mathrm{RF},n}^{H} \in \mathcal{W}_n,\ \forall\, n, \\ \left\|\mathbf{F}_{\mathrm{RF},m}\ \mathbf{F}_{\mathrm{BB},m}\right\|_F^2 \le P_m,\ \forall\, m. \end{cases}$$

burada $\mathbf{F}_{\mathrm{RF},m} \in \mathbb{C}^{\mathcal{A}\times\mathcal{N}_{\mathrm{RF}}^{t}}$, erişim noktası m üzerindeki seçilen antenlerle ilişkili analog ön kodlayıcıdır, $\mathcal{A}$ her her erişim noktasında seçilen antenlerin sayısını belirtir ve P_m erişim noktası m için maksimum iletim güç bütçesini belirtir. Küme $\mathcal{F}_m$ ve $\mathcal{W}_n$, sırasıyla erişim noktası m ve kullanıcı n için analog iletim ve alım beamformer'larının uygulanabilir kümelerini belirtir. Bu kümeler, her bir dizi yanıt vektörünün sabit-modül kısıtlamasını sağladığı aday azimut-elevasyon açı çiftlerine karşılık gelen dizi yanıt vektörleri ile tanımlanır.

4. GNN Tabanlı Ortak Anten Seçimi ve Hibrit Beamforming

(2) numaralı optimizasyon problemi, ikili anten seçimi kısıtlaması, analog beamformer'lara uygulanan sabit-modül kısıtlamaları ve optimizasyon değişkenleri arasındaki etkileşim nedeniyle oldukça konveks olmayan bir yapıya sahiptir. Bu zorlukları aşmak için, ortak anten seçimi ve hibrit beamforming için iki aşamalı bir GNN tabanlı çerçeve öneriyoruz. Şekil 2'de gösterildiği gibi, önerilen çerçeve ilk olarak her erişim noktasında aktif anten alt kümesini belirlemek için GNN tabanlı bir anten seçimi modülü kullanır. Daha sonra, seçilen antenlere bağlı olarak, GraphSAGE tabanlı ağlar analog iletim ön kodlayıcılarını ve alım birleştiricilerini ortaklaşa tasarlarken, dijital ön kodlayıcılar yerel olarak ardışık parazit reddi minimum kare hata kriteri kullanılarak hesaplanır. Tüm kararlar yalnızca yerel olarak mevcut CSI'ye dayandığından, önerilen çerçeve hücresiz milimetre dalga büyük MIMO sistemlerinin dağıtılmış mimarisini korurken, doğrudan elde edilebilir toplam hızı maksimize eder.

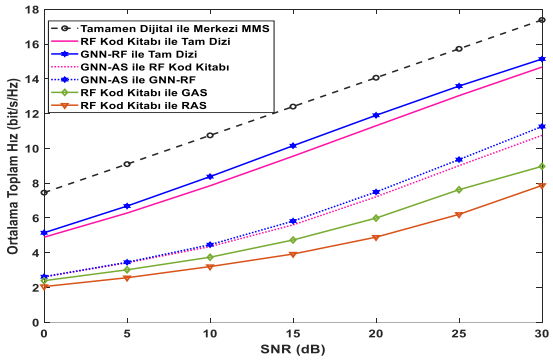


Şekil 2. Anten seçimi ve denetimsiz analog beamformer tasarımı için grafik tabanlı pekiştirmeli öğrenme çerçevesi.

Şekil 2, önerilen iki aşamalı grafik öğrenme çerçevesini göstermektedir. İlk aşamada, her erişim noktası bir grafik $\mathcal{B}_m$ olarak temsil edilir; burada iletim antenleri düğüm $\mathcal{D}_m$ olarak modellenir, komşu antenler kenar $\mathcal{E}_m$ ile bağlanır ve düğüm özellikleri $\mathbf{F}_m$ kanal matrisinin büyüklük, reel ve sanal bileşenlerinden çıkarılır. Pekiştirmeli öğrenme tabanlı GNN, Gumbel-Top-$\mathcal{A}$ işlemi kullanılarak ayrık bir anten alt kümesine dönüştürülen anten seçim olasılıkları üretir. Seçilen alt küme, ulaşılabilir toplam hız kullanılarak değerlendirilir ve GNN parametreleri REINFORCE algoritması aracılığıyla güncellenir. İkinci aşamada, seçilen anten alt kümesi, analog beamforming için azaltılmış iletim ve alım grafikleri $\mathcal{B}_m^{\mathcal{A}} = (\mathcal{D}_m^{\mathcal{A}}, \mathcal{E}_m^{\mathcal{A}}, \mathbf{F}_m^{\mathcal{A}})$ ve $\mathcal{B}_n^{\mathcal{A}} = (\mathcal{D}_n^{\mathcal{A}}, \mathcal{E}_n^{\mathcal{A}}, \mathbf{F}_n^{\mathcal{A}})$ oluşturmak için kullanılır. Bir GraphSAGE ağı, azaltılmış kanal matrislerinden grafik gömme çıkarır ve çok katmanlı bir algılayıcı, öğrenilen gömmeleri iletme ve alma RF ışınlayıcılarına, $\mathbf{F}_{\mathrm{RF},m}$ ve $\mathbf{W}_{\mathrm{RF},n}$ eşler. Hem eğitim hem de test aşamaları kusurlu bir kanal kullanılarak gerçekleştirildi.

5. Sayısal Sonuçlar

Elde edilebilir toplam hız, önerilen çerçeveyi değerlendirmek için performans metriği olarak benimsenmiştir. Şekil 3'te gösterildiği gibi, önerilen GNN şemaları, geleneksel Açgözlü anten seçimi (GAS), Rastgele anten seçimi (RAS) ve kod kitabı tabanlı hibrit beamforming yöntemleri ile karşılaştırılmaktadır. Adil bir karşılaştırma için, tüm hibrit beamforming şemaları aynı ardışık parazit reddi minimum kare hata dijital ön kodlayıcısını kullanırken, tamamen dijital kıyaslama merkezi minimum kare hata işleme kullanır ve üst performans sınırı olarak hizmet eder.



Şekil 3. Ortalama toplam hızın SNR'ye karşı, $\mathcal{A} = 4$, $\mathcal{T} = 36$, $\mathcal{R} = 16$, $\mathcal{M} = 3$ ve $\mathcal{N} = 3$.

Kaynaklar

[1]. Ngo H. Q., Ashikhmin A., Yang H., Larsson E. G. and Marzetta T. L., "Cell-Free Massive MIMO Versus Small Cells," in IEEE Transactions on Wireless Communications, cilt 16, sayı. 3, ss. 1834-1850, Mart 2017.

[2]. Björnson E. ve Sanguinetti L., "Scalable Cell-Free Massive MIMO Systems," in IEEE Transactions on Communications, cilt 68, sayı. 7, ss. 4247-4261, July 2020.

[3]. Ge J., Liang Y. C., Zhang L., Long R. ve Sun S., "Deep Reinforcement Learning for Distributed Dynamic Coordinated Beamforming in Massive MIMO Cellular Networks," in IEEE Transactions on Wireless Communications, cilt 23, sayı. 5, ss. 4155-4169, Mayıs 2024.

[4]. Gao Z., Liu S., Su Y., Li Z. ve Zheng D., "Hybrid Knowledge-Data Driven Channel Semantic Acquisition and Beamforming for Cell-Free Massive MIMO," in IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, cilt 17, sayı. 5, ss. 964-979, Eyl. 2023.

[5]. Zhang Y., Yang J., Liu Q., Liu Y. ve Zhang T., "Unsupervised Learning-Based Coordinated Hybrid Precoding for MmWave Massive MIMO-Enabled HetNets," in IEEE Transactions on Wireless Communications, cilt 23, sayı. 7, ss. 7200-7213, Temmuz 2024.

[6]. Eisen M. ve Ribeiro A., "Optimal Wireless Resource Allocation With Random Edge Graph Neural Networks," in IEEE Transactions on Signal Processing, cilt 68, ss. 2977-2991, 2020,

Özdeş Yapıda Rastgele Dağılımlı Bakır Yapıların İletim Karakteristiği Üzerindeki Etkileri

Yasin İPEKOĞLU[1,2], Asaf Behzat ŞAHİN[1]
[1]Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Ankara
[2]HAVELSAN A.Ş.
Simülasyon, Otonom ve Platform Yönetim Teknolojileri,
Ankara
yasinipekoglu@gmail.com, absahin@aybu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, FR-4 dielektrik taban üzerine rastgele dağılımlı bakır desenlerden oluşan altı farklı model (Model No.1–No.6) CST Studio Suite ile tam dalga yöntemiyle incelenmiştir. FR-4 dielektrik ve bakır malzemelerinden oluşan rastgele desenli modellerde, 20–30 GHz bandında sık ve derin S_{21} rezonans noktaları elde edilmiştir. En iyi performansı, 60 mm × 60 mm boyutundaki Model No.5 göstermiş; bu model bant boyunca farklı frekanslarda band-pass/band-stop davranışı sergilemektedir. Elde edilen sonuçlar, bu yapının çok bantlı filtreleme uygulamaları için alternatif bir tasarım yaklaşımı sunabileceğini ortaya koymaktadır.*

Abstract: *In this study, six different models (Model No.1–No.6) consisting of randomly distributed copper patterns on an FR-4 dielectric substrate were investigated using the full-wave method with CST Studio Suite. The randomly patterned models composed of FR-4 dielectric and copper materials exhibited frequent and deep S_{21} notches in the 20–30 GHz band. The best performance was demonstrated by Model No.5, with dimensions of 60 mm × 60 mm, which exhibits band-pass/band-stop behavior at different frequencies throughout the band. The results obtained reveal that this structure can offer an alternative design approach for multi-band filtering applications.*

1. Giriş

Frekans seçici yüzeyler (FSS) ve metayüzeyler, mikrodalga ve milimetre dalga (mm-wave) bantlarında dalga manipülasyonu için yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. Periyodik (düzenli) yapılar belirli rezonans frekanslarında öngörülebilir ve sınırlı sayıda durdurma/geçirme bandı üretirken, son yıllarda rastgele veya düzensiz meta-atom dağılımlarına dayalı yapılar literatürde artan bir ilgi görmektedir [2]. Bu çalışmada, klasik çift yarık deneyindeki kırınım ve girişim mekanizmalarından esinlenilerek, FR-4 dielektrik taban üzerine rastgele yerleştirilmiş özdeş bakır desenlerden oluşan metayüzey filtreleri tasarlanmıştır. Karşılaştırmalı bir değerlendirme yapabilmek için referans niteliğinde sade yapılardan (tam dielektrik, tam bakır) başlanarak, artan karmaşıklıkta altı farklı model (Model No.1–No.6) oluşturulmuştur. Önerilen düzeneklerin elektromanyetik davranışı, CST Studio Suite benzetim programı kullanılarak tam dalga (full-wave) analiz yöntemiyle değerlendirilmiştir. Kaynaktan çıkan elektromanyetik dalganın enerjisi modellenen yapı ile buluştuğundan, yapı vasıtasıyla doğrudan kaynağa doğru yansıma, yapıda emilme, yapı üzerinden geçerek iletim ve malzemenin iç özelliklerine bağlı olarak saçılmalar meydana gelmektedir [3].

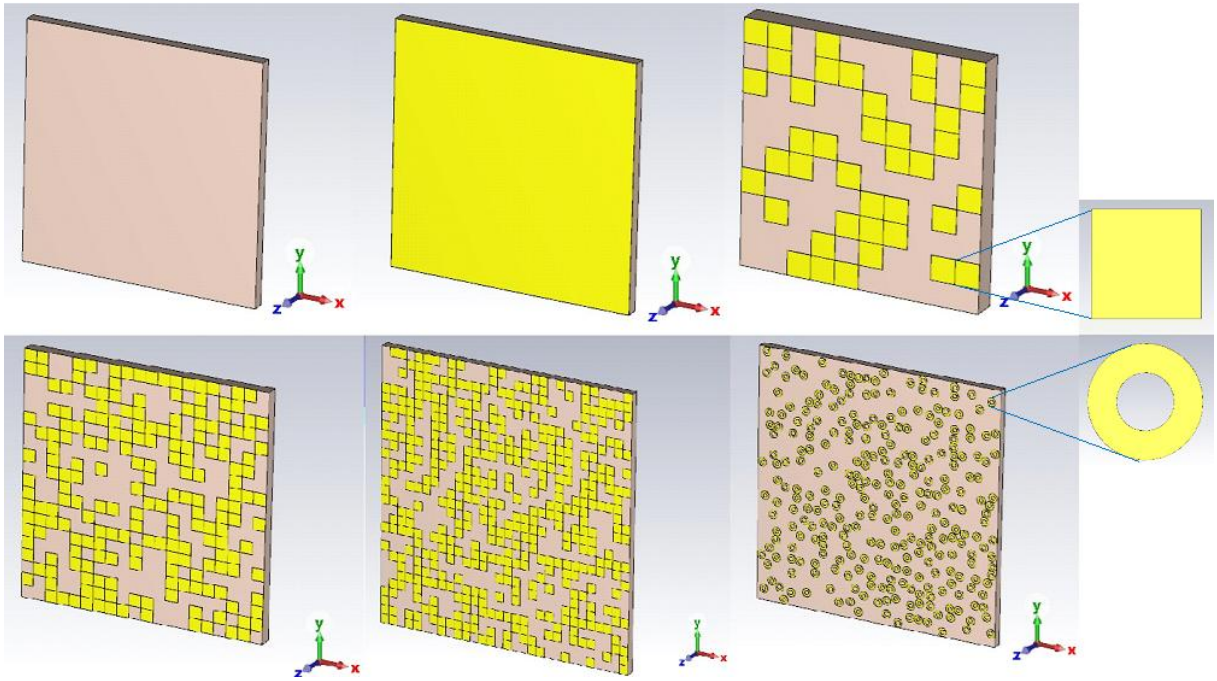
Çalışmanın temel motivasyonu, rastgele dağılımın ürettiği sık ve derin S_{21} rezonans noktalarının tek bir fiziksel yapı üzerinde çok bantlı frekans seçici filtreleme işlevselliği potansiyelliğini ortaya koymaktır.

Dielektrik altlık (substrate) olarak kayıplı (lossy) FR-4 malzemesi kullanılmıştır. Bağıl geçirgenliği $\varepsilon_r = 4{,}3$, kayıp tanjantı $\tan\delta = 0{,}02$ ve kalınlığı $h = 1{,}6$ mm olarak tanımlanmıştır. İletken katman olarak elektriksel iletkenliği $\sigma = 5{,}8 \times 10^7$ S/m olan 35 μm kalınlığında bakır (copper) malzemesi kullanılmıştır.

2. Tasarım Modelleri

Rastgele dağılımın etkisini referans yapılara kıyasla değerlendirebilmek ve boyut/geometri ölçeklenmesini incelemek amacıyla altı farklı model tasarlanmıştır (Şekil 1). Model No.1 sadece FR-4 dielektrik malzemeden oluşan bir yapıdır (Bakırsız Model). Model No.2 tüm yüzeyi kaplayan tam bakır katmanlı referans yapıdır. Model No.3, No.4 ve No.5 sırasıyla 20 mm × 20 mm, 40 mm × 40 mm ve 60 mm × 60 mm boyutlarındaki yapılar üzerine, üretilmesi kolay, her biri 2 mm × 2 mm boyutunda özdeş kare bakır piksellerin rastgele/düzensiz dağılımıyla

oluşturulmuştur. 20–30 GHz bandında FR-4 ortamındaki efektif dalga boyundan ($\lambda_{min-max}$=4,8-7,2 mm) küçük kalacak şekilde çoklu rezonans modlarının tetiklenmesi oluşan frekans sönümlemelerine olan etkisi incelenmiştir. Model No.6 ise Model No.5 ile aynı toplam boyuta (60 mm × 60 mm) sahip olup, kare pikseller yerine dairesel (circular) bakır (2 mm dış çapında ve 1 mm iç çapında) piksellerden oluşan alternatif bir geometriye sahiptir.



Şekil 1. Filtre tasarım yapıları (a. Model No.1, b. Model No.2, c. Model No.3, d. Model No.4, e. Model No.5, f. Model No.6).

3. Benzetim ve Tasarım Çalışmaları

Elektromanyetik dalganın yapı ile etkileşimini ve saçılma parametrelerini doğru bir şekilde gözlemleyebilmek için CST ortamında periyodik sınır koşulları altında, her dalga boyuna en az 10 hücre düşecek ağ yapısıyla iki portlu tam dalga benzetimi yapılmıştır. Port 1 aracılığıyla, elektrik alanı x-yönünde (E_t), manyetik alanı y-yönünde (H_t) kutuplanmış dik açılı (normal incidence) düzlemsel dalga uygulanmıştır. Modellerin periyodikliği ve dalga kutuplanmasına uygun olarak X ekseninde PEC (E_t=0), Y'de PMC (H_t=0) sınır koşulları tanımlanmıştır. FR-4 altlığın arka tarafına, Port 1 ile simetrik eksende olacak şekilde Port 2 konumlandırılmıştır. Dalga yayılım yönü olan Z ekseninde ise açık uzay (Open Add Space) sınır koşulları tanımlanmıştır.

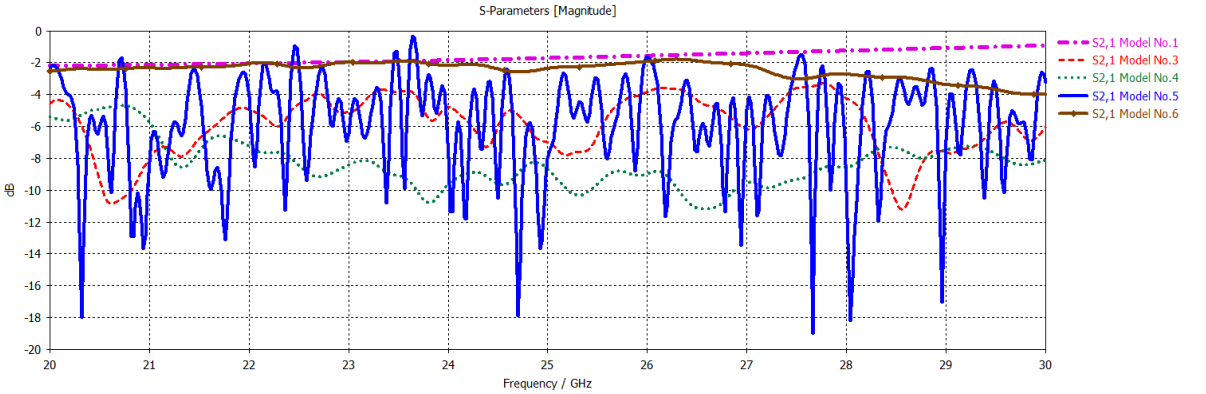
Port 1'den gönderilen tam dalga elektromanyetik dalga, bakır desenlere ve FR-4 dielektrik katmanına çarptığında dört temel fiziksel fenomene maruz kalmaktadır: bakır yüzeylerin empedans uyumsuzluğundan kaynaklanan yansıma, alt-dalgaboyu açıklıklardan kaynaklanan kırınım ve saçılma, FR-4'ün kayıplı yapısından kaynaklanan soğurulma ve Port 2 tarafından elde edilen iletim. Port 2'ye ulaşan elektromanyetik dalganın Port 1'deki ilk haline oranı, S_{21} iletim katsayısını oluşturmaktadır.

4. Benzetim Sonuçlarının ve Modellerin Karşılaştırılması

Şekil 2, 20–30 GHz bandında Model No.1, Model No.3, Model No.4, Model No.5 ve Model No.6 için S_{21} değerlerini karşılaştırmalı olarak göstermektedir. Model No.2'nin yüzeyi tamamen iletken bir tabakayla kaplı olduğundan dalganın geçişini tümüyle engellemekte ve S_{21} değeri ölçülebilir aralığın çok altında kaldığından karşılaştırma grafiğine dahil edilmemiştir.

Sonuçlar incelendiğinde, Model No.1 için elektromanyetik dalganın serbestçe iletildiği görülmektedir. Model No.2'nin S_{11} değerinin bant boyunca -0.0018 dB ile -0.0023 dB arasında gerçekleşmesi, Port 1'den gönderilen dalganın %99'dan fazlasının yansıdığını göstermektedir. Model No.3 (20 mm × 20 mm) bant boyunca −3 ile −8 dB arasında nispeten daha az seviyede salınımlar göstermekte, en derin noktasına 28 GHz civarında yaklaşık −11,5 dB ile ulaşmaktadır. Model No.4 (40 mm × 40 mm) ise −5 ile −11 dB aralığında daha kararlı ve orta düzeyde bir bant durdurma davranışı sergilemektedir.

Altı model arasında en dikkat çekici ve en kullanışlı davranışı Model No.5 (60 mm × 60 mm) sergilemektedir. Model No.5, 20–30 GHz bandı boyunca birbirini ardı ardına takip eden çok sayıda keskin geçirme tepesi (band-pass, -2 dB'ye yakın, örneğin ≈22,4 GHz ve ≈26 GHz civarında) ve derin rezonans noktası (band-stop, −17 ile −18 dB arasında, örneğin ≈20,3 GHz, ≈24,7 GHz, ≈27,7 GHz ve ≈28,9 GHz civarında) ile sürekli ve tekrarlayan bir band-pass/band-stop davranışı oluşturmaktadır. Bu özellik, Model No.5'i bu çalışmadaki diğer modeller arasında en iyi performans gösteren tasarım haline getirmektedir; çünkü tek bir fiziksel yapı üzerinde, dar aralıklarla art arda gelen hem geçirgen hem de durdurucu bantlar elde edilmektedir.



Şekil 2. 20–30 GHz bandında Model No.1, No.3, No.4, No.5 ve No.6 için S_{21} büyüklüğü (dB) karşılaştırması.

Model No.5'in sergilediği sürekli ve tekrarlayan band-pass/band-stop davranışı, ardışık dar bantlarda hem geçirme hem de durdurma fonksiyonunun aynı fiziksel yapı üzerinde elde edilebildiğini göstermektedir. Bu tür bir davranış, özellikle sıkıştırılmış algılama çalışmalarında kullanılabilecek bir filtre özelliği taşımaktadır.

Özellikle Model No.5'te gözlenen sürekli band-pass/band-stop davranışı, literatürde aktif olarak araştırılan birden fazla uygulama alanı için doğrudan bir potansiyel barındırmaktadır. Çok bantlı filtreleme açısından, art arda gelen geçirme tepeleri ve rezonans noktaları, tek bir rastgele yapıda düzinelerce bağımsız dar bant elde edilmesini sağlar; bu da birbirine yakın çok sayıda kanalın aynı anda hem geçirilip hem de istenmeyen komşu kanalların bastırılmasını mümkün kılabilir [4-5].

5. Sonuç

Bu çalışmada, FR-4 altlık üzerinde rastgele bakır geometrilerinden oluşan altı model (Model No.1–No.6) CST Studio Suite ile tam dalga yöntemiyle simüle edilmiş ve elektromanyetik iletim karakteristikleri karşılaştırılmıştır. Tam dielektrik ve tam bakır referans yapılarına (Model No.1, No.2) kıyasla, rastgele dağılımlı modeller (No.3–No.6) sık ve derin S_{21} rezonans noktaları sergilemiştir. Modeller arasında en iyi performansı, 60 mm × 60 mm boyutundaki Model No.5 göstermiş; bu model, 20–30 GHz bandı boyunca sürekli ve tekrarlayan band-pass/band-stop davranışı sergileyerek çok kanallı filtreleme ve algılama uygulamaları için en uygun aday olarak değerlendirilmektedir. Model No.5 elektromanyetik bir filtre gibi davranarak hangi frekansların geçeceğini, hangi frekansların bastırılacağını kontrol eden pasif bir frekans seçici yüzey (FSS/metayüzey) oluşturma potansiyeline sahiptir.

Kaynaklar

[1] S. B. Glybovski, S. A. Tretyakov, P. A. Belov, Y. S. Kivshar ve C. R. Simovski, "Metasurfaces: From microwaves to visible," Physics Reports, c. 634, ss. 1–72, Mayıs 2016.

[2] S. Hannan ve diğerleri, "Modified-Segmented Split-Ring Based Polarization and Angle-Insensitive Multi-Band Metamaterial Absorber for X, Ku and K Band Applications," *IEEE Access*, c. 8, ss. 144051-144063, Ocak 2020

[3] C. A. Balanis, Balanis' Advanced Engineering Electromagnetics, 3. baskı. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2024.

[4] F. Younis ve diğerleri, "A highly efficient triple band metasurface enabled absorber for 5G/6G millimeter wave applications," Scientific Reports, cilt 15, no. 1, Makale no. 29455, Ağustos 2025.

[5] M. C. Tran ve diğerleri, "Broadband microwave coding metamaterial absorbers," *Scientific Reports*, cilt 10, no. 1, Makale no. 1810, Şubat 2020

Alternatif Akım Elektrikli Şarj Cihazlarında LTE Hücresel Haberleşme Anten Performansının Elektromanyetik Alan Analizleri ile İyileştirilmesi

Rümeysa Tuba Seven İyison, Mustafa Seçmen*
Vestel Mobilite
İzmir
rumeysa.seven@vestel.com.tr

*Yaşar Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği
İzmir
mustafa.secmen@yasar.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, elektrikli araç alternatif akım (AC) şarj cihazlarında LTE Band 28 performansını etkileyen PCB kaynaklı elektromanyetik mekanizmalar incelenmiştir. ANSYS SIwave ortamında gerçekleştirilen rezonans modu analizleri sonucunda, yaklaşık 140 mm uzunluğundaki bir dijital sinyal hattının bulunduğu bölgede belirgin bir rezonans davranışı tespit edilmiştir. Yakın alan analizleri sonucunda kritik sinyal hattı farklı bir PCB katmanına taşınmıştır. Elde edilen sonuçlar, elektromanyetik alan yayılımının daha sınırlı bölgelere toplandığını ve maksimum H_y alan seviyesinde yaklaşık 20 dB azalma sağlandığını göstermiştir. Over-The-Air (OTA) aktif anten performans testlerinde ortalama Toplam İzotropik Duyarlılık (TIS) değerinde 1.24 dBm iyileşme elde edilmiştir. Sonuçlar, kritik dijital sinyal hatlarının katman yerleşiminin hücresel haberleşme performansını doğrudan etkilediğini göstermektedir.*

Abstract: *This study investigates PCB induced electromagnetic mechanisms affecting LTE Band 28 performance in AC electric vehicle chargers. Resonant mode analyses performed in ANSYS SIwave identified a pronounced resonance behavior in a region containing a digital signal trace approximately 140 mm in length. Based on the results of near-field analyses, the critical signal trace was relocated to a different PCB layer. The results showed that electromagnetic field propagation became more localized and the maximum Hy field level was reduced by approximately 20 dB. Over-The-Air (OTA) active antenna performance tests demonstrated a 1.24 dBm improvement in the average Total Isotropic Sensitivity (TIS). The findings indicate that the layer placement of critical digital signal traces can directly influence cellular communication performance.*

1. Giriş

Hücresel haberleşme performansı yalnızca anten ve RF devrelerinden değil, PCB üzerindeki elektromanyetik alan dağılımından da etkilenebilmektedir. Özellikle çok katmanlı PCB yapılarında iletken izler, referans düzlemleri ve katman yerleşimleri elektromanyetik alanların dağılımını değiştirerek anten sistemleri ile istenmeyen elektromanyetik etkileşimlere neden olabilmektedir. Bu nedenle PCB üzerindeki elektromanyetik davranışların incelenmesi, hücresel haberleşme performansını etkileyen mekanizmaların anlaşılması açısından önem taşımaktadır. LCD TFT paneline ait FPC (Flexible Printed Circuit) kablosunun LTE OTA performansı üzerindeki etkileri daha önce yapılan çalışmalarda araştırılmış ve kablonun sabitlenmesi ile topraklanmasının TIS performansını iyileştirdiği gösterilmiştir [1]. Ancak söz konusu iyileşmenin altında yatan elektromanyetik mekanizmalar detaylı olarak incelenmemiştir. Elde edilen sonuçlar, FPC kablosunun bulunduğu bölgedeki elektromanyetik ortamın anten performansı üzerinde etkili olabileceğini göstermektedir. Bu gözlemden hareketle mevcut çalışmada, FPC kablosunun bulunduğu bölgedeki PCB kaynaklı elektromanyetik etkileşimler araştırılmıştır. ANSYS SIwave ortamında gerçekleştirilen rezonans modu analizlerinde, LTE Band 28 frekans bölgesinde yaklaşık 140 mm uzunluğundaki bir dijital sinyal hattının bulunduğu bölgede belirgin bir rezonans davranışı tespit edilmiştir. Yakın alan analizlerinden elde edilen bulgular doğrultusunda kritik sinyal hattının katman yerleşimi değiştirilmiş ve kart revizyonunun hücresel haberleşme performansına etkisi Over-The-Air (OTA) aktif anten performans testleri ile değerlendirilmiştir.

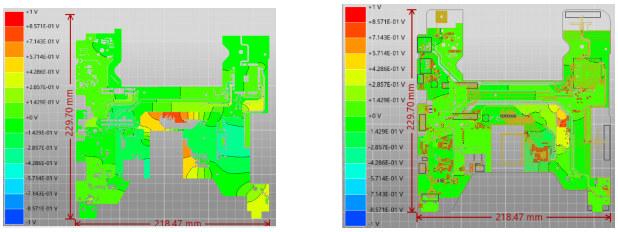
2. Haberleşme Kartının Doğal Rezonans Davranışının İncelenmesi

Haberleşme kartı; L1 sinyal, L2 toprak (GND), L3 sinyal, L4 güç, L5 toprak (GND) ve L6 sinyal katmanlarından oluşan altı katmanlı bir PCB yapısına sahiptir. Bu tür çok katmanlı yapılarda elektromanyetik enerji yalnızca iletken izler üzerinde değil, düzlemler ve dielektrik katmanlar arasında da depolanabilmektedir. LTE Band 28

frekans bölgesindeki olası rezonans davranışını değerlendirmek amacıyla öncelikle kart boyutları ile PCB içerisindeki etkin dalga boyu arasındaki ilişki incelenmiştir. Çok katmanlı FR4 tabanlı PCB yapılarında etkin dalga boyu Denklem (1) ile ifade edilmektedir.

$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{1}$$

Burada λ_0 serbest uzaydaki dalga boyunu, ε_{eff} ise etkin dielektrik sabitini göstermektedir. LTE Band 28 frekans bölgesini temsil etmek üzere 700–800 MHz frekans aralığı dikkate alınmıştır. FR4 için yaklaşık $\varepsilon_{eff} = 4.2$ kabul edildiğinde, Denklem (1) kullanılarak 700 MHz ve 800 MHz için etkin dalga boyları sırasıyla yaklaşık 209 mm ve 183 mm olarak hesaplanmaktadır. İncelenen haberleşme kartının boyutları yaklaşık 218.5 mm $\times$ 229.7 mm olup, bu değerler LTE Band 28 frekans bölgesindeki etkin dalga boyları ile aynı mertebededir. Bu durum, geniş güç ve toprak düzlemleri ile birlikte kart üzerinde doğal elektromanyetik modların oluşabileceğine işaret etmektedir [2, 3]. Kartın rezonans davranışı ANSYS SIwave ortamında 700–800 MHz frekans aralığında gerçekleştirilen rezonans modu analizi ile incelenmiş ve 773.6 MHz frekansında belirgin bir rezonans modu tespit edilmiştir. Şekil 1'de farklı katman çiftleri için elde edilen potansiyel dağılımları gösterilmektedir. Sonuçlar incelendiğinde, yüksek potansiyel farkına sahip bölgenin yaklaşık 140 mm uzunluğundaki bir dijital sinyal hattının bulunduğu güzergâh ile çakıştığı belirlenmiştir. Bu gözlem sonrasında, kritik dijital sinyal hattının alternatif olarak taşınabileceği L6 katmanının elektromanyetik davranışını değerlendirmek amacıyla aynı kart yapısı üzerinde L5 toprak düzlemi ile L6 sinyal katmanı arasındaki potansiyel dağılım da incelenmiştir. Şekil 1(b)'de gösterilen sonuçlar, L6–L5 katman çifti için aynı bölgede oluşan potansiyel farkının L1–L2 katman çiftine göre daha düşük olduğunu göstermektedir. Şekil 1(a) ve Şekil 1(b) birlikte değerlendirildiğinde, kritik dijital hattın L6 katmanına taşınmasının rezonans davranışını azaltabilecek bir tasarım iyileştirmesi olduğu görülmektedir. Bu nedenle sonraki aşamada ilgili sinyal hattı L6 katmanına taşınmış ve tasarım değişikliğinin elektromanyetik alan dağılımına etkisi yakın alan analizleri ile incelenmiştir.



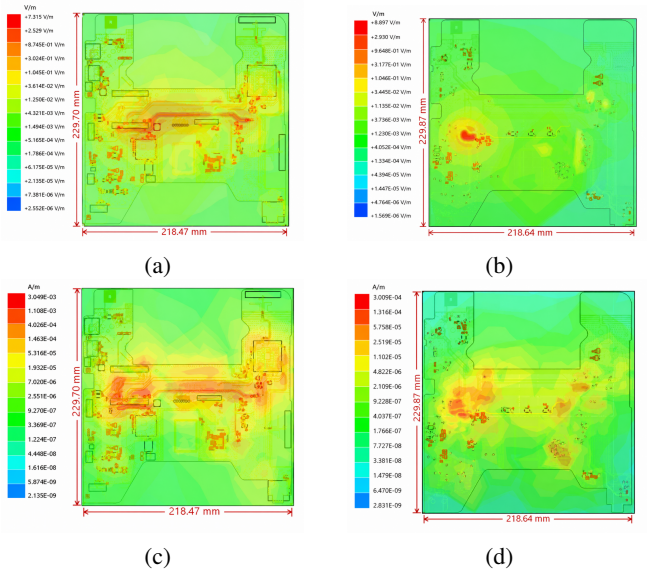
(a) **(b)**

Şekil 1. Farklı katman çiftleri için rezonans moduna ait potansiyel dağılımları: (a) L1–L2 katman çifti, (b) L6–L5 katman çifti. Renk skalası rezonans moduna ait potansiyel seviyelerini göstermektedir.

3. Yakın Alan Analizi ve Katman Değişikliğinin Etkisi

Bir önceki bölümde gerçekleştirilen rezonans modu analizlerinde L6–L5 katman çifti için daha düşük potansiyel seviyeleri elde edilmesi üzerine yaklaşık 140 mm uzunluğundaki kritik dijital sinyal hattı L1 katmanından L6 katmanına taşınmıştır. Katman değişikliğinin elektromanyetik alan dağılımına etkisini değerlendirmek amacıyla ANSYS SIwave ortamında yakın alan analizleri gerçekleştirilmiştir. Yakın alan analizleri, rezonans modu analizinde belirlenen 773.6 MHz rezonans frekansında gerçekleştirilmiştir. İlk tasarım (R3A) ve revize tasarım (R4A) için elektrik ve manyetik alan dağılımları karşılaştırılmıştır. Analizlerde x ve y eksenleri PCB düzlemine paralel, z ekseni ise PCB yüzeyine dik doğrultudadır. Tasarım değişikliğinin yönsel alan bileşenleri üzerindeki etkisini değerlendirmek amacıyla E_x, E_y, E_z ile H_x, H_y ve H_z bileşenleri ayrı ayrı incelenmiş; değişimin en belirgin olarak gözlendiği E_z ve H_y bileşenleri karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Şekil 2(a) ve Şekil 2(b)'de verilen E_z alan dağılımları incelendiğinde, R3A tasarımında elektrik alanın kritik dijital sinyal hattının bulunduğu güzergâh boyunca yayıldığı görülmektedir. R4A tasarımında ise alan dağılımının daha lokal bölgelerde yoğunlaştığı ve hat boyunca oluşan yayılımın önemli ölçüde azaldığı gözlenmiştir. Maksimum E_z değeri R3A tasarımında 7.315 V/m, R4A tasarımında ise 8.897 V/m olarak elde edilmiştir. Buna karşın R4A tasarımında alanın hat boyunca yayılmak yerine daha sınırlı bölgelerde yoğunlaştığı görülmektedir. Bu nedenle tasarım değişikliğinin etkisi maksimum alan

değerlerinden çok alanın mekânsal dağılımındaki değişim ile ortaya çıkmaktadır. Şekil 2(c) ve Şekil 2(d)'de verilen H_y alan dağılımları katman değişikliğinin manyetik alan üzerindeki etkisini göstermektedir. Maksimum H_y değeri R3A tasarımında 3.049×10^{-3} A/m iken, R4A tasarımında 3.009×10^{-4} A/m olarak elde edilmiş ve maksimum H_y seviyesinde yaklaşık 20.1 dB azalma gözlenmiştir. Elektrik alan dağılımındaki lokalizasyon ile birlikte değerlendirildiğinde, sinyal hattının L6 katmanına taşınmasının PCB üzerindeki elektromanyetik alan dağılımını belirgin biçimde değiştirdiği ve kritik hat güzergâhındaki alan yayılımını sınırlandırdığı görülmektedir.



(a) (b)

(c) (d)

Şekil 2. Kritik dijital sinyal hattının L1'den L6'ya taşınması öncesi (R3A) ve sonrası (R4A) yakın alan dağılımları: (a) R3A E_z, (b) R4A E_z, (c) R3A H_y ve (d) R4A H_y. Analizler 773.6 MHz rezonans frekansında gerçekleştirilmiştir.

4. Over-The-Air (OTA) Anten Performansı ve Sonuçların Değerlendirilmesi

LTE Band 28 frekansında gerçekleştirilen Over-The-Air (OTA) aktif anten performans testleri ile R3A ve R4A tasarımlarının hücresel haberleşme performansları karşılaştırılmıştır. Kart revizyonunun etkisini değerlendirmek amacıyla aynı AC şarj cihazı, anten ve test konfigürasyonu korunmuş, yalnızca haberleşme kartı değiştirilmiştir. R3A tasarımının LTE Band 28 OTA performansı ürün geliştirme sürecindeki tekrarlı testlerde de benzer seviyelerde gözlenmiştir. Karşılaştırmada ortalama TIS değeri R3A için -85.94 dBm, R4A için -87.18 dBm olarak ölçülmüş ve 1.24 dBm iyileşme elde edilmiştir. Sonuçlar Tablo 1'de verilmiştir. Kritik dijital hattın L1 katmanından L6 katmanına taşınması, PCB üzerindeki elektromanyetik alan dağılımını değiştirmiş ve özellikle H_y bileşeninde belirgin bir azalma sağlamıştır. Yakın alan seviyesindeki bu azalmanın, PCB kaynaklı elektromanyetik girişimin anten alıcı sistemine kuplajını sınırlandırarak alıcı duyarsızlaşmasının (receiver desense) azalmasına katkı sağladığı değerlendirilmektedir. Yakın alan ve OTA sonuçlarının birbiriyle uyumlu olması, PCB katman yerleşiminin LTE Band 28 TIS performansı açısından önemli bir tasarım parametresi olduğunu göstermektedir.

Tablo 1. LTE Band 28 için ortalama TIS ölçüm sonuçları

Tasarım	Hat Katmanı	Ort. TIS (dBm)
R3A	L1	-85.94
R4A	L6	-87.18

Kaynaklar

[1] Iyison R. T. S., Poyrazoglu G. ve Secmen M., "Alternatif Akım Elektrikli Şarj Cihazlarında LTE/5G Hücresel Haberleşmenin Stabilizasyonu için Anten Performans Testlerinin İyileştirilmesi," URSI-Türkiye XII. Bilimsel Kongresi, İzmir, Türkiye, 2025.

[2] Gao S., Zhang Z. ve Bo R., "Research on the Magnetic Property of High-Speed PCB Design," Journal of Chemical and Pharmaceutical Research, cilt 7, no. 3, s.1154-1163, 2015.

[3] Sierra Circuits Inc., High-Speed PCB Design Guide. Sierra Circuits Inc., Fremont, California, A.B.D., 2020.

Hipertermi Uygulamaları için Esnek Anten Tasarımı Parametrelerinin Araştırılması

Murathan Demir, Amirarshia Najari, Kamil Karaçuha, Gülşah Yıldız

İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
demirmu21@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr, gulsahyildiz@itu.edu.tr
İstanbul Yeni Yüzyıl Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
najari.amirarshia.tr@gmail.com

Özet: *Bu çalışmada, mikrodalga hipertermi uygulamaları için 2,4 GHz ISM bandında çalışan esnek ve yönlü bir mikroşerit yama anten dizisi tasarlanmıştır. Doku yüklemesinden kaynaklanan tınlaşım kaymasını tolere etmek amacıyla H-şekilli Kusurlu Toprak Yapısı (DGS), U-yarık ve kısa devre pini kullanılarak, benzetimlerde 50 MHz bant genişliği ve 3,79 dBi kazanç elde edilmiştir. 8 elemanlı dairesel dizi ile yapılan hüzmeleme ve kan perfüzyonunun ihmal edildiği Pennes biyo-ısı analizinde, elemanlar arası güç farkını dengeleyen dinamik aralık sıkıştırması (α=0,75) sayesinde merkez dışı hedeflerin Performans Puanında (FoM) yaklaşık %46 iyileşme gözlemlenmiştir.*

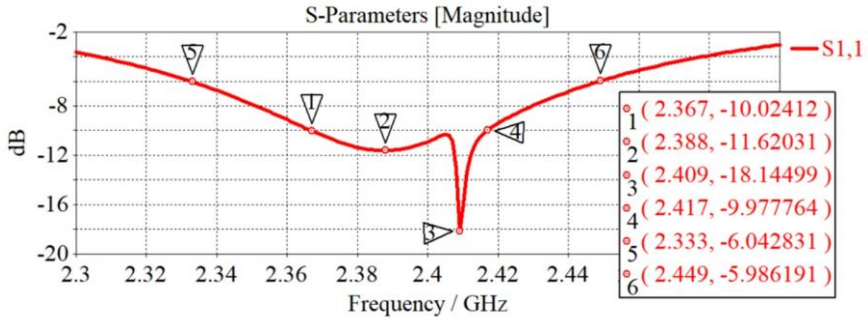
Abstract: *This study presents a flexible and directive microstrip patch antenna array operating in the 2.4 GHz ISM band for microwave hyperthermia. To tolerate resonance shifts from tissue loading, an H-shaped Defected Ground Structure (DGS), a U-slot, and a shorting pin were employed, achieving a simulated bandwidth of 50 MHz and a realized gain of 3.79 dBi. Using an 8-element circular array, beamforming and a zero-perfusion Pennes bioheat analysis demonstrated that applying dynamic range compression (α=0.75) to balance power among elements yielded an approximately 46% improvement in the Figure-of-Merit (FoM) for off-center targets.*

1. Giriş

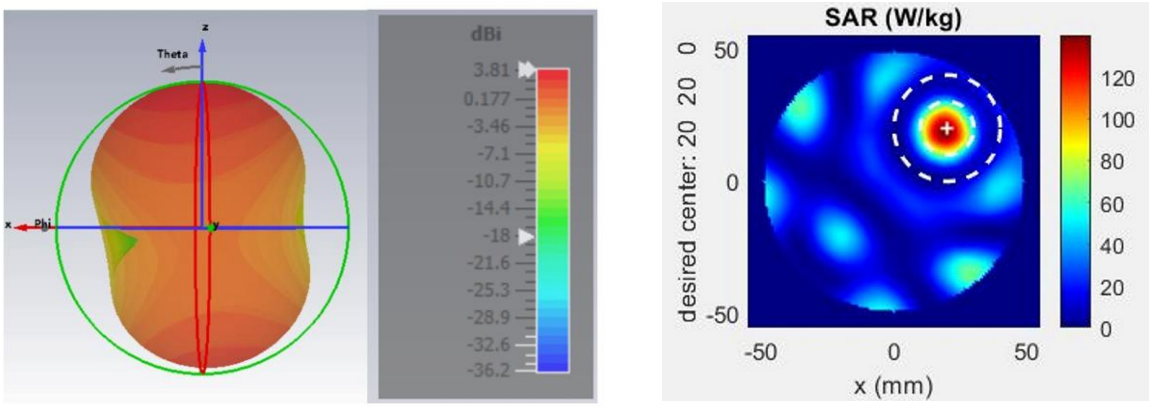
Hipertermi, tümör sıcaklığını 40–43 °C aralığına çıkararak kemoterapi ve ışın tedavisini destekleyen bir yöntemdir [1]. Klinik başarı, elektromanyetik enerjinin sağlıklı dokularda sıcak noktalar (hot-spots) oluşturmadan doğrudan tümöre odaklanmasına bağlıdır [2]. Ancak farklı karakteristikteki dokular, geleneksel dar bantlı mikroşerit yama antenlerde ciddi tınlaşım frekansı kaymalarına (doku yüklemesi) neden olmaktadır. Bu çalışmada, doku yüklemesi etkilerini tolere edebilmek için literatürdeki geniş bantlı anten eksikliği ele alınmış; kompakt, bant genişliği artırılmış ve enerjinin hedef dışına ışımasını engelleyen yönlü bir anten tasarımı sunulmuştur.

2. Anten Tasarımı ve Parametre Araştırması

Tasarımda Curto ve ark. [3] tarafından sunulan 439 MHz'lik yama anten referans alınarak yapı 2,4 GHz ISM bandına uyarlanmıştır. Minyatürleştirme için H-şekilli Kusurlu Toprak Yapısı (DGS) [4], bant daralmasını önlemek için U-yarık ve empedans uyumu için kısa devre pini kullanılmış; CST Studio Suite (CMA-ES) ile eniyileme yapılmıştır. Esneklik için referans tasarımdaki alttaş yerine Rogers RT/Duroid 6002 (45×45×3 mm) seçilmiştir.



Şekil 1. Önerilen nihai antenin $|S_{11}|$ parametresi



Şekil 2. 3 boyutlu ışıma örüntüsü ve (20, 20, 0) hedefine odaklanmada SAR dağılımı.

Referans tasarımın benzetim sonucu hesaplanan -10 dB bant genişliği 2,76 MHz'dir ve 439 MHz Merkez frekansı ile düşünüldüğünde kesirli bant genişliğinin %0,62 olduğu görülmektedir. Önerilen anten tasarımı, 2400 MHz merkez frekansında 50 MHz bant genişliğine sahip olduğundan, %2,09 kesirli bant genişliği değerine sahiptir (Şekil 1). Bu verilerle birlikte yeni önerilen anten tasarımı ile birlikte kesirli bant genişliğinin 3 kattan fazla artırıldığı söylenebilir. Referans yapının negatif kazancı (−0,92 dBi) iyileştirilerek, nihai tasarımda benzetimler sonucunda 2,4 GHz'de 3,79 dBi gerçekleşen kazanç elde edilmiştir (Şekil 2). Anten ±20° bükülmelerde ışımasını sürdürmüş; doku yüklemesi altında bant genişliği 90 MHz'e çıkarken, $|S_{11}|$=−16,72 dB değeri ve antenler arası −20 dB altı bağlaşım benzetimle doğrulanmıştır.

3. Hipertermi Düzeneği ve Hüzmeleme

Sistem, yarıçapı 50 mm, yüksekliği 100 mm olan yağ ağırlıklı homojen silindirik bir doku fantomu (ε_r=6,978, σ=0,156 S/m, ρ=1069 kg/m³, c=3600 J/kg/K, k=0,5 W/m/K) üzerinde incelenmiştir [5]. Sekiz anten, fantom yüzeyinden 20 mm uzağa 45° aralıklarla dairesel bir dizi oluşturacak şekilde konumlandırılmıştır.

Elektromanyetik enerjinin hedefe odaklanması için gereken karmaşık besleme ağırlık vektörü (ω), hedef bölgedeki Özgül Soğurma Oranı'nı (SAR) tüm dokuya kıyasla maksimize eden Genelleştirilmiş Özdeğer Problemi çözülerek elde edilmiştir [6]:

$$R_{hedef}\,\omega \;=\; \lambda\, R_{toplam}\,\omega \tag{1}$$

Burada R_{hedef} ve R_{toplam} sırasıyla hedef bölgenin ve tüm dokunun uzaysal korelasyon matrislerini, λ en büyük özdeğeri ifade eder. Odaklama sırasında hedefe yakın antenlerin tüm gücü çekerek dengesizlik yaratmasını önlemek amacıyla α katsayısı kullanılarak Dinamik Aralık Sıkıştırması uygulanmıştır:

$$\omega_c \;=\; |\omega|^{\alpha}\,\angle\omega \tag{2}$$

Fiziksel olarak bu sıkıştırma işlemi (örneğin α=0,75 kullanıldığında), yüksek güç çeken elemanların genliğini bastırıp düşük güç çekenleri oransal olarak artırır. Böylece anten elemanları arasındaki aşırı güç farkları engellenerek donanım üzerinde daha dengeli ve uygulanabilir bir güç dağılımı sağlanır. Son aşamada ağırlıklar (ω_c), laboratuvar kısıtlarına uygun biçimde her antenin azami çıkış gücü (P_{maks}) dikkate alınarak normalize edilmiştir.

4. Termal Analiz ve Başarım Metrikleri

Hesaplanan SAR dağılımı, dokudaki sıcaklık değişimini modelleyen Pennes biyo-ısı denkleminde ısı kaynağı olarak kullanılmıştır:

$$\frac{\partial T}{\partial t} \;=\; \left(\frac{k}{\rho c}\right)\nabla^2 T \;+\frac{\rho_b c_b \omega_b (T_a - T)}{\rho c} \;+\frac{SAR}{c} \tag{3}$$

Burada T sıcaklık, k ısıl iletkenlik, ρ ve c dokunun yoğunluğu ve özgül ısısı; b alt simgeli terimler kanın özelliklerini (yoğunluk, özgül ısı, perfüzyon hızı w_b), T_a ise arter sıcaklığını belirtir. Denklem, 3 Boyutlu Merkezi Sonlu Farklar ve Açık Euler yöntemi (Fourier sayısı kısıtı F_o=0,13 < 0,2 ile) kullanılarak çözülmüştür. Saf elektromanyetik odaklama başarımını yalıtmak için kan perfüzyonu (w_b) sıfır alınmıştır. Ancak gerçek dokuda ana ısı dağıtıcı mekanizma (heat sink) olan kan akışının ihmal edilmesi, nihai sıcaklık dağılımının ve hedef sıcaklığa (43 °C) ulaşma süresinin (t_{erisim}) gerçekte olacağından daha iyimser ve hızlı görünmesine yol açmaktadır. Düzeneğin başarısı; hedefteki ortalama sıcaklık artışının sağlıklı bölgeye oranını ifade eden Hedef-Arkaplan Oranı (TBR) ve sağlıklı dokudaki ısıl hasar riskini/sıcaklık aşımını belirten Termal Güvenlik İndeksi (TSI) metriklerini birleştiren Performans Puanı (FoM) ile hesaplanmıştır. Boyut uyuşmazlığını gidermek için Denklem (4)'teki güç terimi, sisteme verilebilecek azami güce (P_{maks}) bölünerek diğer terimler gibi boyutsuz hale getirilmiştir:

$$FoM = \beta 1\, TBR - \beta 2\, TSI - \beta 3\,(\frac{t_{erişim}}{t_{maks}}) - \beta 4\,(\frac{P_{top}}{P_{maks}}\frac{t_{erişim}}{t_{maks}}) \quad (4)$$

Burada β_1...β_4 toplamları bire eşit terim ağırlıkları ($\beta_1 = \beta_2 = 0{,}40$; $\beta_3 = \beta_4 = 0{,}10$), t_{maks} azami benzetim süresi, P_{top} ise toplam harcanan güçtür.

5. Benzetim Sonuçları

Tasarlanan anten dizisiyle 3 farklı hedef koordinatı, 7 bükülme açısı ve 2 farklı α değeri üzerinden toplam 42 senaryo (2,4 GHz, anten başına azami 10 W, 1500 s benzetim süresi) incelenmiştir. Şekil 1.c, merkez dışı (20, 20, 0) hedefine odaklanmayı göstermektedir. α=0,15 kullanıldığında hedef bölge 43 °C'ye 222 saniyede ulaşmış (kan perfüzyonu ihmal edildiğinden bu t_{erisim} süresi iyimserdir); TBR 8,5 ve toplam güç 57,4 W olarak hesaplanmış, sağlıklı dokudaki en yüksek sıcaklık 43,14 °C'de tutulabilmiştir. Elemanlar arası güç farkını dengeleyen α=0,75 katsayısına geçildiğinde ise TBR değeri 12'ye yükselmiş ve harcanan toplam güç yaklaşık %65 oranında azalmıştır. Aynı hedef için bükülmesiz (0°) durumda Performans Puanı (FoM) 2,28'den 3,33'e çıkarak yaklaşık %46'lık belirgin bir iyileşme göstermiştir. Farklı hedef ve bükülme açıları için elde edilen tüm FoM değerleri Çizelge 2'de özetlenmiştir.

Çizelge 2. Farklı hedef ve bükülme açıları için FoM değerleri (sol: α=0,15; sağ: α=0,75).

Bükülme (°)	**α=0,15**			**α=0,75**		
	(0,0,15)	**(20,20,0)**	**(10, −30,0)**	**(0,0,15)**	**(20,20,0)**	**(10, −30,0)**
−20	3,43	1,84	1,68	3,42	2,65	2,46
−10	3,51	2,11	2,08	3,49	2,65	3,65
−5	3,50	2,12	2,25	3,43	3,24	3,23
0	3,55	2,28	2,46	3,55	3,33	3,36
+5	3,93	2,40	2,49	3,93	3,29	3,40
+10	3,89	2,43	2,57	3,88	2,78	3,37
+20	3,64	2,31	2,48	3,62	3,32	3,06

6. Sonuç

Bu çalışmada 2,4 GHz ISM bandında esnek, geniş bantlı ve yönlü bir hipertermi anten dizisi tasarlanmıştır. H-şekilli DGS, U-yarık ve kısa devre pini optimizasyonu ile %2,09 kesirli bant genişliği ve 3,79 dBi kazanç elde edilmiştir. Doku yüklemesi altında bant genişliği 90 MHz'e çıkmış, hedeflenen frekansta $|S_{11}| = -16{,}72$ dB değeri benzetimle doğrulanmış ve karşılıklı bağlaşım −20 dB'nin altında kalmıştır. Başarımın hedef konumu, bükülme açısı ve sıkıştırma katsayısına bağlı olduğu görülmüştür. Güç dengesini sağlayan yüksek sıkıştırma katsayısı (α=0,75), merkez dışı hedeflerin FoM değerini belirgin şekilde (örneğin 2,28'den 3,33'e) artırırken, merkezdeki hedeflerde etki göstermemiştir. En yüksek başarım +5° ile +10° bükülmelerde elde edilmiştir. Gelecek çalışmalarda, bu çalışmada izole edilen kan perfüzyonunun (ısı dağıtıcı etki) dinamik olarak modellendiği heterojen MRI-tabanlı voksel fantomları ve kapalı-çevrim kontrol sistemleri sürece entegre edilecektir.

Kaynaklar

[1] Wust P. ve diğerleri, "Hyperthermia in combined treatment of cancer," Lancet Oncol., cilt 3, no. 8, s. 487–497, Ağustos 2002.
[2] Yıldız G. ve diğerleri, "Comparison of Microwave Hyperthermia Applicator Designs with Fora Dipole and Connected Array," Sensors, cilt 23, no. 14, s. 6592, Temmuz 2023.
[3] Curto S., "Antenna Development for Radio Frequency Hyperthermia Applications," doktora tezi, 2010.
[4] Melkeri V. S., Mallikarjun S. L. ve Hunagund P. V., "H-Shape Defected Ground Structure (DGS) Embedded Square Patch Antenna," International Journal of Advanced Research in Engineering and Technology, cilt 6, no. 1, s. 73–79, Ocak 2015.
[5] Altıntaş Yıldız G., "A novel antenna configuration for microwave hyperthermia," doktora tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, 2022.
[6] Converse M., Bond E. J., Veen B. D. ve Hagness C., "A computational study of ultra-wideband versus narrowband microwave hyperthermia for breast cancer treatment," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., cilt 54, no. 5, s. 2169–2180, Mayıs 2006.

Oluklu Dairesel Substrat Tümleşik Dalga Kılavuzu Kaviteye Dayalı Dairesel Polarizasyonlu Anten

Göksel Turan, Ömer Kasar
Karadeniz Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Trabzon
gokselturan@ktu.edu.tr, omerkasar@ktu.edu.tr

Özet: *Bu bildiri, oluklu dairesel substrat tümleşik dalga kılavuzu (STDK) kaviteye dayalı dairesel polarizasyonlu bir anten sunmaktadır. Referans bir dairesel oluklu STDK'ya, dikdörtgen ve dairesel kollara sahip bölünmüş halka yarık eklenerek anten elde edilmiştir. Antenin dairesel polarizasyonu iç kısmındaki çeşitli yarıkların birleşimleriyle sağlanmıştır. Anten 4.52 ile 4.605 GHz aralığında çalışırken ($|S_{11}| < -10$ dB), bu aralıkta 7.2 dBic civarı kazanç, 3 dB altı eksenel oran ve sol el elli dairesel polarizasyon göstermektedir. Antenin yeni nesil dairesel polarizasyonlu STDK anten çalışmaları için farklı bir kapı açacağı düşünülmektedir.*

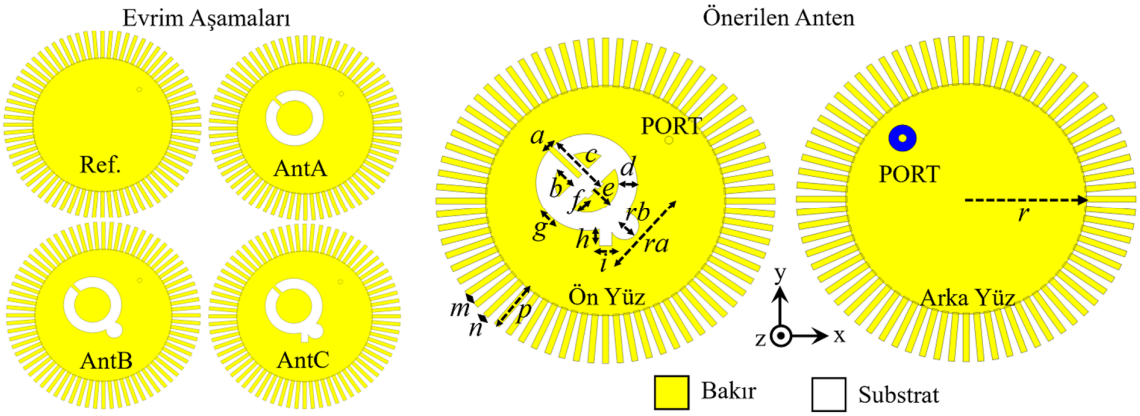
Abstract: *This paper presents a circularly polarized antenna based on a corrugated circular substrate integrated waveguide (SIW) cavity. The antenna is obtained by adding a split-ring slot with rectangular and circular arms to a reference circular corrugated SIW. Its circular polarization is achieved through combinations of various slots in its inner section. The antenna operates in the 4.52 to 4.605 GHz range ($|S_{11}| < -10$ dB), exhibiting a gain of around 7.2 dBic, an axial ratio below 3 dB, and left-hand circular polarization within this band. It is believed that the antenna will open a different avenue for next-generation circularly polarized SIW antenna studies.*

1. Giriş

Dairesel polarizasyonlu antenler, elektrik alan vektörünün zamanla dönerek yayılım göstermesi sayesinde alıcı ve verici antenler arasındaki karşılıklı denk getirilme gereksinimini azaltarak sistem esnekliğini artırabilmektedir. Özellikle uydu haberleşmesi, RFID sistemleri ve mobil platformlar gibi yönelimin sürekli değiştiği uygulamalarda veya çok yollu yayılım gibi problemlerde gücün verimli iletiminde bu özellik önemli bir avantaj sağlar [1]. Bununla birlikte, anten tasarımında yalnızca elektromanyetik performans değil, aynı zamanda üretim kolaylığı ve maliyet etkinliği de kritik rol oynamaktadır. Basit geometrilere sahip, tek katmanlı ve standart baskı devre teknolojileri ile üretilebilen dairesel polarizasyonlu anten yapıları; düşük maliyet, yüksek tekrarlanabilirlik ve hızlı prototipleme ile endüstriyel uygulamalarda tasarımın pratikliğini önemli ölçüde artırmaktadır.

Son yıllarda popülerleşen, klasik dalga kılavuzlarının düzlemsel hali olan substrat tümleşik dalga kılavuzları (STDK) bu tür uygulamalara cevap verebilse de içerdikleri via yoğunluğu hala üretimsel maliyet problemi olarak güncelliğini korumaktadır [2]. Bu problemin çözümü için araştırmacılar via yerine oluklu versiyonunu geliştirerek vialı(metal delik) haliyle oldukça benzer performans elde etmişlerdir [3]. Bu da karmaşıklık ve maliyet problemini önemli derecede gidermiştir. Literatürdeki oluklu STDK'ya dayalı anten çalışmaları sızdıran-dalga [4,5], huni [6,7], pattern değiştirilebilir [8] ve yarık anten [9] odaklı ilerlemiştir. Oluklu STDK'ya dayalı dairesel polarizasyonlu [10,11] veya yarık anten [9] çalışmalarının sınırlı olduğu bilinmektedir.

Bu çalışmada [3] ve [9] çalışmalarından ilham alınarak oluklu dairesel STDK kavite (boşluk) destekli dairesel polarizasyonlu anten sunulmaktadır. Anten tasarımı referans bir oluklu dairesel STDK kavite ile başlamış olup, bu yapı; bölünmüş halka şekilli yarığa birleşik dairesel ve dikdörtgen yarık kollar eklenerek nihai antene dönüştürülmüştür. Antenin dairesel polarizasyon yeteneği de iç kısmında çeşitli yarıkların birleşimleri ile sağlanmıştır. Anten çalışma aralığı olan 4.52 ile 4.605 GHz arasında 7.2 dBic civarı kazanç, 3 dB altı eksenel oranıyla sol el elli dairesel polarizasyon göstermektedir. Yüzey akım dağılımlarıyla antenin dairesel polarizasyonu ayrıca desteklenmiştir. Anten geniş kenar yönünde yama anten benzeri bir yayılım göstermektedir. Antenin yeni nesil basit tasarımlı dairesel polarizasyonlu STDK anten çalışmaları için önemli bir kapı açabileceğine inanılmaktadır.

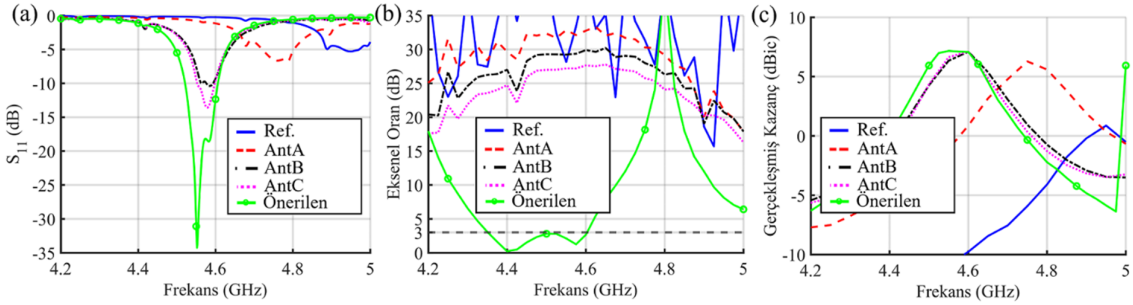


Şekil 1. Önerilen antenin evrim aşamaları ve nihai formu. Anten ile ilişkili uzunluk parametreleri (Birim: mm.): *m*=1.34, *n*=1, *p*=7.8, *a*=0.9, *b*=3.2, *c*=10, *d*=3, *e*=3.48, *f*=2.98, *g*=3, *h*=2.75, *i*=2, *r*=19, *ra*=16, *rb*=4.5.

2. Anten Tasarımı

Şekil 1'de antenin evrim aşamaları ve nihai anten görülmektedir. Anten tasarımında substrat olarak 1.524 mm kalınlıklı, 3.55 dielektrik sabitli ROGERS 4003C seçilmiştir. Nihai anten parametreleri Şekil 1'in başlığında mevcuttur. Antenin toplam boyutu 54.2 × 54.2 mm'dir. Viaların kullanılmamasıyla anten oldukça basitleşmiş olup, toprak düzleminde ek oynama yapılmamıştır. Anten yüzey montajlı konnektör (SMA) ile beslenmektedir. Antenin besleme port konumu daha çok kavite modunu uyarabilmek için köşede konumlandırılmıştır.

Anten tasarımı için ilk olarak oluklu STDK yapıları ([3],[9]) ilham alınarak mevcut referans kavite formu ortaya çıkarılmıştır (Şekil 1). Oluklu STDK yapılarında, dairenin çapı ve oluk derinliği yapıyla rezonans elde edilmesi ve genel çalışması için oldukça kritik öneme sahiptir ([3],[9]). Şekil 2(a), (b) ve (c)'de sırasıyla antenin evrim aşamalarının yansıma katsayısı (S_{11}), eksenel oran ve kazanç performanslarına etkisi bulunmaktadır. Referans yapının rezonans noktaları çok güçlü olmamakla birlikte 4.9 GHz bölgesinde –5 dB S_{11}'e sahiptir (Şekil 2(a)). Bu nokta dikkate alınarak dairesel STDK'ya bölünmüş halka yarık (AntA) eklenmesiyle empedans uyumu iyi bir seviyede elde edilemese de 0.5 dBi dan 6 dBi'a kazanç artışı gözlenmiştir (Şekil 2(c)). Bu da anten davranışı sergileyebileceğini göstermiştir. AntB ve AntC tasarımlarıyla eklenen dairesel ve dikdörtgen kolların etkisiyle kazanç ve empedans uyumları iyileştirilerek 4.55 GHz civarında –13 dB S_{11} ve 7 dBic civarı kazanca sahip iyi çalışan bir anten ortaya çıkarılmıştır (Şekil 2(a) ve (c)). Bu haliyle dairesel polarizasyon göstermeyen anten; iç yarık birleşimleriyle faz farkı yaratılarak dairesel polarizasyonu belirleyen 3 dB altı eksenel orana ulaştırılmıştır (Şekil 2(b)). Nihayetinde önerilen anten; 4.52 ile 4.605 GHz arası -35 dB'lere ulaşan oldukça düşük S_{11} seviyelerinde çalışma gösteren, dairesel polarizasyonlu, 7.2 dBic civarı yüksek kazançlı ve empedansı iyi uyumlandırılmış haline kavuşturulmuştur (Şekil 2(a), (b) ve (c)). Anten CST MWS tam dalga çözücü benzetim programıyla tasarlanıp optimize edilmiştir.

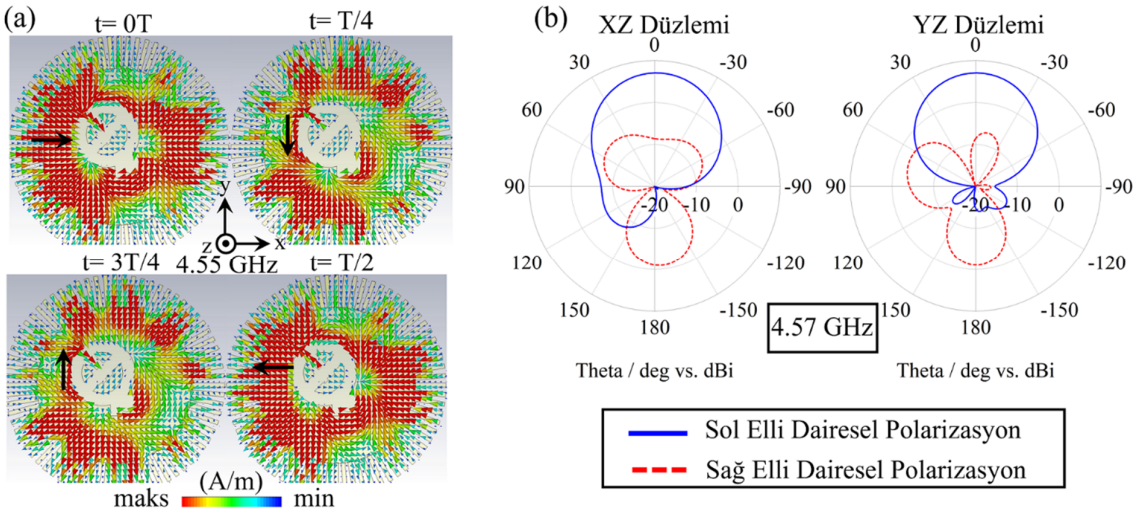


Şekil 2. Önerilen antenin evrim aşamalarının (a) S_{11}'e, (b) eksenel orana ve (c) kazanca etkisi.

3. Tartışma ve Sonuçlar

Şekil 2(a)'da önerilen antenin çalışma karakterini yansıtan benzetim S_{11} sonuçları mevcuttur. Anten 4.52 ile 4.605 GHz aralığında -35 dB'lere ulaşan S_{11} ile yüksek empedans uyumlu bir çalışma sergilemektedir. Bu bant özel askeri haberleşme uygulamaları için uygun olabilir. Şekil 2(b) ve 2(c)'de eksenel oran ve kazanç değerleri

görülmektedir. Anten çalıştığı aralıkta 3 dB altı eksenel oran ve ortalama 7.2 dBic ile yüksek kazançlı dairesel polarizasyon göstermektedir. Şekil 3(a)'da önerilen antenin farklı zaman noktalarındaki fazları için 4.55 GHz'de yüzey akım dağılımları sunulmuştur. Yüzey akımları çoğunlukla yarıklarının kenar bölgelerinin dışına doğru toplanmış olup yönlerinin değişimlerinden antenin sol elli dairesel polarizasyona sahip olduğu çıkarılmaktadır. Şekil 3(b)'de antenin XZ ve YZ düzlemi sağ el ve sol elli polarizasyon ışıma desenleri mevcuttur. Anten geniş kenar yönü ışımaya sahiptir ve çapraz polarizasyon seviyelerinin düşük olduğu açıkça görülmektedir. Önerilen antenin iyi seviyelerde kazancı, basit yapısı ve dairesel polarizasyonu ile 5G New Radio (NR) Band n79 kapsamında yer alan 4400–5000 MHz frekans aralığı uygulamaları için uygun olup ayrıca STDK temelli çalışmalara yeni bir rota oluşturacağı düşünülmektedir.



Şekil 3. (a) Önerilen antenin farklı fazlar için yüzey akım dağılımları, (b) XZ ve YZ düzlemi ışıma desenleri.

Kaynaklar

[1]. Gao S., Luo Q. ve Zhu F., Circularly Polarized Antennas. John Wiley & Sons, 2014.

[2]. Cheng Y. J., Substrate Integrated Antennas and Arrays. CRC Press, 2018.

[3]. Eccleston K. W., "Mode analysis of the corrugated substrate integrated waveguide," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt.60 no.10, s.3004-3012, 2012.

[4]. Chen K., Zhang Y., He S., Chen H. ve Zhu G., "A Novel Frequency Scanning Leaky-Wave Antenna Based on Corrugated Substrate Integrated Waveguide," International Journal of Antennas and Propagation, cilt.2018 no.1, s.5034721, 2018.

[5]. Turan G., Cinar G., Odabasi H, Kanbaz I. ve Yurduseven O., "A Half-Mode CSIW Leaky-Wave Antenna with Horizontal Beam-Scanning and Stable Radiation," 2026 20th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Dublin, İrlanda, s.1-4, 2026.

[6]. Rana B. ve Parui S. K., "H-plane horn antenna using corrugated substrate integrated waveguide," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, cilt.30 no.14, s.1869-1876, 2016.

[7] Zhao Y., Wang A. Z., Zhang S. M. ve Ding J. Q., "Conformal Wideband Circularly Polarized H-Plane Horn Antenna Integrated With Quasi-Yagi," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.72 no.6, s.5379-5383, 2024.

[8]. Patel A., Whittow W. G. ve Panagamuwa C. J., "Pattern reconfigurable antenna using circular grooved SIW for 5G millimeter-wave communications," IEEE Access, cilt.13, s.37545-37556, 2025.

[9]. Zhang Y., Lin Y., Liu H. ve He S., "24 GHz circular cavity-backed slot antenna based on corrugated substrate integrated waveguides," 2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium-Fall (PIERS-Fall), Xiamen, Çin, s.2001-2004, Aralık 2019.

[10]. Liu C., Li Z. ve Wang J., "A new kind of circularly polarized leaky-wave antenna based on corrugated substrate integrated waveguide," 2013 5th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, Chengdu, Çin, s.1-4, Ekim 2013.

[11] Patel A., Whittow W. ve Panagamuwa C., "Millimeter-Wave Conical Beam Antennas for Drone and Vehicle Communications," IEEE Access, 2025.

Bükülme Koşulları Altında ZnO-GA Mürekkep Tabanlı Esnek Biyouyumlu Yongasız Çınlaçların Geri Saçılma Özelliklerinin Belirlenmesi

Mert Özkaya, Burak Ferhat Özcan, Sema Dumanlı, Onur Ergen, Kamil Karaçuha
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik - Elektronik Fakültesi
İstanbul
ozkayam21@itu.edu.tr, oergen@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr

Boğaziçi Üniversitesi
Elektrik - Elektronik Fakültesi
İstanbul
burak.ozcan@bogazici.edu.tr, sema.dumanli@bogazici.edu.tr

Özet: *Bu çalışma, mekanik bükülmeye maruz bırakılan ZnO–Grafen Aerojel (GA) mürekkep tabanlı esnek yongasız çınlaçların deneysel incelenmesini sunmaktadır. Yapı, esnek polimer alttaş üzerine yarım dalga boylu dipol modelli ZnO–GA kompozit mürekkebinin uygulanmasıyla oluşturulmuştur. ZnO'nun piezoelektrik etkisi nedeniyle meydana gelen yük dağılımının geri saçılmaya etkisi değerlendirilmiştir. Sonuçlar, yapının bükülme altında rezonans frekansında kaymalar ve işaret genliğinde değişimler göstererek önerilen yapının pilsiz, biyouyumlu, düşük maliyetli ve yongasız gerinim algılayıcılar için uygunluğunu ortaya koymaktadır.*

Abstract: *This study presents an experimental investigation of flexible chipless resonators based on ZnO–Graphene Aerogel (GA) ink under mechanical bending. The structure was fabricated by applying ZnO–GA composite ink in a half-wavelength dipole configuration onto a flexible polymer substrate. The effect of strain-induced charge distribution arising from the piezoelectric behavior of ZnO on the backscattered response was evaluated. The results reveal resonance frequency shifts and signal amplitude variations under bending, demonstrating the suitability of the proposed structure for passive, battery-free, biocompatible, and low-cost chipless strain sensing applications.*

1. Giriş

Gerinim algılayıcıları, son yıllarda yapısal sağlık izleme, giyilebilir elektronik ve insan hareket takibi gibi geniş uygulama alanlarında ilgi görmektedir. Giyilebilir ve vücut üzerine yerleştirilen cihazların kablosuz sağlık izleme sistemlerinde kullanımının hızla yaygınlaşması; küçük hacimli, biyouyumlu, maliyet açısından verimli ve pil gücü gerektirmeden çalışabilen algılama çözümlerine olan ihtiyacı artırmıştır [1]. Bu bağlamda, yayın yapmadan algılama yaklaşımları, dahili bir enerji kaynağına ihtiyaç duymadan kablosuz veri alışverişini mümkün kılabildikleri için önemli hale gelmiştir. Bu yaklaşımlar arasında yongasız radyo frekansı ile tanımlama (çipsiz rf-id) tabanlı algılama önemli ölçüde ilgi görmüştür [2]. Ayrıca, nano-dövme ilhamlı pilsiz yapıların son dönemdeki örnekleri, mekanik uyarıların geri saçılan elektromanyetik işaretler aracılığıyla izlenebileceğini göstermiştir [3].

2. Sistem Tasarımı

Sistem, yapının fiziksel veya malzemenin özelliklerindeki değişimlerin sonucunda meydana gelen rezonans özelliklerinin farklılaşması sayesinde çalışmaktadır. Çınlaç mekanik olarak bükülmeye maruz kaldığında, yapının hem etkin elektriksel yol uzunluğu hem de yapı üzerindeki akım dağılımı değişmekte ve yük dağılımı meydana gelmektedir.Bu algılayıcılarda, uygulanan mekanik gerilme piezoelektrik malzeme içerisinde elektriksel yük oluşturmakta ve bunun sonucunda yayılan elektromanyetik dalganın özellikleri değişmektedir.

3. Çınlaç Tasarımı

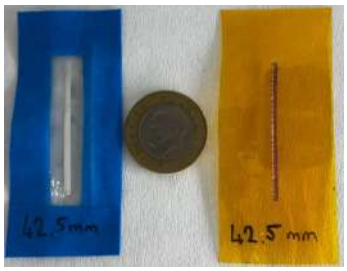
Bu çalışmada sunulan çınlaç yapısı, yongasız radyo frekansı ile tanımlama sistemlerinde yaygın olarak kullanılan yarım dalga dipolu kullanılarak tasarlanmıştır. Rezonans koşulu ifade edilmiştir (1).

$$L \approx \frac{\lambda}{2} \tag{1}$$

burada L çınlaçın etkin uzunluğunu, λ ise kılavuzlanmış dalga boyunu ifade etmektedir. Rezonans frekansı ifade edilmiştir (2).

$$f_r \approx \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_{etkin}}} \tag{2}$$

burada c ışık hızını, ε_{etkin} ise ortamın etkin dielektrik sabitini ifade etmektedir. Piezoelektrik etkiyi incelemek amacıyla, hem piezoelektrik mürekkep hem de referans yapı olarak bakır kullanılarak $\lambda/2$ dipol çınlaç modelli numuneler oluşturulmuştur. Çınlaç, $78 \times 34 \times 0.1$ mm boyutlarındaki bir polimer alttaş üzerine yerleştirilen $42.5 \times 2 \times 0.05$ mm boyutlarında piezoelektrik mürekkep ve bakırdan oluşmaktadır (Şekil 1).

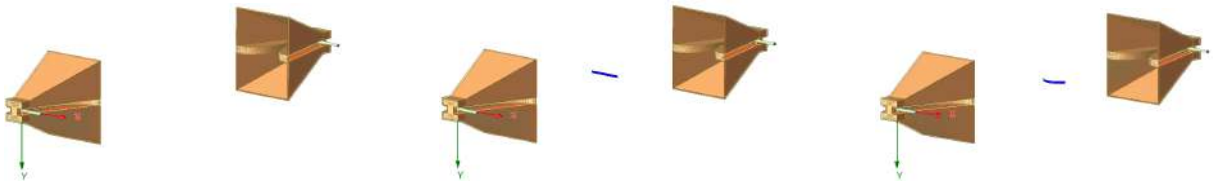


Şekil 1. Piezoelektrik ve bakır numuneler.

4. Sonuçlar

4.1. Benzetim Sonuçları

Benzetim ve ölçüm ortamı, çınlaç yapısının ölçüm bölgesinin merkezine yerleştirildiği ve karşılıklı olarak 30 cm aralıkla konumlandırılmış iki boynuz antenden oluşan ölçüm düzeneği ile oluşturulmuştur. Çınlaç, uzun ekseni boynuz antenlerin elektrik alan yönüyle eş kutuplu olacak şekilde yönlendirilmiştir. Kullanılan iki geniş bantlı boynuz anten, 2–6 GHz frekans aralığında çalışmaktadır. Boynuz antenler; yüksek yönlülükleri, geniş bantta çalışmaları ve mikrodalga ölçümlerindeki kararlı ışıma özellikleri nedeniyle tercih edilmiştir. Ayrıca, yönlü ışıma davranışları kontrollü bir elektromanyetik yayılım ortamı sağlayarak geri saçılma ölçümlerinin doğruluğunu artırmaktadır. HFSS tabanlı elektromanyetik benzetim üç farklı durum için gerçekleştirilmiştir: sabit yani bükülmemiş düzenek, yapının yaklaşık 120° bükülme açısına kadar deforme edildiği bükülü düzenek ve antenler arasında herhangi bir çınlaçın bulunmadığı referans durum. Benzetim düzenekleri gösterilmiştir (Şekil 2).



(a) **(b)** **(c)**

Şekil 2. Referans (a), sabit (b) ve bükülü (c) durum benzetim düzenekleri.

Analiz sırasında S_{21} parametresine odaklanılmıştır. Çınlaç yapısı tarafından oluşturulan herhangi bir bozunum, ölçülen S_{21} tepkisinde doğrudan ortaya çıkmaktadır. Mekanik bükülmenin çınlaçın elektromanyetik davranışı üzerindeki etkisini değerlendirmek amacıyla, sabit ve bükülü koşullar altında elde edilen S_{21} cevapları, çınlaçın bulunmadığı durumda alınan referans ölçüm ile karşılaştırılmıştır. Daha sonra S_{21} parametresi, çınlaç tepkisinin referans tepkisinden çıkarılmasıyla elde edilmiş ve böylece yalnızca çınlaç yapısından kaynaklanan elektromanyetik değişimin toplam iletim işaretinden yalıtımı sağlanmıştır. İlgili matematiksel formüller verilmiştir (3), (4), (5), (6).

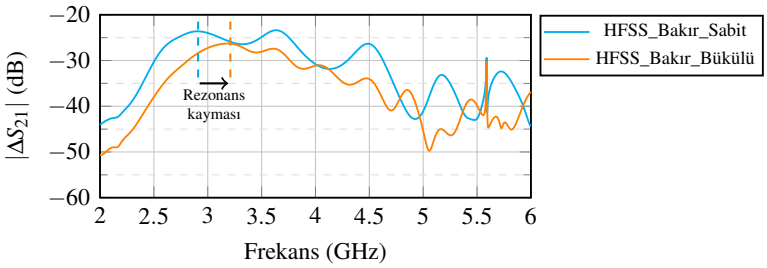
$$\text{Sabit } \Delta S_{21,\text{gercek}} = \text{Sabit } S_{21,\text{gercek}} - \text{Referans } S_{21,\text{gercek}} \tag{3}$$

$$\text{Sabit } \Delta S_{21,\text{sanal}} = \text{Sabit } S_{21,\text{sanal}} - \text{Referans } S_{21,\text{sanal}} \tag{4}$$

$$\text{Sabit } \Delta S_{21} = \text{Sabit } \Delta S_{21,\text{gercek}} + j\,\text{Sabit } \Delta S_{21,\text{sanal}} \tag{5}$$

$$\text{Sabit } \Delta S_{21,\text{dB}} = 20\log_{10}|\text{Sabit } \Delta S_{21}| \tag{6}$$

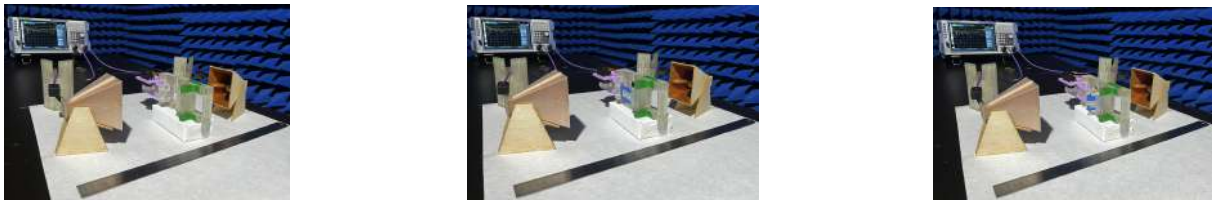
Burada j, karmaşık düzlemde sanal birimi ifade eder ve $j = \sqrt{-1}$ olarak tanımlanır. 42.5 mm çınlaç için sabit ve bükülü durumlara ait elde edilen $\Delta S_{21,\text{dB}}$ sonuçları gösterilmiştir (Şekil 3).



Şekil 3. 42.5 mm bakır çınlaç benzetim $\Delta S_{21,\mathrm{dB}}$ sonuçları.

4.2. Ölçüm Sonuçları

Tüm deneysel ölçümler, ortamdan kaynaklanan istenmeyen yansımaları bastırmak amacıyla, yankısız oda içerisinde gerçekleştirilmiştir (Şekil 4). Ölçüm düzeneğinin şematik modeli sunulmaktadır (Şekil 5).



(a) **(b)** **(c)**

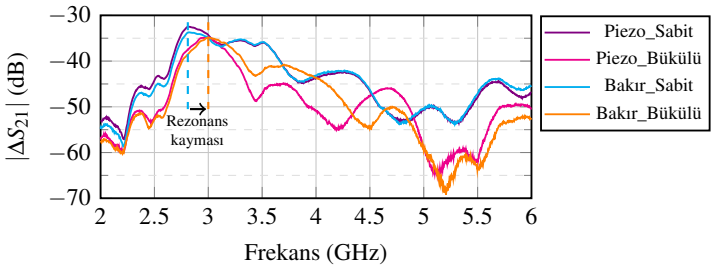
Şekil 4. Referans (a), sabit (b) ve bükülü (c) durum ölçüm düzenekleri.



(a) **(b)**

Şekil 5. Sabit (a) ve bükülü (b) durum ölçüm düzeneklerinin modeli.

Bükülü durumlardaki rezonans frekansı kayması, benzetimde olduğu gibi ölçümlerde de gözlemlenmiştir. Ayrıca rezonanstan sonraki frekans bandında piezoelektrik özelliğin etkisi gözlemlenmiştir (Şekil 6).



Şekil 6. 42.5 mm çınlaçlar ölçüm $\Delta S_{21,\mathrm{dB}}$ sonuçları.

Bu ölçüm sonuçlarından biyouyumlu olan piezoelektrik mürekkep ve toksik olan bakırın benzer özelliklere sahip olduğu, sabit durumun tamamında ve bükülü durumun rezonans frekansına kadar olan bantta piezoelektrik mürekkebin bakırla aynı davranışı gösterdiği, rezonanstan sonraki bantta piezoelektrik etki olduğu gözlemlenmiştir.

Kaynaklar

[1] A. Bilir, B. F. Ozcan, Z. C. C. Ozdil, ve S. Dumanli, "Biodegradable on-plant resonator for backscatter communication based wireless growth monitoring," *54th European Microwave Conference (EuMC)*, s. 345–348, IEEE, 2024.

[2] A. Vena, E. Perret, ve S. Tedjini, "Chipless RFID tag using hybrid coding technique," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt. 59, no. 12, s. 3356–3364, 2011.

[3] K. D. Belcastro ve O. Ergen, "Digitize the human body by backscattering based nano-tattoos: Battery-free sensing," *IEEE Electron Device Letters*, cilt. 44, no. 5, s. 849–852, 2023.

2.4 GHz Mikroşerit Antenlerde Yapı Malzemelerinin Elektromanyetik Performans Parametreleri Üzerindeki Etkilerinin HFSS Tabanlı Analizi

İbrahim Özpiçak, Dr. Öğr. Üyesi Zafer Emre Albayrak
Samsun Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Samsun
250750016@samsun.edu.tr, zafer.albayrak@samsun.edu.tr,

Özet: *Kapalı alan kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılan antenlerin performansı, çevrelerinde bulunan yapı malzemelerinin elektromanyetik özelliklerinden önemli ölçüde etkilenmektedir. Bu çalışmada, 2,4 GHz ISM bandında çalışan bir mikroşerit yama antenin farklı yapı malzemeleri karşısındaki elektromanyetik davranışı incelenmiştir. Ansys HFSS programı (HFSS) kullanılarak gerçekleştirilen simülasyonlarda, 10 mm kalınlığındaki cam, paslanmaz çelik, kuru ahşap, beton ve tuğla engelleri antenden 50 mm, 150 mm ve 250 mm uzaklıklara yerleştirilmiştir. Yansıma katsayısı (S11), Voltaj Duran Dalga Oranı (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR), kazanç (Gain), elektrik ve manyetik alan dağılımları (E-Field/H-Field) ile Hacimsel Kayıp Yoğunluğu (Volume Loss Density, VLD) analiz edilmiştir. Sonuçlar, yapı malzemelerinin ve konumlandırma mesafelerinin anten performansını önemli ölçüde etkilediğini ve Wi-Fi erişim noktalarının optimum konumlandırılmasına katkı sağlayabileceğini göstermiştir.*

Anahtar Kelimeler: *Ansys HFSS, Mikroşerit Anten, Hacimsel Kayıp Yoğunluğu, Anten Kazancı*

Abstract: *The performance of antennas used in indoor wireless communication systems is significantly influenced by the electromagnetic properties of surrounding building materials. In this study, the electromagnetic behavior of a microstrip patch antenna operating in the 2.4 GHz ISM band in the presence of different building materials was investigated. Simulations were performed using Ansys HFSS program (HFSS), in which 10 mm thick glass, stainless steel, dry wood, concrete, and brick obstacles were positioned at distances of 50 mm, 150 mm, and 250 mm from the antenna. The reflection coefficient (S11), Voltage Standing Wave Ratio (VSWR), gain, electric and magnetic field distributions (E-Field/H-Field), and Volume Loss Density (VLD) were analyzed. The results demonstrate that both the building materials and their placement distances significantly affect antenna performance and may contribute to the optimal placement of Wi-Fi access points.*

Keywords: *Ansys HFSS, Microstrip Antenna, Volume Loss Density, Antenna Gain*

1. Giriş

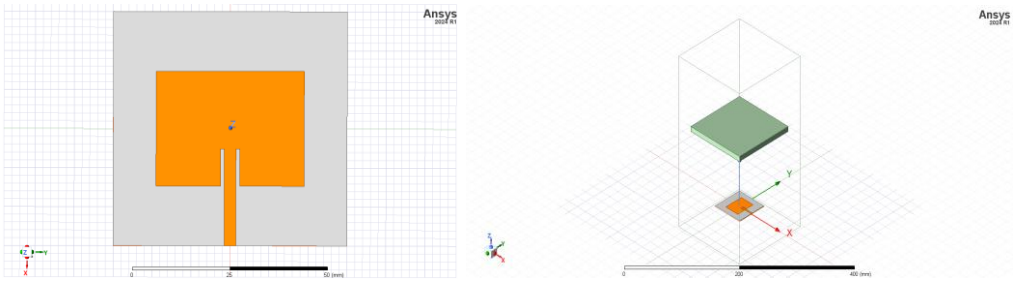
Kablosuz haberleşme sistemlerinin, özellikle Wi-Fi ağlarının kapalı ortamlarda etkin bir şekilde çalışabilmesi, elektromanyetik dalgaların yapı malzemeleriyle etkileşimine doğrudan bağlıdır [1]. 2.4 GHz ISM bandında yayılan sinyaller, duvarlar, pencereler ve metal konstrüksiyonlar gibi engellerle karşılaştıklarında yansıma, kırılma ve soğurulma gibi elektromanyetik olaylara maruz kalmaktadır [2]. Bu nedenle, kapalı alan haberleşmesinde antenin empedans uyumu ve ışıma karakteristiği, çevresindeki malzemelerin dielektrik ve iletkenlik özelliklerinden önemli ölçüde etkilenmektedir [3]. Literatürde yer alan çalışmalar, kablosuz haberleşme sistemlerinin kapsama alanlarının, yapı malzemelerinin elektriksel özelliklerine bağlı olarak önemli değişimler gösterdiğini ortaya koymaktadır [4]. Bununla birlikte, farklı yapı malzemeleri ve konumlandırma mesafelerinin mikroşerit antenlerin elektromanyetik performansları etkileri yeterince incelenmemiştir. Bu çalışmada, 2.4 GHz rezonans frekansına sahip bir mikroşerit yama anten tasarlanmış ve farklı uzaklıklara yerleştirilen yaygın yapı malzemelerinin antenin elektromanyetik performans üzerindeki etkileri HFSS kullanılarak üç boyutlu elektromanyetik simülasyon ortamında incelenmiştir. Elde edilen sonuçların, iç mekân kablosuz haberleşme sistemlerinin elektromanyetik planlamasına katkı sağlayabileceği değerlendirilmektedir.

2. Materyal ve Metot

Bu çalışmada, 2,4 GHz ISM bandında çalışmak üzere standart mikroşerit anten tasarım denklemleri kullanılarak bir mikroşerit yama anten tasarlanmıştır [5]. Anten, 1.6 mm kalınlığında FR-4 Epoxy altlık üzerine yerleştirilmiş

olup, patch ve toprak düzlemi malzemesi olarak 0.035 mm kalınlığında bakır kullanılmıştır. Anten, 50 Ω karakteristik empedansa sahip mikroşerit besleme hattı ile beslenmiştir. Yapı malzemelerinin elektromanyetik performans üzerindeki etkilerini incelemek amacıyla, antenin ışıma yönüne 120 mm × 120 mm boyutlarında ve 10 mm kalınlığında kare prizma şeklinde engeller yerleştirilmiştir. Modelde kullanılan malzemeler; cam, paslanmaz çelik, kuru ahşap, beton ve tuğladır. Cam, paslanmaz çelik, beton ve tuğlaya ait elektromanyetik parametreler HFSS malzeme kütüphanesinden, kuru ahşaba ait bağıl geçirgenlik, iletkenlik ve kayıp tanjantı değerleri ise ITU-R P.2040-4 tavsiye raporundan alınmıştır [2]. Her bir malzeme için engel ile anten arasındaki mesafe 50 mm, 150 mm ve 250 mm olarak seçilmiş ve parametrik simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan mikroşerit yama antenin geometrisi Şekil 1(a)'da, anten-engel simülasyon modeli ise Şekil 1(b)'de gösterilmiştir.

(a) **(b)**

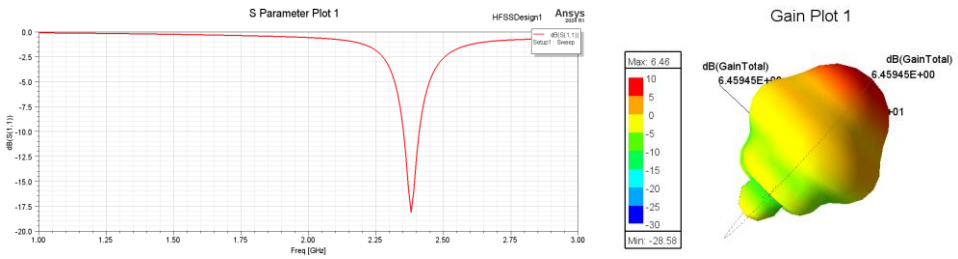


Şekil 1. (a) Tasarlanan mikroşerit yama antenin görüntüsü, **(b)** Anten-Engel Simülasyon Modeli

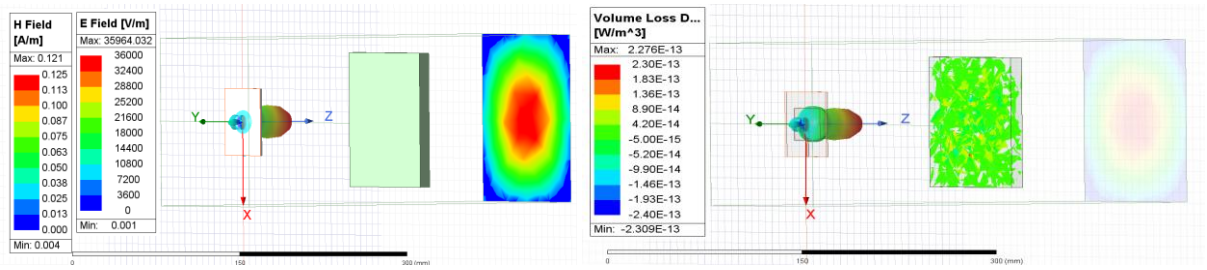
3. Bulgular ve Tartışma

Farklı yapı malzemeleri ve anten-engel mesafeleri için elde edilen temsilî simülasyon sonuçları Şekil 2'de, tüm analizlere ait sayısal sonuçlar ise Tablo 1'de verilmiştir. Sonuçlar incelendiğinde, yapı malzemelerinin dielektrik ve iletkenlik özelliklerinin antenin empedans uyumu, ışıma karakteristiği ve elektromanyetik enerji kayıpları üzerinde belirgin değişimlere neden olduğu görülmektedir. Özellikle paslanmaz çelik engelin antene yakın konumlandırıldığı durumda maksimum kazanç değerinin 0.04 dBi 'ye kadar düştüğü ve elektromanyetik dalgaların büyük ölçüde yansıtıldığı belirlenmiştir. Buna karşın cam, beton ve tuğla malzemelerinde 150 mm mesafede sırasıyla 6.46 dBi, 6.26 dBi ve 6.55 dBi maksimum kazanç değerleri elde edilmiştir. Bu durumun, ilgili malzemelerin belirli mesafelerde elektromanyetik dalgalar üzerinde yönlendirici etki oluşturmasından kaynaklandığı değerlendirilmektedir. Hacimsel kayıp yoğunluğu sonuçları incelendiğinde, kayıplı dielektrik malzemeler olan kuru ahşap, beton ve tuğlada anten-engel mesafesi arttıkça soğurulan güç yoğunluğunun azaldığı görülmektedir. Cam malzemede kayıp yoğunluğu oldukça düşük seviyelerde kalırken, paslanmaz çelik malzemede elektromanyetik alanın malzeme içerisine sınırlı nüfuz etmesi nedeniyle hacimsel kayıp yoğunluğu ihmal edilebilir düzeyde hesaplanmıştır. Elde edilen bulgular, yapı malzemelerinin yalnızca sinyal zayıflamasına neden olmadığını, aynı zamanda belirli koşullarda antenin ışıma performansını değiştirebilecek elektromanyetik etkiler de oluşturabileceğini göstermektedir.

(a) **(b)**



(c) **(d)**



Şekil 2. Cam Engel 150 mm Uzaklıkta Yerleştirildiğinde Elektromanyetik Simülasyon Sonuçları: **(a)** S11 Değerleri, **(b)** Maksimum Kazanç, **(c)** E-Alan ve H-Alan Dağılımları **(d)** Hacimsel Yük yoğunluğu Dağılımı

Tablo 1. Farklı Yapı Malzemeleri Engel Mesafeleri İçin Elde Edilen Elektromanyetik Performans Parametreleri.

Engel Tipi	Uzaklık (mm)	S11 (dB)	Maksimum Gain (dbi)	VSWR	Maks. E- Alan (V/m)	Maks. H- Alan (A/m)	Verim	Volume Loss Density (W/m3)
Serbest Uzay		-19.9318	3.12	1.2242	33344.726	0.0910	0.472632	–
Cam	50	-23.7170	2.75	1.1395	57986.591	0.0930	0.300610	9.095×10^{-13}
Cam	150	-18.0978	6.46	1.2844	35964.032	0.1210	0.498578	2.760×10^{-13}
Cam	250	-20.9085	5.39	1.1980	41068.378	0.1040	0.472570	4.258×10^{-14}
Paslanmaz Çelik	50	-17.7892	0.04	1.2962	51131.045	0.0058	0.228624	0
Paslanmaz Çelik	150	-15.7597	4.30	1.3893	31100.582	0.0075	0.527575	0
Paslanmaz Çelik	250	-22.2354	4.65	1.1676	33804.163	0.0120	0.458942	0
Ahşap (Kuru)	50	-33.1248	0.97	1.0451	54692.707	0.0690	0.367571	37.273
Ahşap (Kuru)	150	-19.5625	2.93	1.2351	51769.460	0.0750	0.472361	12.524
Ahşap (Kuru)	250	-19.9304	3.17	1.2242	37193.971	0.0740	0.479055	4.473
Beton	50	-19.2260	1.67	1.2455	65343.002	0.0680	0.263344	30.719
Beton	150	-16.3437	6.26	1.3594	33725.757	0.0900	0.516741	13.269
Beton	250	-19.8414	5.10	1.2268	46305.929	0.0220	0.478677	0
Tuğla	50	-22.6741	2.49	1.1587	55584.029	0.0870	0.287948	26.733
Tuğla	150	-17.3236	6.55	1.3151	34650.611	0.1140	0.506344	9.111
Tuğla	250	-21.0927	5.50	1.3138	43904.933	0.0950	0.470909	3.371

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, 2.4 GHz ISM bandında çalışan bir mikroşerit yama antenin elektromanyetik performansı üzerine farklı yapı malzemelerinin ve anten-engel mesafelerinin etkileri HFSS ile incelenmiştir. Sonuçlar, yapı malzemelerinin dielektrik ve iletkenlik özelliklerinin antenin empedans uyumu, kazancı ve elektromanyetik enerji kayıpları üzerinde önemli değişimlere neden olduğunu göstermiştir. Paslanmaz çelik engelin antene yakın konumlandırılması durumunda anten kazancının belirgin şekilde azaldığı, buna karşılık cam, beton ve tuğla malzemelerinin belirli mesafelerde anten kazancını artırabildiği belirlenmiştir. Ayrıca, kayıplı dielektrik malzemelerde hacimsel kayıp yoğunluğunun anten-engel mesafesi arttıkça azaldığı gözlemlenmiştir. Elde edilen bulguların, Wi-Fi erişim noktalarının optimum konumlandırılmasına ve iç mekân kablosuz haberleşme sistemlerinin elektromanyetik planlamasına katkı sağlayabileceği değerlendirilmektedir. Gelecek çalışmalarda, 2.4 GHz ve 5 GHz frekans bantlarının yapı malzemeleri üzerindeki etkilerinin karşılaştırmalı olarak incelenmesi planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1]. T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, 2. Baskı, Prentice Hall, 2002.
[2]. Recommendation ITU-R P.2040-4, "Effects of Building Materials and Structures on Radio-Wave Propagation in the Range of 1 MHz to 450 GHz," International Telecommunication Union (ITU), Geneva, Switzerland, Sept. 2025.
[3]. D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4. Baskı, John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, USA, 2012.
[4]. H. T. Niş ve M. B. Tabakcıoğlu, "2.4 GHz ve 5 GHz Monopol Antenlerin Farklı Duvar Parametreleri İçin Kapsama Alanlarının İncelenmesi," Mühendislik Bilimleri ve Araştırmaları Dergisi, cilt 6, no. 1, ss. 1-12, 2024.
[5]. C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 4. Baskı, John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, USA, 2016

Değişen Bitki Yoğunluğu ve Bitki Su İçeriği Durumlarında Çipsiz RFID Algılama

Anıl Tülü, Mehmet Emre Korkmaz, Sema Dumanlı
Boğaziçi Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
anil.tulu@bogazici.edu.tr, mehmet.korkmaz@bogazici.edu.tr, sema.dumanli@bogazici.edu.tr

Özet: *Yongasız Radyo Frekansı ile Tanımlama (çipsiz RFID) algılayıcıları, tarımda kullanılan standart IoT cihazlarına sürdürülebilir bir alternatif sunmaktadır. Bu çalışmada, bitki gelişimini izlemek için tasarlanan U-şekilli bir çipsiz RFID çınlaçın okunabilirliği, değişen bitki yoğunluğu ve su içeriği altında incelenmiştir. Bitki yoğunluğu 5x5'ten 9x9'a çıktığında sinyal seviyesinde en az 3 dB düşüş gözlemlenmiş, yüksek su içeriği bu zayıflamayı artırmıştır. Sonuçlar, gerçek tarımsal senaryolarda çevresel faktörlerin algılama üzerindeki etkilerini anlamak açısından önemlidir.*

Abstract: *The integration of Chipless Radio Frequency Identification (RFID) tags offers a sustainable solution to traditional IoT sensors in agriculture. This paper analyzes the backscatter link robustness of a U-shaped tag designed for plant growth monitoring. The tag's readability is investigated under two variables: planting density and plant water content, within a 40 cm x 40 cm seedling tray. As density increases from 5x5 to 9x9, the peak height drops by at least 3 dB. This attenuation grows with higher plant water content. These results are crucial for understanding environmental effects on sensing in practical agricultural scenarios.*

1. Giriş

Kablosuz teknolojilerin gelişmesiyle sıcaklık, ışık, nem ve CO_2 seviyesi gibi çeşitli tarımsal ortam parametrelerini izleyebilen cihazların sayıları gittikçe artmaktadır. Tarımsal izlemede çoğunlukla Nesnelerin İnterneti (IoT) tabanlı algılayıcılar kullanılmaktadır [1], ancak bu IoT cihazları yüksek maliyetlidir ve kullanım sonrası elektronik atık haline gelmektedir.

Çevre dostu bir alternatif olarak tamamen pasif çınlaç yapılar olan yongasız Radyo Frekansı ile Tanımlama (çipsiz RFID) öne çıkar [2]. Bu algılayıcıların literatürde çeşitli tarımsal uygulamaları bulunmaktadır [3–5]. Ayrıca çinko, kağıt veya polilaktik asit (PLA) gibi biyobozunur malzemeler ile karbon ayak izi düşük versiyonları da bulunmaktadır [6, 7].

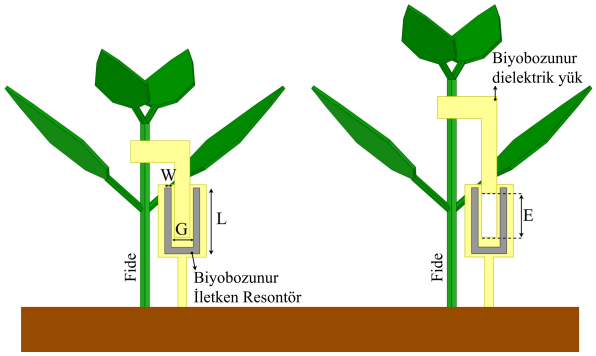
Bu algılayıcılar için çalışma menzili en önemli parametredir. Ancak seralardaki yoğun bitki örtüsü ve bitkilerin değişen su içeriği, mikrodalga enerjisini soğurup saçarak ciddi kanal kaybına yol açar. Bu durum, çipsiz RFID çınlacın rezonans frekansını algılanamaz hale getirebilir.

Bu bildiride, bitki büyümesini izlemek için tasarlanmış tamamen biyobozunur U-şekilli bir çipsiz RFID çınlacın performansı 5×5, 7×7 ve 9×9 şeklinde değişen bitki yoğunluğu ve değişen bitki su içeriği ($\varepsilon_r = 30, 50, 70$) olmak üzere iki değişken altında incelenmiştir. Makalenin devamında algılayıcı sisteminin çalışma prensibi, çevresel etkilerin modellenmesi ve benzetim sonuçları sunulmuştur.

2. Çipsiz RFID Çınlacın Çalışma Prensibi

Çipsiz RFID çınlaç ile algılama, ortam parametrelerinin değişmesiyle rezonans frekansı kaymasının bir antenle izlenmesine dayanır. Daha önce bir yarık halka çipsiz RFID çınlaç tasarımı önerilmiş ve bitki büyümesinin izlenme mekanizması anlatılmıştır [8]. Bu çalışmada performansı incelenen tasarım, Şekil 1'de gösterilen U-şekilli bir çınlaçtır [9]. Çevre dostu olması amacıyla iletken çınlaç 50 μm kalınlığında çinko, dielektrik parçalar ise biyobozunur Polilaktik Asit (PLA, $\varepsilon_r = 2.5$) kullanılarak tasarlanmıştır. Kapsüllenmiş çınlacın kol uzunluğu (L) 15 mm, şerit genişliği (W) 1.5 mm ve kollar arası boşluk 5 mm'dir. Algılayıcı, toprağa sabitlenen ve çipsiz RFID çınlacı içeren alt kısım ve kollar arasında serbestçe kayabilen bir dielektrik yükten oluşmaktadır.

U-şekilli çınlaç tasarımı, özellikle geometrik parametrelerin kolaylıkla modifiye edilebilmesi sayesinde geniş bir frekans aralığında ölçeklenebilir bir yapı sunmaktadır. Tasarımda çınlacın kol uzunluğunun (L) artırılması, rezonans frekansının daha düşük değerlere kaymasını sağlamaktadır. Bu özellik, aynı çevresel ortamda yer alan farklı



Şekil 1. Tamamen biyobozunur U-şekilli çipsiz RFID çınlaç modeli: $L = 15$, $G = 5$, $W = 1.5$ mm, $E = 0$ ile 10 mm. Dielektrik yük fideye takılır ve çipsiz RFID çınlacın kolları arasında serbestçe hareket eder.

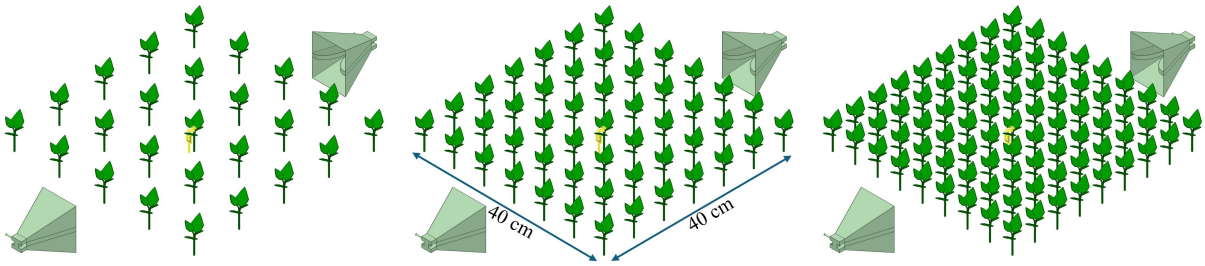
bitkilerin, çalışma frekansları birbirine girişim yapmayacak şekilde belirlenmiş çipsiz RFID etiketler kullanılarak eş zamanlı ve bağımsız olarak izlenmesine olanak tanımaktadır.

Çevresel etkileri ortadan kaldırıp çınlacın gerçek iletim katsayısını elde etmek için referans tabanlı kalibrasyon yöntemi uygulanmıştır [10]. Analizler, çınlaçlı ve çınlaçsız referans durumlarının iletim katsayıları arasındaki fark alınarak desibel (dB) cinsinden hesaplanan $|\Delta S_{21}|$ değerleri üzerinden gerçekleştirilmiştir.

3. Çevresel Etkilerin Modellenmesi

Benzetim ortamında 40 cm $\times$ 40 cm'lik bir alan belirlenmiş ve biber bitkileri basitleştirilmiş 3 boyutlu fidanlar şeklinde yerleştirilmiştir. İletim katsayısı ölçümü için 2-6 GHz frekans bandında çalışan, polarizasyon uyumlu iki adet çift çıkıntılı boynuz anten (giriş gücü 1 W) kullanılmıştır. Şekil 2'da gösterildiği gibi antenler birbirinden 60 cm, fide alanı kenarlarından ise 10 cm uzağa konumlandırılmıştır.

Farklı yayılım senaryolarını analiz etmek için iki temel değişken incelenmiştir. İlk olarak, aynı alan içindeki bitki yoğunluğu 5×5, 7×7 ve 9×9 şeklinde değiştirilmiştir. İkinci olarak, bitki su içeriğini temsil eden bağıl dielektrik sabiti (ε_r) değerleri 30, 50 ve 70 olarak ayarlanmış, bitki iletkenliği ise 2 S/m'de sabitlenmiştir.



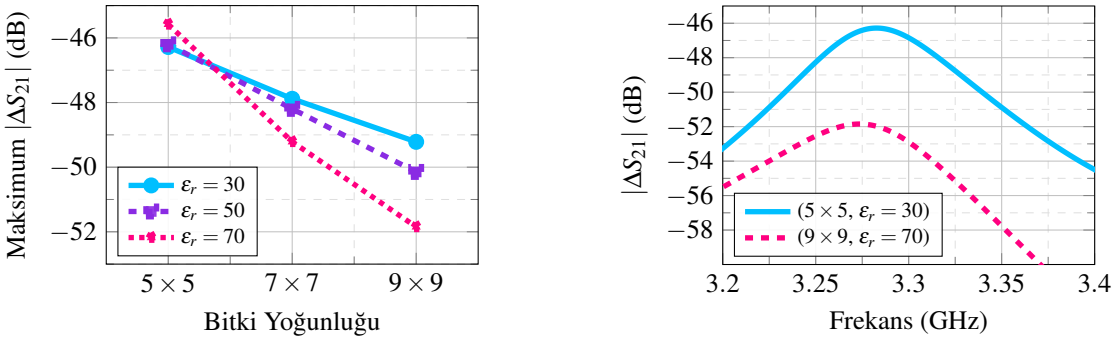
Şekil 2. Çift çıkıntılı boynuz antenli benzetim ortamı kurulumu. Test alanı sınırı 40 cm $\times$ 40 cm'dir. Antenlerin birbirinden uzaklığı 60 cm, fide alanına uzaklığı ise 10 cm'dir. Değişen bitki yoğunlukları: (a) 5×5, (b) 7×7, (c) 9×9.

4. Benzetim Sonuçları ve Tartışma

U-şekilli çipsiz RFID çınlacın okunabilirliği $|\Delta S_{21}|$ tepe noktası ile nicelendirilmiştir. Şekil 3(a)'da görüldüğü gibi, su içeriğinin (ε_r) etkisi düşük bitki yoğunluğunda (5×5) düşükken, yoğunluk arttıkça etkisini artırarak tepe değerinde düşüşe neden olmaktadır.

Bitki yoğunluğu 5×5'ten 9×9'a çıktığında tepe noktasında net bir azalma görülmektedir. Yoğun bitki varlığının neden olduğu sönümleme ve saçılım, tepe noktası değerini en az 3 dB düşürmektedir. Yüksek yoğunluk ve yüksek su içeriği birleştiğinde bu zayıflama daha da artmaktadır. Şekil 3(b)'de en iyi (5×5, $\varepsilon_r = 30$) ve en zorlu (9×9,

$\varepsilon_r = 70$) senaryolar kıyaslandığında, çalışma frekansındaki tepe noktası değerinde yaklaşık 6 dB'lik bir düşüş tespit edilmiştir.



(a) **(b)**

Şekil 3. Çınlaç performans analizi: (a) Değişen ε_r ve bitki yoğunluklarına göre rezonans frekansının tepe noktası değişimi ve (b) sistemin en iyi ($5 \times 5, \varepsilon_r = 30$) ve en zorlu ($9 \times 9, \varepsilon_r = 70$) benzetim senaryolarındaki $|\Delta S_{21}|$ (dB) grafikleri.

5. Sonuç

Bu çalışma, bitki büyümesini izlemek için tasarlanan biyobozunur U-şekilli çipsiz RFID çınlacın değişen çevresel koşullardaki okunabilirliğini benzetim ortamında incelenmiştir. Sonuçlar, artan bitki yoğunluğunun ve bitki su içeriğinin (ε_r) iletim katsayısını en az 3 dB düşürdüğünü göstermiştir. Bitkideki su içeriğinin tek başına etkisi sınırlı kalsa da, yüksek dikim yoğunluğuyla birleştiğinde sinyal kaybını belirgin şekilde artırmaktadır. Gelecek çalışmalarda, zorlu tarım ortamlarında referans kalibrasyonu ihtiyacını ortadan kaldırmak için Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü (STFT) gibi gelişmiş sinyal işleme tekniklerine odaklanılacak ve sistemin uygulanabilirliği artırılacaktır.

Teşekkür

Bu proje, RE2023-101 referans koduyla British Council Research Environments Grant tarafından desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1] M. N. Mowla ve diğ., "Internet of Things and Wireless Sensor Networks for Smart Agriculture Applications: A Survey," IEEE Access, cilt 11, s. 145813-145852, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3346299.

[2] A. Ahmadihaji ve diğ., "From Chip-Based to Chipless RFID Sensors: A Review," IEEE Sensors Journal, cilt 23, sayı 11, s. 11356-11373, 2023, doi: 10.1109/JSEN.2023.3266316.

[3] C. Occhiuzzi ve diğ., "Automatic Monitoring of Fruit Ripening Rooms by UHF RFID Sensor Network and Machine Learning," IEEE Journal of Radio Frequency Identification, cilt 6, s. 649-659, 2022, doi: 10.1109/JRFID.2022.3174272.

[4] S. Dey, E. M. Amin ve N. C. Karmakar, "Paper Based Chipless RFID Leaf Wetness Detector for Plant Health Monitoring," IEEE Access, cilt 8, s. 191986-191996, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3033191.

[5] A. Vena ve diğ., "A Fully Inkjet-Printed Wireless and Chipless Sensor for CO2 and Temperature Detection," IEEE Sensors Journal, cilt 15, sayı 1, s. 89-99, 2015, doi: 10.1109/JSEN.2014.2336838.

[6] S. Gopalakrishnan ve diğ., "A biodegradable chipless sensor for wireless subsoil health monitoring," Sci Rep, cilt 12, sayı 1, s. 8011, 2022, doi: 10.1038/s41598-022-12162-z.

[7] J. Bourely ve diğ., "Degradable and printed microstrip line for chipless temperature and humidity sensing," Advanced Electronic Materials, cilt 10, sayı 10, s. 2400229, 2024, doi: 10.1002/aelm.202400229.

[8] A. Bilir ve diğ., "Biodegradable On-plant Resonator for Backscatter Communication Based Wireless Growth Monitoring," 2024 54th European Microwave Conference (EuMC), Paris, Fransa, s. 345-348, 2024, doi: 10.23919/EuMC61614.2024.10732101.

[9] A. Vena ve diğ., "Chipless RFID Tag Using Hybrid Coding Technique," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt 59, sayı 12, s. 3356-3364, 2011, doi: 10.1109/TMTT.2011.2171001.

[10] A. Bilir, M. Yavuz, U. O. S. Seker ve S. Dumanlı, "Wireless In-body Sensing through Genetically Engineered Bacteria," Nature Communications, cilt 16, sayı 10432, 2025, doi: 10.1038/s41467-025-65416-5.

Yeniden Kullanılabilir Bloklar ile Tasarlanmış, Frekans Seçici Yüzey (FSY) Uzamsal Filtrelerinin Geliştirilmesi

Ebru Koyuncu, Umut Buluş, Sultan Can
Ankara Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
ebrukoyuncu649@gmail.com , sultancan@ankara.edu.tr ,

Antenom Anten Teknolojileri
Ar-Ge Bölümü
Ankara
umut.bulus@antenom.com

Özet: *Bu çalışmada, modüler üç boyutlu üretim yöntemi olan yeniden kullanılabilir bloklar ile tasarlanmış frekans seçici yüzey (FSY) uzamsal filtreleri önerilmiştir. Birim yapıları kare yarık ve çapraz dipol geometrilerinden oluşan iki farklı FSY tasarlanmıştır. Geliştirilen yapıların bant durduran ve geçiren filtre karakteristikleri CST Studio Suite ortamında simüle edilmiştir. Bant geçiren yapı için 4,82 GHz merkez frekansı ve %38 oransal bant genişliği, bant durduran yapı için ise 4,37 GHz merkez frekansı ve %6,6 oransal bant genişliği elde edilmiştir.*

Abstract: *In this study, frequency-selective surface (FSS) spatial filters designed using reusable blocks—a modular 3D fabrication method—are proposed. Two different FSS structures were designed, each consisting of unit cells with square slot and cross-dipole geometries. The band-stop and band-pass filter characteristics of the developed structures were simulated using CST Studio Suite. For the band-pass structure, a center frequency of 4.82 GHz and a fractional bandwidth of 38% were obtained, while for the band-stop structure, a center frequency of 4.37 GHz and a fractional bandwidth of 6.6% were achieved.*

1. Giriş

Frekans seçici yüzeyler, iletken ve dielektrik katmanlardan oluşan yapıların periyodik olarak düzenlendiği uzamsal filtrelerdir [1]. Söz konusu filtrelerin çalışma frekansı ve bant geçirgen veya durduran yapıda olması tasarımın şeklinin, boyutlarının ve kullanılan malzemenin elektriksel özelliklerinin bir fonksiyonudur. Yapının tasarım şekli, yama veya yarık olmasına göre elektromanyetik dalgalara verdiği tepki değişiklik göstermektedir [1]. Ayrıca çalışma frekansı; yapının boyutlarına, yapıyı destekleyen alt tabakanın dielektrik katsayısına ve kalınlığına bağlıdır [2]. Bu özellikleri sayesinde radom tasarımı, anten teknolojisi, radar ve telekomünikasyon sistemleri gibi çeşitli alanlarda kullanılmaktadır. [1], [3], [4].

Genellikle FSY yapıları, iki boyutlu düzlemsel baskı devre kartları olarak kolayca üretilebilir [1]. Üretim teknolojisinin gelişmesiyle birlikte, üç boyutlu yapıları kolayca üretebilen teknolojilerden biri olan yeniden kullanılabilir blok teknolojisi ortaya çıkmıştır [1]. Modüler yapısı, bu teknolojiyi yeniden yapılandırılabilir bir üretim seçeneği haline getirir. Aynı zamanda akademik eğitim ve laboratuvar uygulamaları için sürdürülebilir bir platform sunar [5].

Bu çalışmada, Antenom Anten Teknolojileri tarafından geliştirilen yeniden kullanılabilir bloklar kullanılarak üretilen FSY'lerin elektromanyetik dalgalar üzerindeki etkisi incelenmiştir. Literatürde sunulan bu teknolojinin araştırma kitleri, 7,5 GHz'e kadar çalışan farklı bileşenlerin veri sayfalarını içermekte ve araştırmacılara ek bir üretim maliyeti olmaksızın kendi yapılarını üretme imkânı tanımaktadır [6]. Bu doğrultuda, FSY'ler 1-6 GHz frekans aralığında tasarlanmış ve elektromanyetik performansı tam dalga benzetim ortamında incelenmiştir.

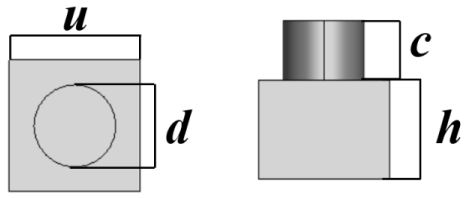
2. Yeniden Kullanılabilir Blok Tabanlı FSY Yapısı

Söz edilen modüler FSY tasarımlarının fiziksel ve geometrik altyapısı, elektromanyetik benzetim yazılımlarında kullanılan ağ hücreleri (mesh cells) metodolojisine dayanmaktadır [5]. Bu yazılımlar, çizilen üç boyutlu yapıyı bilgisayar ortamında ağ hücrelerine ayırır. Her bir ağ hücresi için sayısal yöntemler kullanılarak elektrik ve manyetik alanları hesaplanır [5]. Yeniden kullanılabilir bloklarda, ağ hücreleri metodolojisinden farklı olarak kullanılan blokların boyutu değişmez. Bu nedenle düşük frekanslarda daha iyi sonuçlar beklenmektedir [5].

Filtre karakteristiklerini gözlemlemek adına bant durduran ve bant geçiren iki farklı FSY tasarlanmıştır. Tasarım sürecinde blokların boyutları ve 6 GHz üst frekans kısıtlaması göz önüne alınarak eş değer devre modeli analizi

yapılmıştır. Ayrıca, yüzeylerden geçecek dalganın incelenen frekans aralığında istenmeyen bir kırınıma uğramasını (grating lobe) engellemek amacıyla periyodiklik koşulları da dikkate alınmıştır [2].

FSY modelleri, 1-6 GHz frekans aralığında tam dalga benzetim ortamında tasarlanmış; birim hücre analizi ve sonlu periyodik yapı analizi gerçekleştirilmiştir. Birim hücre analizi için Floquet portlardan, sonlu periyodik yapı analizi için dalga kılavuzu portlarından yararlanılmıştır. Şekil 1, birim blok mimarisinin bir örneğini göstermektedir. Geometrik parametrelerin değerleri Tablo 1'de tanımlandığı gibidir. Şekil 1'de: u birim blok kenar uzunluğunu, d silindir çapını, c silindir yüksekliğini ve h alt tabaka yüksekliğini ifade etmektedir.



Şekil 1 Birim Blok Boyutları

Parametre	Değer (mm)
u	4,00
d	2,50
c	1,80
h	3,00

Tablo 1 Birim Blok Uzunluk Değerleri

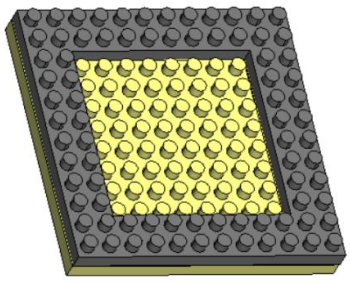
Dielektrik sabiti 2,6 ve kayıp tanjantı 0,002 olan bir dielektrik alt tabaka kullanılmıştır. İletken katmanları ise benzetim ortamında, 6 GHz'nin altındaki ohmik kayıpların ihmal edilebilir olduğu varsayımıyla mükemmel elektrik iletkeni (PEC) olarak tanımlanmıştır.

3. Benzetim Sonuçları ve Tartışma

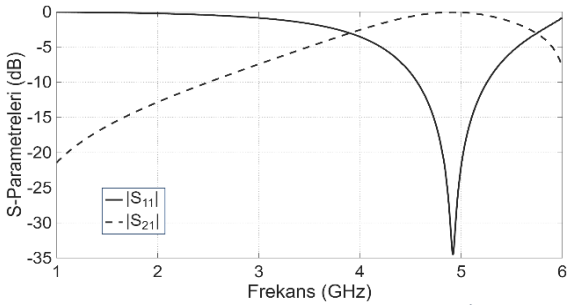
Tasarımların iletim ve yansıma parametreleri (S_{11}, S_{21}) normal geliş açısında ($\theta = 0^{o}$) ve TE modunda incelenerek filtreleme başarımları ve frekans tepkileri gözlemlenmiştir. Yüzeylerin saçılma parametreleri, CST Studio Suite kullanılarak incelenmiştir. Kullanılan malzemelerin elektromanyetik özellikleri nedeniyle sayısal analizler 1-6 GHz frekans aralığında gerçekleştirilmiştir.

3.1. Kare Yarık Tabanlı Bant Geçiren FSY

Yapı, fiziksel destek amaçlı kullanılan bir dielektrik katman ve kare yarıklar açılmış iletken bir katmandan oluşmaktadır. Belirli bir frekans bandındaki elektromanyetik dalgaları yarıklardan geçirip, frekans bandı dışındaki dalgaları iletken katman vasıtasıyla geri yansıtarak bant geçiren filtre özelliği gösterir. Söz konusu kare yarık tabanlı FSY yapısının birim hücre tasarımı Şekil 2'de sunulmuştur. Şekil 3'te ise Şekil 2'de verilen birim hücrenin 5×5 sonlu bir dizisinin iletim ve yansıma katsayıları simüle edilmiştir.



Şekil 2 Kare Yarık Tabanlı FSY Birim Hücresi



Şekil 3 Bant Geçiren FSY'nin Simüle Edilmiş İletim ve Yansıma Katsayıları

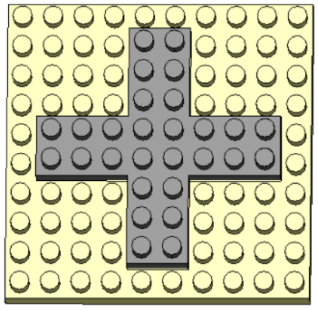
Benzetim sonuçları incelendiğinde; periyodik yapının dalgaları 4,82 GHz merkez frekansında bant geçirgen özelliğe sahip olduğu gözlemlenmiştir. Filtrenin bant geçiş performansını ve seçiciliğini değerlendirmek adına, iletim katsayısının -3 dB kesim noktaları incelenmiştir. Yapının alt kesim frekansı $f_L = 3{,}906$ GHz ve üst kesim frekansı $f_H = 5{,}739$ GHz olarak belirlenmiştir. Bu veriler doğrultusunda, filtre performansının en temel göstergelerinden biri olan oransal bant genişliği (fractional bandwidth) [7];

$$FBW_{3dB} = \frac{Bandwidth\ of\ |S_{21}| \geq -3dB}{Center\ frequency} \times 100\% \quad (1)$$

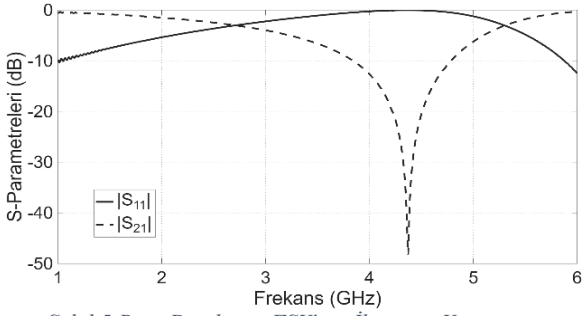
denklem 1'de sunulmuş olup, %38 olarak hesaplanmıştır. Sunulan çalışma kapsamında, C-bant radar ve uydu haberleşme sistemleri için kullanılabilecek 4,82 GHz merkez frekansına çalışan ve %38 bant genişliğine sahip bir filtre elde edilmiştir.

3.2. Çapraz Dipol Bant Durduran FSY

Yeniden kullanılabilir blok kitiyle birlikte ikinci yapıda, çapraz dipol geometriye sahip bant durdurucu bir frekans seçici yüzey yapısı tasarlanmıştır. Söz konusu geometri, belirli bir frekans bandındaki dalgaları yansıtarak dalgaların geçişini engeller. Tasarımın birim hücre geometrisi Şekil 4'de verilmiştir. Tasarlanan frekans seçici yüzey Şekil 4'te verilen birim hücrenin 6×6 periyodik dizisinden oluşmaktadır. Sonlu dizinin, 1-6 GHz aralığındaki iletim ve yansıma katsayılarının simüle edilmiş sonuçları Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 4 Çapraz Dipol Tabanlı FSY Birim Hücresi



Şekil 5 Bant Durduran FSY'nin İletim ve Yansıma Katsayıları

Şekil 5'teki veriler incelendiğinde; FSY'nin 4,37 GHz merkez frekansında bant durduran filtre karakteristiği gözlemlenmiştir. Bu filtre karakteristiğini değerlendirmek için -20 dB'deki frekans bandı esas alınmıştır. Simülasyon sonuçlarından elde edilen bandın alt frekansı $f_L = 4{,}220$ GHz ve üst frekansı $f_H = 4{,}508$ GHz olarak belirlenmiş ve oransal bant genişliği [7];

$$FBW_{20dB} = \frac{Bandwidth\ of\ |S_{21}| \leq -20dB}{Center\ frequency} \times 100\% \tag{2}$$

denklem 2'de sunulmuş olup yaklaşık %6,6 olarak hesaplanmıştır. Bu sonuçlar doğrultusunda, C-bandı askeri radar koruma sistemlerinde ve elektromanyetik girişimden (EMI) korunmaya yönelik radom uygulamaları için kullanılabilecek 4,37 GHz merkez frekansında çalışan ve %6,6 bant genişliğinde dar bantlı bir filtre elde edilmiştir.

4. Sonuç

Bu çalışmada yeniden kullanılabilir bloklar ile üretilmiş, C bantta çalışan ve bant durduran ve bant geçiren iki farklı FSY yapısı sunulmuştur. CST Studio Suite ortamında analiz edilmiştir. Çalışmanın bir sonraki aşamasında fiziksel bloklar ile üretilmiş yapıların laboratuvar ortamında ölçümleri gerçekleştirilerek analiz edilmesi planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1]. Cho, Sung-Sil & Hong, Ic-Pyo. (2021). Design of assembly-type frequency selective surface structure using Lego-type blocks. Microwave and Optical Technology Letters. 64. 10.1002/mop.33104.

[2]. Munk BA. Frequency selective surface: Theory and Design. John Wiley & Sons Inc.; 2005.

[3]. A. Dalkılıç, L. Alatan ve C. B. Top, "Düzlemsel Olmayan Yapılarda Frekans Seçici Yüzey Tasarımı," *URSI-TÜRKİYE'2016 VIII. Bilimsel Kongresi Bildirileri*, s. 1-3, Eylül 2016.

[4]. Yilmaz, A. & Kuzuoglu, Mustafa. (2009). Design of the Square Loop Frequency Selective Surfaces with Particle Swarm Optimization via the Equivalent Circuit Model. Radioengineering. 18.

[5]. Bulus, Umut. (2020). Anten'it: A Hardware-Based Antenna Design and Training Kit [Testing Ourselves]. IEEE Antennas and Propagation Magazine. 62. 107-112. 10.1109/MAP.2019.2955827.

[6]. Bulus, Umut. (2023). Microstrip Coupled Line Directional Coupler Design via Block-Based Microwave Training Kit. 1-4. 10.23919/EuCAP57121.2023.10133727.

[7]. Lin, Huawei & Li, Yin & Wong, Sai & Liu, Baiyang & Iqbal, Shahid & Teng, Cheng & Tam, Kam Weng. (2022). A Frequency Selective Surface with Wide Passband and Lower-Rejection Band Based on Magneto-Electric Dipole Antennas. 1-3. 10.1109/IMWS-AMP54652.2022.10106893.

TMM Tabanlı EM Yazılımın Doğrulanması İçin A-Sandviç Tipi Radom Tasarımı

Asiye Aysu ŞAHİN, Mert YILMAZ, Fahrettin TURAL*, Sultan CAN
Ankara Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
sultancan@ankara.edu.tr, aaysushn@gmail.com, mertyilmazgq@gmail.com,

*Türk Havacılık Uzay Sanayii A.Ş.
RF Sistem Entegrasyon/ Elektromanyetik Mühendislik ve Test
Ankara
fahrettin.tural@tai.com.tr

Özet: *Radom tasarımına yönelik TMM (Transfer Matris Metodu) tabanlı EM (elektromanyetik) simülasyon yazılımının sandviç yapılar için validasyonuna yönelik farklı tiplerde radom tasarımları ele alınmıştır. Radomlar, dielektrik duvar yapılarına göre incelenmiş; açısal kararlılık, düşük yansıma katsayısı ve geniş bantta kullanım kolaylığı sağladığından A-tipi sandviç radom yapısına yönelik tasarımların ele alınmasına karar verilmiştir. A-tipi sandviç radomlarda kullanılabilecek malzemelere ait özellikler araştırılarak belirlenen gereksinimler doğrultusunda seçilmiştir. A-tipi sandviçin elektromanyetik ve mekanik tasarım kriterlerine göre belirlenen malzemelerin katmanlar kalınlıkları hesaplanmış ve 3D tam dalga benzetim programı üzerinden nihai tasarım gerçekleştirilerek sonuçlar incelenmiş ve yazılım ile yüksek doğrulukta çalıştığı gösterilmiştir.*

Abstract: *This study examines various radome designs for verifying the Transfer Matrix Method (TMM)- based electromagnetic (EM) simulation software on sandwich structures. Radomes were analyzed according to their dielectric wall structures. The A-type sandwich radome configuration was chosen because it provides angular stability, low reflection coefficient, and wideband operation capability. Material properties suitable for A-type sandwich radomes were researched and selected based on determined requirements. Layer thicknesses were calculated according to electromagnetic and mechanical design criteria. The final design was implemented using 3D full-wave simulation software, and results demonstrated high-accuracy agreement with the developed TMM software.*

1. Giriş

Radom (Radome), radar (Radio Detection and Ranging) ve kubbe (dome) kelimelerinin birleşiminden türetilmiş bir terimdir [1]. Radomlar; anten sistemlerinin nem, toz, yağmur, basınç, kuş çarpması gibi zorlu çevresel koşullara karşı güvenli ve kararlı bir şekilde mekanik dayanım sağlaması amacıyla kullanılan, bunun yanı sıra anten çalışma bandı içerisinde elektromanyetik sinyalleri geçiren ve anten performansını etkilemeyecek şekilde tasarlanması elzem olan koruyucu yapılardır [1]. Radom tasarımı sürecinde; iletilecek elektromanyetik dalganın mümkün olan en yüksek iletim verimiyle aktarılması ve minimum zayıflamaya uğraması temel kriterler arasında yer almaktadır [2]. Radomlar; uçaklar, gemiler, kara araçları ve sabit zemin uygulamaları gibi farklı platformlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Yapısal özellikleri, çalışma frekans bantları, kullanım alanları ve dielektrik duvar konfigürasyonları dikkate alınarak farklı şekillerde sınıflandırılabilmektedirler [3]. Uygulama gereksinimlerine bağlı olarak radomlar; fiberglas, PTFE kaplamalı kumaş ve benzeri kompozit malzemeler kullanılarak küresel, jeodezik veya planar gibi çeşitli geometrik formlarda üretilebilmektedir [3]. Elektromanyetik açıdan bakıldığında radom malzemesinin düşük dielektrik katsayısına ve düşük kayıp tanjantına sahip olması istenirken, mekanik açıdan ise hafiflik, yüksek dayanım ve çevresel koşullara karşı direnç gibi özellikler ön plana çıkmaktadır [3]. Bu gereksinimleri karşılayabilmek amacıyla radom yapılarında sıklıkla sandviç yapı yaklaşımı kullanılmaktadır [4].
Bu çalışmada radomlar, dielektrik duvar yapılarına göre incelenmiş ve X-bant havacılık radar ve anten uygulamalarına uygun A-tipi sandviç bir radomun elektromanyetik tasarımı gerçekleştirilmiştir. Çalışmanın temel amacı, TMM tabanlı EM simülasyon yazılımının doğrulanmasıdır. TMM tabanlı EM simülasyon yazılımı, radom ve radar soğurucu malzemelerin elektromanyetik tasarımını kolaylaştıracak tam dalga simülatörlerine göre süre avantajlı bir yazılımdır. Yazılımın geliştirilmesindeki temel amaç; elektromanyetik dalgaların geliş açısı, polarizasyon türü, tasarlanacak yapının katman sayısı, tasarlanacak yapıda kullanılacak malzemelerin elektriksel özellikleri vb. parametreler kullanıcıdan alınarak iletim, yansıma ve soğurma katsayılarının hesaplanmasıdır. Bu hesaplamaların, transfer matrisi metodu temel alınarak tam dalga simülatörlerine kıyasla daha az işlem gücü gereksinimi ile daha kısa sürede ve yüksek doğrulukta gerçekleştirilmesi hedeflenmektedir. Hesaplamaların

doğrulanması ilgili yazılımın geçerliliği açısından kritik bir öneme sahiptir. Ancak, yazılım doğrulama çalışmalarındaki temel zorluklardan biri, tüm tasarım parametreleri açık biçimde bilinen bir radom yapısının ulusal veya uluslararası literatürde sınırlı ölçüde paylaşılmış olmasıdır. Bu kapsamda radomun elektromanyetik tasarımı üç boyutlu tam dalga elektromanyetik benzetim programı kullanılarak gerçekleştirilmiş ve S-parametreleri aracılığıyla yansıma ve iletim katsayıları ayrıntılı olarak incelenmiştir. Tasarlanan radomda kullanılan malzemelerin elektriksel özellikleri (dielektrik katsayısı, kayıp tanjantı vb.), radomun katman sayısı ve polarizasyon türü gibi parametreler, yazılıma girdi olarak verilmiş ve elde edilen sonuçlar iletim ve yansıma katsayıları özelinde karşılaştırılmıştır. Yapılan karşılaştırmalar sonucunda TMM tabanlı EM simülasyon yazılımının ticari elektromanyetik benzetim programları ile yüksek düzeyde uyumlu sonuçlar verdiği gözlemlenmiş olup yazılımın doğrulanması gerçekleştirilmiştir.

2. Önerilen Radom Tasarımı

Radomlar, dielektrik duvar yapısına göre temelde tek katmanlı (monolitik) ve çok katmanlı sandviç yapılar olmak üzere ikiye ayrılmaktadır [3]. Özellikle A-tipi sandviç radomlar, monolitik radomlarla kıyaslandığında daha geniş bant aralığı ve daha yüksek ağırlık dayanım oranı gibi avantajlara sahiptir [3]. Ayrıca A-tipi sandviç radomlar, diğer çok katmanlı radom yapılarıyla da karşılaştırılarak düşük yansıma katsayısı, iyi açısal kararlılık, düşük iletim kaybı ve simetrik yapısı sayesinde antenin ana huzme yönünde oluşabilecek sapmaların azaltılması açısından daha avantajlı olduğu görülmüştür [3]. İki adet yüksek dielektrikli ince dış katman (skin) ve ortada düşük dielektrikli, genellikle köpük veya bal peteği (honeycomb) yapılı kalın bir çekirdekten (core) oluşur. Dış katmanlarından yansıyan dalgalar ile çekirdek katmanından yansıyan dalgaların faz farkı oluşturarak birbirini sönümlemesi (yıkıcı girişim) ilkesine dayanan tasarımda katman kalınlıkları, frekansa bağlı dalga boyunun fonksiyonudur. Havacılık uygulamalarında da daha sık tercih edilmesi göz önünde bulundurulduğunda tasarlanacak radom topolojisi A-tipi sandviç olarak seçilmiştir. Tasarlanan radoma ilişkin gereksinimler, özellikle anten sistemlerinin performansını olumsuz etkilememesini sağlayacak biçimde belirlenmiş ve Tablo *1*'de sunulmuştur. Havacılık ve radar uygulamalarında, anten boyutları, çözünürlük, kayıp ve entegrasyon konularında sağladığı avantajlar nedeniyle X frekans bandı tercih edilmiştir. S_{11} ve S_{21} isterlerinin değerleri, radomun elektromanyetik dalgalara karşı geçirgenliğini sağlayabilmek amacıyla belirlenmiştir. EM dalga ile radom yüzey normali arasında kalan açının 30˚ olduğu varsayılmıştır.

Gereksinim	İletim (S_{21})	Yansıma (S_{11})	Frekans
İstenen Değer	>2 dB (Geliş Açısı < 30)	< -10 dB (Geliş Açısı < 30)	X-band (8-12 GHz)

Tablo 1. Radoma İlişkin Elektromanyetik Gereksinimler

Malzeme seçimi, radom tasarımında hem yapısal bütünlüğü hem de elektromanyetik gereksinimleri ele alan önemli bir adımdır. Bu aşamada, malzemenin performans üzerindeki teknik etkisinin dikkate alınması ve aynı zamanda maliyet ve erişilebilirlik gibi lojistik faktörlerin değerlendirilmesi gerekmektedir. Bu nedenle A-tipi sandviç radomlarda kullanılacak malzemeler, kabuklarda kullanılabilecek malzemeler ve çekirdekte kullanılabilecek malzemeler olmak üzere iki grupta incelenmektedir. A-tipi radomların dış kabuklarında temelde organik ve inorganik bileşenler kullanılmaktadır [3]. Dış kabuklarda organik bir bileşen olan E-glass epoxy kategorisinden FR-4 kullanılmasına karar verilmiştir. FR-4, birçok uygulamada kanıtlanmış işlevselliği, kolay erişilebilmesi ve X-band uygulamalarında yeterli elektromanyetik performansı sağlayabilmesi nedenleriyle seçenek olarak değerlendirilmiştir. Sandviç radom çekirdek malzemelerinde ise genellikle bal peteği malzeme kullanılmaktadır. Bal peteği malzemelerin hafif, dayanıklı ve elektromanyetik açıdan yüksek geçirgenlik oluşturan bir ara katman sunması; özellikle düşük ε_r (genellikle 1 civarında) değerinin radomun iletim performansını iyileştirerek S_{21} kayıplarını azaltması gibi avantajlar A-tipi sandviç radomların çekirdek malzemelerinde yaygın olarak kullanılmasını sağlamaktadır [5]. Bal peteği yapısına sahip çekirdek malzemelerde gerçek dielektrik özellikler hücre geometrisi, duvar kalınlığı ve hava boşluklarının dağılımına bağlı olarak değişiklik göstermektedir. Bu nedenle, kullanılması planlanan malzemelerin tek bir katman olarak kolayca tasarlanabilmesi için RF eşdeğerliklerine bakılması gerekmektedir. Bu kapsamda kullanılacak dış kabuk malzemesinin elektriksel özellikleri ve çekirdek malzemesinin RF eşdeğerlikleri Tablo *2*'de verilmiştir.

Kullanılacak Malzeme	Kullanım Yeri	Dielektrik Sabiti	Kayıp Tanjantı
FR-4	Dış Kabuk	4.3	0.018
L-Glass Honeycomb	Çekirdek	1.06	0.006

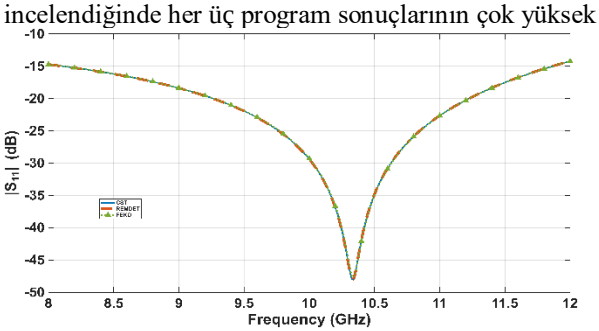
Tablo 2. Tasarlanan Radomda Kullanılacak Malzemeler

A-Sandviç tasarımında katman kalınlıkları, elektromanyetik performansı doğrudan etkileyeceği için literatürde sıklıkla kullanılan dalga boyu temelli tasarım yaklaşımları, duvar ve çekirdek yapılarında kalınlıkların belirlenmesi

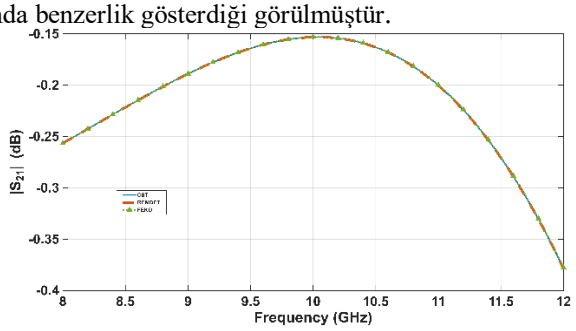
doğrultusunda kullanılmıştır. İnce duvar tasarım yaklaşımında, duvar katman kalınlığının λ/20 seçilmesi, sandviç yapının elektromanyetik dalgalar üzerinde hedeflenen geçirgenlik için daha geniş bantlı iletim karakteristiği sağlayarak yüksek iletim verimliliği elde edilmesini mümkün kılmaktadır [6]. Bu doğrultuda A-Sandviç topolojisi için duvar kalınlıkları λ/20 yaklaşımı ile 0.8 mm olarak belirlenmiştir. A-Sandviç topolojisi için çekirdek kalınlığı, en yüksek çalışma frekansına karşılık gelen dalga boyunun yaklaşık λ/4 yaklaşımı benimsenmiştir ve bu yaklaşıma göre çekirdek kalınlığı 6 mm olarak belirlenmiştir. Bu sayede X-bant frekansında yüksek iletim verimliliği elde edilmiş ve yansımaların azaltılması sağlanmıştır.

3. Analiz Sonuçları

Belirlenen radom topolojisi, malzemeler ve duvar kalınlıkları dikkate alınarak CST Microwave Studio, Altair FEKO ve TMM tabanlı EM yazılımı üzerinden simüle edilmiş ve 1D sonuçlarda verilen radomun yansıma ve iletim katsayıları, Tablo *2*'de verilen isterlere göre gözlemlenmiştir. TMM tabanlı EM yazılımının simülasyonu [7]'de sunulduğu ve gerçekleştirildiği şekilde tamamlanmıştır. Şekil *1* ve Şekil *2*'de verilen S_{11} ve S_{21} sonuçları incelendiğinde her üç program sonuçlarının çok yüksek oranda benzerlik gösterdiği görülmüştür.



Şekil 1. CST, FEKO ve TMM Tabanlı EM Yazılımı S_{11} Sonuçları



Şekil 2. CST, FEKO ve TMM Tabanlı EM Yazılımı S_{21} Sonuçları

Şekil *1*'de verilen S_{11} yansıma parametresi incelendiğinde A-Sandviç yapının, X-Bandın tamamında -10 dB yansıma kriterini sağlayarak yeterli bant genişliği içerisinde düşük yansıma performansı gösterdiği her iki programın sonuçlarından görülmektedir. Yaklaşık olarak 10.3 GHz frekansı ile -48 dB seviyesinde bir rezonans oluştuğu ve iyi bir empedans eşleşmesi sağlandığı gözlemlenmektedir. Şekil *2*'de verilen S_{21} iletim sonuçları incelendiğinde ise, X-Band frekans aralığında S_{21} iletim performansında beklenen -2 dB iletim kriterini sağlamış olup, geniş bant içerisinde yüksek iletim performansı sunmaktadır. Sonuç olarak hem radomun istenen elektromanyetik performansı karşıladığı hem de TMM tabanlı EM yazılımının ticari simülasyon programları olan CST Microwave Studio ve Altair FEKO ile doğrulandığı görülmüştür.

4. Teşekkür

Bu bildiride sunulan çalışma, "Radome ve Radar Soğurucu Malzeme Elektromanyetik Tasarım Yazılımı (REMDET)" başlıklı proje kapsamında Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş LIFTUP Sanayi Odaklı Lisans Bitirme Projeleri Programı tarafından desteklenerek finanse edilmiştir.

5. Referanslar

[1]. Shavit R., Radome Electromagnetic Theory and Design. Hoboken NJ, A.B.D., Wiley, 2018.
[2]. Chandra M. P.,Ayaz M. A., Goud P. N. ve Sateesh N., "Modelling and analysis of aircraft radome using different materials", Materials Today: Proceedings, cilt.62, s.4492-4497, 2022.
[3]. Kozakoff D. J., Analysis of Radome-Enclosed Antennas, 2. Basım, Norwood, MA, A.B.D. Artech House, 2009.
[4]. Russo O., Colasante A., Bellaveglia G., Maggio F., Rolo L., "State-of-the-art materials for Ku and Ka band mobile satellite antenna radomes", Telecommunications Ground Segments Workshop, ESA/ESTEC, Noordwijk, Hollanda, 2012.
[5]. Kedar A. ve Revankar U. K., "Parametric study of flat sandwich multilayer radome", Progress In Electromagnetics Research, cilt.66, s.253–265, 2006.
[6]. Lee K. W., Chung Y. C., Hong I. P. ve Yook J. G., "An effective design procedure for A-Sandwich radome", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Toronto, ON, Kanada, s.1-4, 2010.
[7]. Akten A., Ünver T., Tural F. Ve Can S., "Transfer Matrix Method Based Electromagnetic Simulation Software for Analysis and Design of Radomes and Radar Absorbing Materials", 8th International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (ICHORA), Ankara, Türkiye, s.1-7, 2026.

Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu Beslemeli Yama Antenlerde Örüntü Yeniden Yapılandırılabilirliği

Zeynep Betül Dinçer, Kamil Karaçuha
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik - Elektronik Fakültesi
İstanbul
dincerz20@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr

Özet: *Geniş bantlı, çift bantlı ve önerilen geniş bantlı olmak üzere üç farklı antenin desen yeniden yapılandırılabilirlik başarımları analiz edilerek sunulmuştur. Önerilen tasarımda, temel dairesel yama yapıya üst üste bindirilmiş ikinci bir yama eklenmiş ve yama üzerine çift U-yarıklar açılmıştır. Böylece temel tasarımın %31 olan bant genişliği, önerilen yapıda yaklaşık %45 seviyesine çıkarılmıştır.*

Abstract: *The pattern reconfigurability performance analysis of three antennas—wideband, dual-band, and the proposed wideband—is presented. In the proposed design, a second stacked patch with double U-slots is added to the base patch structure, thereby increasing the bandwidth from 31% of the base design to approximately 45%.*

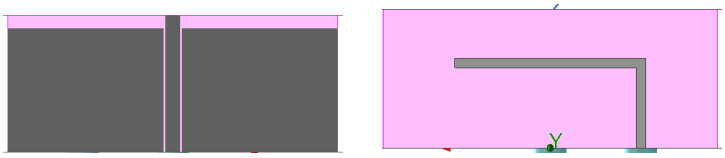
1. Giriş

Modern kablosuz haberleşme sistemlerinde çok yollu sönümleme etkilerini azaltmak ve veri iletim kapasitesini artırmak amacıyla desen yeniden yapılandırılabilir antenler (DYA'lar) kullanılmaktadır [1]. Bu antenler, geleneksel sabit desenli antenlere göre daha esnek ve daha verimli çözümler sunmaktadır. Literatürde, DYA'larda tek ışıma elemanı üzerinde farklı modların uyarılması etkili bir yaklaşım olarak kabul görmektedir. Bu makalede, bu amaca karmaşık ve hacimli besleme ağları yerine basit eş düzlemsel dalga kılavuzlu (EDDK'li) besleme ağları kullanarak ulaşabilen üç antenin başarımları karşılaştırılmıştır.

2. Anten Tasarımları

2.1. Geniş Bantlı Dairesel Yama Anten

İlk tasarım [2]; 28 mm yarıçaplı dairesel yama ve 70 mm yarıçaplı yer düzlemi arasına dikey olarak yerleştirilmiş; 14,5 $\times$ 35 $\times$ 1 mm boyutlarındaki FR4 ($\varepsilon_r = 4,4$, $\tan\delta = 0,02$) katmanından oluşmaktadır. Şekil 1'de görüldüğü üzere, dikey katmandaki EDDK yapısı $\lambda/4$ empedans dönüştürücü işlevi görürken; arka yüzeydeki L-biçimli hat, EDDK yarıkları üzerinden uyarımı sağlar. Temel TM_{11} modunda çalışan yama, besleme girişine göre farklı modları uyarır: Giriş 1, aynı fazlı alanlarla çift modu uyarıp konik desen oluştururken; Giriş 2, 180° faz farkıyla tek modu uyararak dik yönlü desen üretir. Birbirine dik yüzey akımları sayesinde, ek yalıtım devresi gerekmeden -28 dB altı yalıtım ve %31 empedans bant genişliği elde edilebilir.

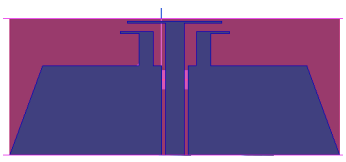


(a) **(b)**

Şekil 1. Anten 1'in ön görüntüsü (a), Anten 1'in arka görüntüsü (b).

2.2. Çift Bantlı Dikdörtgen Yama Anten

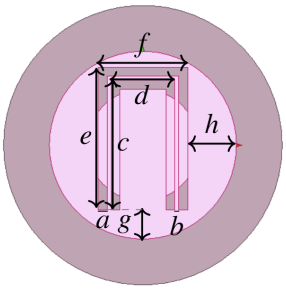
İkinci tasarım [3], dikdörtgen yama geometrisi ve toprak düzlemiyle ilk yapıdan ayrılsa da malzeme özellikleri aynıdır. Şekil 2'de görüldüğü üzere, çift bant karakteristiği için EDDK yapısına T-biçimli besleme şeridi eklenmiş, toprak yapısı yamuk formuna dönüştürülerek L-şekilli iletkenlerle desteklenmiştir. Tasarım, alt bantta ilk antenin modlarını %14 bant genişliğiyle desteklerken; üst bantta iki yüksek dereceli modu uyararak %16 bant genişliği sunar ve toplam 4 mod ile her iki bantta desen çeşitliliği sağlar.



Şekil 2. Anten 2'nin ön görüntüsü.

2.3. Önerilen Çok Katmanlı Yama Anten

[2]'deki dairesel yama geometrisi baz alınarak geliştirilen özgün tasarımda; bant genişliğini artırmak amacıyla alt yamadan görece büyük olan 47 mm yarıçaplı parazitik bir yama, aralarında 17 mm hava katmanı bırakılarak yerleştirilmiş ve $|S_{22}|$ uyumlamasını iyileştirmek için ise üzerine çift U-yarıklar açılmıştır. Temel boyutların korunduğu ve besleme hattının aynalandığı bu yapıda, Şekil 5'te görüldüğü gibi Giriş 1'de konik, Giriş 2'de ise dik yönlü ışıma desenleri geniş bir bant genişliğinde elde edilmiştir. Bu düzenleme, $2,116-3,341$ GHz bandı boyunca desen yeniden yapılandırılabilirliğini mümkün kılmaktadır.



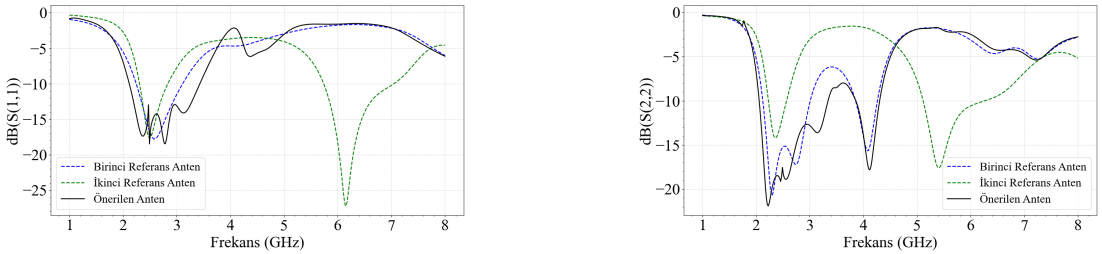
Şekil 3. Önerilen antenin üstten görüntüsü.

Çizelge 1. Tasarım Değişkenleri (mm)

a	b	c	d
5,5	2	65	32
e	f	g	h
71,5	45	14,5	24,5

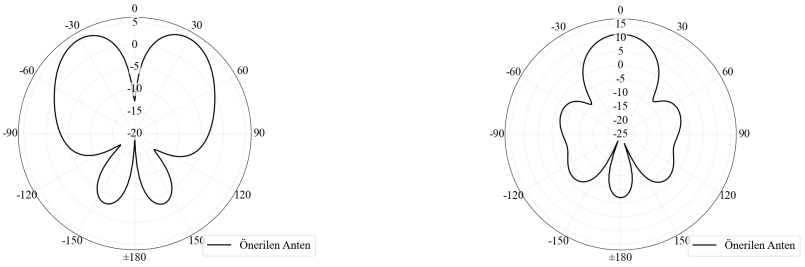
3. Benzetim Sonuçları ve Karşılaştırmalı Analiz

Çizelge 2 ve Şekil 4 'e göre; önerilen tasarım %45 bant genişliği ile en geniş aralığı sunarken, Anten 1 %31 ve Anten 2 alt bantta %14, üst bantta %16 genişliklidir. Tüm tasarımlar yüksek yalıtımlıdır. Anten 1 ve 2, ince yapıları sayesinde daha az yer kaplarken; önerilen tasarımın boyutu daha fazladır. Desen çeşitliliği için geliştirilen bu antenler, iki girişin aynı anda uyarılıp faz farkı verilmesiyle DYA özelliklerini de başarıyla göstermiştir.



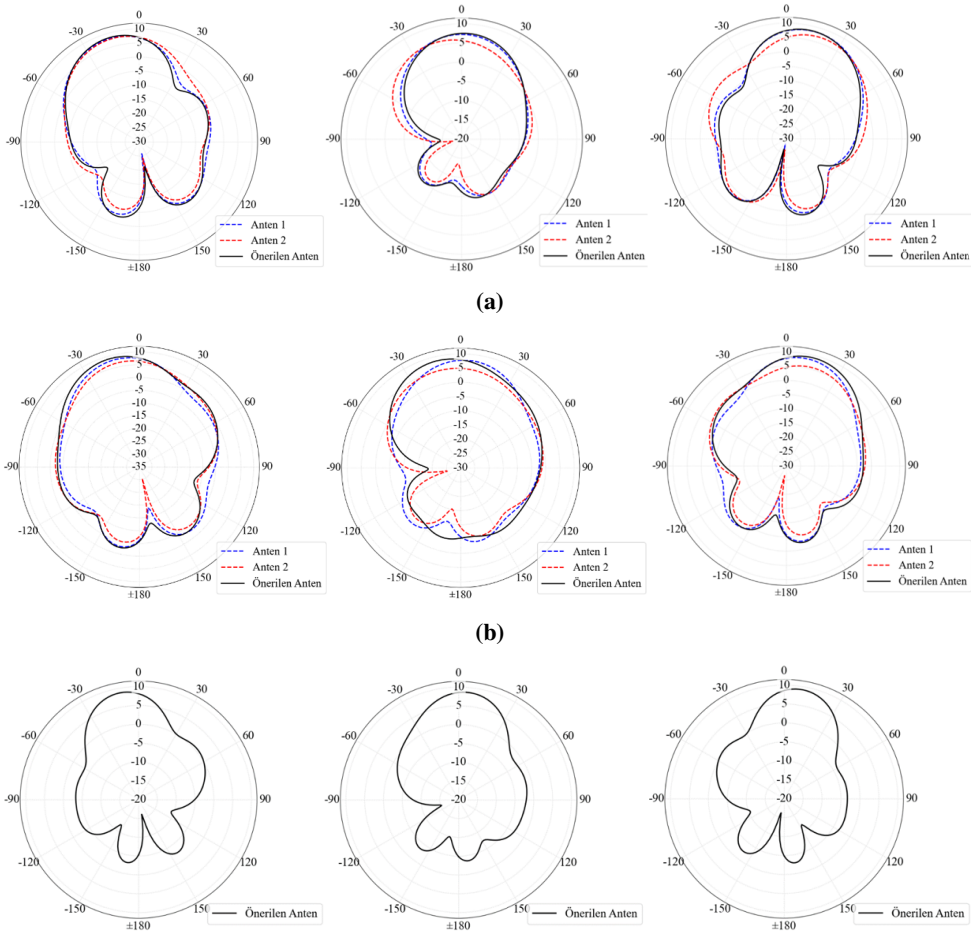
(a) **(b)**

Şekil 4. 3 anten için $|S_{11}|$ (a) ve $|S_{22}|$ (b) değerlerinin karşılaştırılması.



(a) **(b)**

Şekil 5. Önerilen antenin 3,1 GHz ışıma desenleri: Giriş 1 konik (a), Giriş 2 dik yönlü (b).



(a)

(b)

(c)

Şekil 6. Anten 1 ve Anten 2'nin $\beta = 0°, 120°, 180°$; önerilen antenin $\beta = 0°, 300°, 180°$ için 2,5 GHz'de ışıma desenleri (a), Anten 1 ve Anten 2'nin $\beta = 0°, 120°, 180°$; önerilen antenin $\beta = 0°, 330°, 180°$ için 2,8 GHz'de ışıma desenleri (b), Önerilen antenin $\beta = 210°, 0°, 30°$ için 3,1 GHz'de ışıma desenleri (c).

Çizelge 2. Üç farklı anten tasarımının benzetim değişkenlerinin karşılaştırılması

Değişkenler	**Anten 1**	**Anten 2**	**Önerilen Anten**
Desenler	Konik, dik yönlü	Konik, dik yönlü, 2 farklı yüksek mod deseni	Konik, dik yönlü
Bant genişliği	2,165 – 2,94 GHz (%31)	2,45 – 2,82 / 5,87 – 6,89 GHz (%14 / %16)	2,116 – 3,341 GHz (%45)
Yalıtım	−28 dB	−20 dB	−26 dB
Kazanç	Giriş 1: 4 dBi Giriş 2: 9 dBi	Alt: Giriş1: 4.8 / Giriş 2: 8.6 dBi Üst: Giriş 1: 5.6 / Giriş 2: 4.5 dBi	Giriş 1: 5 dBi Giriş 2: 9 dBi
Fiziksel Yapı	Düşük yükseklik	Düşük yükseklik	Çok katmanlı

Kaynaklar

[1] F. T. Çelik, L. Alatan ve Ö. Aydın Çivi, "A compact pattern reconfigurable antenna employing shorted quarterwave patch antennas," *Turk. J. Elec. Eng. Comput. Sci.*, cilt 30, s. 2179–2189, 2022, doi: 10.55730/1300-0632.3932.

[2] C. Deng, X. Lv ve Z. Feng, "Wideband Dual-Mode Patch Antenna with Compact CPW Feeding Network for Pattern Diversity Application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 66, sayı 5, s. 2628–2633, Mayıs 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2809791.

[3] X. Liu, Y. Wu, Z. Zhuang, W. Wang ve Y. Liu, "A Dual-Band Patch Antenna for Pattern Diversity Application," *IEEE Access*, cilt 6, s. 51986–51993, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2870142.

Bilgisayarlı İyonküre Tomografisinde Radyo Örtülme Verisi Zaman Çözünürlüğünün Belirlenmesi

Sinem Deniz YENEN[1], Feza ARIKAN[2]
[1]ASELSAN, REHİS, Ankara
sdyenen@aselsan.com,

[2]Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
arikan@hacettepe.edu.tr

Özet: *Bilgisayarlı İyonküre Tomografisi (BİT), Yerküresel Konumlama Sistemi (YKS) uyduları ile alıcılar arasındaki ölçümleri kullanarak iyonküre elektron yoğunluğu dağılımının yeniden yapılandırılmasını sağlayan önemli bir yöntemdir. YKS uyduları ile yeryüzü alıcıları arasındaki veriler yatay doğrultuda çözünürlük sağlarken, Alçak Yerküre Yörünge (AYY) uyduları üzerindeki alıcılar ile arasındaki Radyo Örtülme (RO) verileri iyonkürenin dikey yapısına ilişkin tamamlayıcı bilgi sunmaktadır. Bu çalışmada IONOLAB-Fusion algoritması kapsamında YKS-AYY uyduları arasındaki verilerin kullanımına ilişkin iki aşamalı bir zaman çözünürlüğü belirleme yöntemi önerilmiştir. Leksikografik hücre modelleri ve bant genişliği analizleri kullanılarak 30 saniye örnekleme zamanının bilgi kaybını en aza indirirken hücre tekrarlarını ve hesaplama yükünü önemli ölçüde azalttığı belirlenmiştir.*

Abstract: *Computerized Ionospheric Tomography (CIT) reconstructs electron density distribution of the ionosphere using measurements between Global Positioning System (GPS) satellites and receivers. While GPS ground-based measurements provide horizontal resolution, Radio Occultation (RO) measurements between GPS and Low Earth Orbit (LEO) satellites offer complementary information on the vertical structure of the ionosphere. In this study, a two-stage temporal resolution determination method is proposed for the utilization of GPS-LEO measurements within the IONOLAB-Fusion algorithm. Using lexicographic cell models and bandwidth analyses, it is demonstrated that a 30 second temporal resolution minimizes information loss while significantly reducing cell repetitions and computational cost.*

1. Giriş

Bilgisayarlı İyonküre Tomografisi (BİT), Eğik Toplam Elektron İçeriği (ETEİ) kestirimleri kullanılarak iyonküre elektron yoğunluğunun yeniden yapılandırılmasını sağlayan bir yöntemdir [1-3]. ETEİ, Yerküresel Konumlama Sistemi (YKS) uyduları ve alıcı istasyonlar arasındaki elektron yoğunluğunun çizgi integralidir [4]. BİT çalışmalarında en yaygın kullanılan veriler, YKS uyduları ile yeryüzü alıcı istasyonları arasındaki ETEİ değerleridir. Bu ölçümler yüksek yatay çözünürlük sağlamakta, ancak ışın geometrisinin büyük ölçüde dikey doğrultuda olması nedeniyle iyonkürenin yükseklik boyunca değişmesinde sınırlı bilgi sunmaktadır. Alçak Yerküre Yörünge (AYY) uyduları üzerinde bulunan YKS alıcıları tarafından gerçekleştirilen Radyo Örtülme (RO) gözlemleri, iyonküre elektron yoğunluğunun dikey yapısına ilişkin tamamlayıcı bilgi sağlayan önemli bir veri kaynağıdır [5]. YKS-AYY uydu çiftleri arasındaki sinyal yolları iyonküreyi farklı yüksekliklerden keserek elektron yoğunluğunun dikey dağılımına ait yüksek çözünürlüklü bilgi vermektedir. Bu nedenle RO verileri, YKS uyduları ile yeryüzü alıcıları arasındaki ETEİ verileri ile gerçekleştirilen iyonküre tomografisini tamamlayıcı niteliktedir. AYY uyduları üzerindeki alıcılar yüksek zaman çözünürlüğünde veri kaydetmektedir. Ancak YKS-AYY uyduları arasında ardışık zamanlarda takip edilen ışınların önemli bir bölümü tomografinin uzamsal çözünürlüğüne bağlı olarak yeniden yapılandırmaya yeni bir bilgi kazandırmadan hesaplama yükünü arttırabilmektedir. Geniş Anlamda Durağanlık (GAD) süresi, deneysel dağılımın birinci ve ikinci momentlerinin belirli bir pencere içerisinde değişmeden kaldığı süredir. IONOLAB-Fusion, Tekil Değer Ayrışımı (TDA) tabanlı, YKS uyduları ile yeryüzü alıcı istasyonları ve AYY uyduları üzerindeki alıcılar arasındaki verilerin kullanılabildiği, 4-B iyonküre elektron yoğunluğu geriçatma algoritmasıdır [6,7]. Bu çalışmada, IONOLAB-Fusion algoritması kullanılarak iyonküre GAD süresi boyunca, YKS-AYY uyduları arasındaki ETEİ verileri için bilgi kaybı ve hesaplama maliyeti arasındaki dengeyi sağlayan iki aşamalı bir optimum zaman çözünürlüğü belirleme yöntemi önerilmiş ve uygun örnekleme süresi belirlenmiştir.

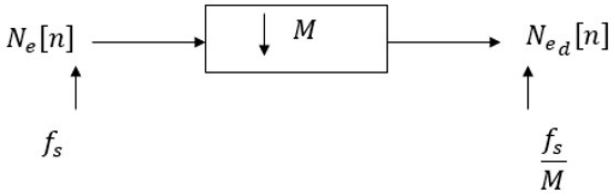
2. IONOLAB-Fusion ile Radyo Örtülme Verisi için Zaman Çözünürlüğünün Belirlenmesi

IONOLAB-Fusion, YKS uyduları ile yeryüzü alıcı istasyonları ve YKS-AYY uydu çiftleri arasındaki ışınları birlikte kullanabilen 4-B iyonküre elektron yoğunluğu geriçatma algoritmasıdır. Algoritmanın genel akış şeması Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. IONOLAB-Fusion algoritması genel akış şeması.

IONOLAB-Fusion algoritmasında iyonküre kullanıcı tarafından belirlenen enlem, boylam, yükseklik ve zaman çözünürlüğüne göre 4-B küresel hücrelere ayrılmakta ve hücreler leksikografik olarak indekslenmektedir. Algoritma kapsamında geliştirilen IONOLAB-mRAY ile YKS-yeryüzü alıcı ve YKS-AYY uydu çiftleri arasındaki ışınlar izlenerek geçtikleri hücreler belirlenmektedir [8]. Tomografide dikey çözünürlüğün artırılması amacıyla YKS-AYY uydu çiftlerine ait ışınlar iyonküre Geniş Anlamda Durağanlık (GAD) süresi boyunca takip edilmektedir. YKS-AYY uyduları arasındaki ardışık ışınların aynı hücrelerden geçmemesini sağlamak için iyonküre GAD süresi boyunca en uygun zaman çözünürlüğünün belirlenmesi amacıyla iki aşamalı bir yöntem geliştirilmiştir. İlk aşamada, GAD süresi boyunca YKS-AYY ışınlarının geçtiği hücrelerin leksikografik indeksleri kaydedilerek hücre değişim periyodu belirlenmiştir. İkinci aşamada ise AYY uydusunun bulunduğu hücreye ait elektron yoğunluğu değerlerinin bant genişliği hesaplanmış, veri farklı zaman çözünürlüklerinde Şekil 2'de gösterilen yöntemle örneklenerek oluşan bant genişliği kaybı değerlendirilmiştir.

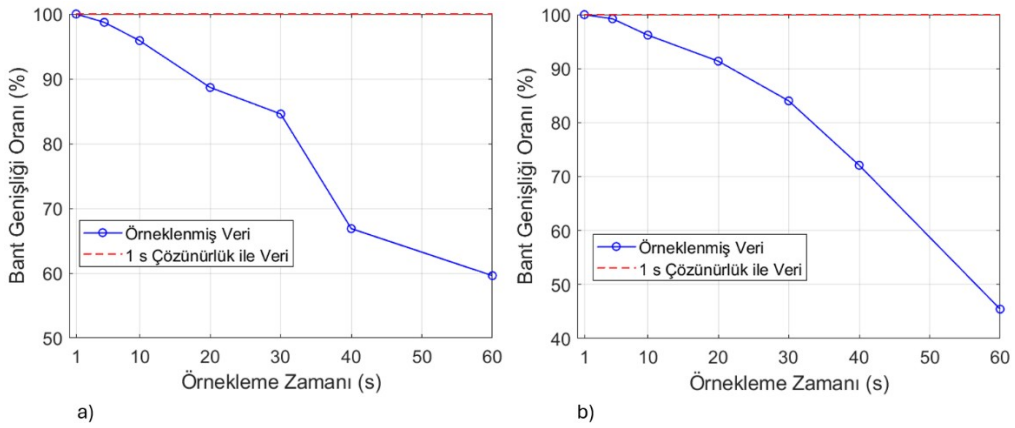


Şekil 2. Elektron yoğunluğu dizisi örnek seyreltme işlemi.

elektron yoğunluğu verisini, örnek seyreltme katsayısını, örnekleme frekansını ve seyreltilmiş elektron yoğunluğu verisini göstermektedir. Seyreltme sonrasında örnekleme frekansının örtüşmeye neden olmaması için Nyquist koşulu kontrol edilmekte, sonrasında seyreltilmiş dizinin bant genişliği hesaplanarak başlangıç dizisinin bant genişliği ile karşılaştırılmaktadır. Böylece bilgi kaybı ile hesaplama yükü birlikte dikkate alınarak en iyilenmiş zaman çözünürlüğü belirlenmektedir.

3. Bulgular

Bu bölümde, önerilen iki aşamalı zaman çözünürlüğü belirleme yöntemi farklı YKS-AYY uydu çiftleri için uygulanmış ve elde edilen sonuçlar sunulmuştur. İyonküre ETEİ verisinin Geniş Anlamda Durağanlık (GAD) süresi daha önce Kayan Pencere Analizi (KAPA) yöntemi ile 11 dakika olarak belirlenmiştir [9]. Bu nedenle analizler, GAD süresi boyunca elde edilen YKS-AYY uydu çiftlerine ait Radyo Örtülme (RO) verileri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. İlk aşamada, GAD süresi boyunca YKS-AYY uydu çiftleri arasındaki ışınların geçtiği küresel hücrelerin leksikografik indeksleri ve bu hücrelere ait elektron yoğunluğu değerleri IONOLAB-mRAY ile hesaplanmıştır. Leksikografik indekslerin en fazla 20 saniye içerisinde değiştiği belirlenmiş, bu nedenle 20 saniyeden daha kısa örnekleme aralıklarında ardışık ışınların çoğunlukla aynı küresel hücrelerden geçtiği görülmüştür. İkinci aşamada, AYY uydularının daha yüksek hareket hızına sahip olması nedeniyle AYY uydusunun bulunduğu hücreye ait elektron yoğunluğu değerleri kullanılmıştır. Bu verilere ait bant genişliği hesaplandıktan sonra sinyal sırasıyla 5, 10, 20, 30, 40 ve 60 saniye çözünürlüklerde örneklenmiştir. Örnek seyreltmeden kaynaklanan bilgi kaybı, seyreltilmiş sinyalin bant genişliğinin başlangıç bant genişliğine oranlanmasıyla değerlendirilmiştir. Şekil 3'te iyonkürenin sakin günleri, 4 Nisan 2013 saat 03:00 GS'de AYY-1–PRN13 ve 17 Nisan 2011 saat 12:00 GS'de AYY-6–PRN17 uydu çiftleri için elde edilen bant genişliği oranları verilmiştir.



Şekil 3. a) 4 Nisan 2013, 03:00 GS, b) 17 Nisan 2011, 12:00 GS için GAD süresi boyunca izlenen elektron yoğunluğu bant genişliğinin zamanda örneklenmesi ile hesaplanan bant genişliğine oranı.

Şekil 3'te 20 s ve 30 s örnekleme zamanlarında bant genişliğinin %85'inden fazlasının korunduğunu, 30 saniyeden sonraki örnekleme aralıklarında ise bant genişliği oranının hızla azaldığı belirlenmiştir. 20 saniyenin altındaki örnekleme aralıklarında leksikografik indekslerde değişim gözlenmemesi, bu süre boyunca elde edilen ölçümlerin büyük ölçüde aynı küresel hücrelere karşılık geldiğini ifade etmektedir. Bu bulgular doğrultusunda, bilgi kaybını düşük seviyede tutarken hücre tekrarlarını ve hesaplama yükünü azaltan en iyilenmiş zaman çözünürlüğü 30 saniye olarak belirlenmiştir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, IONOLAB-Fusion algoritmasında kullanılan YKS-AYY uydu çiftlerine ait Radyo Örtülme (RO) verileri için uygun zaman çözünürlüğünün belirlenmesine yönelik iki aşamalı bir yöntem önerilmiştir. İlk aşamada ışınların geçtiği küresel hücrelerin leksikografik indeksleri incelenerek hücre değişim periyodu belirlenmiş, ikinci aşamada ise elektron yoğunluğu verisinin bant genişliği korunumu değerlendirilerek örnek seyreltmeden kaynaklanan bilgi kaybı analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlar ile incelenen tomografi çözünürlüğü için 20 saniyeden daha kısa örnekleme aralıklarının çoğunlukla aynı küresel hücreleri ifade ettiği, 30 saniyeden sonraki örnekleme aralıklarında ise bant genişliğinin belirgin şekilde azaldığı belirlenmiştir. Bu nedenle, bilgi kaybını düşük seviyede tutarken gereksiz hücre tekrarlarını ve hesaplama yükünü azaltan uygun zaman çözünürlüğü 30 saniye olarak seçilmiştir. Önerilen yöntem, yalnızca IONOLAB-Fusion algoritmasında hesaplama maliyetinin azaltılmasına katkı sağlamakla kalmayıp, farklı tomografi çözünürlükleri ve veri kümeleri için uygun zaman çözünürlüğünün sistematik olarak belirlenmesine de olanak sağlamaktadır.

Kaynaklar

[1]. Arikan, O., Arikan, F., ve Erol, C.B., "Computerized ionospheric tomography with the IRI model", Advances in Space Research, 39, 5, 859-866, 2007.

[2]. Arikan, O., Arikan, F., ve Erol, C.B., "3-D computerized ionospheric tomography with random field priors", Mathematical Methods in Engineering, 325-334, Springer, 2007.

[3]. Tuna, H., Arikan, O., ve Arikan F., "Model based computerized ionospheric tomography in space and time", Advances in Space Research, 61, 8, 2057-2073, 2018.

[4]. Nayir, H., Arikan, F., Arikan, O., ve Erol, C.B., "Total Electron Content Estimation with Reg-Est", Journal of Geophysical Research, 112, A11, 2007.

[5]. Hajj. G.A., Lee, L.C., Pi, X., Romans, L.J., Schreiner, W.S, Straus, P.R., ve Wang, C., "COSMIC GPS ionospheric sensing and weather", Terrestrial Atmospheric and Oceanic Sciences, 11, 1, 235-272, 2000.

[6]. Yenen, S.D., ve Arikan, F., "IONOLAB-Fusion: Fusion of Radio Occultation into Computerized Ionospheric Tomography", Atmosphere, 15, 6, 675, 2024.

[7]. Yenen, S.D., Arikan, F., ve Arikan, O., "State-of-the-Art Computerized Ionospheric Tomography over Africa and Türkiye", Annals of Geophysics, 69, 2, SA220-SA220, 2026.

[8]. Erdem, E., ve Arikan, F., "IONOLAB-RAY: A wave propagation algorithm for anisotropic and inhomogenous ionosphere", Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 25, 3, 1712-1723, 2017.

[9]. Yenen, S.D., "YKS Ağı Tabanlı Toplam Elektron İçeriği ve Alıcı Yanlılığı Kestirimi", Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2017.

X ve Ku Bantlarında Sabit Hüzme Uygulamaları için Dielektrik Çubuk Yüklü Üçgen Oluklu Huni Anten Tasarımı

Alp Emir Gürsoy, Mustafa Kuloğlu, Kamil Karaçuha
REHİS
Aselsan A.Ş.
Ankara
aemirgursoy@aselsan.com, mkuloglu@aselsan.com

İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
İstanbul
karacuha17@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, X ve Ku bantlarında sabit hüzme uygulamalarına yönelik dielektrik çubuk yüklü üçgen oluklu huni anten tasarımı sunulmaktadır. Önerilen anten, 8–18 GHz frekans aralığında kararlı ışıma karakteristiği göstermekte; yan hüzme seviyeleri tüm bant boyunca* -25 *dB'nin altında kalmaktadır. E-, H- ve köşegen düzlemlerde yarım güç hüzme genişliği yaklaşık* $40°$–$52°$ *aralığında korunurken, dielektrik çubuk yüklemesi sayesinde gerçekleşen kazanç frekans bandı boyunca neredeyse sabit kalmaktadır. Bu özellikleriyle anten, geniş bantlı ve sabit hüzme gerektiren radar, elektronik harp, haberleşme, ölçüm ve takip sistemleri için uygun bir adaydır.*

Abstract: *In this study, a dielectric-rod-loaded triangular-corrugated horn antenna design is presented for constant-beam applications in the X and Ku bands. The proposed antenna exhibits stable radiation characteristics over the 8–18 GHz frequency range, while the sidelobe levels remain below* -25 *dB throughout the entire band. The half-power beamwidth is maintained at approximately* $40°$–$52°$ *in the E-, H-, and diagonal planes, and the realized gain remains nearly constant over the operating band due to the dielectric rod loading. With these features, the proposed antenna is a suitable candidate for radar, electronic warfare, communication, measurement, and tracking systems requiring wideband and constant-beam operation.*

1. Giriş

Huni antenler, yüksek kazanç, geniş bant çalışma ve basit besleme yapıları nedeniyle mikrodalga ve milimetre dalga sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Özellikle radar, haberleşme, ölçüm ve takip sistemlerinde antenin yalnızca geniş bantlı çalışması değil, aynı zamanda frekansa bağlı hüzme değişiminin sınırlı kalması da önemli bir gereksinimdir. Bu nedenle, yan hüzme seviyelerinin bastırılması, E- ve H-düzlemi ışıma örüntülerinin dengelenmesi ve yarım güç hüzme genişliğinin geniş frekans bandı boyunca korunması huni anten tasarımında temel hedefler arasındadır. Oluklu huni antenlerde, açıklık ve iç yüzey boyunca oluşturulan oluklar sayesinde sınır koşulları değiştirilerek baskın mod yapısı iyileştirilebilir. Bu yapı, klasik huni antenlerde görülebilen örüntü asimetrisini ve yüksek yan lob seviyelerini azaltmaya yardımcı olur. Özellikle hibrit mod yaklaşımıyla oluklu yapının davranışı $HE_{11} \simeq TM_{11} + \alpha TE_{11}$ şeklinde yorumlanabilir. Burada uygun mod birleşimi, daha simetrik ışıma örüntüsü ve daha düşük çapraz kutuplanma elde edilmesini sağlar [1]. Bununla birlikte, geniş bir frekans aralığında sabit hüzme elde etmek yalnızca oluk geometrisiyle sınırlı değildir. Dielektrik çubuk yüklemesi, huni açıklığı boyunca faz ve alan dağılımını düzenleyerek etkin açıklık davranışını dengeleyebilir. Basitçe, dielektrik yükleme bölgesindeki yayılma sabiti $\beta_d = k_0\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}$ olarak ifade edilebilir ve bu büyüklük, çubuğun geometrisine, yerleşimine ve malzeme özelliklerine bağlı olarak açıklık alanındaki faz ilerlemesini doğrudan etkiler. Böylece dielektrik çubuk, frekansa bağlı kazanç ve hüzme genişliği değişimlerini azaltmak için kullanılabilir [2]. Bu çalışmada, X ve Ku bantlarında sabit hüzme uygulamalarına yönelik dielektrik çubuk yüklü üçgen oluklu huni anten tasarımı sunulmaktadır. Önerilen yapı, 8–18 GHz frekans aralığında düşük yan hüzme seviyesi, kararlı yarım güç hüzme genişliği ve neredeyse sabit gerçeklenmiş kazanç elde etmek amacıyla WRD-650 standart dalga kılavuzu geçisi ile birlikte tasarlanmıştır. Böylece geniş bant boyunca frekansa duyarlılığı düşük, kararlı ışıma karakteristiğine sahip bir huni anten yapısı hedeflenmektedir.

2. Anten Yapısı ve Tasarımı

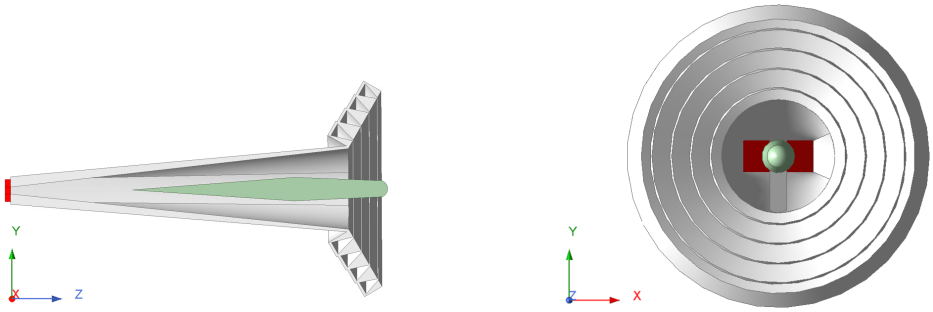
Anten içerisinde istenen HE_{11} modunun yayılımının desteklenmesi için hedeflenen bant boyunca olukların sunduğu yüzey empadansının kapasitif olması gerekmektedir [1]. Geniş bantlarda standart oluklar bu davranışı koruyamamaları ve endüktif sınır koşulu göstermeleri sebebi ile istenmeyen EH ailesi modlarını desteklemektedir. Buna karşın Zvi Frank bu kapasitif bölgenin bant genişliğini artırmak amacıyla giderek daralan oluk geometrisini önermiştir [3]. Empedans uyumunu korumak ve yüksek dereceli modları uyarmamak adına bu oluklar, antenin

dairesel dalga kılavuzu girişinden itibaren ek bir başlangıç mesafesi ile kademeli olarak derinlikleri düşürülerek toplamda dört olukta açıklığa ulaşılacak şekilde kurgulanmıştır. WRD-650 dalga kılavuzu beslemesinden dairesel dalga kılavuzuna geçiş yapısı ise doğrusal sırt profili kullanılarak sağlanmıştır. Son olarak antenin özellikle üst frekanslardaki yan hüzme ve yarım güç hüzme genişliği değerlerini düzenlemek adına dielektik sabiti (ε_r) 1.5 olan bir dielektrik çubuk yüklemesi kullanılarak performansı daha da iyileştirilmiştir. Geçiş yapısının ulaşacağı dairesel dalga kılavuzunun yarıçapı aşağıda önerilen formüllere göre 14.92 mm olarak belirlenmiştir [4] ve toplam uzunluk faz hatası miktarı ve empadans uyumu göz önünde bulundurularak 125 mm seçilmiştir.

$$R = \frac{3\lambda_c}{2\pi} \tag{1}$$

$$f_c = f_{min} \times 1.2 \tag{2}$$

Önerilen anten geometrisi Şekil 1'de verilmiştir. Oluk geometrisi Şekil 2 ile, antenin ilgili parametreleri aşağıdaki Tablo 1 ile verilmiştir.

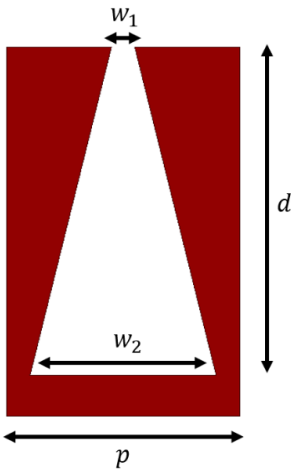


(a) Yandan görünüş **(b)** Açıklık görünüşü

Şekil 1. Önerilen dielektrik çubuk yüklü üçgen oluklu huni anten geometrisi.

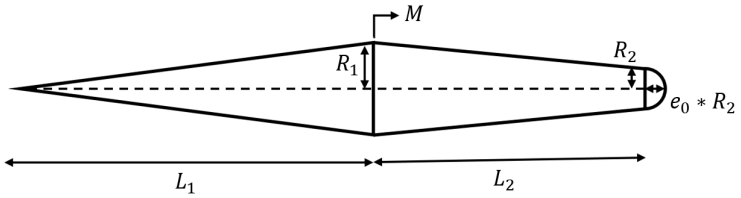
Tablo 1. Huni bölgesinin nihai geometrik parametreleri.

Parametre	**Değer**
1. Oluk Derinliği (d_1)	8.0 mm
2. Oluk Derinliği (d_2)	7.5 mm
3. Oluk Derinliği (d_3)	7.0 mm
4. Oluk Derinliği (d_4)	6.5 mm
Periyot (p)	6.0 mm
Üst Genişlik (w_1)	0.5 mm
Alt Genişlik (w_2)	5.0 mm
Düz Duvar Uzunluğu	0.5 mm
Genişleme Açısı	60°



Şekil 2. Oluk geometrisi.

Kullanılan dielektrik çubuk geometrisi Şekil 3 ile ilgili parametreler ise Tablo 2 ile verilmiştir. Burada M, çubuğun en kalın noktasının antenin dairesel dalga kılavuzu girişine olan uzaklığıdır.



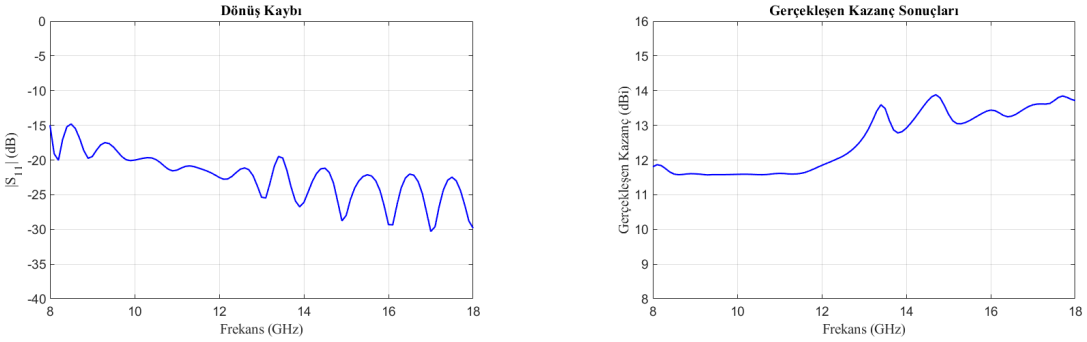
Şekil 3. Kullanılan dielektrik çubuk geometrisi.

Tablo 2. Dielektrik çubuk tasarım parametreleri.

Parametre	L_1	L_2	R_1	R_2	M	e_0
Değer	60.0 mm	31.8 mm	4.35 mm	3.0 mm	20.0 mm	0.9

3. Benzetim Sonuçları

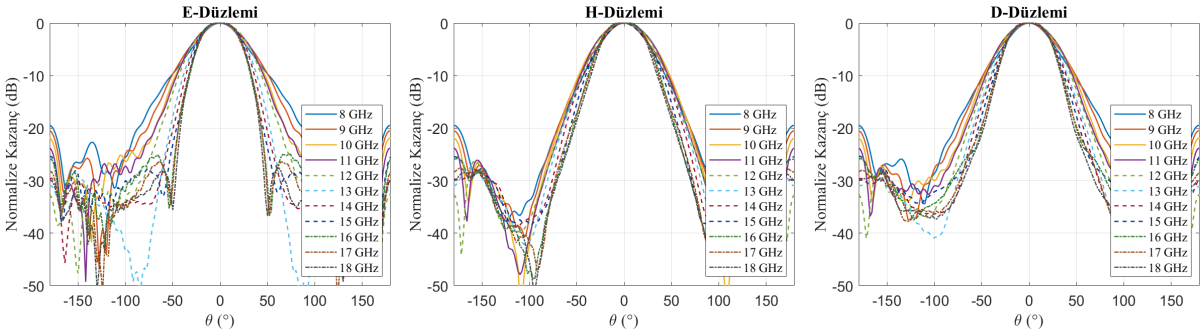
Aşağıda Şekil 4 ile kazanç ve dönüş kaybı sonuçları verilmiştir.



(a) Dönüş kaybı **(b)** Gerçekleşen kazanç

Şekil 4. Önerilen antenin 8–18 GHz frekans aralığındaki dönüş kaybı ve gerçekleşen kazanç sonuçları.

E-, H- ve köşegen düzlem olarak tanımlanan D-düzlemlerindeki ışıma örüntüleri ise Şekil 5'de sunulmuştur.



(a) E-düzlemi **(b)** H-düzlemi **(c)** D-düzlemi

Şekil 5. Önerilen antenin 8–18 GHz frekans aralığında E-, H- ve D-düzlemlerindeki normalize kazanç örüntüleri.

4. Sonuç

Önerilen anten 8–18 GHz bandı boyunca oldukça simetrik ve sabit hüzmeleri 25 dB ve daha iyi yan hüzme seviyesi başarımı ile sağlamıştır. Antenin gerçekleşen kazanç değerleri 11.6 dBi ile 13.8 dBi arasında kalmaktadır. $|S_{11}|$ değeri ise en kötü bant başında yaklaşık -15 dB olarak elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlara bakılarak önerilen antenin ilgili bantta sabit hüzme gerekiren uygulamalar için uygun bir aday olduğu görülebilir.

Kaynaklar

[1] Clarricoats P. J. B. ve Olver A. D., Corrugated horns for microwave antennas, Londra: IEE, 1984.
[2] Chung J.-Y., "Ultra-wideband dielectric-loaded horn antenna with dual-linear polarization capability", Progress In Electromagnetics Research, Cilt 102, s. 397–411, 2010.
[3] Frank Z., "Very wideband corrugated horns", Electronics Letters, Cilt 11, Sayı 6, s. 131–133, 1975.
[4] Granet C. ve James G., "Design of corrugated horns: A primer", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Cilt 47, Sayı 2, s. 76–84, 2005.

Radar Sistemlerinde Renkli Gürültü Karıştırmanın MTI Süzgeci ile CFAR Sezicide Etkileri

Süleyman Kaan ÇETİN[1,2], Tayfun AKGÜL[1]
[1]İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
cetins24@itu.edu.tr

[2]ASELSAN REHİS Sektör Başkanlığı
Ankara

Özet: *Bu çalışmada, renkli gürültü karıştırmanın radarlarda MTI (Hareketli Hedef Göstergesi) süzgeci ve CFAR (Sabit Yanlış Alarm Oranı) sezicisi üzerindeki etkileri incelenmiştir. Beyaz, pembe, kahverengi ve mavi gürültü türleri karşılaştırılmış ve dikkat çeken sonuçlar gözlenmiştir. Beyaz gürültü, CFAR yanlış alarm olasılığı bakımından tasarım değerine en yakın davranışı gösterirken pembe gürültü bu değerden sapmaya neden olmaktadır. Kahverengi gürültü altında gözlenen yüksek tespit olasılığı, yanlış alarm oranındaki belirgin bozulmayla birlikte ortaya çıkmaktadır. Mavi gürültü, yanlış alarm olasılığında önemli bir artışa neden olmadan hedef tespitini zorlaştırmaktadır. Sonuçlar, radar elektronik taarruz senaryolarında karıştırma yönteminin seçimi ve stratejilerin geliştirilmesi açısından yeni bir bakış açısı sunmaktadır.*

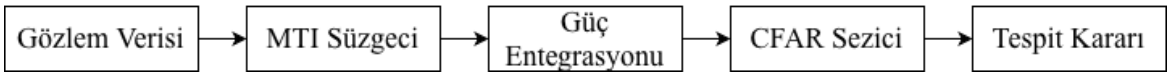
Abstract: *This study investigates the effects of colored noise jamming on MTI (Moving Target Indication) filtering and CFAR (Constant False Alarm Rate) detection in radar systems. White, pink, brown, and blue noise types are compared, revealing notable differences in detector behavior. White noise remains closest to the designed CFAR false alarm probability, while pink noise produces a moderate deviation. Brown noise yields a high detection probability, but this result is accompanied by significant false alarm degradation. In contrast, blue noise makes target detection more difficult without notably increasing false alarms. The results provide insight for jammer selection in electronic attack scenarios.*

1. Giriş

Elektronik harp ortamındaki radarlarda alıcıdaki gözlem sinyali; hedef yankısı, termal gürültü ve karıştırıcı (jammer) gürültüsünü içerir. Alıcıdaki sinyal işleme süreci üç temel aşamadan meydana gelir: *i*-) Kargaşa (clutter) yankılarını bastıran MTI süzgeci; *ii*-) sinyal-gürültü oranını iyileştirme amacıyla uygulanan darbe entegrasyonu ve *iii*-) ortam gürültü seviyesine uyarlanabilir bir eşik belirleyen CFAR sezicisi [1]. Karıştırıcı gürültü genellikle ideal beyaz gürültü olarak varsayılmasına karşın uygulamada dalga biçimi tasarımı, donanım kısıtları ve yayılım ortamı gibi etkenler nedeniyle gürültünün spektral yapısı renklenir [2]. Bu süreç, güç-yasası $(1/f^{\alpha})$ formunda parametrik bir model ile ifade edilebilir [3]. Önceki çalışmamızda [4] karıştırma başarısının salt toplam güç seviyesiyle değil, karıştırıcının güç spektral yoğunluğu ile MTI frekans yanıtı arasındaki etkileşimle belirlendiği gözlenmiştir. Bu çalışmada renkli gürültülü karıştırmanın MTI çıkışını işleyen CFAR seziciler üzerindeki etkisi ele alınmıştır. CFAR sezicisi, karar eşiğini test hücresinin çevresindeki referans hücrelerden hesaplanan arka plan güç seviyesine göre belirler. Bu nedenle referans hücrelerdeki güç dağılımı homojen olmadığında eşik değeri hatalı kestirilebilir ve yanlış alarm olasılığı hedeflenen tasarım değerinden belirgin biçimde sapabilir.

2. Sistem Modeli

Bildiride ele alınan sinyal işleme modeli menzil hücrelerine ayrılan gözlem verisine uygulanan MTI süzgeci, güç entegrasyonu ve CFAR sezici aşamalarından oluşmaktadır. Blok diyagram Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. Sinyal işleme modeli blok gösterimi

Alıcıdaki menzil hücresi, radarın belirli bir uzaklık aralığından aldığı ardışık darbe örneklerini temsil eder. Bu kapsamda r-inci (r=1, …, R) menzil hücresindeki n-inci (n=1, .., N) darbeye karşılık gelen gözlem sinyali

$$x_r[n] = s_r[n] + \sqrt{P_{\text{jam}}}\, j_r[n] + w_r[n] \tag{1}$$

ifadesiyle modellenebilir. Burada $s_r[n]$ hedef yankısını, P_{jam} karıştırıcı gücünü, $j_r[n]$ renkli gürültü karıştırıcısını, $w_r[n]$ termal gürültüyü gösterir. Gözlem sinyali $x_r[n]$'e hareketli hedefleri tespit etmek amacıyla çift iptal edici MTI süzgeci uygulanır. Darbe yanıtı $h[n]$ olan süzgecin çıkışı $y_r[n] = h[n] * x_r[n]'$dir. Burada $*$ evrişim işlemini, $\delta[.]$ Kronecker darbe fonksiyonunu temsil eder. Süzgeç katsayıları $h[n] = \delta[n] - 2\delta[n-1] + \delta[n-2]$ şeklinde tasarlandığında MTI yüksek geçiren süzgeç niteliğine kavuştuğundan düşük Doppler bileşenlerini bastırır. Bu durumda N darbeli bir giriş dizisi için darbe sayısı $N_p = N - 2$ olacağından MTI süzgeç çıkışının tümleşik r-inci gücü

$$Z_r = \frac{1}{N_p}\sum_{n=1}^{N_p} |y_r[n]|^2 \tag{2}$$

elde edilir. MTI süzgeç çıkışının gücü $|H(f_d)|^2 = 16\, sin^4\left(\pi \frac{f_d}{f_{PRF}}\right)$ şeklindedir. Burada Doppler frekansı $f_d = 2v_r/\lambda$, hedefin radyal hızı v_r ve taşıyıcı dalga boyu λ bağıntısıyla belirlenmektedir. f_{PRF} darbe tekrarlama frekansını temsil etmektedir. Karıştırıcı sinyalin spektral güç yoğunluğu ise

$$S_j(f) = \gamma(|f|)^{-\alpha}, \quad |f| \le f_{PRF}/2 \tag{3}$$

güç-yasası adıyla bilinen model ile tanımlanır [3]. Bu bağıntıda α spektral eğimi, γ ölçekleme katsayısını ifade etmektedir (Beyaz gürültü ($\alpha = 0$) için *B*, pembe gürültü ($\alpha = 1$) için *P*, kahverengi gürültü ($\alpha = 2$) için *K*, mavi gürültü ($\alpha = -1$) için *M* sembolleri kullanılmıştır). MTI süzgeç karıştırıcı kazancı çıkıştaki gürültü gücünün giriş gürültü gücüne oranı ile hesaplanır [4].

CFAR sezicisi, test hücresindeki sinyal gücünü komşu hücrelerden kestirilen eşikle karşılaştırır. CFAR karar kuralı $Z_{\text{CUT}} > \tau\widehat{P_c}$ şeklinde olup Z_{CUT} test hücresindeki sinyal gücünü, N_{ref} test hücresinin bir tarafındaki referans hücre sayısını, $\widehat{P_c}$ referans hücrelerin güç kestirimini ve τ eşik çarpanını temsil eder. Bağımsız ve özdeş dağılım (i.i.d.) varsayımı altında CA-CFAR (Hücre Ortalamalı-CA) algoritmasına ait teorik yanlış alarm olasılığı

$$P_{fa} = \left(1 + \frac{\tau}{2N_{ref}}\right)^{-2N_{ref}} \tag{4}$$

ile tanımlanmaktadır [1]. Renkli gürültü türleri MTI sonrası menzil hücrelerinde farklı güç dağılımları oluşturarak CFAR karar mekanizmasını etkiler. Karşılaştırma amacıyla renkli gürültü ortamında CA-CFAR, GO-CFAR (en büyük seçimli-GO), SO-CFAR (en küçük seçimli-SO) ve OS-CFAR (sıralı istatistiksel-OS) seziciler için yanlış alarm ve tespit olasılığı oranları elde edilmiştir. Benzetim sonuçları, ölçülen yanlış alarm olasılığının tasarım değerinden sapma oranı üzerinden değerlendirilmiştir.

3. Benzetim

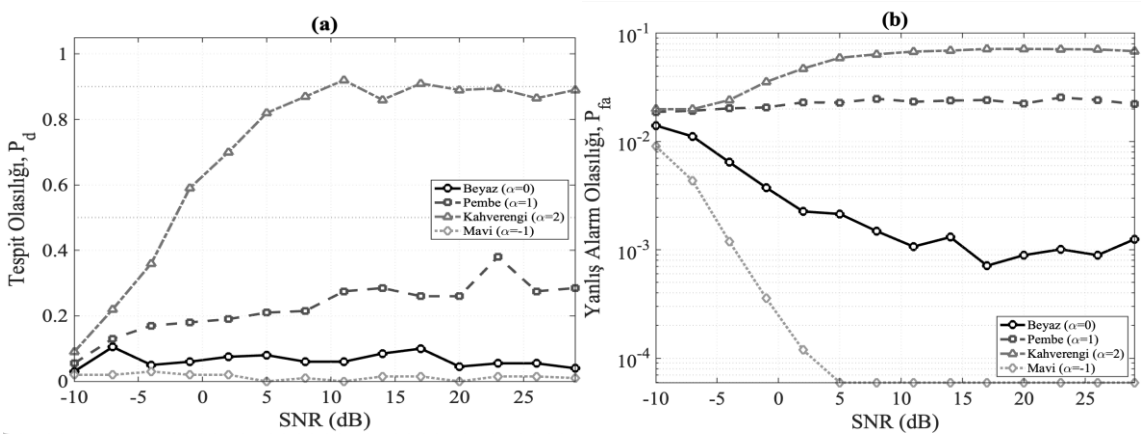
Farklı gürültüler altında CFAR sezicilerin sergilediği teorik değerden sapma miktarları Tablo 1'de sunulmuştur.

Tablo 1. CFAR sezicileri ve renkli gürültü türleri için ölçülen P_{fa} sapma oranları ($P_{fa,\text{tasarım}} = 10^{-3}$). 10^5 Monte Carlo denemesi üzerinden hesaplanan değerler sapma oranı ± standart sapma biçimindedir.

CFAR	Beyaz	Pembe	Kahverengi	Mavi
CA	(1.1 ± 0.02)×	(23.8 ± 0.07)×	(70.9 ± 0.13)×	< 0.01×
GO	(0.9 ± 0.01)×	(19.2 ± 0.07)×	(57.4 ± 0.11)×	< 0.01×
SO	(1.1 ± 0.02)×	(27.1 ± 0.08)×	(84.5 ± 0.14)×	< 0.01×
OS	(1.0 ± 0.02)×	(16.5 ± 0.06)×	(51.5 ± 0.11)×	< 0.01×

Sunulan sapma oranları Tablo 1'de incelendiğinde *K* gürültü altında CFAR sezicilerinin hedeflenen tasarım değerinden belirgin biçimde uzaklaştığı görülmektedir. Bu senaryoda CA-CFAR için ölçülen P_{fa}, tasarım

değerinin yaklaşık 71 katına çıkarak ciddi bir yanlış alarm bozulması oluşturmuştur. *M* gürültü altındaki senaryoda ise oldukça düşük P_{fa} değerleri elde edilmiştir. CFAR türleri arasındaki performans farkı temelde menzil hücreleri arasında yüksek güç ayrışıklığına neden olan *K* gürültü ortamında belirginleşmektedir. En yüksek sapmayı düşük güçlü referans penceresini seçerek karar eşiğini tasarım değerinin altına düşüren SO-CFAR algoritması üretmiştir. Buna karşın OS-CFAR, sıralama istatistiği yöntemiyle menzil hücrelerindeki en uç güç değerlerini baskılamış ve *K* gürültüsünün bozucu etkilerine karşı en gürbüz performansı sergilemiştir.



Şekil 2. CA-CFAR altında renkli gürültü türleri için SNR'ye bağlı olarak değişen (a) tespit olasılığı P_d, (b) yanlış alarm olasılığı P_{fa}.

Gerçek hedefin bulunduğu menzil hücresinde CFAR eşiğinin aşılma oranı olarak tanımlanan tespit olasılığına P_d ve yanlış alarm olasılığına P_{fa} ait sonuçlar Şekil 2'de verilmiştir. Analizlerde, karıştırıcı gücü hedef sinyal gücüne göre sabit oranda ölçeklenmiştir. Grafiklere göre yalnızca *K* gürültüsü senaryosunda P_d = 0.5 düzeyine ulaşılabilmektedir. Kahverengi gürültünün spektral bileşenleri MTI süzgeci tarafından güçlü biçimde bastırıldığı için düşük ve orta SNR rejimlerinde arka plandaki termal gürültü baskın ve belirleyici unsur haline gelmektedir. Ancak *K* gürültüsü altında gözlenen bu yüksek P_d performansı dikkatli yorumlanmalıdır. Bu senaryoda gerçekleşen P_{fa} değerinin yaklaşık %5-8 bandına yükseldiği ölçülmüştür. Düşük SNR bölgesinde $P_d \approx 0.08$ ile $P_{fa} \approx 0.05$-0.08 değerlerinin birbirine yakın olması, bu rejimdeki tespitlerin önemli bir bölümünün hedef kaynaklı olmaktan çok yanlış alarm davranışıyla ilişkili olduğunu göstermektedir. Dolayısıyla *K* gürültüsü altında gözlenen yüksek P_d, tek başına karıştırıcıya karşı bir dayanıklılık göstergesi sayılmamalıdır. *M* gürültüsü ise oldukça düşük bir P_{fa} üretmesine karşın P_d değerini düşük seviyede tutarak hedef tespitini zorlaştırmaktadır. Bu durum, referans hücrelerdeki arka plan güç kestiriminin yükselmesiyle ilişkilendirilebilir.

4. Sonuç

Bu çalışmada renkli gürültü karıştırmanın MTI süzgeci ve CFAR sezici üzerindeki etkileri incelenmiştir. Elde edilen bulgular, karıştırma etkinliğini değerlendirmede MTI çıkışındaki ortalama gücün tek başına yeterli bir ölçüt olmadığını ve yanlış alarm davranışının karıştırıcının spektral yapısına göre önemli ölçüde değişebildiğini göstermektedir. Bulgular, karıştırıcı spektrumunun yalnızca güç seviyesiyle değil, MTI ve CFAR sinyal işleme zinciri üzerindeki etkileriyle birlikte değerlendirilmesi gerektiğini ortaya koymaktadır. Gelecek çalışmalarda, farklı mimarilere sahip MTI süzgeçlerinin renkli gürültü türleriyle etkileşiminin incelenmesi planlanmaktadır. Elde edilen sonuçlar, radar elektronik taarruz senaryolarında uygun karıştırma yönteminin seçilmesi ve renkli gürültü tabanlı karıştırma stratejilerinin değerlendirilmesi açısından yeni bir bakış açısı sunmaktadır.

5. Kaynaklar

[1]. Richards M. A., Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw-Hill, New York, A.B.D., 2014.

[2]. Poisel R. A., Modern Communications Jamming: Principles and Techniques. Artech House, Norwood, MA, A.B.D., 2011.

[3]. Kasdin N. J., "Discrete simulation of colored noise and stochastic processes and 1/f$^{\alpha}$ power law noise generation," Proc. IEEE, cilt.83 no.5, s.802-827, 1995.

[4]. Çetin S. K. ve Akgül T., "Moving target indication filter performance of pulse Doppler radars under colored noise jamming," IGRS'26, İstanbul, Türkiye, Mayıs 2026, baskıda.

Açık Uçlu C16 Karbon Nanokonide Eğrilik-Kenar Etkileşiminin Elektronik ve Fotonik Tanımlayıcılara Etkisi

Can Doğan Vurdu, Fatma Kandemirli
Kastamonu Üniversitesi, Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Kastamonu
e-posta: canvurdu@gmail.com, fkandemirli@kastamonu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, açık uçlu C16 karbon nanokoni modelinde eğrilik, kenar sonlanması ve pentagonal topolojinin elektronik ve fotonik tanımlayıcılar üzerindeki etkisi VASP–PAW/PBE yaklaşımıyla değerlendirilmiştir. Yakın-Fermi durum yoğunluğu, orbital karışım, Bader yük kontrastı, iş fonksiyonu ve kayıp-fonksiyonu izleri birlikte incelenmiştir. Bulgular, sonuçların izole nanokoni genellemesi olarak değil, seçilen periyodik açık uçlu C16 modeline özgü elektronik, elektrostatik ve fotonik göstergeler olarak yorumlanması gerektiğini göstermektedir.*

Abstract: *This contribution evaluates the effects of curvature, edge termination, and pentagonal topology on the electronic and photonic descriptors of an open-tip C16 carbon nanocone using the VASP–PAW/PBE approach. Near-Fermi density of states, orbital mixing, Bader-charge contrast, work function, and loss-function features are considered together. The results indicate that the obtained descriptors should be interpreted as model-specific electronic, electrostatic, and photonic indicators of the selected periodically represented open-tip C16 nanocone, rather than as general properties of isolated carbon nanocones.*

Anahtar Kelimeler: Karbon nanokoni, açık uçlu C16 model, VASP, PAW/PBE, elektronik yapı, iş fonksiyonu, fotonik tanımlayıcı.

1. Giriş

Karbon nanokoniler, grafen benzeri sp^2 karbon ağında yer alan pentagonal kusurların oluşturduğu konik eğrilik nedeniyle elektronik, elektrostatik ve optik özellikleri değişebilen düşük boyutlu karbon nanoyapılardır [1]–[3]. Konik geometri, düzlemsel grafen yapısından farklı olarak apeks, yan duvar ve taban/kenar bölgelerinde farklı bağlanma çevreleri ve yerel eğrilik koşulları oluşturur. Bu bölgesel farklılıklar, elektronik durum yoğunluğu, yük dağılımı, elektrostatik potansiyel ve optik yanıt gibi tanımlayıcıların yapı içinde homojen dağılmamasına yol açabilir.

Bu nedenle karbon nanokoni modellerinin elektronik ve fotonik davranışını yalnızca tek bir küresel enerji, tek bir yoğunluk değeri veya tek bir yüzey parametresiyle açıklamak yeterli olmayabilir. Özellikle küçük ölçekli ve açık uçlu modellerde, yakın-Fermi elektronik durumlar; konik eğrilik, pentagonal topoloji, kenar etkileri, periyodik sınır koşulları ve sonlu boyut etkilerinin birleşik sonucu olarak ortaya çıkabilir. Bu nedenle elde edilen verilerin bölgesel ve model-bağımlı tanımlayıcılar üzerinden yorumlanması daha güvenli bir yaklaşım sunar.

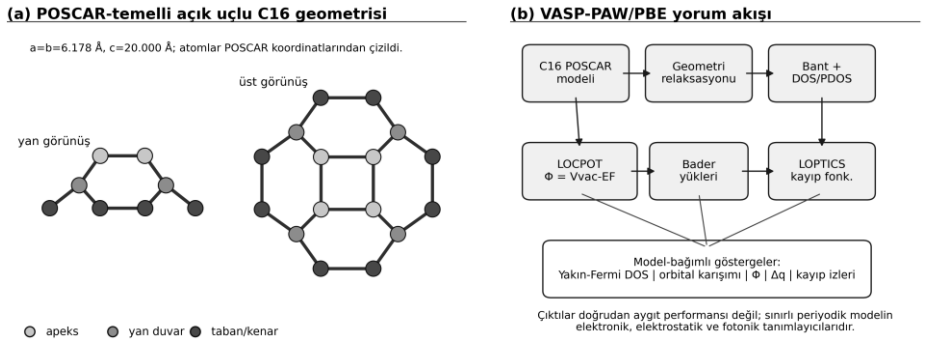
Bu bildiride, açık uçlu 16 atomlu karbon nanokoni modeli URSI-D Elektronik ve Fotonik başlığı kapsamında kısa bir ilk-prensipler gösterge analizi olarak ele alınmıştır. VASP-PAW/PBE hesaplamalarından elde edilen elektronik bant yapısı ve DOS/PDOS sonuçları, iş fonksiyonu tahmini, atom bazlı Bader yükleri ve bağımsız parçacık düzeyindeki optik kayıp-fonksiyonu izleri birlikte değerlendirilmiştir. Çalışmanın amacı, açık uçlu C16 karbon nanokoni geometrisinde eğrilik ve kenar etkilerinin elektronik, elektrostatik ve fotonik tanımlayıcılar üzerindeki rolünü ortaya koymak; ancak bu sonuçları izole tüm karbon nanokoniler için genel bir özellik olarak yorumlamamaktır.

2. Model ve hesaplama çerçevesi

Bu çalışmada, kapalı tepe atomu içermeyen açık uçlu C16 karbon nanokoni modeli ele alınmıştır. Hesaplama hücresinde yanal doğrultularda periyodik sınır koşulları uygulanmış, koni ekseni boyunca ise vakum ayrımı kullanılmıştır. Bu nedenle elde edilen sonuçlar, tamamen izole bir moleküler nanokoniye değil, periyodik temsil içinde incelenen küçük ölçekli açık uçlu C16 modeline aittir. Yapı; apeks, yan duvar ve taban/kenar bölgelerine ayrılarak değerlendirilmiştir. Şekil 1'de verilen geometri, yüklenen VASP POSCAR dosyasındaki atom koordinatlarından doğrudan oluşturulmuş ve aynı şekil üzerinde VASP-PAW/PBE hesaplama çıktılarının elektronik, elektrostatik ve fotonik tanımlayıcılara nasıl dönüştürüldüğü özetlenmiştir.

Birinci-prensip hesaplamalar VASP kullanılarak yürütülmüş; iyon-elektron etkileşimi PAW yaklaşımıyla, değiş-tokuş korelasyon etkileri ise PBE-GGA fonksiyoneliyle temsil edilmiştir [4]–[7]. Düzlem dalga kesme enerjisi 500 eV olarak alınmıştır. Elektronik yanıt, bant yapısı ve DOS/PDOS çıktıları üzerinden; elektrostatik yanıt, LOCPOT temelli düzlemsel ortalama potansiyel, iş fonksiyonu ve Bader yükleri üzerinden; fotonik yanıt ise VASP LOPTICS çıktılarından türetilen nitel optik göstergeler üzerinden değerlendirilmiştir [8], [9]. İş fonksiyonu aşağıdaki eşitlikle tanımlanmıştır:

$$\Phi = V_{\text{vakum}} - E_F \qquad (1)$$



Şekil 1. Açık uçlu C16 karbon nanokoni geometrisi ve VASP-PAW/PBE hesaplama-yorum akışı. Geometri paneli, açık uçlu C16 karbon nanokoni atomlarının yan görünüş ve üst görünüşünü göstermektedir. Akış paneli ise bant yapısı, DOS/PDOS, LOCPOT, Bader yükleri ve LOPTICS çıktılarının model-bağımlı elektronik, elektrostatik ve fotonik tanımlayıcılar olarak nasıl değerlendirildiğini özetlemektedir.

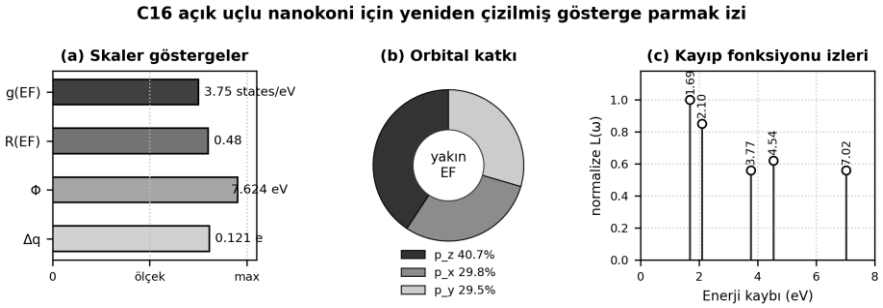
3. Hesaplama sonuçları ve elektronik–fotonik tanımlayıcılar

VASP-PAW/PBE hesaplamaları, açık uçlu C16 karbon nanokoni modelinin konik geometrisini koruduğunu ve yapının apeks, yan duvar ve taban/kenar bölgeleri arasında belirgin bölgesel farklılıklar taşıdığını göstermektedir. Hesaplama hücresinde $a = b = 6.178$ Å ve $c = 20.000$ Å değerleri kullanılmıştır. Açık uçlu geometri, özellikle üst bölgedeki apeks atomları ile taban/kenar atomları arasında farklı bağlanma çevreleri oluşturmaktadır. Bu bölgesel ayrım, elektronik yapı, yük dağılımı ve optik yanıtın birlikte değerlendirilmesi açısından önemlidir.

Elektronik yapı sonuçları, Fermi seviyesi yakınında sonlu durum yoğunluğu bulunduğunu göstermektedir. Toplam DOS analizi, $g(E_F) \approx 3.75$ states/eV değerinde yakın-Fermi spektral ağırlık vermektedir. Bu sonuç, seçilen PBE/periyodik temsil içinde metalik-benzeri bir elektronik yanıt olduğunu göstermektedir. PDOS ayrıştırması, yakın-Fermi bölgesinde p_z katkısının yaklaşık %40.7 ile baskın olduğunu; p_x ve p_y katkılarının ise sırasıyla yaklaşık %29.8 ve %29.5 düzeyinde bulunduğunu göstermektedir. Bu dağılım, açık uçlu konik geometride yalnızca saf π-karakterli bir yanıt değil, belirgin bir orbital karışımı bulunduğunu ortaya koymaktadır. Orbital karışım göstergesi $R(E_F) \approx 0.480$olarak elde edilmiştir.

Elektrostatik sonuçlar, açık uçlu C16 modelinde bölgesel potansiyel ve yük dağılımı farklılıklarının belirgin olduğunu göstermektedir. Düzlemsel ortalama elektrostatik potansiyelden hesaplanan iş fonksiyonu $\Phi = 7.624$ eV olarak bulunmuştur. Bader yük analizi, tüm sistemin ortalama yük bakımından nötr olduğunu; ancak atom grupları arasında yerel yük farkları bulunduğunu göstermektedir. Ortalama Bader yükleri apeks bölgesi için 4.0210 e, taban/kenar bölgesi için 4.0393 e ve yan duvar bölgesi için 3.9003 e olarak elde edilmiştir. Apeks–yan duvar yük kontrastı yaklaşık $\Delta q \approx +0.121$ e düzeyindedir. Bu sonuç, açık uçlu nanokoni geometrisinde bölgesel yük inhomojenliğinin elektronik ve elektrostatik yanıt üzerinde rol oynadığını göstermektedir.

Optik/fotonik hesaplamalar, bağımsız parçacık yaklaşımı içinde düşük enerjili optik yanıt ve belirgin kayıp-fonksiyonu izleri vermektedir. Optik soğurma başlangıcı yaklaşık 0.1085 eV civarında gözlenmiştir. Soğurma özellikleri 0.963, 4.408, 6.934, 7.169, 7.447 ve 9.544 eV civarında karakteristik geçiş izleri göstermektedir. Elektron enerji-kayıp fonksiyonunda ise 1.691, 2.097, 3.766, 4.537 ve 7.019 eV değerlerinde maksimumlar elde edilmiştir. Bu sonuçlar, açık uçlu C16 modelinin düşük enerjili elektronik geçişler ve π/σ-karakterli optik izler taşıdığını göstermektedir. Eksiton etkileri, yerel alan etkileri ve süperhücre normalizasyonu açıkça dâhil edilmediğinden, bu sonuçlardan nicel plazmonik aygıt performansı çıkarılmamıştır. Şekil 2, elektronik, elektrostatik ve fotonik tanımlayıcıları tek bir gösterge parmak izi içinde özetlemektedir.



Şekil 2. Açık uçlu C16 karbon nanokoni modeli için hesaplanan elektronik, elektrostatik ve fotonik tanımlayıcıların özet gösterimi. Panelde yakın-Fermi durum yoğunluğu $g(E_F)$, orbital karışım oranı $R(E_F)$, iş fonksiyonu Φ, Bader yük kontrastı Δq ve kayıp-fonksiyonu maksimumları birlikte verilmiştir.

Tablo 1. Açık uçlu C16 karbon nanokoni modeli için hesaplanan temel sonuçlar.

Hesaplanan büyüklük	Değer	Fiziksel anlamı
Yakın-Fermi DOS	$g(E_F) \approx 3.75$ states/eV	Fermi yakınında sonlu spektral ağırlık
p_z katkısı	%40.7	Yakın-Fermi bölgesinde baskın orbital katkı
p_x katkısı	%29.8	Orbital karışımın yatay bileşeni
p_y katkısı	%29.5	Orbital karışımın diğer yatay bileşeni
Orbital karışım	$R(E_F) \approx 0.480$	p_x/p_y katkısının belirginliği
İş fonksiyonu	$\Phi = 7.624$ eV	Elektrostatik yüzey tanımlayıcısı
Ortalama Bader yükü, apeks	4.0210 e	Bölgesel yük dağılımı
Ortalama Bader yükü, taban/kenar	4.0393 e	Bölgesel yük dağılımı
Ortalama Bader yükü, yan duvar	3.9003 e	Bölgesel yük dağılımı
Apeks–yan duvar kontrastı	$\Delta q \approx +0.121$ e	Yerel yük inhomojenliği
Optik soğurma başlangıcı	0.1085 eV	Düşük enerjili optik yanıt
Kayıp-fonksiyonu maksimumları	1.691, 2.097, 3.766, 4.537, 7.019 eV	π/σ -karakterli kayıp izleri

4. Yorum sınırı ve model kapsamı

Hesaplama sonuçları, açık uçlu C16 karbon nanokoni modelinde elektronik, elektrostatik ve fotonik yanıtların bölgesel geometriyle ilişkili olduğunu göstermektedir. Yakın-Fermi durum yoğunluğu, orbital karışım, iş fonksiyonu, Bader yük kontrastı ve optik kayıp maksimumları birlikte değerlendirildiğinde, açık uçlu konik yapının yalnızca geometrik bir model değil, aynı zamanda elektronik-fotonik davranışı etkileyen bir yerel yapı düzeni sunduğu görülmektedir.

Bununla birlikte, sonuçların yorumu seçilen hesaplama modeliyle sınırlıdır. Yakın-Fermi durumları PBE/periyodik modelde metalik-benzeri çıktı olarak; iş fonksiyonu model-bağımlı elektrostatik tanımlayıcı olarak; Bader yükleri atom çözünürlüklü yerel yük farkı olarak; optik kayıp maksimumları ise IPA/LOPTICS düzeyinde nitel fotonik izler olarak değerlendirilmiştir. Bu nedenle sonuçlar izole karbon nanokoniler için kesin metaliklik, doğrudan alan-emisyon üstünlüğü veya nicel plazmonik aygıt performansı şeklinde genelleştirilmemiştir.

Tablo 2. Yorum sınırı: hesaplanan tanımlayıcılar ve desteklenmeyen çıkarımlar.

Tanımlayıcı sınıfı	Bu bildiride desteklenen yorum	Desteklenmeyen genelleme
Elektronik	PBE/periyodik modelde yakın-Fermi spektral ağırlık	İzole nanokoni için kesin metaliklik
Elektrostatik	Φ ve Bader: yerel yük inhomojenliği	Apeksin tek başına alan-emisyon üstünlüğü
Fotonik	IPA/LOPTICS: nitel kayıp-fonksiyonu izleri	Nicel plazmonik aygıt performansı

5. Sonuç

Bu bildiride, açık uçlu C16 karbon nanokoni modelinin elektronik, elektrostatik ve fotonik tanımlayıcıları VASP-PAW/PBE çerçevesinde değerlendirilmiştir. Hesaplamalar, modelin Fermi seviyesi yakınında $g(E_F) \approx 3.75$ states/eV düzeyinde sonlu durum yoğunluğu taşıdığını, yakın-Fermi orbital katkılarının p_z, p_x ve p_y bileşenleri arasında belirgin şekilde dağıldığını ve orbital karışım göstergesinin $R(E_F) \approx 0.480$ olduğunu göstermektedir. Elektrostatik analiz, iş fonksiyonunu $\Phi = 7.624$ eV olarak vermiştir. Bader yükleri ise apeks, yan duvar ve taban/kenar bölgeleri arasında belirgin yerel yük farkları bulunduğunu göstermiştir. Ortalama Bader yükleri apeks için 4.0210 e, taban/kenar için 4.0393 e ve yan duvar için 3.9003 e olarak elde edilmiştir. Apeks–yan duvar yük kontrastı yaklaşık $+0.121$ e düzeyindedir.

Optik/fotonik analizde, düşük enerjili optik yanıt ve 1.691–7.019 eV aralığında kayıp-fonksiyonu maksimumları elde edilmiştir. Bu sonuçlar, açık uçlu C16 karbon nanokoni geometrisinin yakın-Fermi elektronik yapı, yerel yük dağılımı, elektrostatik potansiyel ve optik kayıp özellikleri üzerinde birlikte etkili olduğunu göstermektedir. Daha büyük süperhücreler, kenar pasivasyonu, vakum yakınsama testleri ve TDDFT/GW-BSE düzeyinde optik doğrulamalar, bu sonuçların daha geniş karbon nanokoni ailelerine genellenebilmesi için sonraki adımlar olarak değerlendirilmelidir.

Kaynaklar

[1]. Krishnan A., Dujardin E., Treacy M. M. J., Hugdahl J., Lynum S. ve Ebbesen T. W., "Graphitic cones and the nucleation of curved carbon surfaces," Nature, cilt 388, s.451-454, 1997.
[2]. Charlier J.-C. ve Rignanese G.-M., "Electronic structure of carbon nanocones," Physical Review Letters, cilt 86, s.5970-5973, 2001.
[3]. Lammert P. E. ve Crespi V. H., "Graphene cones: classification by fictitious flux and electronic properties," Physical Review B, cilt 69, 035406, 2004.
[4]. Kresse G. ve Furthmüller J., "Efficiency of ab-initio total energy calculations for metals and semiconductors using a plane-wave basis set," Computational Materials Science, cilt 6, s.15-50, 1996.
[5]. Kresse G. ve Furthmüller J., "Efficient iterative schemes for ab initio total-energy calculations using a plane-wave basis set," Physical Review B, cilt 54, s.11169-11186, 1996.
[6]. Blöchl P. E., "Projector augmented-wave method," Physical Review B, cilt 50, s.17953-17979, 1994.
[7]. Kresse G. ve Joubert D., "From ultrasoft pseudopotentials to the projector augmented-wave method," Physical Review B, cilt 59, s.1758-1775, 1999.
[8]. Perdew J. P., Burke K. ve Ernzerhof M., "Generalized gradient approximation made simple," Physical Review Letters, cilt 77, s.3865-3868, 1996.
[9]. Gajdoš M., Hummer K., Kresse G., Furthmüller J. ve Bechstedt F., "Linear optical properties in the projector-augmented wave methodology," Physical Review B, cilt 73, 045112, 2006.
[10]. Henkelman G., Arnaldsson A. ve Jónsson H., "A fast and robust algorithm for Bader decomposition of charge density," Computational Materials Science, cilt 36, s.354-360, 2006.

Yön-Kovaryans Destekli Radar-LiDAR Taramasında Uyarlanabilir Uzaktan Algılama Modeli

Can Doğan Vurdu
Kastamonu Üniversitesi, Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Kastamonu
e-posta: canvurdu@gmail.com

Özet: *Bu çalışmada, radar ve LiDAR tabanlı uzaktan algılama sistemlerinde aktif tarama alanını azaltmak için yön-kovaryans destekli uyarlanabilir bir görevleme modeli sunulmuştur. Önerilen yaklaşımda, hedef/ilgi bölgesi etrafında kovaryans matrisiyle tanımlanan bir belirsizlik elipsi oluşturulmuş ve radar-LiDAR taraması yalnızca bu bölgeye yönlendirilmiştir. Örnek 2B simülasyonda klasik tam tarama ile kovaryans destekli tarama karşılaştırılmış; taranan alanın %80.7, hücre/darbe sayısının %80.9, ortalama güç tüketiminin %72.9 ve doğrulama süresinin %80.9 azaltılabileceği gösterilmiştir.*

Abstract: *This contribution presents a direction-covariance-assisted adaptive tasking model for reducing the active scan area in radar-LiDAR remote sensing systems. A covariance-defined uncertainty ellipse is formed around the estimated target/region of interest, and radar-LiDAR scanning is restricted to this region. In a representative 2D simulation, conventional full-area scanning is compared with covariance-assisted scanning. The results show reductions of 80.7% in scanned area, 80.9% in cell/pulse count, 72.9% in average power consumption, and 80.9% in verification time.*

Anahtar Kelimeler: Radar, LiDAR, uzaktan algılama, dalga yayılımı, kovaryans elipsi, uyarlanabilir tarama.

1. Giriş

Radar ve LiDAR sistemleri, elektromanyetik dalga yayılımı ilkelerine dayalı olarak hedef algılama, mesafe ölçümü, sahne yorumlama ve uzaktan algılama uygulamalarında yaygın biçimde kullanılmaktadır. Radar sistemleri radyo frekansı bölgesinde çalışarak menzil, saçılma kesiti ve sinyal-gürültü oranı üzerinden bilgi üretirken; LiDAR sistemleri optik bölgede çalışarak yüksek açısal ve uzamsal çözünürlük sağlar [1]-[4]. Son yıllarda radar-kamera, LiDAR-radar ve 4D radar-LiDAR füzyonu çalışmaları, çoklu algılayıcıların zorlu görüş ve hava koşullarında tamamlayıcı kullanılabileceğini göstermektedir [7]-[12].

Geniş alanlı arama senaryolarında radar ve LiDAR'ın tüm gözlem alanını sürekli taraması, güç tüketimini, veri miktarını ve doğrulama süresini artırabilir. Bu nedenle aktif taramanın tüm alana yayılması yerine, hedefin bulunma olasılığının daha yüksek olduğu bölgelere yönlendirilmesi daha verimli bir yaklaşım sunar. Bu bildiride, yön-kovaryans bilgisine dayalı olarak radar-LiDAR tarama alanını daraltan uyarlanabilir bir görevleme modeli önerilmektedir.

Çalışmanın temel katkısı, hedef/ilgi bölgesi etrafındaki belirsizliği yalnızca tek bir nokta veya yön açısı olarak değil, kovaryans matrisiyle tanımlanan iki boyutlu bir belirsizlik elipsi olarak ele almasıdır. Bu elips, radar arama hücrelerinin ve LiDAR darbe/görüş alanı görevlemesinin sınırlandırılmasında kullanılmıştır. Böylece önerilen model, sinyal fiziğini değiştirmeden aktif tarama yükünü azaltmayı hedeflemektedir.

2. Model ve simülasyon yöntemi

Simülasyon iki boyutlu x-y düzleminde kurulmuştur. Gözlem alanı x ∈ [-1000,1000] m ve y ∈ [-800,800] m olarak tanımlanmıştır. Buna göre toplam klasik tarama alanı,

$$A_{\text{tam}} = (x_{\max} - x_{\min})(y_{\max} - y_{\min}) \qquad (1)$$

şeklinde hesaplanmıştır. Bu çalışmada $A_{\text{tam}} = 3.200\ \text{km}^2$ olarak elde edilmiştir. Alan 241 × 193 noktalı bir ızgaraya ayrılmış ve klasik tam taramada toplam hücre sayısı,

$$N_{\text{tam}} = 241 \times 193 = 46513 \qquad (2)$$

olmuştur. Tahmini hedef/ilgi merkezi $\hat{x} = \begin{bmatrix} 320 \\ -120 \end{bmatrix}$ m olarak seçilmiştir. Konum belirsizliği kovaryans matrisiyle tanımlanmıştır:

$$P = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & \rho\sigma_x\sigma_y \\ \rho\sigma_x\sigma_y & \sigma_y^2 \end{bmatrix} \qquad (3)$$

Simülasyonda $\sigma_x = 250$ m, $\sigma_y = 140$ m ve $\rho = 0.35$. Belirsizlik elipsi Mahalanobis uzaklığı ile tanımlanmıştır:

$$U = \{x: (x - \hat{x})^T P^{-1} (x - \hat{x}) \le \gamma\} \qquad (4)$$

Burada U kovaryans destekli tarama bölgesini, P kovaryans matrisini, x̂ tahmini hedef merkezini ve γ güven sınırını ifade eder. İki boyutlu yaklaşık %95 güven sınırı için γ = 5.991 kullanılmıştır [5], [6].

Radar yanıtı basitleştirilmiş radar menzil denklemiyle hesaplanmıştır:

$$P_r = P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma / (4\pi)^3 R^4 L \qquad (5)$$

Burada P_r alınan radar gücünü, P_t gönderim gücünü, G_t ve G_r anten kazançlarını, λ dalga boyunu, σ radar kesit alanını, R menzili ve L toplam kayıp terimini göstermektedir. Radar sinyal-gürültü oranı,

$$SNR = P_r / kTBF \qquad (6)$$

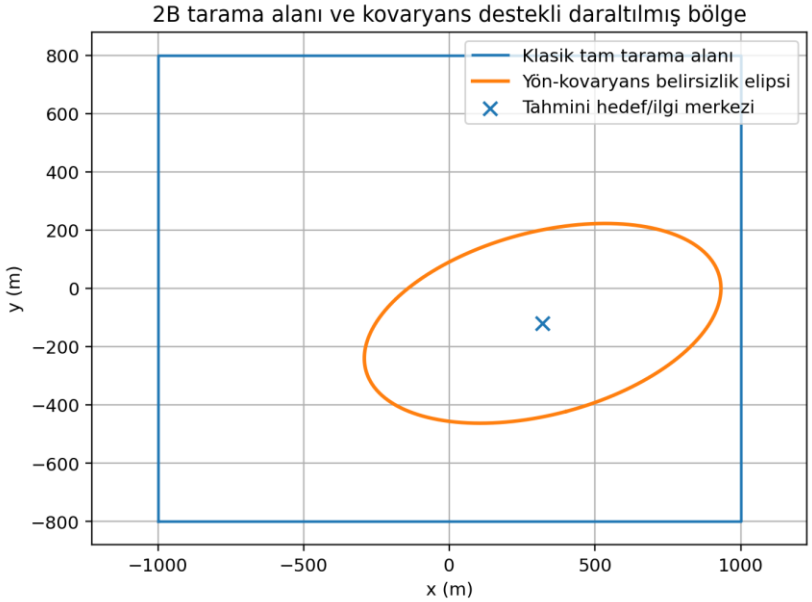
ile hesaplanmıştır. LiDAR dönüş sinyali ise basitleştirilmiş menzil ve atmosferik zayıflama modeliyle ifade edilmiştir:

$$P_{r,L} \propto P_t A_r \rho_t e^{-2\alpha R}/R^2 \qquad (7)$$

Burada A_r alıcı açıklığını, ρ_t hedef yansıtıcılığını ve α atmosferik zayıflama katsayısını göstermektedir. Simülasyonda klasik tam tarama ile kovaryans destekli tarama; taranan alan, hücre/darbe sayısı, aktif süre oranı, veri miktarı, ortalama güç tüketimi ve doğrulama süresi açısından karşılaştırılmıştır.

3. Simülasyon sonuçları

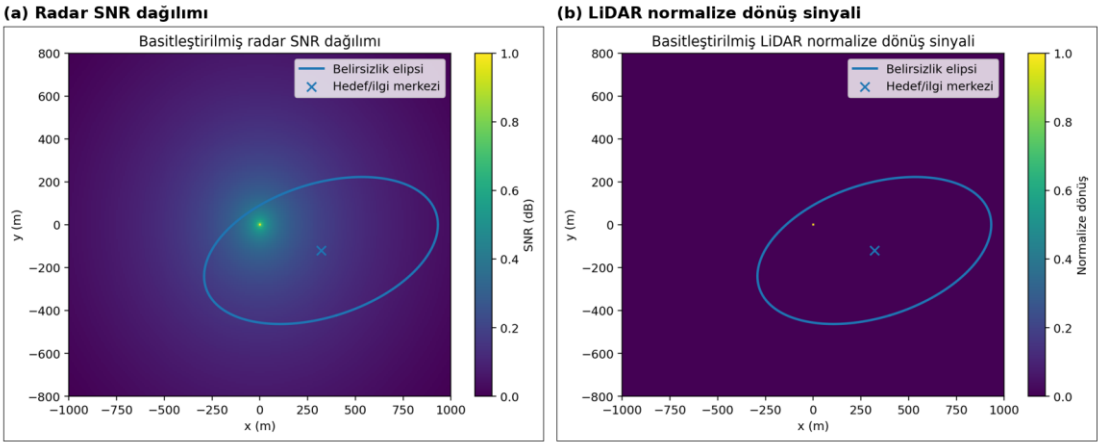
Şekil 1, klasik tam tarama alanı ile yön-kovaryans destekli daraltılmış tarama bölgesini göstermektedir. Büyük dikdörtgen tüm gözlem alanını, elips ise kovaryans matrisiyle tanımlanan belirsizlik bölgesini temsil etmektedir. Klasik yöntemde radar ve LiDAR bütün alanı tararken, önerilen yöntemde aktif tarama yalnızca elips içiyle sınırlandırılmıştır.



Şekil 1. Klasik tam tarama alanı ve yön-kovaryans destekli daraltılmış tarama bölgesi.

Simülasyonda tam tarama alanı 3.200 km² iken kovaryans destekli tarama alanı 0.617 km² olarak elde edilmiştir. Böylece aktif tarama alanı yaklaşık %80.7 oranında azalmıştır. Tam taramada 46.513 hücre değerlendirilirken, kovaryans destekli yöntemde 8.881 hücre taranmıştır. Bu da hücre/darbe sayısında yaklaşık %80.9 azalma anlamına gelmektedir.

Şekil 2, basitleştirilmiş radar SNR dağılımı ile LiDAR normalize dönüş sinyalini birlikte göstermektedir. Radar SNR değeri menzil ile kuvvetli biçimde değişmektedir; çünkü radar menzil denklemi alınan gücün yaklaşık R^-4 ile azaldığını gösterir. LiDAR dönüşü ise menzil ve atmosferik zayıflamaya bağlıdır. Her iki panelde de kovaryans elipsi, aktif taramanın odaklandığı bölgeyi göstermektedir.



Şekil 2. Basitleştirilmiş radar SNR dağılımı ve LiDAR normalize dönüş sinyali. Panellerde kovaryans destekli tarama bölgesi elips ile gösterilmiştir.

Tablo 1. Klasik tam tarama ve yön-kovaryans destekli tarama için metrik karşılaştırması.

Metrik	Klasik tam tarama	Kovaryans destekli tarama	Değişim
Taranan alan	3.200 km²	0.617 km²	%80.7 azalma
Hücre/darbe sayısı	46.513	8.881	%80.9 azalma
Radar aktif oranı	%100.0	%19.3	%80.7 azalma
LiDAR darbe oranı	%100.0	%19.1	%80.9 azalma
Veri miktarı	2180.3 kB	416.3 kB	%80.9 azalma
Ortalama güç	155.0 W	42.0 W	%72.9 azalma
Doğrulama süresi	23.26 s	4.44 s	%80.9 azalma
Hedef radar SNR	47.3 dB	47.3 dB	Sinyal modeli aynı
Hedef LiDAR dönüşü	7.47×10^{-6}	7.47×10^{-6}	Sinyal modeli aynı

Tablodaki sonuçlar, önerilen yöntemin radar veya LiDAR sinyal modelini doğrudan değiştirmediğini, kazancın görevleme hacminin azaltılmasından geldiğini göstermektedir. Hedef aynı konumda olduğu için hedef radar SNR değeri ve normalize LiDAR dönüş değeri her iki yöntemde aynı kalmıştır. Buna karşılık taranan alan, hücre/darbe sayısı, veri miktarı, ortalama güç ve doğrulama süresi önemli ölçüde azalmıştır.

4. Yorum ve model kapsamı

Elde edilen sonuçlar, yön-kovaryans bilgisinin radar-LiDAR görevleme sürecinde aktif tarama hacmini daraltmak için kullanılabileceğini göstermektedir. Bu yaklaşım özellikle geniş alanlı tarama senaryolarında, radar ve LiDAR kaynaklarının tüm alana eşit biçimde dağıtılması yerine olasılığı yüksek bölgelere yönlendirilmesini sağlar. Güncel çoklu algılayıcı füzyonu çalışmaları da farklı algılayıcıların çevresel koşullara göre tamamlayıcı biçimde kullanılmasının önemini vurgulamaktadır [7]-[12].

Bununla birlikte simülasyon, kavramsal ve hesaplamalı bir görevleme modelidir. Radar tarafında tam elektromanyetik saçılma çözümü, anten huzme örüntüsü veya karmaşık hedef geometrisi modellenmemiştir. LiDAR tarafında da ayrıntılı optik ray-tracing, çoklu saçılma ve atmosferik türbülans etkileri dahil edilmemiştir. Bu nedenle sonuçlar doğrudan saha performansı olarak değil, kovaryans destekli görevlemenin potansiyel verimlilik kazancını gösteren örnek bir hesaplamalı senaryo olarak değerlendirilmelidir.

5. Sonuç

Bu bildiride, radar-LiDAR tabanlı uzaktan algılama sistemleri için yön-kovaryans destekli uyarlanabilir bir tarama modeli sunulmuştur. Örnek 2B simülasyon sonuçları, kovaryans destekli görevlemenin klasik tam taramaya göre taranan alanı %80.7, hücre/darbe sayısını %80.9, veri miktarını %80.9, ortalama güç tüketimini %72.9 ve doğrulama süresini %80.9 oranında azaltabildiğini göstermiştir. Radar SNR ve LiDAR dönüş değerlerinin hedef konumunda değişmemesi, önerilen yöntemin sinyal fiziğini değiştirmediğini; temel kazancın daha verimli görevleme ve tarama alanı daraltmadan geldiğini ortaya koymaktadır.

Gelecek çalışmalarda modelin 3B sahnelere genişletilmesi, hareketli hedefler için Kalman/parçacık filtresi güncellemesi, gerçekçi anten huzme örüntüleri ve LiDAR görüş alanı sınırlamalarıyla test edilmesi planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1]. Skolnik M. I., Introduction to Radar Systems, 3. baskı, McGraw-Hill, New York, 2001.
[2]. Richards M. A., Fundamentals of Radar Signal Processing, 2. baskı, McGraw-Hill, New York, 2014.
[3]. Measures R. M., Laser Remote Sensing: Fundamentals and Applications, Wiley, New York, 1984.
[4]. Weitkamp C., Lidar: Range-Resolved Optical Remote Sensing of the Atmosphere, Springer, New York, 2006.
[5]. Bar-Shalom Y., Li X. R. ve Kirubarajan T., Estimation with Applications to Tracking and Navigation, Wiley, New York, 2001.
[6]. Kay S. M., Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory, Prentice Hall, New Jersey, 1993.
[7]. Wei, Z., Zhang, F., Chang, S., Liu, Y., Wu, H., & Feng, Z. (2021). MmWave Radar and Vision Fusion for Object Detection in Autonomous Driving: A Review. *Sensors*, *22*(7), 2542. https://doi.org/10.3390/s22072542
[8]. Yao S., Guan R., Huang X., Li Z., Sha X., Yue Y. ve diğerleri, "Radar-Camera Fusion for Object Detection and Semantic Segmentation in Autonomous Driving: A Comprehensive Review," in IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, vol. 9, no. 1, pp. 2094-2128, Jan. 2024, doi: 10.1109/TIV.2023.3307157.
[9]. Singh A., "Transformer-Based Sensor Fusion for Autonomous Driving: A Survey," 2023 IEEE/CVF International Conference on Computer Vision Workshops (ICCVW), Paris, France, 2023, pp. 3304-3309, doi: 10.1109/ICCVW60793.2023.00355.
[10]. Noh C. ve Kim A., "Adaptive LiDAR-Radar Fusion for Outdoor Odometry Across Dense Smoke Conditions," arXiv:2403.17441, 2024.
[11]. Huang X., Xu Z., Wu H., Wang J., Xia Q., Xia Y., Li J., Gao K., Wen C. ve Wang C., "L4DR: LiDAR-4DRadar Fusion for Weather-Robust 3D Object Detection," arXiv:2408.03677, 2024.
[12]. Li H., Zhang L., Yang Z., Li L., Yin R., Hao X. ve Ding W., "Weather-Conditioned Branch Routing for Robust LiDAR-Radar 3D Object Detection," arXiv:2604.05405, 2026.

Dizi Antenler Kullanılarak Hüzme Yönlendirme ve Uyarlanabilir Sıfır Taraması

Zeynep Sena Güller, Bayram Koray Kasser, Kamil Karaçuha
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
gullerz21@itu.edu.tr, kasser21@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, bir anten dizisindeki eleman konumlarında gerçekleştirilen küçük yer değiştirmelerin hesaplanmasıyla uyarlanabilir sıfır taraması yapılabilmesini sağlayan bir algoritma temel alınmaktadır. Bu yöntem, iki çift yarıklı süzgeç-anten özelliğine sahip elemanlardan oluşan 1x9 elemanlı bir anten dizisi üzerinde incelenmiştir. Bu sayede, hem frekansta hem de uzamsal açılarda sinyali süzgeçleyebilecek özgün bir anten dizisi tasarımı amaçlanmıştır. Ayrıca algoritmanın farklı genlik azaltma yöntemleri uygulanmış anten dizileri üzerindeki başarımı analiz edilmiştir. Süreçte karşılaşılan bağlaşım (kuplaj) durumlarına yönelik olarak ise literatürden bir bağlaşımı kesme (dekuplaj) yöntemi önerilmiştir.*

Abstract: *This study focuses on an algorithm that provides adaptive null steering by calculating small perturbations in the positions of antenna array elements. This algorithm has been implemented and tested on a 1x9 two-dual-slot filter antenna (filtenna) array . The main objective is to design a novel antenna array that can filter signals in both frequency and spatial domains. In addition, the algorithm's performance on antenna arrays with different amplitude tapering methods was analyzed. To overcome the coupling issues encountered during the process, a decoupling method has been introduced from the literature.*

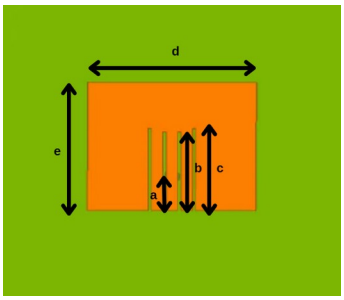
1. Giriş

İnsansız hava araçları (İHA) gibi yoğun girişimli ortamlarda çalışan platformlar için geleneksel faz dizili antenlerin harici süzgeçlere ihtiyaç duyması sistem karmaşıklığını artırmaktadır [1, 2]. Bu çalışmada, söz konusu kısıtlamaları aşmak üzere kendinden süzgeçleme (filtenna) yapabilen [3] ve konum değişimine dayalı uyarlamalı uzamsal sıfır algoritmasıyla [4] en iyilenmiş yenilikçi bir anten dizisi önerilmektedir. ANSYS HFSS ile analiz edilen bu yapı, harici süzgeçler olmadan hem frekans hem de uzamsal düzlemde eş zamanlı girişim bastırma sağlar. Sistemin tekdüze ve genlik ağırlıklandırılmış besleme altındaki başarımı incelenmiş; artan karşılıklı bağlantı sorunlarına karşı önerilen ayrıştırıcı (dekuplaj) yöntemin [5] ışıma ve sıfırlama başarımına etkileri analiz edilmiştir.

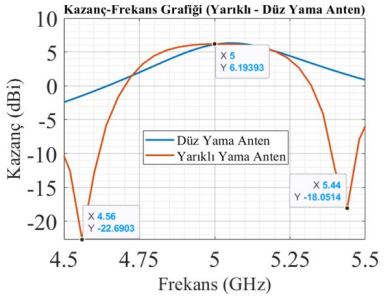
2. Yöntem ve Tasarım

Bu çalışmada, anten dizisi elemanlarının fiziksel konumlarında hesaplanan küçük yer değiştirmeler (konum bozunumu) ile faz kaydırıcılara ihtiyaç duyulmadan derin ışıma sıfırları oluşturulmasını sağlayan bir algoritma temel alınmıştır [4]. MATLAB üzerinde geliştirilen bu algoritma, dizi çarpanını en iyileyerek hedeflenen girişim açılarında hassas sıfırlama yapabilmektedir.

İlk olarak, Şekil 1 ve 2 incelenirse, 1,524 mm kalınlığında ve 6,15 dielektrik sabitine (ϵ_r) sahip Rogers 3006 taban malzemesi üzerinde 5 GHz bandında çalışan ve frekans uzayında süzgeçleme yapabilen iki çift yarıklı yama anten ve ardından 0,5λ aralıklı 1x9 anten dizisi tasarlanmıştır [3]. Tasarım parametrelerine Çizelge 1'den erişilebilir.



(a)

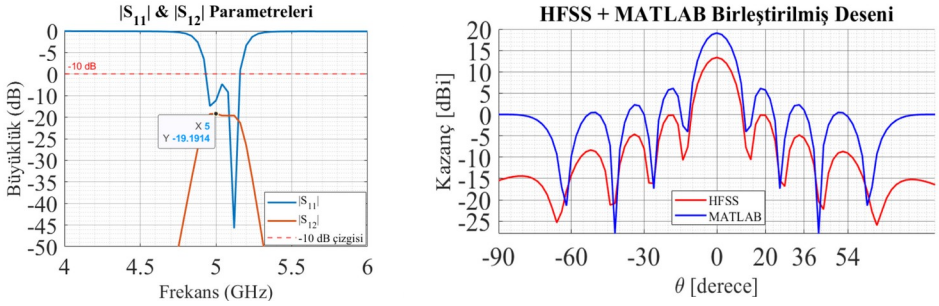


(b)

Şekil 1. Referans tekil anten geometrisi (a) ve süzgeçleme karakteri (b).

Çizelge 1. Tasarım parametreleri (mm cinsinden).

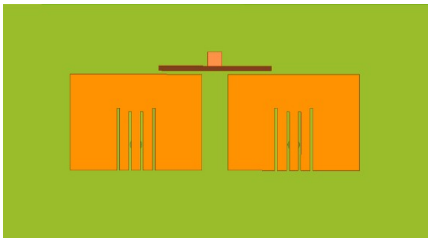
a	b	c	d	e
2.9	6.75	7.9	11	15



(a) **(b)**

Şekil 2. 1x9 süzgeç anten dizisinin S parametreleri görseli (a) ve ışıma deseni (b).

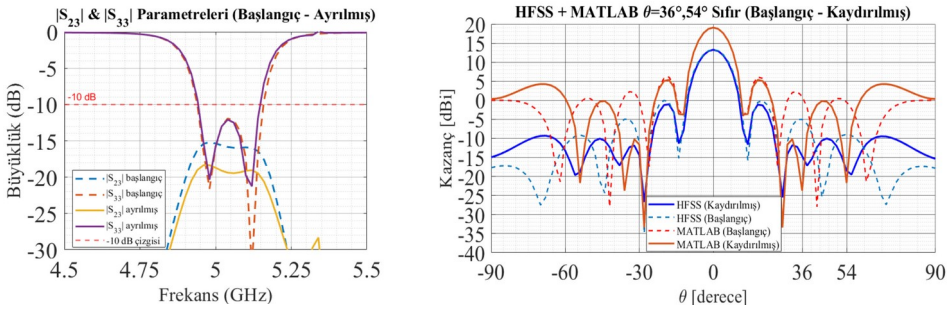
Uyarlamalı sıfır taraması sırasında anten elemanlarının algoritma güdümlü olarak yer değiştirmesi, bazı komşu elemanların birbirine çok yaklaşmasına yol açmaktadır. Bu durum, elemanlar arasındaki karşılıklı bağlaşımı artırarak antenin ışıma başarımını bozmaktadır. Bu problemi çözmek için, Şekil 3'te anten elemanları arasına $\lambda_g/2$ uzunluğunda parazitik şerit ayrıştırıcılar [5] referans alınarak frekans bandına uygun olacak şekilde uzunluk 12.875 mm olarak en iyilenmiştir. Parazitik şerit, karşılıklı bağlantıya neden olan yüzey akımlarına 180° faz farkı ekleyerek enerjiyi sönümleme prensibiyle çalışmaktadır.



Şekil 3. Bağlaşım kesme yapısı.

3. Benzetim Sonuçları

İlk olarak Şekil 4 ve 5 incelendiğinde, düzgün genlikte ve eş fazda beslenen 1x9 yama anten dizisinde hedeflenen yan lob açılarına algoritmanın hesapladığı yer değiştirme değerlerinin uygulandığı görülebilir. Bu işlem sonucunda, ilk yan lob seviyesi sabit kalmış, ilgili açılardaki sıfır derinliklerinde $0,5\lambda$ aralıklı diziye kıyasla yaklaşık 12 dB fazladan zayıflatma elde edilmiştir. Bu süreçte ana hüzme kazancı 13,5 dBi seviyesinde başarıyla korunmuştur.

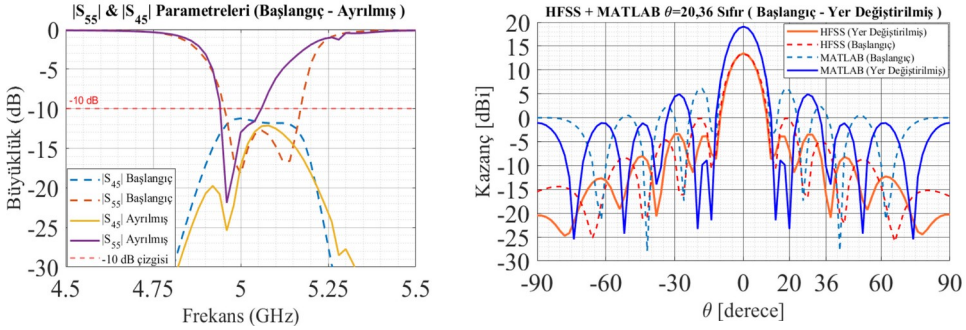


(a) **(b)**

Şekil 4. θ = 36° ve 54° için 1x9 anten dizisinin S parametreleri görseli (a) ve ışıma desenleri karşılaştırması.

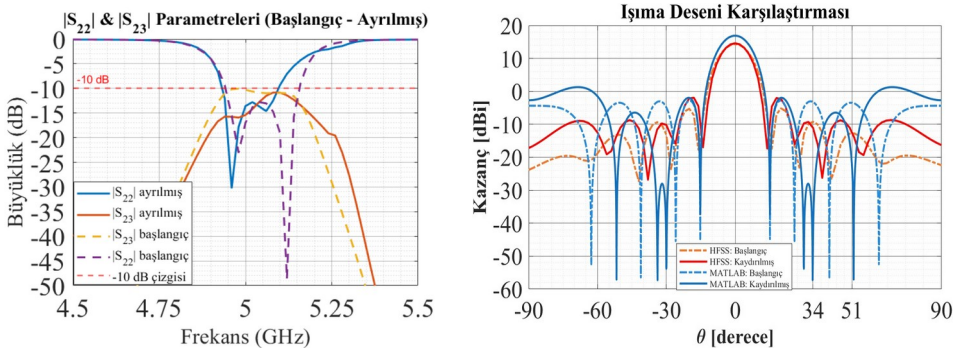
Sistemin yan lob seviyelerini düşürmek amacıyla Taylor genlik ağırlıklandırması [5] sıfır oluşturma algoritması ile birlikte kullanılmıştır. Ancak Şekil 6'da görüldüğü gibi, elemanların fiziksel olarak birbirine çok yaklaşması

karşılıklı bağlaşımı artırarak kuramsal sıfır derinliklerine ulaşılmasını sınırlamıştır. Bu problemi aşmak için sisteme eklenen parazitik şerit ayrıştırıcılar [6] sayesinde, -12 dB'ye kadar kötüleşen bağlaşım değeri çalışma frekansında -25 dB'ye düşürülmüş ve yalıtım %93'ten %99,7'ye çıkarılmıştır. Böylece, ana hüzme ve ilk yan lob seviyesi bozulmadan girişim açılarına derin sıfırlar başarıyla yerleştirilebilmiştir.



(a) **(b)**

Şekil 5. θ = 20° ve 36° için 1x9 anten dizisinin S parametreleri görseli (a) ve ışıma desenleri karşılaştırması (b).



(a) **(b)**

Şekil 6. Taylor tipi genliği ağırlıklandırılmış (n = 3 ve d = −20 dB seviyesi) 1x9 anten dizisinin S parametreleri görseli (a) ve ışıma desenleri karşılaştırması (b)

Sonuç ve Tartışma

Bu çalışmada, anten dizilerinde girişim bastırma amacıyla eleman konumu bozunumuna dayalı bir algoritma, süzgeçleme özellikli antenler ve parazitik şerit ayrıştırıcı yapılar ile bütünleşik olarak incelenmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları, geliştirilen hibrit yapının ana hüzme başarımından büyük ölçüde ödün vermeden hem frekans hem de uzamsal alanda etkili bir girişim bastırma sağladığını kanıtlamaktadır. Önerilen bu 1x9 elemanlı yenilikçi anten dizisi sisteminin radar ağları, İHA iletişim sistemleri ve yönlü haberleşme platformları için pratik, üretimi kolay ve geliştirilebilir bir altyapı sunduğu değerlendirilmektedir.

Kaynaklar

[1] Y. Zeng, R. Zhang, ve T. J. Lim, “Wireless communications with unmanned aerial vehicles: opportunities and challenges,” IEEE Communications Magazine, cilt 54, sayı 5, s. 36–42, 2016.

[2] R. J. Mailloux, Phased array antenna handbook. Artech House, 2017.

[3] J. Y. Jin, S. Liao, ve Q. Xue, “Design of filtering-radiating patch antennas with tunable radiation nulls for high selectivity,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 66, sayı 4, s. 2125–2130, 2018.

[4] T. H. Ismail ve M. M. Dawoud, “Null steering in phased arrays by controlling the element positions,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 39, sayı 11, s. 1561–1566, 1991.

[5] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, 2016.

[6] T. Pei, L. Zhu, J. Wang ve W. Wu, “A low-profile decoupling structure for mutual coupling suppression in MIMO patch antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 69, sayı 10, ss. 6145–6153, 2021.

İnsansız Hava Aracı Haberleşmesi için 2.4 GHz Mikroşerit Antenlerde FR-4 ve Petek Yapılı PETG Substrat Performans Karşılaştırması

Berat Kömez, Berke Özbay*, Beyza Nur Erkan*, Atacan Akpınar*, Elif Aydın*
Müh. Fak. Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Gazi Üniversitesi, Ankara, Türkiye
berat.komez@gmail.com,

*Müh. Fak. Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Çankaya Üniversitesi, Ankara, Türkiye
berkeozbay00@hotmail.com, beyzanurerkan12@gmail.com, atacan.144@hotmail.com,
elif.aydin@cankaya.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, 2.4 GHz mikroşerit yama antenlerin performansı FR-4 ve PETG tabanlı petek yapılı substratlar kullanılarak karşılaştırılmıştır. Anten tasarımları, sonlu integral tekniğine dayalı simülasyon ortamında 50 Ω mikroşerit hat besleme tekniği ile gerçekleştirilmiştir. Sonuçlar, petek yapılı substratın düşük etkin dielektrik sabiti ile anten performansını iyileştiren temel etkenlerden biri olduğunu göstermektedir. Petek tabanlı yapı, kazancı 2.78 dBi'den 6.353 dBi'ye yükseltmiş ve daha yüksek ışıma verimliliği sağlamıştır. Düşük yoğunluklu yapısı sayesinde hafif anten tasarımlarına olanak sağlayarak 2.4 GHz İHA telemetri ve kontrol haberleşme sistemleri için uygun bir alternatif oluşturmaktadır.*

Abstract: *In this study, the performance of 2.4 GHz microstrip patch antennas is compared using FR-4 and PETG-based honeycomb substrates. The antenna designs were implemented in a simulation environment based on the finite integration technique with a 50 Ω microstrip line feed. The results show that the low effective dielectric constant of the honeycomb substrate is a key factor improving antenna performance. The honeycomb structure increased the gain from 2.78 dBi to 6.353 dBi and improved radiation efficiency. Its low-density structure enables lightweight antenna designs, making it suitable for 2.4 GHz UAV telemetry and control systems.*

1. Giriş

Mikroşerit yama antenler, düşük profil yapıları, hafif olmaları ve üretim kolaylıkları nedeniyle özellikle ISM bandında çalışan kablosuz haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [1,2]. Ancak bu antenler; sınırlı bant genişliği, düşük kazanç ve düşük ışıma verimliliği gibi temel performans kısıtlarına sahiptir. Bu kısıtlar, yüzey dalgaları, dielektrik kayıplar ve substrat içerisindeki enerji sönümlemeleri ile ilişkilidir [2]. Küçük boyutlu antenlerde kazanç ve verimlilik arasındaki fiziksel sınırlar anten teorisinin temel yaklaşımlarıyla açıklanmakta olup, bu durum özellikle İHA komuta-kontrol ve telemetri haberleşme sistemlerinde performans iyileştirmesini zorlaştırmaktadır [2,3]. Literatürde anten performansının artırılması çoğunlukla geometrik optimizasyonlarla sağlansa da, bu yaklaşımlar sınırlı iyileştirme sunmaktadır [1,4]. Bu nedenle substrat malzemesinin elektromanyetik özelliklerinin optimize edilmesi daha etkili bir yöntem olarak öne çıkmaktadır. Bu çalışmada FR-4 ve PETG tabanlı petek yapılı kompozit substrat kullanılarak mikroşerit yama anten tasarımları karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, petekli yapının daha düşük etkin dielektrik sabiti ve kayıp faktörü sayesinde daha düşük yansıma, daha yüksek kazanç ve daha iyi ışıma verimliliği sağladığını göstermektedir.

2. Anten Tasarımı

2.4 GHz ISM bandında çalışacak mikroşerit yama antenler sonlu integral tekniğine dayalı simülasyon ortamında tasarlanmıştır. Tüm tasarımlarda 50 Ω mikroşerit hat besleme yapısı kullanılmış, simülasyonlar 1.5-3.5 GHz frekans aralığında açık uzay sınır koşulları altında gerçekleştirilmiştir. FR-4 tabanlı anten tasarımında 1.6 mm kalınlığında FR-4 substrat kullanılırken, ikinci tasarımda 3B yazıcı ile üretilebilen PETG tabanlı petekli geometriye sahip kompozit bir substrat tercih edilmiştir. Yapı, hacimsel olarak yaklaşık %20 PETG (V_{PETG} = 0.2) ve %80 hava (V_{hava}= 0.8) içerecek şekilde modellenmiştir. Bu kompozit ortamın mikrodalga frekanslarındaki efektif dielektrik sabiti aşağıdaki karışım modeli ile tanımlanmıştır [5]:

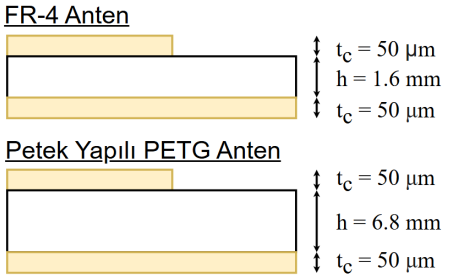
$$\varepsilon_{r,eff} = \left(V_{PETG}\, x\, \varepsilon_{r,PETG}\right) + \left(V_{hava}\, x\, \varepsilon_{r,hava}\right) \quad (1)$$

$$V_{PETG} + V_{hava} = 1 \quad (2)$$

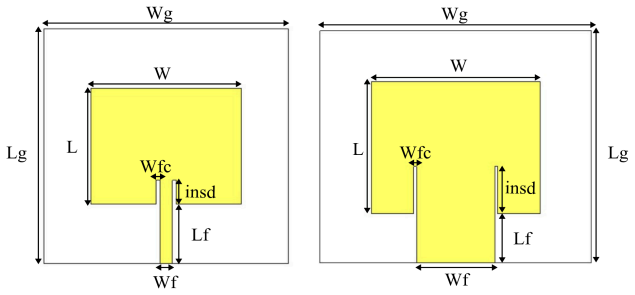
Denklem (1)'de $\varepsilon_{r,PETG}$ ve $\varepsilon_{r,hava}$ sırasıyla PETG ve hava bileşenlerinin bağıl dielektrik sabitlerini temsil etmektedir. Benzetimlerde PETG için nominal $\varepsilon_{r,PETG} \approx 2.87$, hava için ise $\varepsilon_{r,hava} \approx 1$ kabul edilmiştir [6]. Geometriler Şekil 1, Şekil 2 ve Şekil 3'te; anten tasarım ölçüleri ise Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. FR-4 ve Petek Yapılı PETG Anten Ölçüleri

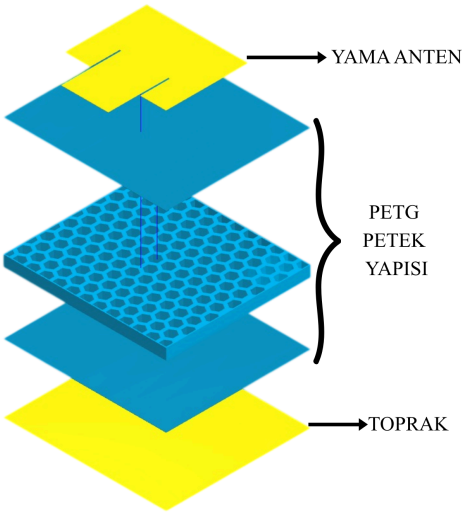
Tanım	Parametre	FR-4	Petekli PETG
Substrat Kalınlığı	h	1.6 mm	6.8 mm
İletken Kalınlığı	t_c	50 μm	50 μm
Yama Genişliği	W	37 mm	61.5 mm
Yama Uzunluğu	L	29 mm	49.9 mm
Toprak Genişliği	W_g	60 mm	98 mm
Toprak Uzunluğu	L_g	60 mm	87 mm
Mikroşerit Hat Genişliği	W_f	3 mm	28.25 mm
Mikroşerit Hat Uzunluğu	L_f	15.25 mm	18.15 mm
Çentik Derinliği	insd	6 mm	17.8 mm
Çentik Boşluğu	w_{fc}	1 mm	1 mm



Şekil 1. Anten Yapılarının Yan Kesiti



Şekil 2. Anten yapısı: (a) FR-4, (b) Petek Yapılı PETG



Şekil 3. Yama-PETG-Toprak Düzlemi Kesiti

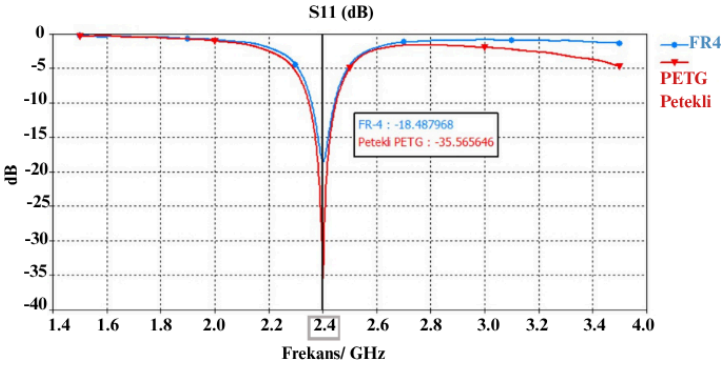
İki anten yapısı da, üst iletken yama, dielektrik katman ve toprak düzleminden oluşan üç katmanlı bir sandviç mimariye sahiptir. Bu yapıda üst katman ışıma ve rezonansı belirlerken, dielektrik katman alan yayılımını kontrol eder ve toprak düzlemi referans potansiyel sağlar. Şekil 1'de antenlerin yan kesiti, Şekil 2'de FR-4 ve petek yapılı PETG yapıları, Şekil 3'te ise petek yapılı tasarımın yama-PETG-toprak düzlemi kesiti gösterilmiştir.

3. Performans Analizi

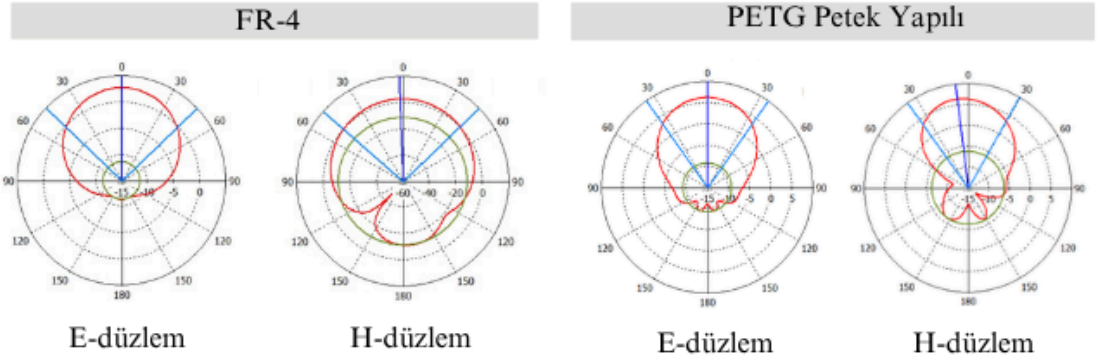
FR-4 ve petek yapılı PETG kompozit mikroşerit yama antenlerin elektromanyetik performansı; S11, VSWR, kazanç, yönlülük, ışıma verimliliği ve bant genişliği parametreleri üzerinden değerlendirilmiştir. Anten tasarımları, tam dalga elektromanyetik simülasyon ortamında 50 Ω mikroşerit hat besleme yapısı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Her iki anten ISM bandında kabul edilebilir S11 performansı göstermiştir. Petekli PETG tabanlı anten, -35.566 dB S11 değeri ile FR-4 tabanlı antene karşı -18.488 dB değerine kıyasla daha iyi empedans uyumu ve daha düşük yansıma kaybı sunmuştur. Bu düşük yansıma seviyesi, optimize edilmiş geometri ve besleme yapısının sağladığı hassas empedans eşleşmesinden kaynaklanmaktadır. Ayrıca petekli yapı 6.353 dBi kazanç, 8.611 dBi yönlülük ve 0.59456 verimlilik ile daha yüksek radyasyon performansı göstermiştir. PETG tabanlı kompozit yapı yaklaşık 14.8 MHz bant genişliği artışı sağlamıştır. Etkin dielektrik sabiti $\varepsilon_{r,eff} \approx 1.4$ olarak hesaplanmış olup, FR-4 için dielektrik sabiti $\varepsilon_r \approx 4.3$ değerindedir. Bu düşük etkin dielektrik sabiti, petekli yapının sağladığı performans iyileşmelerine katkıda bulunan temel etkenlerden biri olarak değerlendirilmektedir.

Tablo 2. FR-4 ve Petekli PETG Anten Performansı

Tanım	FR-4	Petekli PETG
Geri dönüş kaybı (S11)	−18.488 dB	−35.566 dB
Kazanç	2.78 dBi	6.353 dBi
Yönlülük	6.379 dBi	8.611 dBi
Işıma Verimliliği	0.4257	0.59456
VSWR	1.26858	1.03389
Bant Genişliği	86.1MHz	100.9MHz



Şekil 4. Antenlerin Geri Dönüş Kayıpları (S_{11})



Şekil 5. Antenlerin Açısal Radyasyon Dağılımı

4. Sonuçlar

Bu çalışmada FR-4 ve PETG tabanlı petek yapılı kompozit mikroşerit yama antenler karşılaştırılmış ve petek yapıda etkin dielektrik sabitinin düşmesinin performans üzerinde belirgin etkiye sahip olduğu gösterilmiştir. PETG tabanlı yapı; FR-4 anten kazancına kıyasla 3.573 dBi artış göstermiş, daha düşük S11 ve daha yüksek ışıma verimliliği ile FR-4'e kıyasla yüksek performans sergilemiştir. Elde edilen bant genişliği artışı da etkin dielektrik sabitindeki bu azalmanın etkisini desteklemektedir. Sonuç olarak, elde edilen simülasyon sonuçları PETG tabanlı petek yapılı kompozit substratın İHA telemetri ve komuta-kontrol anten uygulamaları için uygun bir alternatif olduğunu göstermektedir.

Kaynaklar

[1] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 4. baskı. Hoboken, NJ, ABD: Wiley, 2016.
[2] R. Garg, P. Bhartia, I. J. Bahl ve A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook. Boston, MA, ABD: Artech House, 2001.
[3] B. R. Saputro, H. Ludiyati, K. Paramayudha, V. Vitrasia ve E. Mozef, "A planar omnidirectional microstrip antenna for 2.4 and 5.8 GHz telemetry in drone ground control stations," E3S Web of Conferences, cilt 664, makale no. 04001, 2025, doi: 10.1051/e3sconf/202566404001.
[4] M. A. Matin (ed.), Wideband, Multiband, and Smart Reconfigurable Antennas for Modern Wireless Communications. IGI Global, 2015.
[5] J. M. Sheen, Z. W. Hong, C. W. Su ve H. C. Chen, "Microwave measurements of dielectric constants by exponential and logarithmic mixture equations," Progress in Electromagnetics Research, cilt 100, ss. 13–26, 2010, doi: 10.2528/PIER09091706.
[6] M. M. Taskhiri ve S. Fakhte, "Broadband inhomogeneous lens with conical radiation pattern," Scientific Reports, cilt 13, makale no. 12907, 2023, doi: 10.1038/s41598-023-40024-9.

TUSAGA-Aktif İstasyonlarının İyonküre Fırtınalarına Tepkisinin Enlem ve Boylama Bağlı Konumsal Değişimi

Makbule Hilal Mütevelli Öncül[1*], Nazlıcan Gengeç Zorkun[1], Seçil Karatay[1], Faruk Erken[1]
[1]Kastamonu Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kastamonu
hmutevelli@kastamonu.edu.tr , ngengec@kastamonu.edu.tr , skaratay@kastamonu.edu.tr , ferken@kastamonu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, Türkiye'de konumlanmış dokuz TUSAGA-Aktif istasyonundan elde edilen IONOLAB-TEC verileri kullanılarak 14 jeomanyetik bozulmalı gün için istasyon bazlı tepe pozitif ve negatif TEC sapmaları (rΔTEC) hesaplanmıştır. Her istasyonun 14 olay üzerindeki ortalama tepe tepkisi, istasyonun enlem ve boylamıyla ilişkilendirilmiştir. Sonuçlar, negatif faz büyüklüğünün enlemle güçlü ve anlamlı biçimde ilişkili olduğunu (r=-0.84, p=0.005), pozitif faz büyüklüğünün ise boylamla anlamlı biçimde ilişkili olduğunu (r=0.76, p=0.016) göstermektedir. Bu bulgular, Anadolu iyonküresel ağ boyunca fırtına tepkisinin yönsel (anizotropik) bir mekânsal örüntü sergilediğine işaret etmektedir.*

Abstract: *This study computes station-based peak positive and negative TEC deviations (rΔTEC) for 14 geomagnetically disturbed days using IONOLAB-TEC estimates from nine TNPGN-Active stations across Türkiye. Each station's mean peak response across the 14 events is correlated with its geographic latitude and longitude. Results reveal that the negative-phase magnitude is strongly and significantly correlated with latitude (r=-0.84, p=0.005), whereas the positive-phase magnitude is significantly correlated with longitude (r=0.76, p=0.016). These findings indicate that the ionospheric storm response exhibits a directionally anisotropic spatial pattern across the Anatolian GNSS network.*

1. Giriş

Jeomanyetik fırtınalar sırasında iyonküredeki Toplam Elektron İçeriği (Total Electron Content-TEC), fırtına şiddetine, başlangıç yerel saatine ve mevsime bağlı olarak karmaşık pozitif ve negatif faz tepkileri sergiler. Türkiye üzerindeki TUSAGA-Aktif ağından elde edilen yüksek çözünürlüklü IONOLAB-TEC kestirimleri, bu tepkilerin zamansal ve şiddet bazlı karakterizasyonu için daha önce kapsamlı biçimde incelenmiştir. Ancak, dokuz istasyonun kapsadığı yaklaşık 5° enlem ve 18° boylam aralığında, fırtına tepkisinin büyüklüğünün istasyonun coğrafi konumuyla sistematik bir ilişki gösterip göstermediği ayrı bir soru olarak ele alınmamıştır.

Bu çalışmada, aynı 14 jeomanyetik bozulmalı gün ve tek bir sakin referans günü kullanılarak, istasyon bazında hesaplanan tepe pozitif ve negatif rΔTEC değerlerinin istasyonların enlem ve boylamıyla korelasyonu incelenmektedir. Amaç, Anadolu iyonküresel ağ boyunca fırtına tepkisinin mekânsal olarak homojen mi, yoksa konuma bağlı sistematik bir eğilim mi sergilediğini ortaya koymaktır.

2. Veri ve Yöntem

Çalışmada, Türkiye genelinde dokuz farklı bölgede konumlanan TNPGN-Active istasyonundan (Şekil 2) elde edilen 2.5 dakika örnekleme aralıklı IONOLAB-TEC verileri kullanılmıştır [1, 2]. Analiz, 07 Mayıs 2022 tarihli tek bir jeomanyetik sakin referans günü ile Ocak 2019-Haziran 2023 arasında seçilen, maksimum 3 saatlik Kp değeri 6'yı aşan 14 bozulmalı günü (Tablo 1) kapsamaktadır.

Her istasyon u ve fırtına olayı ds için, fırtına öncesi pencere üzerinden hesaplanan bir ölçekleme faktörü (k) kullanılarak sakin gün TEC serisi ilgili bozulmalı günün fırtına öncesi seviyesine normalize edilmiş ve normalize edilmiş bağıl TEC sapması (rΔTEC) elde edilmiştir. Bu çalışma, söz konusu normalizasyon prosedürünü ağ-ortalaması yerine istasyon bazında uygulayarak, her istasyon-olay çifti için ayrı bir tepe pozitif ($r\Delta TEC^{+}$) ve tepe negatif ($r\Delta TEC^{-}$) değeri üretmektedir. İzlenen adımlar Şekil 1'de özetlenmiştir.

Algoritma 1. İstasyon Bazında Peak r ΔTEC Hesabı ve Konumsal Korelasyon Analizi

Girdi:

$x_{u,dq}$: Sakin gun TEC serisi, istasyon u, N=576 ornek
$x_{u,ds}$: Bozulmali gun TEC serisi, istasyon u, olay ds
$n_{onset}(ds)$: Olay ds icin firtina baslangic ornek indeksi (fallback olaylarda $n_{onset} = 24$)
(lat_u, lon_u) : Istasyon u'nun enlem/boylam koordinatlari
U = 9 : Istasyon sayisi
D = 14 : Firtina olayi sayisi

Cikti:

$r^{+}_{lat}, r^{-}_{lat}, r^{+}_{lon}, r^{-}_{lon}$: Korelasyon katsayilari (Pearson, Spearman)

for u = 1 **to** U **do**
  for d = 1 **to** D **do**
    $n_0 \leftarrow n_{onset}(d)$
    $k_{u,d} \leftarrow \text{mean}(x_{u,ds}[1:n_0]) \,/\, \text{mean}(x_{u,dq}[1:n_0])$
    $x_{ref} \leftarrow k_{u,d} \cdot x_{u,dq}$
    $r\Delta TEC \leftarrow 100 \cdot (x_{u,ds} - x_{ref}) \,/\, x_{ref}$
    $peak\_pos[u,d] \leftarrow \max(r\Delta TEC)$
    $peak\_neg[u,d] \leftarrow \min(r\Delta TEC)$
  end for
end for

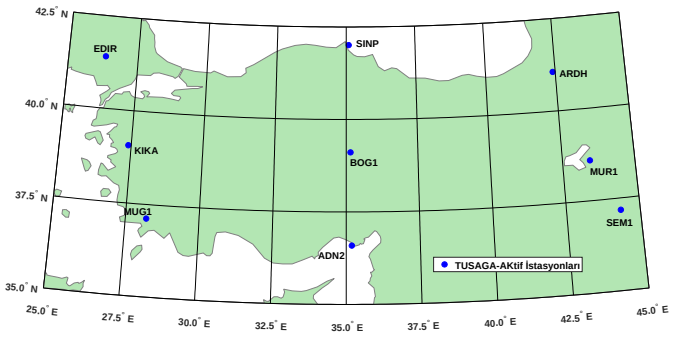
for u = 1 **to** U **do**
  $mean\_peak\_pos[u] \leftarrow$ ortalama(peak_pos[u, 1:D])
  $mean\_peak\_neg[u] \leftarrow$ ortalama(peak_neg[u, 1:D])
end for

$r^{+}_{lat} \leftarrow$ Korelasyon(lat, mean_peak_pos)
$r^{-}_{lat} \leftarrow$ Korelasyon(lat, mean_peak_neg)
$r^{+}_{lon} \leftarrow$ Korelasyon(lon, mean_peak_pos)
$r^{-}_{lon} \leftarrow$ Korelasyon(lon, mean_peak_neg)
return $r^{+}_{lat}, r^{-}_{lat}, r^{+}_{lon}, r^{-}_{lon}$

Şekil 1. İstasyon bazlı tepe rΔTEC hesabı ve konumsal korelasyon analizi için izlenen algoritma.

Kullanılan dokuz istasyonun coğrafi konumları Şekil 2'de, seçilen bozulmalı günler ile bunların Kp sınıfı ve mevsimi Tablo 1'de sunulmuştur. İstasyonlar 36.59°K-42.01°K enlem ve 26.33°D-44.34°D boylam aralığında dağılmış olup, Doğu Akdeniz ve Anadolu bölgesinin orta enlem iyonküresini geniş bir açıyla temsil etmektedir.

Her istasyonun 14 olay üzerindeki ortalama tepe pozitif ve tepe negatif rΔTEC değerleri hesaplandıktan sonra, bu ortalama değerler istasyonların enlem ve boylam koordinatlarıyla Pearson ve Spearman korelasyon katsayıları kullanılarak ilişkilendirilmiştir [3]. Küçük örneklem boyutu (dokuz istasyon) nedeniyle her iki korelasyon ölçütü birlikte değerlendirilerek sonuçların aykırı değerlere duyarlılığı kontrol edilmiştir.



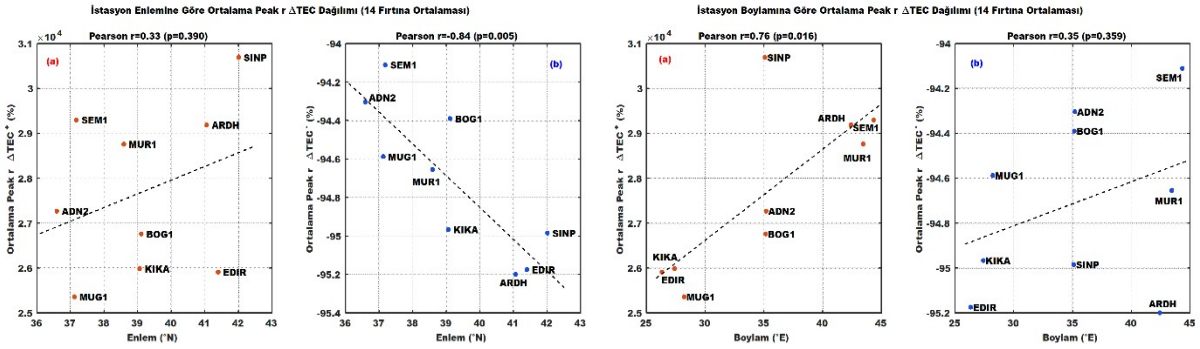
Şekil 2. Çalışma kapsamında kullanılan istasyonların konumları.

Tablo 1. Seçilen günler ve fırtına sınıfları.

Jeomanyetik Durum	Gün	En Büyük Kp	Sınıf	Mevsim
Bozulmalı Günler	14 Mayıs 2019	6.3	G2	İlkbahar
	12 Mayıs 2021	7.0	G3	İlkbahar
	12 Ekim 2021	6.3	G2	Sonbahar
	03 Kasım 2021	6.3	G2	Sonbahar
	04 Kasım 2021	7.7	G3	Sonbahar
	13 Mart 2022	6.3	G2	İlkbahar
	10 Nisan 2022	6.6	G2	İlkbahar
	17 Ağustos 2022	6.6	G2	Yaz
	04 Eylül 2022	6.3	G2	Sonbahar
	27 Şubat 2023	6.6	G2	Kış
	23 Mart 2023	7.0	G3	İlkbahar
	24 Mart 2023	8.0	G4	İlkbahar
	23 Nisan 2023	8.3	G4	İlkbahar
	24 Nisan 2023	8.0	G4	İlkbahar
Sakin Gün	07 Mayıs 2022	1.6	—	İlkbahar

3. Bulgular

Dokuz istasyonun 14 fırtına olayı üzerindeki ortalama tepe pozitif ve tepe negatif rΔTEC değerlerinin enlem ve boylamla ilişkisi Şekil 3'te sunulmuştur. Enlem ile tepe pozitif faz arasında zayıf ve istatistiksel olarak anlamsız bir ilişki bulunurken (Pearson r=0.33, p=0.390), enlem ile tepe negatif faz arasında güçlü ve anlamlı bir negatif korelasyon gözlenmiştir (r=-0.84, p=0.005); bu durum, daha yüksek enlemdeki istasyonların fırtına sırasında belirgin olarak daha derin negatif faz sapmaları yaşadığına işaret etmektedir.



Şekil 3. İstasyon bazlı ortalama tepe rΔTEC değerlerinin coğrafi konumla ilişkisi: (a) enlem - rΔTEC^{+}, (b) enlem - rΔTEC^{-}, (c) boylam - rΔTEC^{+}, (d) boylam - rΔTEC^{-}.

Boylam ile tepe pozitif faz arasında ise güçlü ve anlamlı bir pozitif korelasyon bulunmuştur (r=0.76, p=0.016); bu sonuç, ağın doğu kesimindeki istasyonların genel olarak daha büyük pozitif faz artışları sergilediğini göstermektedir. Buna karşın, boylam ile tepe negatif faz arasındaki ilişki istatistiksel olarak anlamlı bulunmamıştır (r=0.35, p=0.359).

Bu örüntü, iyonküre fırtınalarının tepkisinin Anadolu ağı boyunca izotropik olmadığını; negatif fazın öncelikle enlem, pozitif fazın ise öncelikle boylam ekseninde sistematik bir değişim gösterdiğini ortaya koymaktadır. Dokuz istasyonluk örneklem boyutu nedeniyle bu sonuçlar bir ön gösterge niteliğinde değerlendirilmeli, daha yoğun istasyon dağılımına sahip gelecekteki çalışmalarla doğrulanmalıdır.

4. Sonuç

Bu çalışma, TNPGN-Active ağının dokuz istasyonundan elde edilen IONOLAB-TEC verileri kullanılarak, 14 jeomanyetik fırtına olayı sırasındaki tepe pozitif ve negatif TEC sapmalarının istasyonların coğrafi konumuyla ilişkisini incelemiştir. Bulgular, negatif faz büyüklüğünün enlemle (r=-0.84, p=0.005), pozitif faz büyüklüğünün ise boylamla (r=0.76, p=0.016) anlamlı biçimde ilişkili olduğunu göstermiştir. Bu yönsel bağımlılık, Anadolu orta enlem iyonküre fırtınalarının tepkisinde konumsal bir anizotropi bulunduğuna işaret etmekte olup, gelecekteki bölgesel TEC modellemesi çalışmaları için dikkate alınması gereken bir faktör olarak öne çıkmaktadır.

Kaynaklar

[1] F. Arikan, C. B. Erol and O. Arikan, "Regularized estimation of vertical total electron content from Global Positioning System data," *Journal of Geophysical Research: Space Physics*, cilt 108, no. A12, syf. 1-20, 2003.

[2] F. Arikan, C. B. Erol and O. Arikan, "Regularized estimation of vertical total electron content from GPS data for a desired time period," *Radio Science*, cilt 39, no. 6, syf. 1-10, 2004.

[3] S. Karata, F. Arikan ve O. Arikan, Characterization of Positive and Negative Ionospheric Storm Phases Using TNPGN-Active TEC Estimates Spanning Solar Cycles 24 and 25 (2019-2023), *Journal of Advanced Applied Sciences*, cilt 5, no. 1, syf. 8-23, 2026.

Otomatik Yerel Uyumlu Mükemmel Eşlenmiş Katman ile Üç Boyutlu Elektromanyetik Saçılma Problemi Çözümü

Berk BURAL, Özlem ÖZGÜN
Hacettepe Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
berk.bural@hacettepe.edu.tr, ozlem.ozgun@hacettepe.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, üç boyutlu elektromanyetik saçılma problemlerinin Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) ile çözümü için otomatik bir Yerel Uyumlu Mükemmel Eşlenmiş Katman (MEK) yöntemi sunulmaktadır. Yöntem, hedef cismin yüzey modelinden hedefi çevreleyen serbest uzay ve MEK bölgelerini otomatik oluşturur. Ortalama normal doğrultuları boyunca ötelenen yüzey düğümleri ile uyumlu katmanlar elde edilerek tetrahedral hacim ağı üretilir. Açık bölge problemi Yerel Uyumlu MEK ile sonlandırılır.Yöntem sonunda elde edilen ağ yapısı SEY çözücüsüne girdi olarak verilir ve Mükemmel Elektrik İletken (MEİ) ve dielektrik hedefler için Radar Kesit Alanı (RKA) sonuçları elde edilir.*

Abstract: *This study presents an automatic Locally Conformal Perfectly Matched Layer (LC-PML) method for solving three-dimensional electromagnetic scattering problems using Finite Element Method (FEM). Starting from an input surface model, the method automatically generates the free-space and PML regions surrounding the target. Conformal layers are obtained by shifting surface nodes along averaged normal directions and are converted into a tetrahedral volume mesh. The open-region problem is truncated using LC-PML. The mesh structure obtained from the proposed method is given as input to FEM solver and RCS results for Perfect Electric Conductor and dielectric targets are obtained..*

1. Giriş

Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY), elektromanyetik saçılma problemlerinin çözümünde yaygın olarak kullanılan güçlü bir tam dalga yöntemidir. Saçılma problemleri açık bölgede tanımlandığından, sonsuz fiziksel alanın sonlu bir hesaplama bölgesine indirgenmesi gerekir. Bu amaçla kullanılan Mükemmel Eşlenmiş Katman (MEK) hesaplama sınırlarından kaynaklanabilecek yapay yansımaları azaltarak açık bölge probleminin sonlu bir alanda çözülmesini sağlar. Klasik MEK uygulamalarında dış sınır genellikle kutu veya küre gibi basit geometriler ile oluşturulur. Bu yaklaşım uygulanması kolay olsa da, hedef geometrisine bağlı olarak gereksiz büyük hesaplama hacimleri oluşturabilir[1]. Yerel Uyumlu MEK yaklaşımı ise soğurucu katmanın oluşturulan dış sınıra uyumlu şekilde tanımlanmasına olanak verir[2]. Böylece MEK bölgesi hedefe daha yakın konumlandırılabilir ve toplam bilinmeyen sayısı azaltılabilir[3].

Yerel Uyumlu MEK yönteminin verimli şekilde kullanılabilmesi için, MEK bölgesini oluşturan uyumlu hacim ağının doğru biçimde üretilmesi gerekir[4]. Bu nedenle serbest uzay ve MEK bölgelerinin oluşturulması, temel olarak bir düğüm noktası öteleme problemi olarak ele alınabilir. Literatürde ortalama normal vektörleri boyunca düğüm öteleme yaklaşımları ve otomatik katman üretim yöntemleri özellikle akustik sonlu eleman problemleri için incelenmiştir[5,6]. Ancak üç boyutlu vektörel elektromanyetik FEM problemlerinde, kenar tabanlı bilinmeyenler, teğetsel alan sürekliliği ve elektromanyetik malzeme bölgesi tanımları nedeniyle bu sürecin doğrudan uygulanması yeterli değildir.

Bu çalışmada, elektromanyetik saçılma problemleri için otomatik bir Yerel Uyumlu MEK hesaplama alanı oluşturma yöntemi sunulmaktadır. Önerilen yöntemin temel farkı, yalnızca geometrik katman üretimi yapması değil; serbest uzay, MEK ve gerektiğinde dielektrik hedef bölgelerini fiziksel bölge etiketleriyle birlikte tetrahedral SEY ağına dönüştürmesidir. Böylece oluşturulan ağ, doğrudan üç boyutlu vektörel SEY çözücüsünde kullanılabilir hale gelmektedir. MEK bölgesi ise otomatik olarak oluşturulan dış katmana Yerel Uyumlu MEK formülasyonu ile uygulanmaktadır.

2. Yöntem

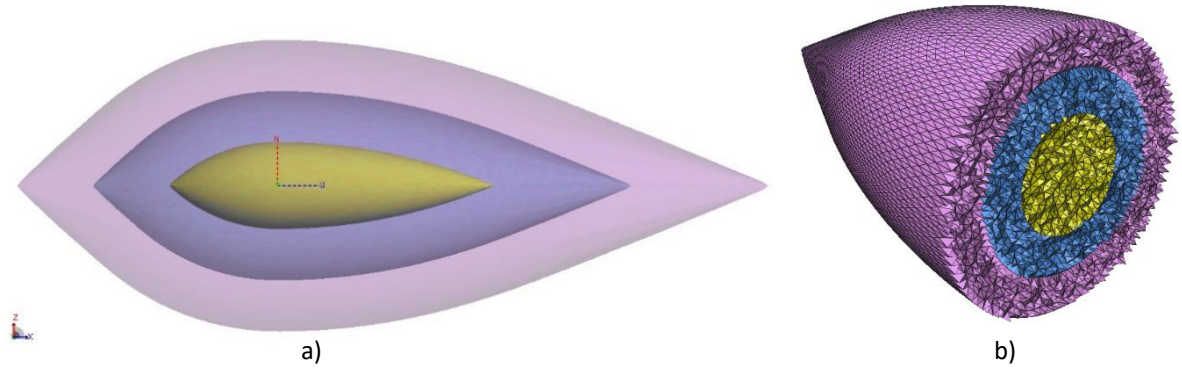
Bu bölümde, önerilen otomatik Yerel Uyumlu MEK yönteminin temel adımları özetlenmektedir. Yöntem; yüzey ağının alınması, düğüm-üçgen bağlantılarının kurulması, ortalama normal doğrultularının hesaplanması, serbest uzay ve MEK katmanlarının oluşturulması, bu bölgelerin tetrahedral hacim ağına dönüştürülmesi ve son olarak MEK bölgesine Yerel Uyumlu MEK özelliklerinin atanması adımlarından oluşmaktadır.

İlk adımda, giriş yüzey modeli üçgen yüzey ağı olarak alınır. Bu yüzey ağı, katman üretimi için temel yüzey olarak kullanılır. MEİ hedeflerde bu yüzey, saçıcı yüzey ve MEİ sınırı olarak korunur. Dielektrik hedeflerde ise aynı yüzey, malzeme hacmini tanımlayan iç sınır olarak kullanılır. Yüzey ağı üzerindeki her düğüm için, bu düğümü paylaşan üçgenler belirlenir. Bu üçgenlere ait birim normal vektörleri kullanılarak ilgili düğümde ortalama bir normal doğrultusu hesaplanır (1). Ortalama normal doğrultusunun kullanılması, komşu üçgenler arasında daha düzgün bir ötelenmiş yüzey elde edilmesini sağlar ve doğrudan yüz normalleri ile öteleme yapılması durumunda oluşabilecek boşluk veya örtüşmeleri azaltır.

$$\boldsymbol{V_i} = \sum_{j=1}^{N} \boldsymbol{n_j} \quad \hat{\boldsymbol{n}}_{\boldsymbol{i}} = \frac{\boldsymbol{V_i}}{\|\boldsymbol{V_i}\|} \tag{1}$$

Ortalama normal doğrultuları hesaplandıktan sonra, serbest uzay ve MEK katmanları yüzey düğümlerinin bu doğrultular boyunca ötelenmesiyle oluşturulur. Başlangıç yüzeyindeki her düğüm, belirlenen katman uzaklığına göre yeni konumuna (2)'deki denklemde gösterildiği şekilde taşınır. Bu denklemde $P_i^{(0)}$ orijinal koordinatı, $P_i^{(k)}$ öteleme sonucu elde edilen koordinatı, k katman sayısını, Δh ise katman kalınlığını temsil etmektedir. Böylece, her katman için aynı yüzey bağlantısına sahip, ancak farklı koordinatlarda yeni bir üçgen yüzey elde edilir. Bu işlem sonucunda hedefi çevreleyen serbest uzay katmanları ve bu katmanların dışında MEK katmanları Şekil-1 a)'da gösterildiği gibi oluşturulur. Katman aralığı, çalışma dalga boyuna göre seçilerek geometrik ayrıklaştırma hatalarının azaltılması amaçlanır. Oluşturulan kapalı yüzeyler arasındaki hacimler daha sonra Şekil-1b'de gösterildiği üzere hacimsel elemanlarla doldurulur. Böylece SEY çözümünde kullanılabilecek hacimsel bir ağ elde edilmiş olur.

$$P_i^{(k)} = P_i^{(0)} + (k \cdot \Delta h)\hat{\boldsymbol{n}}_{\boldsymbol{i}} \tag{2}$$



a) b)

Şekil 1. a) Double Ogive geometrisi için oluşturulan katman yapıları. b) Oluşturulan ağ yapısı

Oluşturulan hacim ağında farklı fiziksel bölgeler elektromanyetik karakteristiklerine göre gruplandırılır. MEK bölgesi, serbest uzay bölgesi ve dielektrik hedef katmanları ayrı ayrı tanımlanır. MEİ durumda hedefin iç kısmı çözüm alanına dahil edilmez; hedef yüzeyi yalnızca MEİ sınır koşulunun uygulanacağı iç sınır olarak kullanılır. Tetrahedral ağ oluşturulduktan sonra, dış katman MEK bölgesi olarak atanır. Yerel Uyumlu MEK yaklaşımında koordinat transformasyonu işlemi, sabit bir doğrultu yerine MEK geometrisinin yerel dış normal doğrultusunda uygulanır. Bu sayede soğurucu katman, otomatik olarak oluşturulan dış yüzeye uyumlu hale gelir. MEK bölgesindeki her düğüm noktası, fiziksel koordinat uzayından karmaşık koordinat uzayına koordinat transformasyonuyla eşlenir. Bu transformasyon, dışarı yayılan dalgaların MEK içerisinde sönümlenmesini sağlar. Kullanılan Yerel Uyumlu MEK dönüşümü aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{r} + \left(jk\right)^{-1} f\left(\delta\right)\hat{\mathbf{n}}\left(\delta\right) \tag{3}$$

Bu ifadede sönüm fonksiyonu, MEK içerisindeki soğurma miktarını belirlerken, yerel normal doğrultusu karmaşık germe yönünü tanımlar. MEK bölgesi öteleme ile elde edilen katmanlardan oluşturulduğu için, katman üretiminde kullanılan geometrik bilgi aynı zamanda Yerel Uyumlu MEK dönüşümünde de kullanılabilir. Bu

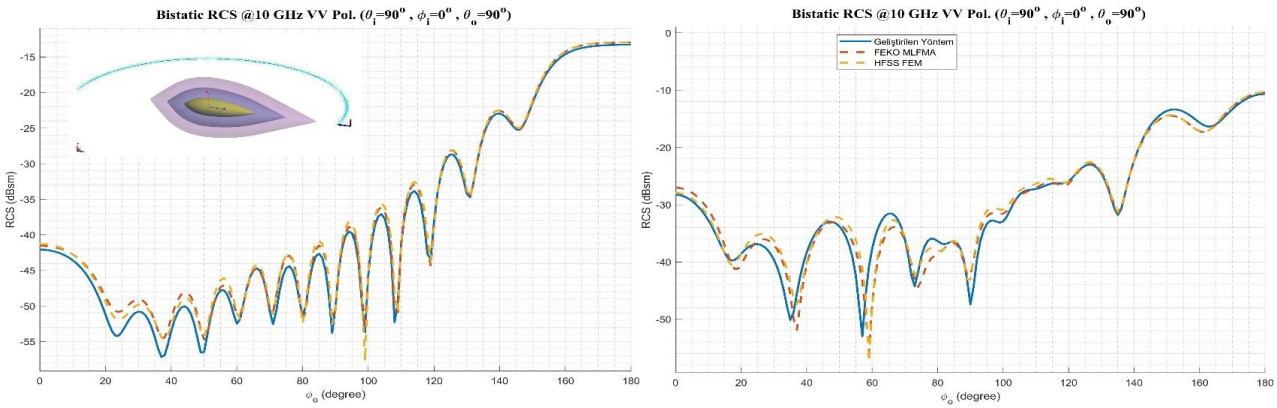
durum, önerilen yöntemin temel avantajlarından biridir. Doğrudan yüzey normalleri boyunca öteleme işlemi, keskin kenarlar veya konkav bölgeler içeren yüzeylerde kendini kesen katmanlar oluşturabilir. Bu nedenle önerilen yöntemde, katman üretiminin kararlılığını artırmak için hedefi çevreleyen bir konveks destek yüzeyi kullanılabilmektedir. Bu durumda serbest uzay ve MEK katmanları doğrudan problemli yüzey bölgelerinden değil, hedefi çevreleyen düzenli destek yüzeyinden üretilir.

Bu yaklaşım iki açıdan avantaj sağlar. İlk olarak, öteleme doğrultularının dışa doğru ayrışan yapıda olması sağlanarak katmanların kendi üzerine kapanması veya kesişmesi engellenir. İkinci olarak, MEK dış sınırı Yerel Uyumlu MEK formülasyonunun gerektirdiği kararlı bir dış bölge tanımına daha uygun hale gelir. Orijinal hedef yüzeyi ise elektromanyetik sınır koşulu veya malzeme tanımı için korunur.

3. Sayısal Sonuçlar

Önerilen otomatik Yerel Uyumlu MEK yöntemi, double-ogive geometrisi üzerinde test edilmiştir. İki durumda da giriş yüzey modeli kullanılarak hedefi çevreleyen serbest uzay ve MEK bölgeleri otomatik olarak oluşturulmuş, elde edilen katmanlar tetrahedral elemanlarla ayrıklaştırılmıştır. MEK bölgesine Yerel Uyumlu MEK özellikleri atanmış ve SEY çözümü gerçekleştirilmiştir.

İlk analizde MEİ, ikinci analizde ise plexiglass ($\varepsilon_{cr} = 3.4 - j0.034$) double-ogive modeli ele alınmıştır. Bu analizlerde hedefler, $\theta_i = 90, \varphi_i = 90$ yönünde ilerleyen 10 GHz frekansında dikey polarize düzlem dalga ile aydınlatılmıştır. SEY çözümünden elde edilen saçılan alanlar kullanılarak bistatik radar kesit alanı hesaplanmıştır. Otomatik oluşturulan serbest uzay ve MEK katmanları ile elde edilen SEY sonuçları FEKO'nun MLFMA[7] ve HFSS'in SEY[8] elektromanyetik çözücü sonuçları ile Şekil-2a'da MEİ Şekil 2b'de dielektrik hedef için karşılaştırılmıştır. Sonuçların ana saçılma eğilimi ve RCS seviyesi bakımından uyumlu olduğu görülmüştür. Sonuçlardaki uyumsuzlukların sebebi, çözücülerde kullanılan matris çözücülerin tolerans ayarlarının farklılık göstermesi veya ağ yapasındaki elemanların boyutsal farklılıkları olarak yorumlanabilir.



a) b)

Şekil 2. Double Ogive için elde edilen Bistatik RKA sonuçları

3. Kaynaklar

[1] J. P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," J. Comput. Phys., vol. 114, no. 2, pp. 185–200, 1994.

[2] O. Ozgun and M. Kuzuoglu, "Non-Maxwellian locally-conformal PML absorbers for finite element mesh truncation," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 55, no. 3, pp. 931-937, March 2007.

[3] O. Ozgun, B. Bural, M. Kuzuoglu, and R. Mittra, "LCPML-log: A New Locally-Conformal PML Method with Logarithmic Decay Function for Finite Element Method," IEEE Antennas and Propagat. Symposium (AP-S/URSI), 2024.

[4] O. Ozgun, M. Kuzuoglu, and R. Mittra, "Self-Tuning Locally Conformal PML Mesh Truncation for 3-D Vector Finite Element Method," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 72, no. 2, pp. 2036-2041, Feb. 2024.

[5] S. J. Kim, D. Y. Lee, and M. Y. Yang, "Offset triangular mesh using the multiple normal vectors of a vertex," Computer-Aided Design and Applications, vol. 1, no. 1-4, pp. 285-291, 2004.

[6] H. Bériot and A. Modave, "An automatic PML for acoustic finite element simulations in convex domains of general shape," International Journal for Numerical Methods in Engineering (vol. 122, issue 5, p. 1239–1261)

[7] Altair Engineering Inc., Altair Feko, electromagnetic simulation software.

[8] Ansys Inc., Ansys HFSS, 3D high-frequency electromagnetic simulation software.

Silindirik Hazne Etrafına Yerleştirilmiş İkili Konformal Mikroşerit Anten Sistemindeki Bir Bakır Kürenin Sıcaklık ve Radyal Mesafe Değişimine Bağlı Sistem S Parametrelerinin İncelenmesi

Tolga Keskin, Evren Ekmekçi
Süleyman Demirel Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Isparta
d2140172002@ogr.sdu.edu.tr, evrenekmekci@sdu.edu.tr,

Özet: *Bu çalışmada bir algılama sistemine uygulanan kürenin radyal mesafesinin ve sıcaklık değişiminin S parametreleri üzerine etkileri incelenmiştir. Algılama sistemi su dolu silindirik bir hazne, bu suya batırılmış bir bakır küre ve hazne dış yüzeyine karşılıklı olarak yerleştirilmiş iki konformal mikroşerit antenden oluşmaktadır. Çalışma, CST Studio Suite® ortamında termal benzetim, mekanik benzetim ve elektromanyetik çözümlemenin yer aldığı çoklu görev şeklinde yürütülmüştür. Çalışmada bakır kürenin antene olan radyal mesafesinin ve sıcaklık değişiminin sistem S parametreleri üzerinde ölçülebilir etkilerinin olduğu gözlemlenmiştir.*

Abstract: *In this study, S-parameters of a sensing system are investigated depending on the radial distance and temperature of an applied copper sphere. The sensing system is composed of a cylindrical container filled with water, a copper sphere submerged in the water, and two conformal microstrip antennas placed opposite each other on the outer surface of the container. The study is conducted in CST Studio Suite® environment as multitasking work, where thermal, mechanical and electromagnetic solutions take part. It is observed that the changes of the radial distance and temperature of the copper sphere have measurable effects on the system S-parameters.*

1. Giriş

Kablosuz haberleşmenin önemli unsurlarından biri olan antenlerin [1], mikrodalga görüntüleme [2]-[5] ve sensör [6]-[9] uygulamalarında kullanımı güncel bir araştırma konusudur. Antenlerle ilgili algılama çalışmalarında temel çıkış noktası, antenlerle ilişkili *S* parametrelerinin ortam parametrelerinin değişiminden [4], [5], [8], [9] ya da antenin geometrik şeklinin değişiminden [6], [7] etkilenmesidir. Literatürde, özel anten tasarımları kullanılarak gerilme [6], [7], çatlak [6], [7], sıcaklık [8] ve nem [9] algılama çalışmalarına rastlanmaktadır.

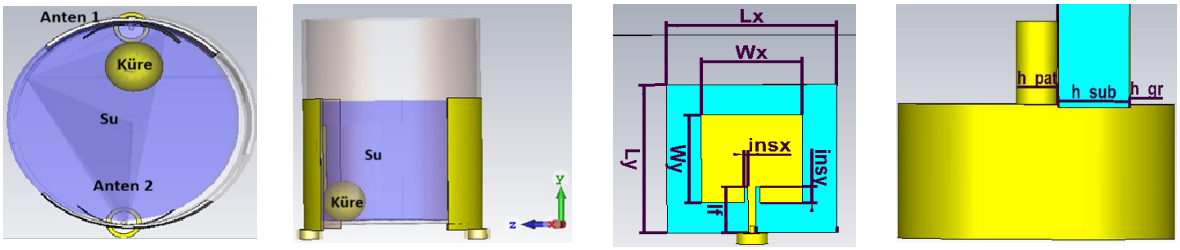
Sıcaklık, anten performansını etkileyen bir parametredir [8], [10]. Sanders vd. mikroşerit anten tasarımında, sıcaklığın anten rezonans frekansına olan etkisini incelemiş ve bu etkiye bağlı olarak mikroşerit antenin bir sıcaklık sensörü olarak kullanılabileceğini raporlamışlardır [8]. Ren-xi vd. zorlu sıcaklık ortamında yama antenin çalışması elektromanyetik, termal ve mekanik (gerilim) simülasyonların beraberce yürütüldüğü eş simülasyon yöntemi ile nümerik olarak incelemiş ve artan sıcaklık ile termal gerilim (stres) kaynaklı anten geometrisindeki bozulmanın ışıma verimini belirgin şekilde düşürdüğünü ve termal gerilimden kaynaklı deformasyonun alttaş tarafında daha belirgin olduğunu ortaya koymuştur [10].

Bu çalışma kapsamında; benzetim ortamında, içi su dolu bir silindir hazne etrafına sarılmış karşılıklı iki konformal mikroşerit yama antenden oluşan bir düzenek ile hazne içerisine batırılmış bakır bir kürenin sıcaklık ve antenlerden radyal uzaklıkların termal ve mekanik etkiler göz önüne alınarak sistem *S* parametreleri üzerine etkisi incelenmiştir.

2. Benzetim Düzeneği

Bu çalışmada benzetimler CST Studio Suite® ortamında gerçekleştirilmiş ve benzetim düzeneğine ait üstten ve yandan görünümler, tek bir yama antenin ve konnektör bağlantısının tasarım parametreleri Şekil 1'de gösterilmiştir. Şekil 1a ve 1b'de görülen içi su dolu silindir haznenin iç çapı 8 cm'dir. Silindir, 1 mm kalınlığında elektriksel özellikleri $\varepsilon_r = 2{,}9$ ve $\tan\delta = 0{,}01$ ile tanımlanan polikarbonat malzemesi ile oluşturulmuştur. Su, sıcaklık bağımlı olarak tanımlanmıştır. Silindir dış yüzeyine karşılıklı olarak, yani birbirlerine göre 180° açıyla, bireysel

tasarımları Şekil 1c ve 1d'de verilen 2 adet mikroşerit yama anten konformal olarak (silindir yüzeyini saracak şekilde) yerleştirilmiştir. Şekil 1d'de verilen koaksiyel konnektör tasarımı 50 Ω öz empedansına göre gerçekleştirilmiştir. Bununla birlikte su içerisine yine Şekil 1a ve 1b'den görüleceği üzere 10 mm yarıçapında bakır bir küre daldırılmıştır. Şekil 1a'da bakır küre Anten 1'in hemen karşısında, antenin yama kısmına mesafe ile yerleştirilmiştir. Burada kürenin mikroşerit antenden radyal yöndeki uzaklığıdır. Mikroşerit anten tasarımına ilişkin tasarım parametrelerine ait mm cinsinden değerler Tablo 1'de listelenmiştir. Bu çalışmada bakır küre silindirik haznenin zeminindedir, kürenin yerden yüksekliğinin ve azimut yönünde dönmesinin sonuçlara etkisi incelenmemiştir.



(a) (b) (c) (d)

Şekil 1. (a) Sistemin üstten görünümü ve kürenin dönme yolu, (b) sistemin yandan görünümü, c) konformal yama antenin düz görünümü ve tasarım parametreleri, (d) yama anten konnektör bağlantısı ve parametreleri.

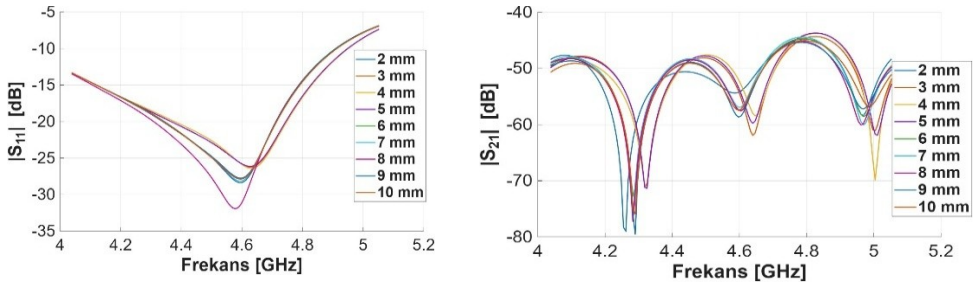
Tablo 1. Mikroşerit anten tasarım parametreleri ve değerleri (mm).

Lx	**Ly**	**Wx**	**Wy**	**lf**	**insx**	**insy**	**h_pat**	**h_sub**	**h_gr**
64	64	38	38	20	1,5	7	0,032	3	0,032

Bu çalışma kapsamında bakır kürenin mikroşerit antene olan uzaklığının radyal değişiminin ve küre sıcaklığının parametreleri üzerine etkisi incelenmiştir. Benzetimlerde CST Studio Suite® ortamında bulunan sıcaklık kaynağı (temperature source) özelliği ile sıcaklık değeri küreye doğrudan tayin edilmiş, küreyi çevreleyen suyun ve konformal antenin sıcaklıkları bu sıcaklık değişiminden ısı iletim katsayılarına bağlı olarak etkilenmiştir. Sıcaklık etkisinin incelenmesi için termal benzetim ve sıcaklık değişimine bağlı olarak oluşacak genleşmenin etkisini uygulamak için mekanik benzetim çoklu görev olarak birlikte yürütülmüştür. İlk olarak sıcaklık benzetimi ile sıcaklık alan dosyası elde edilmiş ardından bu dosya kullanılarak genleşme alan dosyası elde edilmiştir. Son olarak sıcaklık ve genleşme dosyaları eklenerek elektromanyetik çözümleme yapılmış ve *S* parametreleri hesaplanmıştır.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada öncelikle ortam sıcaklığı 40 °C'de sabit tutarak bakır küre Anten 1'in tam karşısındayken mesafesi 2 mm'den 10 mm'ye 1 mm aralıklarla değiştirilmiş elde edilen $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ grafikleri sırasıyla Şekil 2(a) ve 2(b)'de verilmiştir. Şekil 2(a)'da $|S_{11}|$ minimumunun 4,4-4,7 GHz frekans aralığında değiştiği ve buna bağlı ilgili frekans aralığında $|S_{21}|$ tepesinin oluştuğu ve bu tepe değerinin de mesafesi değişiminden etkilendiği gözlemlenmiştir.

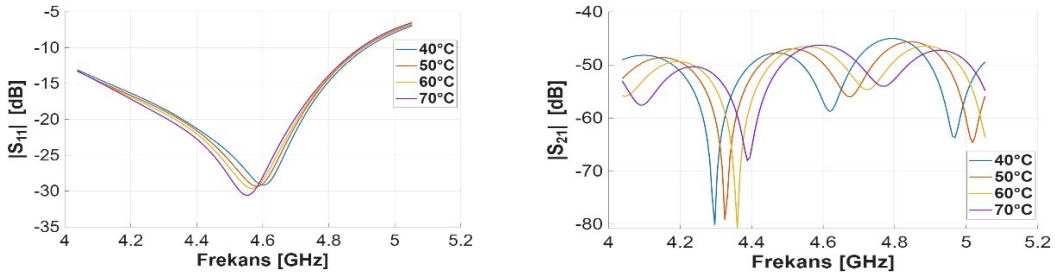


(a) (b)

Şekil 2. Bakır küre Anten 1 karşısındayken 40 °C sabit sıcaklıkta mesafesine bağlı (a) $|S_{11}|$ ve (b) $|S_{21}|$ grafikleri.

Diğer bir çalışma ise mesafesi 4,5 mm de sabit tutularak ve yine bakır küre Anten 1'in tam karşısındayken küre sıcaklığının 40 °C'den 70 °C'ye 10 °C adımlarla değiştirilmesiyle gerçekleştirilmiştir. Sıcaklık değişimine ilişkin bu çalışmanın sonuçları Şekil 3(a)'da $|S_{11}|$ ve Şekil 3(b)'de $|S_{21}|$ olarak verilmiştir. Sıcaklık değişim çalışmasında |

S_{11}| spektrumları, yine mesafesi değişim çalışmalarına benzer şekilde, 4,4-4,7 GHz frekans aralığında minimum verecek şekilde davranış sergilemiştir. Bununla birlikte ilgili frekans aralığında |S_{21}| spektrumu incelendiğinde, |S_{21}| tepe değerinin sıcaklığın 40 °C'den 70 °C'ye artışına tepki olarak düzenli olarak arttığı tespit edilmiştir. Detaylı olarak iletim tepesi genlikleri 40 °C için 4,465 GHz frekansında −47,7394 dB, 50 °C için 4,507 GHz frekansında −46,9766 dB, 60 °C için 4,549 GHz frekansında −46,5106 dB ve 70 °C için 4,584 GHz frekansında −46,2487 dB olarak gözlemlenmiştir.



(a) (b)

Şekil 3. Bakır küre Anten 1 karşısındayken mm mesafede sıcaklığa bağlı (a) |S_{11}| ve (b) |S_{21}| grafikleri.

4. Tartışma

Bu çalışmada içi su dolu silindirik bir hazne, hazneye uygulanmış bir bakır küre ve hazne dış yüzeyine karşılıklı olarak yerleştirilmiş iki konformal yama antenden oluşan algılama sisteminde kürenin radyal mesafe ve sıcaklık değişimlerinin *S* parametrelerine olan etkisi CST Studio Suite® ortamında çoklu görev şeklinde gerçekleştirilen bir benzetim düzeneğiyle incelenmiş ve bakır kürenin antene olan radyal mesafesinin ve sıcaklık değişiminin sistem *S* parametreleri üzerinde anlamlı etkilerinin olduğu gözlemlenmiştir. İleriki çalışmalarda, kürenin radyal mesafesinin yanında, azimut açısının ve zeminden olan yüksekliğinin de dikkate alınmasıyla oluşturulacak sistemde makine öğrenmesi tekniklerinin de kullanılmasıyla konum tespiti ve ölçülebilir performans kriterlerinin gözetildiği algılama çalışmalarının yürütülmesi planlanmıştır.

Kaynaklar

[1]. Balanis C. A., Antenna Theory: Analysis and Design. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2016.

[2]. Ahmed S. S., Schiessl A., Gumbmann F., Tiebout M., Methfessel S. ve Schmidt L.-P., "Advanced microwave imaging", IEEE Microwave Magazine, cilt.13 no.6, s. 26-43, 2012.

[3]. Imani M. F., Gollub J. N., Yurduseven O., Diebold A. V., Boyarsky M., Fromenteze T., Pulido-Mancera L., Sleasman T. ve Smith D.R., "Review of metasurface antennas for computational microwave imaging", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.68 no.3, s. 1860-1875, 2020.

[4]. Elsheakh D. N., Elsayed M. E. ve Eldamak A. R., "Circularly polarized flexible antennas for near field breast cancer sensing in a smart bra monitoring system", Sensors and Actuators A: Physical, cilt.387, s. 116272, 2025.

[5]. Islam, M. T., Samsuzzaman, M., Islam, M. T., Kibria, S. ve Singh, M. J., "A homogeneous breast phantom measurement system with an improved modified microwave imaging antenna sensor", Sensors, cilt.18 no.9, s. 2962, 2018.

[6]. Huang H., "Flexible wireless antenna sensor: a review", IEEE Sensors Journal, cilt.13 no.10, s. 3865-3872, 2013.

[7]. Yi, X., Cho, C., Cooper, J., Wang, Y., Tentzeris, M. M. ve Leon, R. T. "Passive wireless antenna sensor for strain and crack sensing—electromagnetic modeling, simulation, and testing", Smart Materials and Structures, cilt.22 no.8, s. 085009, 2013.

[8]. Sanders J. W., Yao J. ve Huang H., "Microstrip patch antenna temperature sensor", IEEE Sensors Journal, cilt.15 no.9, s. 5312-5319, 2015.

[9]. Gugliandolo G., Naishadham K., Neri G., Fernicola V. C. ve Donato N., "A novel sensor-integrated aperture coupled microwave patch resonator for humidity detection" IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, cilt.70, s. 1-11, art no. 9506611, 2021.

[10]. Ren-xi, L., Xiao-gang, L., Jie-qiong, M., Zi-ning, L, "Co-simulation method to predict multi-physical effects on patch antenna". Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, Harbin, Çin, s. 305-308, Temmuz 2014.

Elazığ İyonosferinde Ordinari (O) Dalganın Elektrik Alan Yayılımının WKB, IVP ve BVP/Numerov Yöntemleriyle İncelenmesi

Ali Yeşil[1]*, İbrahim Ünal[2], Kadri Kurt[3]

*[1]Fırat Üniversitesi
Fizik Bölümü, Elazığ
aliyesil@firat.edu.tr

[2]İnönü Üniversitesi
Matematik ve Fen Bilimleri Eğitimi Bölümü,
Malatya
ibrahim.unal@inonu.edu.tr

[3]Batman Üniversitesi
Elektrik ve Enerji Bölümü, Batman
kadri.kurt@batman.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, 300 km yükseklikteki Elazığ iyonosferinde ordinari (O) dalganın elektrik alan yayılımı, gece ve gündüz saatlerinde 8 MHz ve 10 MHz dalga için incelenmiştir. Elektron yoğunluğu diyagramı ve çarpışmaların etkileri dikkate alınarak dalganın kırılma indisi tanımlanmış; dalga denklemi WKB yaklaşımı, başlangıç değer problemi (IVP) ve sınır değer problemi (BVP/Numerov) yöntemi ile çözülmüştür. Sonuç olarak, 8 MHz dalganın özellikle gündüz yansıma noktasında daha hassas olduğu, 10 MHz dalganın ise gece koşullarında daha düzenli bir yayılım sergilediği söylenebilir. WKB çözümü, kırılma indisinin yavaş değiştiği bölgelerde genel trendi göstermekte ancak sıfıra yaklaştığında geçerliliği zayıflamaktadır. IVP çözümü, üst sınır radyasyon şartını içermediği için bazı durumlarda gerçekçi olmayan yüksek genlikler oluşturmaktadır. BVP/Numerov yaklaşımı ise fiziksel olarak en tutarlı çözüm olarak değerlendirilebilir.*

Abstract: *In this study, the electric field propagation of ordinary (O) waves in the ionosphere of Elazığ at an altitude of 300 km was investigated for 8 MHz and 10 MHz waves during day and night. The refractive index of the wave was defined by considering the electron density diagram and the effects of collisions; the wave equation was solved using the WKB approximation, the initial value problem (IVP), and the boundary value problem (BVP/Numerov) method. As a result, it can be said that the 8 MHz wave is more sensitive, especially at the reflection point during the day, while the 10 MHz wave exhibits a more regular propagation under night conditions. The WKB solution shows the general trend in regions where the refractive index changes slowly, but its validity weakens as it approaches zero. The IVP solution, since it does not include the upper limit radiation condition, creates unrealistically high amplitudes in some cases. The BVP/Numerov approach can be considered the most physically consistent solution.*

1. Giriş

İyonosfer, yüksek frekanslı (HF:3-30 MHz) elektromanyetik dalgaların kırılma, soğrulma, yansıma ve faz davranışını tanımlayan doğal bir plazma ortamı olarak bilinir. Manyetize olmuş plazmada dalga yayılımı ordinari (O) ve extraordinari (X) olarak iki kola ayrılır. O-mod, Appleton-Hartree bağıntısının manyetik alana bağlı olmayan ancak çarpışma frekansına bağlı olan, özellikle dikey/yakın dikey HF yayılım çalışmalarında temel referans olarak kullanılan dalgadır. Son yıllardaki çalışmalar, HF radyo dalga yayılımının yalnızca basit geometrik optik veya tek ışın izleme yaklaşımlarıyla açıklanamayacağını; elektron yoğunluğu diyagramı, çarpışma frekansı, sınır şartları, frekans seçimi ve yerel zaman değişiminin birlikte ele alınması gerektiğini göstermektedir [1-3].
Literatürde güncel sayısal modelleme, bu çalışmanın yöntemsel karakterini desteklemektedir [4-6]. Genel olarak O ve X mod arasındaki dalga ilerlemesi veya sönümü; frekans, yükseklik, yerel zaman, yükseliş açısı gibi parametrelere bağlıdır [7]. Buna göre, 8 MHz ve 10 MHz gibi birbirine yakın fakat kritik frekansa göre farklı davranabilen iki HF frekansının birlikte analiz edilmesini anlamlı hale getirir.
Bu çalışmada, Elazığ iyonosferi için ordinari dalga elektrik alan yayılımını 17 Mart 2013 gündüz -gece şartları için, 300 km yükseklikte ve enlem doğrultusunda karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Çalışmada aynı O-dalga denklemi WKB, IVP ve BVP/Numerov yaklaşımlarıyla çözülmüş; elektrik alan genliği, elektron yoğunluğu ve $\mathrm{Re}(n_O)$ garfikleri ile ilişkileri tartışılmıştır. Böylece frekans, yerel zaman ve sınır şartlarının O-dalga elektrik alan genliği üzerindeki etkisi aynı sayısal çerçevede değerlendirilmiştir.

2. O-Dalganın Elektrik Alan Yayılımında WKB, IVP ve BVP/Numerov Yöntemleri

Bu çalışmada, z doğrultusunda yayılan ve y doğrultusunda kutuplanmış ordinari dalga için soğurmalı soğuk plazma yaklaşımı kullanılmıştır. O-dalga için kompleks kırılma indisi aşağıdaki biçimde yazılmıştır:

$$n_O^2(z)=1-X(z)/(1-iZ(z)),\quad X(z)=\omega_p^2(z)/\omega^2,\quad Z(z)=\nu(z)/\omega \tag{1}$$

Burada ω açısal dalga frekansı, ω_p plazma frekansı ve ν elektron çarpışma frekansıdır. O-mod bağıntısı, X-moddan farklı olarak açık bir elektron siklotron terimi içermez; ancak iyonosferik ortamın genel manyeto iyonik yapısı ve çarpışma süreçleri yayılım davranışında önemlidir. Kompleks dalga sayısı, boş uzay dalga sayısı k=ω/c olmak üzere, $K_O(z)=k\, n_O(z)$ şeklinde tanımlanmıştır. Elektrik alan genliği için kullanılan temel denklem ise

$$d^2Ey/dz^2+K_O^2(z)Ey=0 \tag{2}$$

şeklindedir. WKB, IVP ve BVP/Numerov çözümlerinin tamamı Denklem (2) üzerine kuruludur. Yöntemler arasındaki fark, çözüm yaklaşımı ve sınır şartlarının uygulanma biçiminden kaynaklanmaktadır. WKB yaklaşımında ortamın dalga boyuna göre yavaş değiştiği kabul edilir ve bu yaklaşımın geçerliliği, dalga sayısının göreli değişiminin küçük olması şartıyla değerlendirilmiştir.

$$n_{WKB}(z)=|(1/K_O^{2}(z))\,(dK_O(z)/dz)|\ll 1 \tag{3}$$

Ordinari dalganın kırılma indisinin reel kısmı ($Re(n_O)$) sıfıra yaklaştığında K_O küçülür ve denklem (3) büyüyerek WKB yaklaşımının güvenilirliğini azaltır.

IVP çözümünde denklem (2), birinci mertebeden denklem takımına dönüştürülmüştür:

$$dEy/dz=F,\quad dF/dz=K_O^2(z)\,Ey \tag{4}$$

Alt sınırda normalize yukarı giden dalga başlatılmıştır. Ancak IVP çözümü üst sınırda radyasyon şartını zorlamadığından, özellikle yansıma ve evanescent bileşenlerin etkili olduğu bölgelerde gerçekçi olmayan genlik büyümeleri verebilir.

BVP/Numerov yaklaşımında alt sınırda gelen ve yansıyan dalga bileşenleri birlikte, üst sınırda ise yalnız yukarı yönde ilerleyen dalga şartı dikkate alınmıştır:

$$Ey(z0)=1+R,\quad Ey'(z_0)=iK_O(z_0)(1-R),\quad Ey'(z_{max})=iK_O(z_{max})Ey(z_{max}) \tag{5}$$

Burada R kompleks yansıma katsayısıdır. Numerov yaklaşımı, ikinci mertebeden dalga denklemlerinde ağ tabanlı kararlı çözüm sağladığı için BVP çerçevesinde kullanılmıştır. Böylece WKB, IVP ve BVP/Numerov çözümleri aynı iyonosfer profili üzerinde doğrudan karşılaştırılmıştır.

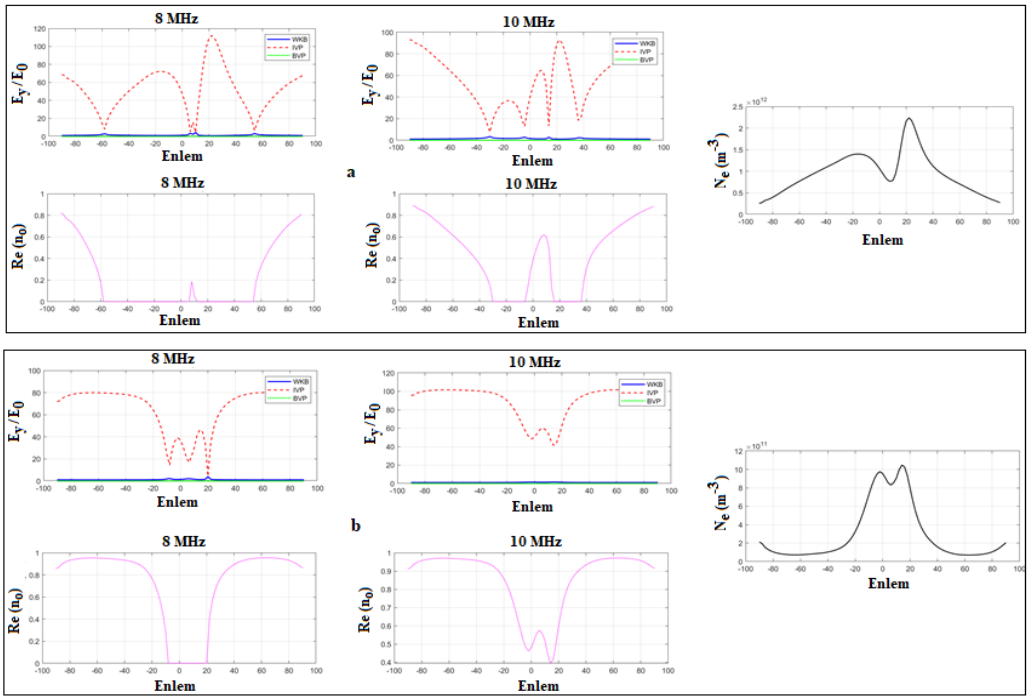
3. Nümerik Analiz ve Tartışma

17 Mart 2013 fırtınalı günde gündüz ve gece koşullarında 300 km yükseklikte, 8 MHz ve 10 MHz frekanslarına sahip ordinary dalganın yayılımı şekilde verilmiştir.

Gündüz koşullarında elektron yoğunluğu 10^{12} m^{-3} mertebesine ulaşmakta ve özellikle 8 MHz için $Re(n_O)$ geniş enlem aralıklarında sıfıra yaklaşmaktadır. Bu durum, 8 MHz dalganın kritik/dönüm bölgelerine daha yakın yayıldığını ve güçlü kırılma, zayıflama ya da yansıma etkilerine daha açık olduğunu göstermektedir. $Re(n_O)>0$ şartı için $K_O=k\, n_O$ küçüldüğünden dolayı için WKB geçerlilik şartı bozulur; bu nedenle WKB çözümü yalnızca kritik bölge dışında genel eğilimi temsil edebilir. Gündüz 8 MHz için IVP çözümünün E_y/E_0 değerleri; WKB ve BVP/Numerov sonuçlarına göre kayda değer bir şekilde daha da büyüktür. Bu büyüme fiziksel bir enerji artışı olarak değil, IVP yaklaşımının üst sınırda yukarı giden dalga şartını içermemesinin sayısal sonucu olarak değerlendirilebilir. BVP/Numerov çözümünün daha düşük ve kararlı genlik üretmesi, sınır şartlarının belirgin biçimde etkilediğini göstermektedir. 10 MHz gündüz durumunda yayılım 8 MHz'e göre daha kararlıdır. Çünkü dalga frekansı plazma frekansına göre daha büyüktür. Bununla birlikte $Re(n_O)$ grafiğinde bazı enlem aralıklarında hızlı değişimler göstermekte, IVP çözümü ve BVP/Numerov çözümü birbirinden ayrılmaktadır. Dolayısıyla frekansın artması kritik bölge etkisini zayıflatsa da, sınır şartı duyarlılığını tamamen ortadan kaldırmamaktadır.

Gece elektron yoğunluğu gündüze göre daha düşüktür ve 10^{11} m^{-3} düzeyindedir. Elektron yoğunluğundaki bu azalma, kırılma indisinin limit durumda sıfıra yaklaşma eğilimini zayıflatmakta ve özellikle 10 MHz için daha düzgün bir $Re(n_O)$ profili meydana getirmektedir. Gece 8 MHz için $Re(n_O)$ merkezi enlem bölgelerinde yine sıfıra yaklaşmakta, ancak gündüze kıyasla kritik bölgenin etkisi daha sınırlı kalmaktadır. WKB ve BVP/Numerov çözümleri düşük genlik seviyelerinde birbirine daha yakın görünürken, IVP çözümü yine yüksek genlikler üretmektedir. Bu sonuç, IVP genlik artışlarının yalnızca elektron yoğunluğunun yüksek olmasına değil, üst sınır

şartının eksikliğine bağlı olduğunu desteklemektedir. Gece 10 MHz, incelenen durumlar içinde en düzenli yayılım karakterini temsil etmektedir. Re(n_O) büyük ölçüde pozitif kalmakta ve sıfıra yaklaşma eğilimi zayıflamaktadır. Bu nedenle 10 MHz gece koşulu, WKB yaklaşımının en anlamlı olabileceği durumdur. Buna rağmen nihai fiziksel yorum açısından BVP/Numerov çözümü daha güvenilir kabul edilmelidir.



Şekil. 17 Mart 2013 300 km yükseklikte 8 MHz ve 10 MHz ordinari dalga için **a)** gündüz koşullarında **b)** gece koşullarında E_y/E_0, Re(n_O) ve N_e değerlerinin enlemle değişimi.

4. Sonuç

Sonuçlar, HF O-dalga yayılımının frekans, yerel zaman ve sınır şartlarına güçlü biçimde bağlı olduğunu göstermektedir. Gündüz koşullarında elektron yoğunluğunun artması, 8 MHz frekansında Re(n_O) değerinin sıfıra yaklaşmasına ve kritik/dönüm bölgelerinin belirginleşmesine neden olmuştur. Buna karşılık 10 MHz frekansında ve özellikle gece koşullarında yayılım daha kararlı bir yapı sergilemiştir. WKB yöntemi, kırılma indisinin yavaş değiştiği bölgelerde genel eğilimi verebilmekle birlikte kritik bölgelerde sınırlı kalmaktadır. IVP çözümü ise üst sınırdaki fiziksel radyasyon şartını içermediğinden bazı durumlarda gerçekçi olmayan yüksek elektrik alan genlikleri üretmiştir. BVP/Numerov yaklaşımı hem alt sınırdaki gelen-yansıyan dalga bileşenlerini hem de üst sınırdaki yalnız yukarı giden dalga şartını dikkate aldığı için ordinari dalga yayılımının en tutarlı fiziksel çözümünü sağlamıştır. Bu nedenle 8 MHz gündüz koşulları gibi kritik yayılım rejimlerinde BVP/Numerov yöntemi çözüm olarak değerlendirilmeli; WKB ve IVP sonuçları ise karşılaştırmalı ve destekleyici nitelikte yorumlanmalıdır.

Kaynaklar

[1]. Male, J., Porte, J., Gonzalez, T., Maso, J. M., Pijoan, J. L. ve Badia, D., "Analysis of the ordinary and extraordinary ionospheric modes for NVIS digital communications channels", Sensors, cilt.21 no.6, 2210, 2021.
[2]. Fagre, M., "Simulated high frequency ray paths considering traveling ionospheric disturbances", SN Applied Sciences, cilt.2, 638, 2020.
[3]. Lv, M., Zhou, C., Liu, T., Qiao, J., Qiao, W., Li, C., Wang, J. ve Zhu, J., "High-frequency channel modeling based on the multi-source ionospheric assimilation model", Remote Sensing, cilt.14 no.17, 4133, 2022.
[4]. Pietrella, M., Pezzopane, M., Bianchi, C., Settimi, A. ve Scotto, C., "An updating of the IONORT tool to perform a high-frequency ionospheric ray tracing", Remote Sensing, cilt.15 no.21, 5111, 2023.
[5]. Molina Ordóñez, C., Fernandez-Nion, E. ve Camps, A., "Modern ionospheric ray tracer for Earth observation satellite missions", IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Obs. Remote Sens., cilt.17, s.13244-13260, 2024.
[6]. Green, A. G., Longley, W. J., Oppenheim, M. M. ve Young, M. A., "An open source code for modeling radio wave propagation in Earth's ionosphere", Frontiers in Astronomy and Space Sciences, cilt.12, 1521497, 2025.
[7]. Hirvonen, E. A. O., Kauristie, K. ve Kallio, E., "AU-ray program for modeling radio wave propagation in the ionosphere", Radio Science, cilt.60, e2024RS008209, 2025.

Elazığ İyonosferinde Ekstraordinari (X) Dalganın Elektrik Alan Yayılımının WKB, IVP ve BVP/Numerov Yöntemleriyle İncelenmesi

Ali YEŞİL[1]*, Mehmet YAŞAR[1], Kadri KURT[2], Sinem ÖZTÜRK[1], Abdullah Omar SALİM[1]

[1]* Fırat Üniversitesi
Fizik Bölümü, Elazığ
aliyesil@firat.edu.tr, mehmetyasar@firat.edu.tr,
sinem234423@outlook.com, ao152506@gmail.com

[2]Batman Üniversitesi
Elektrik ve Enerji Bölümü, Batman
kadri.kurt@batman.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, 17 Mart 2013 tarihinde Elazığ üzerindeki iyonosferik extraordinari dalga yayılımı WKB, IVP ve BVP/Numerov yaklaşımları kullanılarak sayısal olarak incelenmiştir. Analizler, 8 MHz ve 10 MHz frekanslarında gündüz ve gece şartlarında extraordinari (X)- dalganın kırılma indisi, normalize elektrik alan genliği ve yöntemler arası farklar karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre çözüm yöntemlerine göre farklılıklar olmaktadır. WKB yaklaşımı kritik kırılma ve güçlü değişim bölgelerinde sınırlı kalmaktadır. IVP çözümü tek başına fiziksel referans çözüm olarak değerlendirilmemelidir. Buna karşılık BVP/Numerov yaklaşımı, alt sınırda gelen-yansıyan dalgayı ve üst sınırda yukarı yönlü radyasyon şartını dikkate aldığı için daha kararlı ve fiziksel olarak tutarlı sonuçlar vermektedir.*

Abstract: *In this study, the ionospheric extraordinary wave propagation over Elazığ on March 17, 2013, was numerically investigated using WKB, IVP, and BVP/Numerov approaches. The analyses compared the refractive index of the extraordinary (X)-wave, the normalized electric field amplitude, and the differences between the methods under day and night conditions at frequencies of 8 MHz and 10 MHz. According to the results obtained, there are differences depending on the solution methods. The WKB approach is limited in critical refraction and strong change regions. The IVP solution should not be considered as the sole physical reference solution. In contrast, the BVP/Numerov approach provides more stable and physically consistent results because it considers the incident-reflected wave at the lower limit and the upward radiation condition at the upper limit.*

1. Giriş

İyonosfer, yüksek frekanslı elektromanyetik dalgaların (HF) yayılımını belirleyen en önemli doğal plazma ortamlarından biridir. Özellikle HF dalgalar, iyonosfer içerisindeki elektron yoğunluğu, çarpışma frekansı, jeomanyetik alanın yönelimi ve yerel zaman koşullarına bağlı olarak farklı kırılma, soğurma ve yansıma karakterleri gösterebilir. Manyetize plazmada dalga yayılımı ordinari (O) ve extraordinari (X) modlar şeklinde ayrışmakta, extraordinari dalga modunun manyetik alanla olan güçlü etkileşimi nedeniyle daha karmaşık bir davranış sergilemektedir. Bu nedenle X-dalga elektrik alan genliğinin frekans, enlem ve gündüz/gece koşullarına bağlı olarak incelenmesi, haberleşme, soğurma ve yansıma mekanizmalarının anlaşılması açısından önemlidir.

2020 sonrası literatürde HF yayılım çalışmalarının yalnızca klasik geometrik optik veya ışın izleme yaklaşımlarıyla sınırlı kalmadığı, iyonosferin anizotropik, dispersif ve zamana bağlı değişen yapısını dikkate alan daha ayrıntılı nümerik modellere yöneldiği görülmektedir. Özellikle iyonosferik asimilasyon modeli ve 3B ışın izleme yaklaşımıyla HF kanal parametrelerinin daha gerçekçi biçimde elde edilebileceği ve benzer şekilde IONORT aracının güncellenmiş sürümünde HF dalgasının iyonosferik ortam içindeki yolunu ve grup gecikmesini hesaplamak için elektron yoğunluğu, jeomanyetik alan ve çarpışma süreçlerinin birlikte ele alınması gerektiği vurgulanmıştır [1, 2]. Bu çalışmalar, HF yayılım problemlerinde arka plan iyonosfer modeli ile dalga çözüm yönteminin birlikte değerlendirilmesinin gerekliliğini ortaya koymaktadır.

Extraordinari dalga özelinde güncel çalışmalar, X-mod soğurmasının frekans, geliş açısı ve iyonosferik arka plan koşullarına duyarlı olduğunu göstermektedir. EISCAT HF tesisinden gönderilen yaklaşık 7.953 MHz sinyalin CubeSat alıcısıyla izlenmesi sonucunda, sinyal değişimlerinin iyonosferin uzay-zaman değişimleri ve O/X dalga modlarına farklı tepkilerle ilişkili olabileceğini belirtilmiştir [3, 4]. Bu bakımdan 8 MHz ve 10 MHz frekanslarında X-dalga davranışının gündüz ve gece koşulları için ayrı ayrı ele alınması güncel literatürle uyumludur.

Son yıllarda tam dalga ve açık kaynaklı nümerik modelleme yaklaşımlarının artması, WKB gibi yaklaşık yöntemlerin geçerlilik sınırlarının yeniden değerlendirilmesini gerekli kılmıştır. Örneğin, çarpışmalı ve manyetize iyonosferik plazmada radyo dalga yayılımını modellemek üzere FDTD tabanlı FARR kodu tanıtılmış ve bu yaklaşımın Maxwell denklemlerini doğrudan çözerek polarizasyon ve dalga paketleri gibi elektromanyetik yayılım özelliklerinin yakalanabildiği gösterilmiştir [5]. Ayrıca, AU-Ray modeliyle HF/VHF dalga yayılımı üç boyutlu

manyetoiyonik koşullarda simüle edilmiştir [6]. Bu gelişmeler, kritik kırılma bölgeleri, hızlı değişen kırılma indisi profilleri ve yansıma/evanescent alan bileşenlerinin bulunduğu durumlarda tam dalga veya sınır değer temelli yaklaşımların önemini artırmaktadır. Bundan dolayı bu çalışmada WKB, başlangıç değer problemi (IVP) ve sınır değer problemi/Numerov (BVP/Numerov) yöntemleri birlikte kullanılmıştır. Böylece yaklaşık çözüm ile tam dalga karakterli sınır değer çözümü aynı iyonosferik koşullar altında karşılaştırılmıştır.

2. X-Dalganın Elektrik Alan Yayılımında WKB, IVP ve BVP/Numerov Yöntemleri

Bu çalışmada, z doğrultusunda yayılan ve y doğrultusunda kutuplanmış ekstraordinari dalga için soğurmalı soğuk plazma yaklaşımı kullanılmıştır. X-dalga için kompleks kırılma indisi aşağıdaki biçimde yazılmıştır:

$$n_X^2 = 1 - \frac{X\left[(1-X)\left(1-X-Y^2\cos^2 I\cos^2 d\right)+Z^2\right]}{\left[\left(1-X-Z^2-Y^2\cos^2 I\cos^2 d\right)\right]^2+Z^2\left[2-X\right]^2} + i\frac{ZX\left[(1-X)^2+Z^2+Y^2\cos^2 I\cos^2 d\right]}{\left[\left(1-X-Z^2-Y^2\cos^2 I\cos^2 d\right)\right]^2+Z^2\left[2-X\right]^2} \quad (1)$$

Burada $X(z)=\omega_p^2(z)/\omega^2$, $Y(z)=\omega_c/\omega$, $Z(z)=\nu(z)/\omega$, ω açısal dalga frekansı, ω_c elektron siklotron frekansı, ω_p plazma frekansı, ν elektron çarpışma frekansı, I dip açısı ve d deklinasyon açısıdır. X-mod, O-moddan farklı olarak elektron siklotron terimi içerir. Kompleks dalga sayısı, boş uzay dalga sayısı $k=\omega/c$ olmak üzere, $K_X(z)=k\, n_X(z)$ şeklinde tanımlanmıştır. Elektrik alan genliği için kullanılan temel denklem ise

$$d^2Ey/dz^2+K_X^2(z)Ey=0 \quad (2)$$

şeklindedir. WKB, IVP ve BVP/Numerov çözümlerinin tamamı Denklem (2) üzerine kuruludur. Başlangıç değer problemi ve sınır değer problemi yaklaşımlarının tamamı bu denkleme dayanmaktadır. Yöntemler arasındaki fark, denklemin çözüm biçiminde ve uygulanan sınır koşullarında ortaya çıkmaktadır. WKB yaklaşımında ortamın dalga boyuna göre yavaş değiştiği varsayılır ve elektrik alan yaklaşık faz-genlik terimleriyle hesaplanır. Ancak kırılma indisinin hızlı değiştiği veya yansıma/evanescent alan bileşenlerinin önem kazandığı bölgelerde yaklaşık yöntemler sınırlı kalabilmektedir [5, 6]. WKB yaklaşımının geçerliliği aşağıdaki parametreyle değerlendirilmiştir.

$$n_{WKB}(z)=\left|(1/K_X^{\,2}(z))\,(dk_X(z)/dz)\right| \quad (3)$$

Bu parametrenin küçük olması WKB yaklaşımının güvenilir olduğunu, büyük değerler alması ise tam dalga çözümün gerekli hale geldiğini gösterir. X-dalga soğurmasının frekans ve geliş açısına duyarlı olduğu güncel çalışmalarla da gösterildiğinden [3], bu çalışmada 8 MHz ve 10 MHz frekansları gündüz/gece koşulları altında ayrı ayrı analiz edilmiştir. Böylece WKB, IVP ve BVP çözümlerinin aynı profil üzerinde karşılaştırılması, yaklaşık ve tam dalga yöntemlerin hangi koşullarda birbirinden ayrıldığını belirlemeye imkân sağlamıştır.

3. Nümerik Analiz ve Tartışma

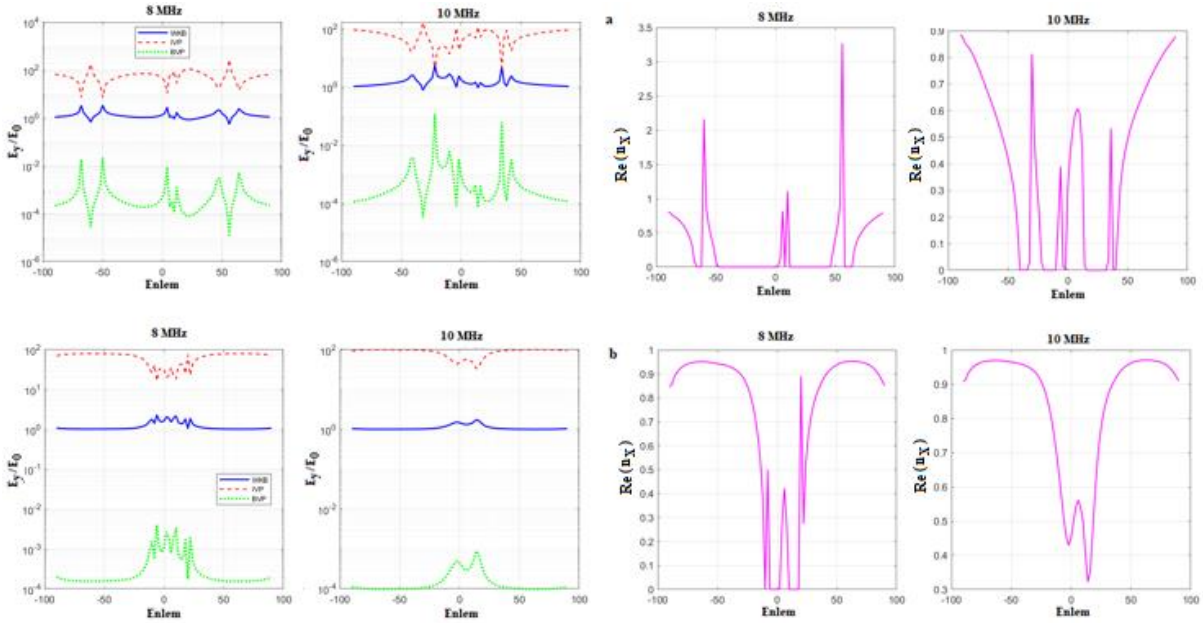
17 Mart 2013 tarihi için extraordinari dalga modunun gündüz ve gece koşullarında 8 MHz ve 10 MHz frekanslarındaki elektrik alan genliği ile kırılma indisi davranışının karşılaştırmalı olarak incelendiği aşağıdaki şekilde görülmektedir.

Gündüz sonuçlarında, özellikle 8 MHz için kırılma indisinin reel kısmı ($Re(n_X)$) oldukça keskin değişimler ve yer yer ani pikler göstermektedir. Bu durum, X-dalga modunun manyetik alan etkisine bağlı olarak belirli enlem bölgelerinde kritik veya geçiş karakterli davranış sergilediğini düşündürmektedir. Gündüz 10 MHz durumunda da benzer bir yöntemsel ayrışma vardır; ancak $Re(n_X)$ değerleri 8 MHz'e göre daha düzenli bir aralıkta kalmakta ve kırılma indisi genel olarak daha sınırlı değişmektedir. Bu davranış, X-wave soğurmasının ve yayılımının frekansla değiştiğini gösteren güncel çalışmalarla uyumludur [3].

Gece koşullarında gündüze göre daha düzenli bir tablo ortaya çıkmaktadır. 8 MHz gece durumunda $Re(n_X)$ profili merkezi enlem bölgesinde belirgin düşüşler ve dar yapılar göstermekte, ancak gündüz 8 MHz koşulundaki kadar şiddetli pikler üretmemektedir. Gece 10 MHz durumunda ise $Re(n_X)$ profili daha yumuşak bir değişim göstermekte, minimum değerler yaklaşık 0.3-0.6 aralığında kalmakta ve gündüzdeki keskin sıfıra yaklaşmalar büyük ölçüde ortadan kalkmaktadır. Bu nedenle 10 MHz gece koşulu, X-wave yayılımı açısından en düzenli durum olarak değerlendirilebilir. Ancak burada da IVP genliği yüksek kalırken BVP/Numerov genliği 10^{-4} civarında yoğunlaşmaktadır.

Genel olarak, frekans arttıkça $Re(n_X)$ profilinin daha kararlı hale geldiği, gece koşullarında ise kırılma indisi yapısının gündüze göre daha düzenli olduğu söylemek mümkündür. 8 MHz özellikle gündüz koşulunda X-dalga için daha kritik davranmakta, kırılma indisi ani değişimler ve keskin yapılar üretmektedir. Güncel FDTD ve tam dalga modelleme çalışmaları, Maxwell denklemlerinin doğrudan veya sınır şartlarıyla tutarlı biçimde çözülmesinin polarizasyon, yansıma ve soğurma etkilerini daha iyi temsil ettiğini göstermektedir [5]. Bu nedenle BVP/Numerov çözümü, alt sınırda gelen-yansıyan dalgayı ve üst sınırda yukarı yönlü radyasyon şartını içerdiği için bu grafiklerde en güvenilir referans çözüm olarak öne çıkmaktadır. Dolayısıyla bu nümerik sonuçlar, extraordinari dalga için

özellikle gündüz 8 MHz gibi kritik koşullarda full-wave sınır değer yaklaşımının gerekli olduğunu, WKB'nin ise daha çok niteliksel ve karşılaştırmalı bir yaklaşık çözüm olarak değerlendirilmesi gerektiğini göstermektedir.



Şekil. 17 Mart 2013 300 km yükseklikte 8 MHz ve 10 MHz extraordinari dalga için **a)** gündüz koşullarında **b)** gece koşullarında E_y/E_0 ve $Re(n_X)$ değerlerinin enlemle değişimi.

4. Sonuç

Sonuç olarak, 17 Mart 2013 için elde edilen extraordinari dalga analizleri, X-dalga yayılımının frekans ve gündüz/gece koşullarına karşı belirgin biçimde duyarlı olduğunu göstermektedir. Gündüz 8 MHz durumunda $Re(n_X)$ profilindeki keskin değişimler ve elektrik alan çözümleri arasındaki büyük ayrışma, bu frekansta X-dalganın kritik kırılma ve yansıma etkilerine daha açık olduğunu ortaya koymaktadır. 10 MHz'e çıkıldığında kırılma indisi daha düzenli hale gelmekte, gece koşullarında ise genel olarak daha kararlı bir yayılım yapısı görülmektedir. Bu sonuçlar, HF yayılımında iyonosferik arka planın ve manyetoiyonik mod ayrışmasının önemini vurgulayan güncel literatürle uyumludur [1, 2, 4]. WKB yöntemi genel eğilimi izleyebilse de özellikle kritik bölgelerde fiziksel sınır şartlarını içermediği için sınırlı kalmaktadır. IVP çözümü bazı durumlarda aşırı genlik büyümesi ürettiğinden tek başına güvenilir referans olarak değerlendirilmemelidir. Buna karşılık BVP/Numerov yaklaşımı, hem yansıma etkisini hem de üst sınır radyasyon şartını içerdiği için extraordinari dalga yayılımının fiziksel olarak en tutarlı çözümünü sağlamaktadır. Bu yönüyle çalışma, 2020 sonrası tam dalga ve nümerik iyonosferik yayılım literatüründe öne çıkan yaklaşımı Elazığ iyonosferi özelinde desteklemektedir [3, 5, 6].

Kaynaklar

[1]. Lv, M., Zhou, C., Liu, T., Qiao, J., Qiao, W., Li, C., Wang, J. ve Zhu, J., "High-frequency channel modeling based on the multi-source ionospheric assimilation model", Remote Sensing, cilt.14 no.17, 4133, 2022.

[2]. Pietrella, M., Pezzopane, M., Bianchi, C., Settimi, A. ve Scotto, C., "An updating of the IONORT tool to perform a high-frequency ionospheric ray tracing", Remote Sensing, cilt.15 no.21, 5111, 2023.

[3]. Jiang, X., Li, H., Guo, L. ve Ye, D., "Variation of ionospheric shortwave absorption of the extraordinary wave, Journal of Geophysical Research: Space Physics, cilt.128, e2023JA031852, 2023.

[4]. Kallio, E., Kero, A., Harri, A.-M., Kestilä, A., Aikio, A., Fontell, M., Järvinen, R., Kauristie, K., Knuuttila, O., Koskimaa, P., Loyala, J., Lukkari, J., Modabberian, A., Niittyniemi, J., Rynö, J., Vanhamäki, H. ve Varberg, E., "Radar-CubeSat transionospheric HF propagation observations: Suomi 100 satellite and EISCAT HF facility", Radio Science, cilt.57, e2022RS007516, 2022.

[5]. Green, A. G., Longley, W. J., Oppenheim, M. M. ve Young, M. A., "An open source code for modeling radio wave propagation in Earth's ionosphere", Frontiers in Astronomy and Space Sciences, cilt.12, 1521497, 2025.

[6]. Hirvonen, E. A. O., Kauristie, K. ve Kallio, E., "AU-ray program for modeling radio wave propagation in the ionosphere", Radio Science, cilt.60, e2024RS008209, 2025.

Beyin Tümörü Sınır Tespitinde Açık Uçlu Koaksiyel Prob Aplikatörlerinin Maliyet-Performans Açısından Değerlendirilmesi

Melike Miray TAŞCI, Cemanur AYDINALP
İstanbul Teknik Üniversitesi
Telekomünikasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul
tascim22@itu.edu.tr, aydinalp16@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, beyin tümörü sınır tespitinde kullanılabilecek tek ve iki problu açık uçlu koaksiyel prob aplikatörleri maliyet ve performans açısından incelenmiştir. Beyin kayması ve görüntüleme yöntemlerinin sınırlamaları, cerrahi sırasında lokal ölçüm yapabilecek tamamlayıcı yöntemlere ihtiyaç doğurmaktadır. Bu kapsamda, prob sayısına bağlı donanım ve operasyonel yük kavramsal olarak ele alınmıştır. Ölçüm performansı, HFSS simülasyonlarından elde edilen dielektrik değerlerin literatür tabanlı ağırlıklı ortalama sonuçlarıyla karşılaştırılması ve MAPE değerlerinin hesaplanmasıyla değerlendirilmiştir. %50 tümör–%50 gri madde durumunda iki problu yapıda hata azalırken, %50 tümör–%50 beyaz madde durumunda sonuçlar dokuya göre değişmiştir. Sonuçlar, prob sayısındaki artışın her doku bileşiminde aynı performans artışını sağlamadığını göstermektedir.*

Abstract: *This study investigates single- and two-probe open-ended coaxial probe applicators for brain tumor boundary detection in terms of cost and performance. Brain shift and the limitations of imaging methods create a need for complementary techniques capable of providing local measurements during surgery. In this context, the hardware and operational burden associated with the number of probes is considered conceptually. Measurement performance is evaluated by comparing the dielectric properties obtained from HFSS simulations with literature-based weighted average results and calculating the corresponding MAPE values. For the 50% tumor–50% grey matter case, the error decreases with the two-probe configuration, whereas for the 50% tumor–50% white matter case, the results vary depending on the tissue. The results show that increasing the number of probes does not provide the same performance improvement for every tissue composition.*

1. Giriş

Beyin tümörü cerrahisinde amaç, tümörlü dokuyu mümkün olduğunca uzaklaştırırken sağlıklı ve işlevsel beyin dokusunu korumaktır. Ancak tümör çevresindeki bölge her zaman net bir sınırla ayrılmaz ve dışarıdan sağlıklı görünen dokular tümör yayılımı içerebilir. Bu nedenle tümör sınırının doğru belirlenmesi, güvenli cerrahi rezeksiyon için kritik bir problemdir. Cerrahi öncesinde MRI, CT ve PET gibi görüntüleme yöntemleri tümörün konumu ve çevre dokularla ilişkisi hakkında önemli bilgiler sağlar. Ancak operasyon sırasında doku çıkarılması ve cerrahi müdahale gibi nedenlerle beyin dokusu yer değiştirebilir. Beyin kayması olarak adlandırılan bu durum, cerrahi öncesi görüntülere dayalı yöntemlerin doğruluğunu azaltır. İntraoperatif MRI ve ultrason gibi yöntemler bu soruna yardımcı olsa da bu yaklaşımlar da görüntüleme temellidir ve çözünürlük, kontrast ve kullanıcı yorumuna bağlı sınırlamalara sahiptir [1]. Bu nedenle cerrahi sırasında doku temas bölgesinden hızlı, lokal bilgi sağlayabilecek yöntemlere ihtiyaç vardır. Dielektrik spektroskopi, dokuların elektromanyetik alana verdiği cevabı dielektrik özellikler üzerinden değerlendirir. Açık uçlu koaksiyel prob (AUKP) ise temas tabanlı ve lokal ölçüm yapabilmesi nedeniyle bu amaç için uygun bir adaydır. Bu çalışmada, beyin tümörü sınır tespitine yönelik tek ve iki problu AUKP yapılarından elde edilen dielektrik tahmin sonuçları karşılaştırılmıştır. Ayrıca prob sayısının ve donanım gereksinimlerinin; kavramsal, simülasyon ve veri işleme yükü üzerindeki etkisi, hesaplama süreleri üzerinden değerlendirilmiştir.

2. Yöntem

Bu amaçla, tek ve iki problu AUKP–doku modelleri HFSS'te analiz edilmiş ve MATLAB'te işlenmiştir. Elde edilen dielektrik değerler, literatür tabanlı ağırlıklı ortalama yaklaşımıyla karşılaştırılmış ve tahmin performansı MAPE metriği kullanılarak değerlendirilmiştir. Prob sayısının artması sınır bölgesinden daha fazla ölçüm alınmasına olanak sağlayabilir; ancak ek RF bağlantıları, kalibrasyon gereksinimi ve ölçüm süresi nedeniyle sistem yükünü de artırmaktadır. Bu ilişkileri göstermek amacıyla Denklem 1'de verilen maliyet-performans fonksiyonu tanımlanmıştır:

$$f_{maliyet} = a_1 M_{donanım} + a_2 M_{operasyon} - a_3 P_{performans} \quad (1)$$

Denklem 1'de $M_{donanım}$, $M_{operasyon}$, $P_{performans}$ sırasıyla donanım, operasyonel yük ve performans terimlerini; a_1, a_2 ve a_3 katsayıları ise, bu terimlerin ağırlıklarını temsil etmektedir. Amaç, maliyet terimlerini ve performans kazancını birlikte değerlendirerek $f_{maliyet}$ değerini azaltmaktır.

$$M_{donanım} = \beta_1 N_{prob} \quad (2)$$

Denklem 2'de N_{prob}, prob sayısını göstermektedir. $M_{donanım}$, gerçek bir sistemde prob, RF kablosu, VNA portu gibi prob sayısıyla artabilecek donanım gereksinimlerini kapsamaktadır. Çalışma simülasyon tabanlı olduğundan söz konusu bileşenlerin gerçek maliyetleri hesaplanmamıştır. $M_{operasyon}$ ise Denklem 3'te tanımlanmıştır:

$$M_{operasyon} = \gamma_1 T_{HFSS} + \gamma_2 N_{prob}(T_{kal} + T_{\varepsilon}) \quad (3)$$

Denklem 3'te T_{HFSS}, S-parametrelerinin elde edilmesi için gereken HFSS çözüm süresini; $T_{kal} + T_{\varepsilon}$ ise [2] numaralı algoritma kullanılarak MATLAB ortamında gerçekleştirilen kalibrasyon ve dielektrik özellik çıkarım işlemlerinin toplam süresini göstermektedir. Tek ve iki problu yapılar için kullanılan süreler ve ilgili maliyet-performans parametreleri Tablo 2'de verilmiştir. Bu süreler fiziksel VNA kalibrasyon veya gerçek ölçüm sürelerini değil, simülasyon ve veri işleme süreçlerini temsil etmektedir. Beklenen performans terimi ise denklem 4'teki gibi ilişkilendirilmiştir:

$$P_{performans} = \varphi_1 N_{prob} \quad (4)$$

Denklem 4'te verilen $P_{performans}$, prob sayısının artmasıyla sınır bölgesinden elde edilebilecek örnekleme kapasitesini temsil etmektedir. Bununla birlikte, prob sayısındaki artışın gerçek ölçüm performansında doğrusal bir iyileşme sağlayacağı varsayılmamıştır; her ilave probun katkısı algılama hacmine, tümör sınırına göre konumuna ve dokular arasındaki dielektrik kontrasta bağlıdır. Bu nedenle Denklem 4, gerçek performansı değil, prob sayısına bağlı ek ölçüm potansiyelini ifade etmektedir Burada β_1, γ_1, γ_2 ve φ_1 katsayıları, ilgili parametrelerin $M_{donanım}$, $M_{operasyon}$ veya $P_{performans}$ üzerindeki etkisini temsil eden ölçeklendirme katsayılarıdır. Bu çalışmada AUKP–doku yapıları HFSS ortamında 0.5–20 GHz frekans aralığında modellenmiştir ve 2.2 mm çapına sahip AUKP modeli kullanılmıştır. İki problu yapıda prob merkezleri arasındaki mesafe ve ölçüm yapılan dokuların kenar uzunluğu 10 mm olarak belirlenmiş ve problar arasındaki etkileşim -50dB seviyesinde tutulmuştur. Simülasyonlardan elde edilen S-parametreleri kullanılarak, [2] numaralı çalışmada verilen algoritma yardımıyla MATLAB'te dielektrik sabitin gerçek (ε′) ve sanal (ε″) bileşenleri elde edilmiştir. Sınır bölgesinde probun algılama hacmi birden fazla doku bileşenini içerebildiğinden, heterojen bölgeler için [3]'teki dielektrik değerler kullanılarak ağırlıklı ortalama yaklaşımı uygulanmış ve her doku bileşeninin katkısı Denklem 5'te bir ağırlık katsayısı ile temsil edilmiştir:

$$\varepsilon'_{yaklaşık} = \Sigma\, w_i\, \varepsilon'_i \text{ ve } \varepsilon''_{yaklaşık} = \Sigma\, w_i\, \varepsilon''_i \quad (5)$$

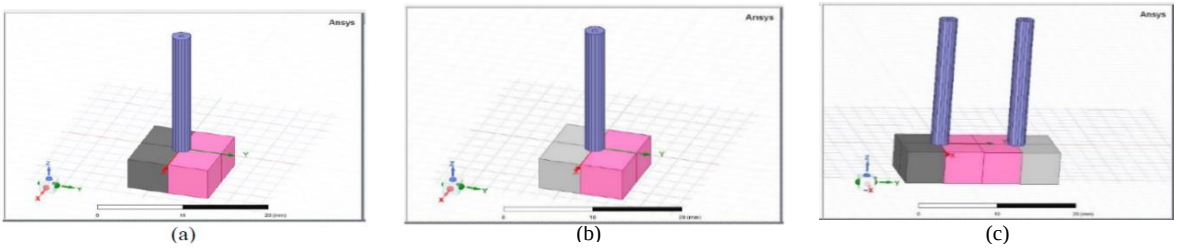
Denklem 5'teki $\varepsilon'_{yaklaşık}$ ve $\varepsilon''_{yaklaşık}$ tahmin edilen toplam cevabı, ε'_i ve ε''_i ise ilgili doku bileşenine ait referans değerleridir. Bu çalışmada i indisi; tümör (T), beyaz madde (BM) ve gri madde (GM) gibi probun algılama bölgesinde bulunabilecek doku bileşenlerini temsil etmektedir. w_i ise bu bölgenin ölçüme olan katkısını göstermektedir. HFSS simülasyonlarından elde edilen ε′ ve ε″ değerleri ile ağırlıklı ortalama yaklaşımından elde edilen $\varepsilon'_{yaklaşık}$ ve $\varepsilon''_{yaklaşık}$ değerleri karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmada karşılaştırma metriği olarak Denklem 6'daki ortalama mutlak yüzde hata kullanılmıştır:

$$MAPE = (100 / \mathrm{N})\, \Sigma\, |(X_{HFSS,i} - X_{yaklaşık,i}) / X_{HFSS,i}| \quad (6)$$

Denklem 6'da $X_{HFSS,i}$ HFSS simülasyonu ve [2]'deki algoritma ile elde edilen referans dielektrik değerini, $X_{yaklaşık,i}$ ise ağırlıklı ortalama yaklaşımı ile hesaplanan yaklaşık değeri göstermektedir. X değişkeni, karşılaştırılan dokuya bağlı olarak ε′ veya ε″ değerini temsil etmektedir. N ise toplam karşılaştırma sayısıdır. Böylece ağırlıklı ortalama yaklaşımının HFSS tabanlı sonuçlara göre ne kadar sapma gösterdiği ε′ ve ε″ için ayrı ayrı değerlendirilmiştir.

3. Bulgular

Bu bölümde, HFSS modellerinden elde edilen ε′ ve ε″ değerleri, ağırlıklı ortalama yaklaşımıyla hesaplanan değerlerle MAPE metriği kullanılarak karşılaştırılmıştır. Şekil 1'de bir ve iki problu HFSS modelleri gösterilmiş ve elde edilen MAPE sonuçları Tablo 1'de verilmiştir.



(a) (b) (c)

Şekil 1. HFSS'te oluşturulan AUKP–doku modelleri: tek problu yapı için (a) %50 GM–%50 T ve (b) %50 BM – %50 T; iki problu yapı için (c) Prob 1'de %50 GM–%50 T ve Prob 2'de %50 BM–%50 T dağılımı. (Gri, beyaz ve pembe bölgeler sırasıyla GM, BM ve T dokusunu göstermektedir).

Prob Sayısı	Dokular			S_{nn}	ε′ MAPE (%)	ε″ MAPE (%)
	Tümör (%)	Gri Madde (%)	Beyaz Madde (%)			
1	50	50	0	S_{11}	11.94	11.17
1	50	0	50	S_{11}	1.47	1.74
2	50	50	0	S_{11}	2.72	2.42
	50	0	50	S_{22}	2.66	1.54

Tablo 1. Tek ve iki problu HFSS sonuçlarının literatür tabanlı ağırlıklı ortalama yaklaşımıyla MAPE metriği kullanılarak karşılaştırılması.

Parametre	Tek Prob Konfigürasyonu	İki Prob Konfigürasyonu
N_{prob}	1	2
T_{HFSS}	3 dk	5 dk
$T_{kal} + T_{\varepsilon}$	7 dk	14 dk
$M_{donanım}$	β_1	$2\beta_1$
$M_{operasyon}$	$3\gamma_1 + 7\gamma_2$	$5\gamma_1 + 14\gamma_2$
$P_{performans}$	φ_1	$2\varphi_1$
$f_{maliyet}$	$a_1\beta_1 + a_2(3\gamma_1 + 7\gamma_2) - a_3\varphi_1$	$2a_1\beta_1 + a_2(5\gamma_1 + 14\gamma_2) - 2a_3\varphi_1$

Tablo 2. Tek ve iki problu AUKP konfigürasyonlarının maliyet-performans parametreleri.

Tablo 1 incelendiğinde, %50 tümör–%50 gri madde durumunda iki problu yapı ile hem ε′ hem de ε″ için MAPE değerlerinin belirgin biçimde azaldığı görülmektedir. Buna karşılık, %50 tümör–%50 beyaz madde durumunda ε″ için sınırlı bir iyileşme elde edilirken ε′ için MAPE değeri artmıştır. Bu sonuçlar, prob sayısındaki artışın her doku bileşimi için aynı performans kazancını sağlamadığını göstermektedir. Tablo 2'de ise iki problu yapının daha fazla örnekleme sağlamasına karşılık hesaplama ve donanım gereksinimlerini artırdığı görülmektedir. Bu nedenle aplikatör değerlendirmesinde yalnızca MAPE sonuçlarının değil, maliyet-performans parametrelerinin de birlikte dikkate alınması gerekmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, tek ve iki problu AUKP yapılarının dielektrik tahmin performansı karşılaştırılmıştır. %50 tümör–%50 gri madde durumunda iki problu yapı ile her iki dielektrik bileşen için hata azalırken, %50 tümör–%50 beyaz madde durumunda yalnızca ε″ için sınırlı bir iyileşme görülmüş ve ε′ hatası artmıştır. Dolayısıyla prob sayısındaki artış her doku bileşiminde aynı performans değişimini oluşturmamıştır. Tablo 2'de ise iki problu yapıda ölçüm noktası sayısıyla birlikte hesaplama süresi ve donanım gereksinimlerinin de arttığı görülmektedir. İlerleyen çalışmalarda daha fazla doku bileşimi ve simülasyon senaryosunun yanı sıra, maliyet-performans fonksiyonundaki ağırlık katsayılarının belirlenmesine yönelik çalışmaların yapılması planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1]. Giussani, C., Trezza, A., Ricciuti, "Intraoperative MRI versus intraoperative ultrasound in pediatric brain tumor surgery: is expensive better than cheap? A review of the literature.", Child's Nervous System, 2022.

[2]. I. Dilman, M. N. Akinci, T. Yilmaz, M. Çayören ve I. Akduman, "A Method to Measure Complex Dielectric Permittivity With Open-Ended Coaxial Probes,", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, cilt. 71, s. 1-7, 2022.

[3]. Gabriel, Sami, Rita W. Lau, ve Camelia Gabriel. "The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues.", Physics in medicine & biology, 1996.

Grafit Katkılı Silikon İle Esnek Dielektrik Saçıcı Yüzeyler

Mehmet Emre Eralp[(1,3)], Burak Ferhat Özcan[(2)], Rümeysa Karaman[(2)], Laşara Öcal[(2)], Sema Dumanlı[(2)], Özlem Aydın Çivi[(1)]
[(1)]Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, Ankara
[(2)]Boğaziçi Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, İstanbul
[(3)]Accelerate Simülasyon Teknolojileri A.Ş., Ankara
emre.eralp@accelerate.com.tr, ozlem@metu.edu.tr

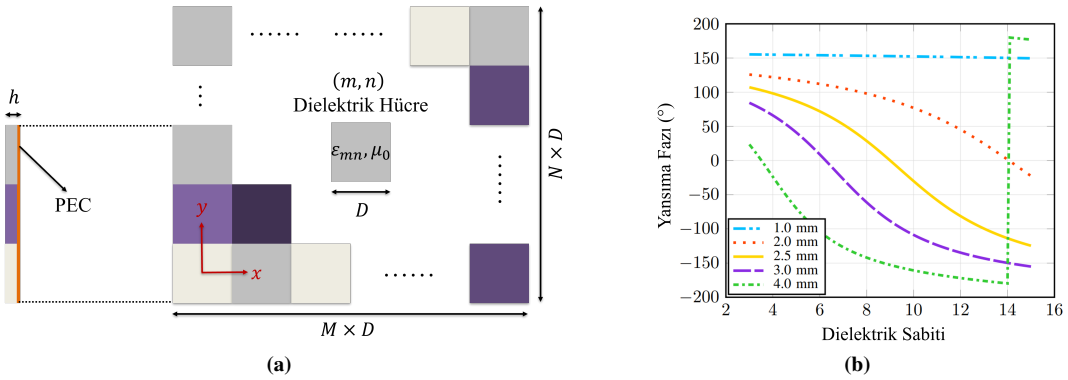
Özet: *Bu çalışmada, metalik desenler kullanmadan grafit katkılı silikon ile RKA azaltımı sağlayan esnek, düşük profilli bir dielektrik saçıcı yüzey sunulmaktadır. Grafit miktarı değiştirilerek dielektrik sabiti 3-15 arasında kontrol edilmekte ve yansıma fazı kontrolüne olanak tanınmaktadır. Dama tahtası yüzeyi 10 dB'nin üzerinde monostatik RKA azaltımı sağlarken, kesikli kübik faz dağılımı X bantta tüm açılardaki bistatik yansımaları 14 dB'den fazla bastırmaktadır. Bu tasarım, düşük görünürlük uygulamaları için esnek ve konformal bir çözüm sunmaktadır.*

Abstract: *This paper presents a flexible, low-profile dielectric scattering surface for RCS reduction using graphite doped silicone without metallic patterns. By varying the amount of graphite, the dielectric constant is controlled between 3 and 15, enabling reflection phase control. A checkerboard configuration provides over 10 dB monostatic RCS reduction, while a discrete cubic phase distribution suppresses bistatic reflections by over 14 dB across all angles at X-band. This design offers a flexible, conformal solution for electromagnetic stealth applications.*

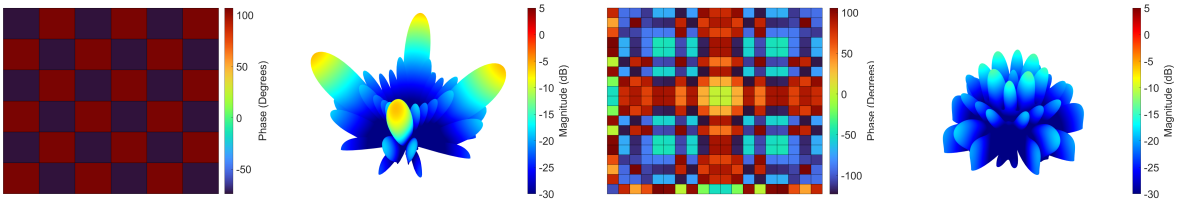
1. Giriş

Radar Kesit Alanı (RKA) azaltma teknikleri, savunma ve güvenlik alanlarındaki çeşitli platformların düşük görünürlüğü için kritiktir. Literatürde genellikle metalik desenlerin kullanıldığı, karmaşık geometri veya mekanik sertlik gibi dezavantajlara sahip olan metamalzeme tabanlı yüzeyler üzerine çalışmalar bulunmaktadır [1], [2], [3]. Bunların yanında, yüzeyde belirli faz dağılımları oluşturularak yüzeye gelen dalgaların farklı yönlere saçılmasını sağlayan dielektrik tasarımlar, düşük profilli RKA azaltımı için etkili bir alternatif olarak ortaya çıkmıştır [4].

Daha önce, 3B yazıcı ile sadece polilaktik asit (PLA) kullanılarak ama farklı doluluk/boşluk oranlarında üretilmiş bir dielektrik saçıcının monostatik RKA azaltımı sağladığı rapor edilmiştir [5]. Fakat bu tasarım, mekanik olarak sert olduğu için eğimli yüzeylere özel olarak tasarlanmadığı sürece çok uygun değildir. Ayrıca, görece küçük dielektrik sabitli tek bir malzeme, elde edilebilecek faz aralığını kısıtlamaktadır. Bu çalışmada ise, RKA azaltımı için grafit katkılı silikonun kullanıldığı yeni ve esnek bir dielektrik yüzey önerilmektedir. Silikon mekanik esneklik sağlarken, grafit dolgu oranı ayarlanarak malzemenin dielektrik sabiti geniş bir aralıkta (3 - 15 arasında) kontrol edilebilmektedir. Bu sayede yüzey kalınlığı sabit tutularak, istenen faz değişimi yalnızca malzemenin dielektrik sabiti üzerinden elde edilebilmektedir. Çalışmada, sadece monostatik yansımayı azaltan dama tahtası deseni yerine, bistatik yansımayı da azaltmak için kübik faz dağılımı kullanılmaktadır. Nihai hedef, X bandında RKA azaltımı sağlayan, düşük profilli ve esnek bir dielektrik yüzey geliştirmektir.



Şekil 1. (a) Saçıcı dielektrik yüzey geometrisi ve (b) 10 GHz'te farklı kalınlıklardaki dielektrik yüzeylerin dielektrik sabitine göre yüzey yansıma katsayısı fazları.



(a) **(b)** **(c)** **(d)**

Şekil 2. Dama tahtası konfigürasyonu: (a) faz dağılımı ve (b) saçılım örüntüsü, Kübik konfigürasyonu: (c) kübik faz dağılımı ve (d) saçılım örüntüsü (10 GHz'te dik açıda aydınlatma).

2. Dielektrik Faz Karakteristiği ve RKA Azaltımı

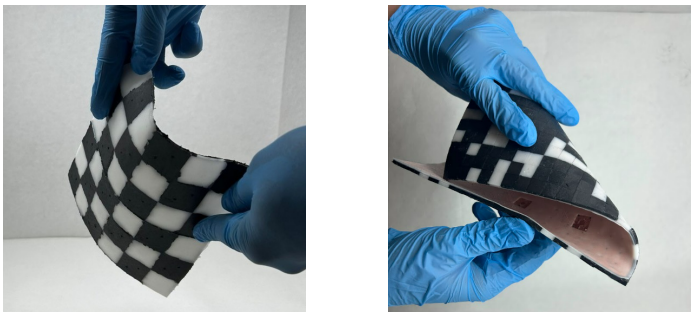
Saçıcı yüzeylerde RKA azaltımı, yansıyan alanların yok edici girişim yapmasıyla elde edilmektedir. Bu, genellikle yüzey üzerinde bir faz dağılımı oluşturarak yansıyan alanların uzak bölgede birbirini sönümlemesiyle sağlanmaktadır. Şekil 1a'da görüldüğü üzere önerilen yüzey, yansıma fazının sabit olduğu varsayılan bir dizi hücreye bölünmüştür. Arkası mükemmel iletken (PEC) kaplı, manyetik olmayan ve kayıpsız olduğu varsayılan h kalınlığındaki (m,n)'inci dielektrik hücrenin yüzey yansıma katsayısının fazı şu denklemle belirlenebilir [4]:

$$\psi_{mn} = 2\arctan\left(\sqrt{\varepsilon_{r,mn}}\cot\left(k_0 h\sqrt{\varepsilon_{r,mn}}\right)\right). \tag{1}$$

Yüzeydeki yansıma fazı, temel olarak malzemenin dielektrik sabiti ve kalınlığına bağlıdır. 10 GHz'te, daha doğrusal bir faz eğrisi sağladığı için dielektrik hücre kalınlığı olarak $h = 2.5$ mm seçilmiştir (Şekil 1b). Yansıma fazı karakteristikleri elde edildikten sonra, dama tahtası ve kübik faz dağılımlarının yansıyan alan paternleri 2 boyutlu düzlemsel dizi faktörü formülasyonu uygulanarak hesaplanmıştır. Monostatik RKA azaltımı için tasarlanan dama tahtasında (Şekil 2a), aralarında yaklaşık 180° yansıma fazı farkı oluşturmak üzere iki farklı hücre kullanılmıştır. $h = 2.5$ mm kalınlığında, $\varepsilon_{r,11} = 3$ dielektrik sabiti $\psi_{11} = 107.15°$, ikinci olarak seçilen $\varepsilon_{r,12} = 11.5$ sabiti $\psi_{12} = -70.32°$ yansıma fazı vermektedir. Dama tahtasında gözlemlenen güçlü bistatik lobları (Şekil 2b) hafifletmek için ise kübik bir faz dağılımı kullanılabilmektedir. Her (m,n) dielektrik hücresinin yansıma fazı şu simetrik kübik denklemle belirlenmiştir:

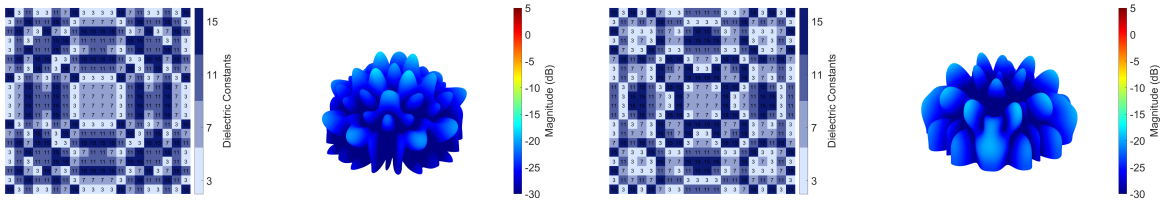
$$\psi_{mn} = \frac{\alpha}{(ND)^3}\left(|x_m|^3 + |y_n|^3\right). \tag{2}$$

Burada α, yansıma paterni üzerinde etkili olan bir sabittir. x_m ve y_n hücrelerin merkez koordinatlarını, N ise y-eksenindeki hücre sayısını belirtir ($N = M$). Pratikte $h = 2.5$ mm kalınlığı ve mevcut malzeme özellikleriyle (3 ile 15 dielektrik aralığı) elde edilebilen yansıma fazı aralığı yaklaşık $-127°$ ile 107° ile sınırlıdır. Bu nedenle, örnek tasarım olarak $\alpha = 1340$, $D = 10$ mm ve $N = 20$ için denklemden çıkan faz değerleri, erişilebilir aralığa ölçeklendirilmiştir (Şekil 2c). Bu örnek kübik tasarım, dama tahtasına kıyasla birçok yöne saçılma sağlayarak hem monostatik hem de bistatik yansımaları tüm yönlerde 14 dB'den fazla azaltmaktadır (Şekil 2d).



(a) **(b)**

Şekil 3. Üretilen esnek (a) dama tahtası [8] ve (b) kübik yüzey prototipleri.



(a) **(b)** **(c)** **(d)**

Şekil 4. Kesikli dielektrik tasarımları: $\alpha = 900$ (a) faz dağılımı ve (b) saçılım örüntüsü; $\alpha = 1750$ (c) faz dağılımı ve (d) saçılım örüntüsü (10 GHz'te dik açıda aydınlatma).

3. Malzeme Hazırlığı ve Üretim

Çeşitli dielektrik sabitleri elde etmek için RTV-2 silikon ve grafit tozu kullanılmıştır [6]. DAK-TL2 kiti [7] ile yapılan karakterizasyonda, 10 GHz'te katkısız silikonun 3.0 dielektrik sabitine sahip olduğu, silikona sırasıyla 1.8, 3.1, 4.3 g grafit eklenmesiyle ise ortalama 7, 11, 15 dielektrik sabitlerinin elde edildiği belirlenmiştir. Dielektrik hücreler genel olarak 3 boyutlu yazıcı ile üretilmiş kalıplarda döküm yapılarak hazırlanmaktadır. Bu üretim sürecinin ve dama tahtası tasarımının üretim aşamalarına dair detaylar çalışma [8]'de bulunabilir. Dama tahtası ve kübik tasarımların üretilmiş esnek prototipleri Şekil 3'te verilmiştir.

4. Sonuçlar ve Tartışma

Yukarıda verilen dama tahtası tasarımı, 10 GHz'te tam dalga elektromanyetik simülasyonlarla incelenmiştir. Normal açılı aydınlatma altında, dama tahtası tasarımının PEC plakaya kıyasla 10 dB'nin üzerinde monostatik geri saçılma azaltımı [8]'de gösterilmiştir. Devam eden çalışmalarda kübik tasarım üzerinde incelemeler yapılmıştır. (2)'den elde edilen kübik faz dağılımı $(-127°,\ 107°)$ aralığına ölçeklendirilmiş olsa da bu aralıktaki her bir faz açısını üretimde gerçekleyebilmek için, çok sayıda farklı dielektrik sabitinin elde edilmesi ve silikona katkılanan grafit miktarının çok hassas bir şekilde ayarlanması gerekmektedir. Bu sebeple, bu faz açıları, kesikli olarak 3, 7, 11, 15 dielektrik sabitleri ile elde edilen faz açılarına minimum uzaklık kuralı ile atanmıştır. Örnek olarak, $\alpha = 900$ ve $\alpha = 1750$ için kesikli dielektrik sabitleriyle elde edilen tasarımların (Şekil 4a, 4c) yansıma örüntüleri (Şekil 4b, 4d) incelendiğinde yine bistatik açılarda -14 dB'den fazla bastırma elde edilebildiği gözlemlenmektedir. Bu şekilde aynı zamanda üretilebilir tasarımlar çıkarılabilmektedir. Sonuç olarak, bu çalışmada, metalik desen içermeyen, 2.5 mm kalınlığında ve mekanik olarak esnek dielektrik saçıcı yüzeyler geliştirilmektedir. Gelecek çalışmalarda, kübik faz dağılımına sahip alternatif modeller üretilecek ve yansıma azaltımı ölçümleri gerçekleştirilecektir.

Kaynaklar

[1] W. Chen, C. A. Balanis, ve C. R. Birtcher, "Checkerboard EBG surfaces for wideband radar cross section reduction," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 63, no. 6, s. 2636–2645, Haz. 2015.

[2] M. F. El-Sewedy ve M. A. Abdalla, "A monostatic and bistatic RCS reduction using artificial magnetic conductor metasurface," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 71, no. 2, s. 1988–1992, Şub. 2023.

[3] M. K. T. Al-Nuaimi, S. -L. Zhu, W. G. Whittow, G. -L. Huang, R. -S. Chen ve Q. Shao, "Design of polarization-insensitive and angularly stable metasurfaces with symmetric cubic phase distribution for broadband RCS reduction," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 72, no. 1, s. 1069-1074, Oca. 2024.

[4] S. Qiu, Q. Guo, J. Su, ve Z. Li, "Design of a dielectric dartboard surface for RCS reduction," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, cilt. 21, no. 2, s. 401–405, Şub. 2022.

[5] M. E. Eralp, Ö. Eris ve Ö. A. Civi, "Analysis and design of fully dielectric scattering surface with additive manufacturing," *Proc. 19th Eur. Conf. Antennas Propag.*, Stockholm, İsveç, 2025, s. 1-3.

[6] J. Garrett ve E. Fear, "Stable and flexible materials to mimic the dielectric properties of human soft tissues," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, cilt. 13, s. 599-602, 2014.

[7] Dak-TL2 dielektrik ölçüm, SPEAG, Schmid & Partner Engineering AG, https://speag.swiss/products/dak/for-dielectric-measurement-of-thin-layers-and-liquids-dak-tl2/.

[8] M. E. Eralp, I. Özgen, B. F. Özcan, S. Dumanlı ve Ö. A. Civi, "A flexible dielectric scattering surface realized with graphite doped silicone," *Proc. 20th Eur. Conf. Antennas Propag.*, Dublin, İrlanda, 2026, s. 1-5.

Comparative Analysis and Development of a Power-Optimized, UHF Morse Beacon for Emergency Rescue and ARDF

İsmail Hanifi Nal, Fulya Çallıalp*
Marmara Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
ismailnal@marun.edu.tr, fulya.callialp@marmara.edu.tr

Özet: *Bu proje, STM32 mikrodenetleyici ve RF4432 alıcı-verici modülü kullanarak güvenilir bir RF verici sistemi sunmaktadır. Arama-kurtarma operasyonları ve Amatör Telsiz Yön Bulma (ARDF) için bir takip işaretçisi olarak tasarlanan sistem, otomatik olarak sürekli Mors sinyalleri yayınlar. Güvenilirliği en üst düzeye çıkarmak için, yazılım yükü olmadan kararlı sürekli dalga (CW) iletimi sağlayan sağlam bir SPI haberleşme protokolü kullanılmıştır. İletim gücü, RF geri beslemesini önlemek amacıyla optimize edilmiştir. Testler, başarılı periyodik Mors yayını yapıldığını doğrulamakta ve prototipin acil durum haberleşmesi için uygun maliyetli, güvenilir bir çözüm olduğunu kanıtlamaktadır.*

Abstract: *A reliable RF transmitter based on STM32 and RF4432 transmitter was developed in this project. This device serves the purpose of a tracking beacon that will be useful in Search & Rescue (SAR) and Amateur Radio Direction Finding (ARDF). It works as a transmitter that automatically sends continuous Morse code. The reliable SPI communication method was used in the project in order to make sure that there is reliable CW transmission without software burden. Power of transmission has been taken care of so as not to create RF feedbacks.*

1. Giriş

Doğal afetler ve şebekeden bağımsız arama-kurtarma (SAR) operasyonlarında en kritik unsur güvenilir haberleşmedir [1]-[2]. Geleneksel uydu ve hücresel ağlar yüksek maliyetli olmaları veya afet anında altyapılarının çökmesi nedeniyle yetersiz kalabilmektedir. 433 MHz bandı, engelleri aşma yeteneğiyle takip işaretçileri (beacon) için idealdir [3]-[4]. Ancak piyasadaki düşük maliyetli RF modülleri, karmaşık yazılım kütüphanelerine dayandığı için güç dalgalanmalarında senkronizasyon hatalarına ve donanım kilitlenmelerine yol açar [7]. Bu projede, STM32 mikrodenetleyicisi ile RF4432 modülünü temel bir Seri Çevresel Arabirim (SPI) üzerinden haberleştiren ultra güvenilir bir RF verici tasarlanmıştır. Bu donanım odaklı yaklaşımla, yazılım kaynaklı kilitlenmeler tamamen ortadan kaldırılarak kararlı sürekli dalga (CW) Mors sinyali üretilmesi sağlanmıştır [5].

2. Araştırma Amacı ve Yöntem

Projenin amacı, SAR ve Amatör Telsiz Yön Bulma (ARDF) için güvenilir, düşük güç tüketimli bir işaretçi geliştirmektir. Hedeflenen menzil ve batarya ömrü dengesini kurmak için güç seviyesi ve maksimum sürekli çalışma süresi denklemleri kullanılmıştır:

$$P_{dBm} = 10\log_{10}\left(\frac{P_{mW}}{1mW}\right) \quad (1)$$

$$T = \frac{C}{I_{avg}} \quad (2)$$

Sistemin hedeflerine ulaşması için yapılan karşılaştırmalı testler sonucunda:

- Ana İşlem Birimi: Donanım seviyesinde SPI işlemlerini 8-bitlik alternatiflerine göre daha istikrarlı yürüten 32-bit mimarili STM32F030 mikrodenetleyicisi seçilmiştir. (Tablo 1)
- RF Modülü: Karmaşık yazılımlara ihtiyaç duymadan doğrudan kayıtçı (register) erişimi ile son derece kararlı CW üretebilen RF4432 tercih edilmiştir [6]. (Si4463 ve basit ASK/OOK modülleri zamanlama/kararlılık sorunları nedeniyle elenmiştir).
- Anten: Saha koşullarında yüksek dayanıklılık ve güvenilirlik sunan 433 MHz profesyonel SMA anten kullanılmıştır.

Tablo 1: Seçilen Donanım Bileşenleri

Bileşen / Parametre	Seçilen Özellik
Ana İşlem Birimi	STM32F030
RF Modülü	RF4432
Anten Tipi	433 MHz SMA Anten
Maksimum Çıkış Gücü	+20 dBm (100 mW)

3. Sistem Tasarımı

Acil durum işaretçisinin herkes için erişilebilir ve sahada pratik olması hedeflendiğinden tasarımda çevresel, operasyonel ve ekonomik kısıtlar temel alınmıştır. Zorlu dış ortam koşulları için IP54 standartlarına uygun tasarlanan cihaz, batarya ömrünü uzatmak amacıyla %20 iletim görev döngüsü ile çalışmaktadır. Acil durumlarda görev döngüsü, %50 ve %90 olarak seçilebilmektedir. Pahalı uydu takip sistemlerine alternatif olarak geliştirilen bu prototipin toplam birim maliyeti yaklaşık 23 USD seviyesinde tutulmuştur. (Tablo 2)

Tablo 2: Sistem Bileşenleri ve Yaklaşık Maliyetleri

Bileşen	Açıklama	Maliyet (USD)
Mikrodenetleyici	STM32F030 Cortex-M0 MCU	$1.50
RF Modülü	RF4432 Verici Modül	$3.00
Kullanıcı Arayüzü	0.96" OLED ve 5 Tuş Takımı	$3.00
Anten	SMA 433 MHz Anten	$2.50
Güç / Kutu / PCB	Li-ion Batarya, PCB	$13.00
Toplam	Tahmini Nihai Maliyet	$23.00

Donanım mimarisi, IPC-2221 (PCB dizaynı) ve ITU-R 433 MHz ISM bandı yasal sınırlarıyla tam uyumludur. Senkronizasyon hatalarını önlemek için STM32F030, üçüncü parti kütüphaneler kullanmadan özel bir durum makinesi kullanır. Mors kimliği (ID), mikrodenetleyici tarafından lojik sinyallere kodlanır ('1' radyo taşıyıcı dalgayı, '0' sessizliği ifade eder) ve SPI üzerinden doğrudan donanımsal olarak iletilir. Ayrıca, kriz anında bir bilgisayara ihtiyaç duymadan cihazın programlanabilmesi için düşük güç tüketimli OLED ekran ve tuş takımı entegre edilmiştir.Verici sisteminin menzili doğrudan anten rezonansına bağlıdır. 433 MHz frekansı için çeyrek dalga monopol antenin teorik fiziksel uzunluğu, ışık hızı ve frekans kullanılarak (3) numaralı denklem ile hesaplanmıştır:

$$L = \frac{c}{4f} \tag{3}$$

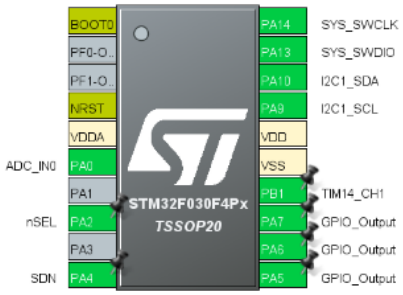
Bu denkleme göre anten uzunluğu yaklaşık 17.3 cm olmalıdır. Ancak taşınabilirliği artırmak amacıyla projede, taban yükleme indüktansı (base loading inductance) barındıran ticari bir SMA anten kullanılmıştır. Bu yapı, antenin fiziksel olarak kısa kalmasını sağlarken elektriksel olarak 433 MHz'de tam rezonansa girmesine olanak tanımıştır. Sahada yapılan yönlü Yagi anten testleri, bu konfigürasyonun hedeflenen takip mesafelerinde son derece başarılı ses sinyalleri ürettiğini doğrulamıştır.

4. Yazılım Mimarisi ve Saha Testleri

Sistemin yazılım mimarisi; kullanıcı arayüzü yönetimi, hassas zamanlama ve RF kontrolü (özel SPI sürücüsü) olmak üzere üç temel işlem etrafında kurgulanmıştır.

Acil durum mesajlarının sahada değiştirilebilmesi için matris tuş takımı ve OLED ekran entegre edilmiş; mekanik tuş sıçramalarını (bouncing) önlemek için yazılımsal algoritmalar kullanılmıştır. Mikrodenetleyicinin dış birimlerle haberleşmesini sağlayan pin atamaları Şekil 1'de (STM32CubeIDE Pin Konfigürasyonu) gösterilmektedir. Cihazın ana çalışma mantığı; giriş beklenen , Mors yayınlarının yapıldığı ve batarya tasarrufu için modülün uykuya alındığı aşamalardan oluşan bir durum makinesi ile yönetilmektedir.

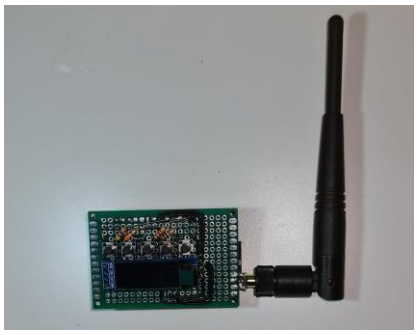
Donanım bileşenlerinin entegrasyonu ve yazılım algoritmalarının saha testleri için prototip doğrudan delikli pertinaks üzerinde hazırlanmıştır (Şekil 2 ve Şekil 3). Pertinaks tabanlı bu yapı, karmaşık üretim süreçlerine (PCB vb.) geçilmeden önce sistemin kararlılığını test etmek ve temel işlevselliğin sahada doğrulanmasını sağlamak amacıyla hızlı bir çözüm sunmuştur.



Şekil 3. STM32CubeIDE Pin Konfigürasyonu.



Şekil 3. İşlemci ve Verici Modül.



Şekil 3. OLED ve Tuş Takımı.

Saha testlerinde iletim menzilini ve Sürekli Dalga (CW) kalitesini ölçmek amacıyla, alıcı tarafında yüksek kazançlı 433 MHz Yagi yönlü anten kullanılmıştır. Verici çıkış gücü sabit tutularak farklı anten tipleriyle yapılan saha takip testlerinin sonuçları Tablo 3'te özetlenmiştir.

Tablo 3: Farklı Verici Anten Konfigürasyonlarının Maksimum Takip Mesafeleri

Verici Anten Tipi	Maks. Takip Mesafesi (m)	Sinyal Kalitesi
Bakır Tel 0.50mm	100	Yüksek sönümleme
Bakır Tel 0.90mm	200	Stabil
SMA 433 MHz	500	Net CW tonu

Test sonuçları, 0.9 mm bakır telin temel seviyede yeterli bir menzil sunmasına rağmen, ticari SMA antenin 500 metre mesafede dahi mükemmel sinyal kalitesi sağlayarak projede hedeflenen zorlu arama-kurtarma kriterlerini karşılayan en güvenilir seçenek olduğunu göstermiştir.

5. Sonuç

Bu çalışmada, arama-kurtarma (SAR) ve amatör telsiz yön bulma (ARDF) operasyonlarında kullanılmak üzere düşük maliyetli, taşınabilir ve yüksek güvenilirlikli bir RF verici işaretçisi (beacon) geliştirilmiştir. Yazılım kaynaklı kilitlenme ve donma problemlerini tamamen ortadan kaldırmak amacıyla, STM32F030 mikrodenetleyicisi ile RF4432 modülü arasında doğrudan kayıtçı (register) seviyesinde çalışan özel bir SPI sürücüsü ve durum makinesi (FSM) mimarisi kurgulanmıştır.

Sistemin donanımsal doğrulama ve konsept gösterimi, hızlı prototipleme amacıyla delikli pertinaks üzerinde gerçekleştirilmiş ve laboratuvar ortamında kararlılığı sınanmıştır. Gerçekleştirilen saha testlerinde, alıcı tarafındaki el yapımı yönlü Yagi anten ve verici tarafındaki ticari SMA anten kombinasyonu sayesinde, 500 metre mesafede dahi son derece temiz ve kesintisiz Sürekli Dalga (CW) Mors sinyalleri elde edilmiştir. Yaklaşık 23 USD birim maliyete sahip olan bu bağımsız prototip, pahalı ve altyapıya bağımlı ticari sistemlere karşı güçlü bir alternatif sunmaktadır. Gelecek çalışmalarda, görev döngüsü ve uyku modları daha da optimize edilerek cihazın operasyonel çalışma süresinin artırılması planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1]. T. C. İçişleri Bakanlığı Afet ve Acil Durum Yönetimi Başkanlığı, Afet Haberleşmesinde Alternatif Kanallar ve Stratejiler, Ankara, Türkiye, s. 12-45, 2022.

[2]. Smith J. M., “Emergency radio beacons for off-grid search and rescue operations,” Academic Press, Cilt 4, No. 2, s. 89-104, 2020.

[3]. Yılmaz A. ve Karaca M., "UHF bandında sinyal yayılımı ve bitki örtüsü sönümleme etkileri," IEEE Türkiye Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU), s. 1-4, 2021.

[4]. Brown K., Radio Propagation and Multipath Fading in Dense Urban Environments, Wiley-IEEE Press, s. 210-225, 2018.

[5]. International Amateur Radio Union (IARU), Region 1 ARDF Rules and Beacon Specifications, Versiyon 3.2, s. 15-18, 2023.

[6]. HopeRF Wireless, RF4432 High-Performance ISM Band Transceiver Datasheet, s. 5-30, 2019.

[7]. Demir E., "Mikrodenetleyici tabanlı gömülü sistemlerde donanımsal SPI ve yazılım kilitlenmeleri," Mühendislik Bilimleri Dergisi, Cilt 12, Sayı 3, s. 142-150, 2024.

Orbital Açısal Momentum Üreten Dairesel Anten Dizileri: Tek ve Çift Polarizasyonlu Örnekler

Abdulkadir UZUN, İbrahim TEKİN
Sabancı Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği
İstanbul
kadiruzun@sabanciuniv.edu, ibrahim.tekin@sabanciuniv.edu

Özet: *Bu çalışmada, dairesel anten dizileri kullanılarak tek polarizasyonlu ve çift polarizasyonlu orbital açısal momentum taşıyan girdap huzmelerinin oluşturulması incelenmiştir. Tek katmanlı dielektrik alttaş üzerinde seri besleme yapısıyla gerçeklenen mikroşerit dairesel anten dizilerine ait ışıma örüntüleri ve faz dağılımları, 6 GHz ve 6.1 GHz frekanslarında yankısız odada yapılan ölçümler sonucunda elde edilmiştir. Ölçüm sonuçları, önerilen anten yapılarının farklı orbital açısal momentum modlarının üretilmesinde ve polarizasyon çeşitliliğinin sağlanmasında kullanılabilir olduğunu göstermektedir.*

Abstract: *This study investigates the generation of single-polarized and dual-polarized vortex beams carrying orbital angular momentum using circular antenna arrays. The radiation patterns and phase distributions of the proposed microstrip circular antenna arrays, realized with a series-fed configuration on a single-layer dielectric substrate, are obtained through anechoic chamber measurements at 6 GHz and 6.1 GHz. The measured results demonstrate that the proposed antenna structures are capable of generating different orbital angular momentum modes while also providing polarization diversity.*

1. Giriş

Kablosuz haberleşme sistemlerinde artan veri hızı, kapasite ve spektral verimlilik gereksinimleri, yeni çoğullama yöntemlerinin ve ek serbestlik derecelerinin araştırılmasını gerekli kılmaktadır. Bu kapsamda orbital açısal momentum (OAM) taşıyan elektromanyetik dalgalar, uzamsal faz yapıları sayesinde gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemleri için dikkat çeken bir araştırma konusu hâline gelmiştir [1-3].

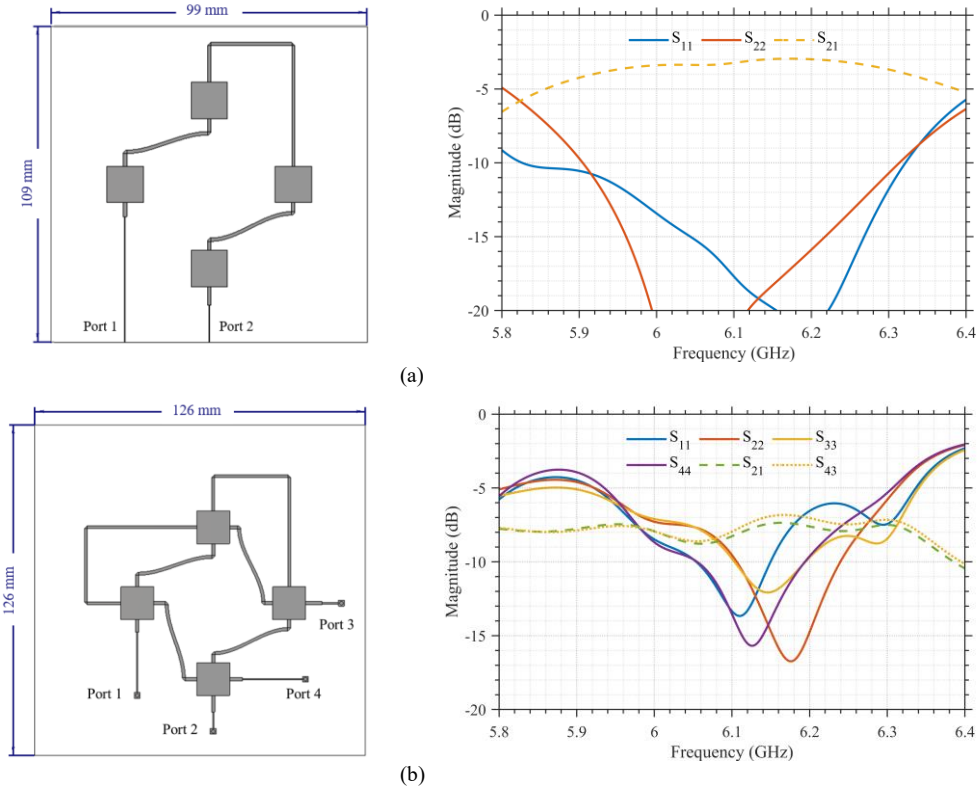
OAM taşıyan dalgalarda faz cephesi azimutal yönde değişerek sarmal bir yapı oluşturur ve bu nedenle bu dalgalar girdap huzmeleri olarak da adlandırılır. Farklı OAM modları teorik olarak birbirine dik olduğundan, aynı frekans bandında bağımsız kanallar olarak kullanılabilir. Bu özellik, frekans, zaman ve polarizasyona ek bir serbestlik derecesi sağlayarak uzamsal çoğullama ve spektral verimlilik artışı için potansiyel sunar. Bununla birlikte, OAM huzmelerinin halka biçimli ışıma örüntüsü ve mod derecesiyle artan huzme ayrışması, pratik kablosuz bağlantılar için önemli tasarım zorlukları oluşturmaktadır. OAM modlarının RF sistemlerinde etkin şekilde kullanılabilmesi için istenen modları kompakt, düşük karmaşıklıklı ve yeterli mod saflığında üretebilen anten yapılarına ihtiyaç vardır. Bu çalışmada, tek katmanlı dielektrik alttaş üzerinde seri besleme yapısıyla gerçeklenen mikroşerit dairesel anten dizileri kullanılarak tek polarizasyonlu ve çift polarizasyonlu OAM taşıyan girdap huzmelerinin oluşturulması incelenmiştir. Tasarımlara ait ışıma örüntüleri ve faz dağılımları ölçüm sonuçları sunulmuştur.

2. Anten Tasarımları

Şekil 1'de iki farklı dairesel anten dizisi yapıları ve simüle edilen S-parametreleri gösterilmiştir. Şekil 1a, tek polarizasyonlu ve çift modlu OAM üretimi için geliştirilmiş dört elemanlı seri beslemeli mikroşerit anten dizisidir. Anten, 6-6.2 GHz frekans bandında çalışacak şekilde tek katmanlı RO4003C dielektrik alttaş üzerinde tasarlanmıştır. Dizi yarıçapı 29 mm olarak seçilmiş ve ardışık elemanlar arasında gerekli 90 derece faz farkı seri besleme hattı ile sağlanmıştır. Ayrıca, yamaların fiziksel yöneliminden kaynaklanan faz etkisini dengelemek amacıyla belirli elemanlar arasında ek 180 derece faz kayması uygulanmıştır. Bu yapı, yalnızca giriş portu seçilerek farklı OAM modları üretebilmektedir. Port 1 uyarıldığında $\ell = +1$ OAM modu, Port 2 uyarıldığında ise $\ell = -1$ OAM modu elde edilmektedir. Böylece aktif devre elemanları, harici faz kaydırıcılar veya çok katmanlı besleme ağları kullanılmadan doğrusal polarizasyonlu çift modlu OAM üretimi sağlanmaktadır.

Şekil 1b'de gösterilen ikinci tasarımda ise aynı temel dairesel dizi yaklaşımı çift polarizasyonlu (yatay ve düşey doğrusal polarizasyon) çalışmaya genişletilmiştir. Önerilen anten yapısı dört giriş portuna sahip olup 6–6.2 GHz frekans aralığında çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Port 1 ve Port 2 bir doğrusal polarizasyonu, Port 3 ve Port 4 ise bu polarizasyona dik olan ikinci doğrusal polarizasyonu uyarmaktadır. Port 1 ve Port 4 uyarıldığında $\ell = +1$

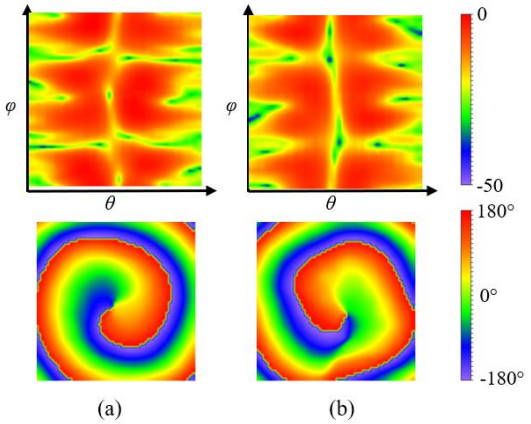
OAM modu, Port 2 ve Port 3 uyarıldığında ise $\ell = -1$ OAM modu üretilmektedir. Bu sayede ikinci anten yapısında hem OAM modu hem de polarizasyon durumu yalnızca uyarılan portun seçimiyle belirlenebilmektedir. Önerilen tasarımlar, tek katmanlı ve seri beslemeli yapıları sayesinde düşük karmaşıklıklı, kompakt ve pratik OAM anten çözümleri sunmaktadır.



Şekil 1. Dairese dizi OAM antenler ve S-parametreleri: (a) tek polarizasyonlu [4], (b) çift polarizasyonlu [5].

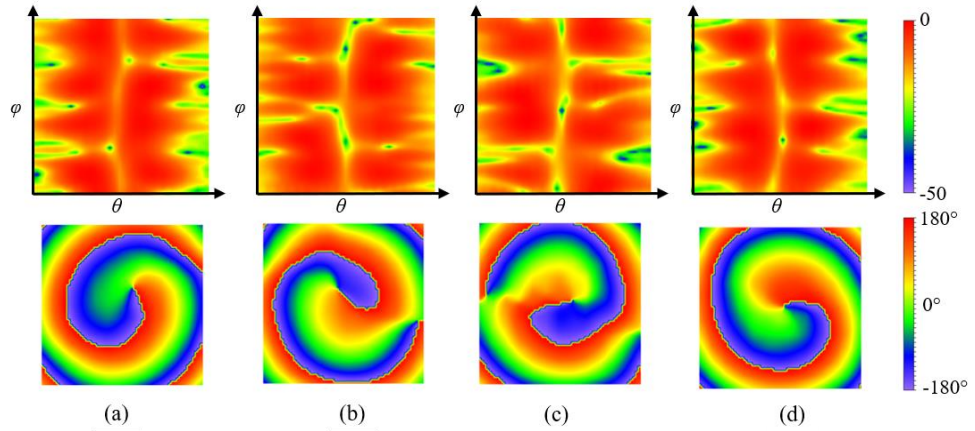
3. Bulgular

Şekil 2 ve 3'te, sırasıyla, tek polarizasyonlu ve çift polarizasyonlu OAM antenleri için farklı port uyarımlarına ait ölçüm sonuçları verilmiştir. Üst satırda, ölçülen normalize ışıma örüntüleri eşdikdörtgensel izdüşüm formatında gösterilmiştir. Bu gösterimde açısal aralıklar $-90° \leq \theta \leq +90°$ ve $0° \leq \varphi \leq 360°$ olarak alınmıştır. Alt satırda ise aynı port uyarımlarına karşılık gelen faz dağılımları sunulmuştur. Faz dağılımlarında gözlenen sarmal yapı, antenin ilgili portlara bağlı olarak OAM taşıyan girdap huzmeleri ürettiğini göstermektedir. Şekil 2'de faz dağılımları OAM anten tarafından gözlemlendiği yönde, Şekil 3'te ise prob anten tarafından gözlemlendiği yönde sunulmuştur.



Şekil 2. Tek polarizasyonlu çift modlu OAM anteni için portlara göre 6.1 GHz'te ölçülen normalize ışıma örüntüleri ve faz dağılımları (OAM Anten yönünden gözlemlenen): (a) Port 1 ($\ell = +1$), (b) Port 2 ($\ell = -1$).

Tek polarizasyonlu antende Port 1 ve Port 2 uyarımları için gözlenen zıt yönlü faz dönüşleri, sırasıyla $\ell = +1$ ve $\ell = -1$ OAM modlarının oluştuğunu göstermektedir. Çift polarizasyonlu antende ise Port 1 ve Port 4 aynı yönde faz dönüşü sergileyerek $\ell = +1$ modunu üretirken, Port 2 ve Port 3 bu yönün tersinde faz dönüşü göstererek $\ell = -1$ modunu oluşturmaktadır. Bu sonuçlar, her iki anten yapısında da OAM modlarının yalnızca port seçimiyle kontrol edilebildiğini doğrulamaktadır.



Şekil 3. Çift polarizasyonlu çift modlu OAM anteni için portlara göre 6 GHz'te ölçülen normalize ışıma örüntüleri ve faz dağılımları (Prob anten yönünde gözlemlenen): (a) Port 1 ($\ell = +1$), (b) Port 2 ($\ell = -1$), (c) Port 3 ($\ell = -1$) ve (d) Port 4 ($\ell = +1$).

Normalize ışıma örüntülerinde $\theta = 0°$ açısında yer alan vadi, OAM taşıyan dalgaların uzak alan örüntülerinde OAM antenlerin karakteristik özelliği olan merkez dip noktasını göstermektedir. Bu örüntüler, konik şekildedir. Huzmelerin ayrışma açısı iki antende de 20° ile 25° aralığındadır.

4. Sonuç

Bu çalışmada, tek ve çift polarizasyonlu OAM huzmesi üretimi için seri beslemeli mikroşerit dairesel anten dizisi örnekleri sunulmuştur. Ölçüm sonuçları, her iki anten yapısında da port seçimine bağlı olarak farklı OAM modlarının üretilebildiğini göstermiştir. Normalize ışıma örüntülerinde gözlenen merkez dip noktası ve konik huzme yapısı, OAM taşıyan dalgaların karakteristik uzak alan davranışını doğrulamaktadır. Ayrıca, faz dağılımlarında görülen ters yönlü sarmal faz değişimleri, ilgili port uyarımları ile $\ell = +1$ ve $\ell = -1$ modlarının elde edildiğini açıkça ortaya koymaktadır.

Çift polarizasyonlu anten yapısında, farklı portların uyarılmasıyla hem OAM modu hem de polarizasyon durumu değiştirilebilmiştir. Böylece, aktif devre elemanları veya karmaşık harici besleme ağları kullanılmadan, yalnızca port seçimi ile yeniden yapılandırılabilir OAM huzmesi üretimi sağlanmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen tek katmanlı ve seri beslemeli mikroşerit anten dizilerinin düşük karmaşıklıklı, kompakt ve uygulanabilir OAM anten sistemleri için uygun bir çözüm sunduğunu göstermektedir.

Kaynaklar

[1] T. D. Drysdale, B. Allen, C. Stevens, S. J. Berry, F. C. Smith, and J. Coon, "How orbital angular momentum modes are boosting the performance of radio links," IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 12, pp. 1625–1632, 2018, doi: 10.1049/iet-map.2017.0293.

[2] A. F. M. S. Shah, "A survey from 1G to 5G including the advent of 6G: Architectures, multiple access techniques, and emerging technologies," in Proc. IEEE 12th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC), 2022, pp. 1117–1123, doi: 10.1109/CCWC54503.2022.9720781.

[3] A. Papathanasopoulos and Y. Rahmat-Samii, "Fundamentals of orbital angular momentum beams," in Electromagnetic Vortices: Wave Phenomena and Engineering Applications, pp. 1–32, 2022, doi: 10.1002/9781119662945.ch1.

[4] A. Uzun and İ. Tekin, "Uniform circular array antenna for dual-mode orbital angular momentum generation at 6 GHz," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 2026, Art. no. 3937372, 13 pages, 2026, doi: 10.1155/mmce/3937372.

[5] A. Uzun and İ. Tekin, "Sub-6 GHz dual-polarized dual-mode OAM antenna," Progress In Electromagnetics Research C, vol. 161, pp. 239–245, 2025, doi: 10.2528/PIERC25083101.

RF Güç Yükselteci Paketlerinde Etkin Isıl Direnç Tabanlı Fizik Destekli Isıl Vekil Model Çerçevesi

Feyzi Taha TARHAN, Feza Turgay ÇELİK*, Alperen TUNÇ, Kamil KARAÇUHA
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
tarhan24@itu.edu.tr, tuncal@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr

*Delft University of Technology
Mikroelektronik Mühendisliği Bölümü
Delft
f.t.celik@tudelft.nl

Özet: *Bu çalışma, RF güç yükselteci paketlerinde paket düzeyindeki sıcaklık davranışının fiziksel katman dizilimi parametrelerinden hızlı kestirilmesine yönelik gizlilik korumalı ve fizik destekli bir ısıl vekil model çerçevesi sunar. Özel malzeme, aygıt ve birim kimlikleri paylaşılmamış; taşıyıcılar M1-M3, kalınlık düzeyleri t1-t4 ve ısıl büyüklükler ölçeklenmiştir. Dokuz gerçek elektriksel-ısıl düzenekte taşıyıcı sınıfı ve kalınlık etkileri ayrıştırılmış; etkin ısıl direnç iki fiziksel öznitelikle R^2=0.97 (düzeltilmiş R^2=0.96, birini dışarıda bırakma Q^2=0.93) düzeyinde temsil edilmiştir.*

Abstract: *This study presents a confidentiality-preserving, physics-informed thermal surrogate framework for estimating package-level thermal behavior in RF power amplifier packages from physical layer-stack parameters. Proprietary material, device and unit identifiers are not disclosed; carriers are denoted as M1-M3, thickness levels as t1-t4, and thermal quantities are normalized. In nine real electro-thermal setups, carrier class and thickness effects are de-confounded. The normalized effective thermal resistance is represented by two physical features with R^2=0.97 (adjusted R^2=0.96, leave-one-out Q^2=0.93).*

Anahtar Kelimeler: etkin ısıl direnç, fizik destekli öğrenme, ısıl vekil model, paket ısıl tasarımı, RF güç yükselteci.

1. Giriş

Yüksek güçlü radyo frekansı (RF) güç yükselteci paketlerinde aktif bölgede oluşan ısı akısı; kazanç, verim, çıkış gücü ve uzun dönem güvenilirlik üzerinde belirleyicidir. Tasarım sürecinde farklı taşıyıcı malzemeleri, arayüz katmanları, kalınlıklar ve soğutma koşulları karşılaştırılır. Paket ısıl direnci ve ısıl ölçüm yöntemleri, standart karakterizasyon yaklaşımları ve RF güç yükselteci uygulama notları kapsamında yaygın olarak ele alınmaktadır [1], [2]; çok katmanlı paket yapılarında ayrık ısı kaynakları için analitik ısıl yayılım modelleri [6] ve alan-etkili transistörlerin ısıl direncinin kapalı biçimli kestirimi [7] de literatürde mevcuttur. GaN tabanlı yüksek güçlü RF elektroniklerinde ısıl yönetim, ölçümler ve ayrıntılı benzetimlerle incelenmektedir [3].

Tam üç boyutlu elektriksel-ısıl benzetimler doğru sonuçlar verse de çok sayıda malzeme ve geometri bileşiminin incelendiği erken tasarım aşamalarında hızlı bir ısıl vekil modele ihtiyaç duyulur [8], [9]. Bu çalışmanın amacı, endüstriyel elektriksel-ısıl analiz sonuçlarını gizlilik korumalı, fiziksel olarak yorumlanabilir ve yapay sinir ağlarına genişletilebilir bir veri yapısına dönüştürmektir. Çalışma doğrudan sıcaklığı kara kutu biçiminde kestirmek yerine etkin ısıl direnci hedefler; sıcaklık daha sonra bilinen ısıl bağıntı ile hesaplanır.

2. Fiziksel Gösterim ve Hedef Tanımı

Kararlı hâlde paket düzeyindeki hedef sıcaklık, referans/taban sıcaklığı, güç kaybı ve etkin ısıl direnç ile yaklaşık olarak ifade edilir:

$$T_{hedef} = T_{taban} + P_{kayıp} \cdot R_{th,eff} \quad (1)$$

Denklem (1)'de T_{hedef} ve T_{taban} sıcaklık olup °C veya K cinsindedir; $P_{kayıp}$ güç kaybı olup W cinsindedir; $R_{th,eff}$ ise etkin ısıl direnç olup K/W cinsindedir. Sıcaklık farkı kullanıldığında °C ve K farkları sayısal olarak aynıdır. Burada $R_{th,eff}$; üç boyutlu ısı yayılımı, yerel ısı kaynakları, taşıyıcı anizotropisi ve arayüz etkilerini içeren etkin ısıl dirençtir. Basitleştirilmiş katmanlı iletim yaklaşımı $R_{th,1D} = \Sigma_i\, t_i/(k_i\, A_i)$ biçiminde yazılabilir; burada t_i [m], k_i [W/(mK)] ve A_i [m²] olup $R_{th,1D}$ [K/W] elde edilir. Gerçek RF paketlerinde ısı yayılım alanı katman boyunca değiştiğinden bu ifade tek başına yeterli değildir [2], [6]. Bu nedenle model, etkin ısıl direnci fiziksel özniteliklerden öğrenmeye odaklanır.

Ham analiz arşivinde gerçek kanal/parmak sıcaklığı, yonga-tabanı maksimum sıcaklığı, paket yüzey sıcaklığı ve birim taban sıcaklığı gibi farklı hedef tanımları bulunmaktadır. Bu değerler tek bir hedef altında karıştırılmamıştır. Ana referans kümesi, aynı hedef tanımına ve aynı çalışma sınıfına sahip paket-taşıyıcı düzeneklerinden seçilmiştir.

3. Kimliklendirilmiş Gerçek Referans Kümesi

Ana referans kümesi, taşıyıcı sınıfı ile taşıyıcı kalınlığını ayrıştırmaya imkân veren dokuz gerçek elektriksel-ısıl düzenekten oluşmaktadır. Burada "düzenek", aynı çalışma koşulunda belirli bir taşıyıcı sınıfı ve kalınlık düzeyiyle çözülen elektriksel-ısıl analiz durumunu ifade eder. A, B, C ve D düzenekleri sırasıyla t3, t2, t1 ve t4 kalınlık düzeylerini; M1-M3 ise gerçek adı gizlenen taşıyıcı sınıflarını gösterir. M1 ve M2 taşıyıcıları dört kalınlık düzeyinde değerlendirilmiş, M3 taşıyıcısı ise tek kalınlık düzeyinde (t2) ek yüksek ısıl başarım referansı olarak kullanılmıştır. Böylece önceki karışık durumların aksine, malzeme/iletkenlik etkisi ile kalınlık etkisi gerçek analiz verisi üzerinde ayrı ayrı gözlenebilmiştir; kalınlık etkisine ilişkin ayrıştırma bulgusu M1 ve M2 sınıfları için tanımlıdır, M3 için kalınlık taraması yoktur. Bütün yüzeyden ısı atımı veya farklı sıcaklık tanımı içeren ek durumlar ana uyuma katılmamıştır.

Tablo 1'de k* taşıyıcı düşey ısıl iletkenliğinin (M1 referansına göre), t* taşıyıcı kalınlığının (t3 referansına göre) ölçeklenmiş değerleridir; model girdileri sayısal olarak verildiğinden uyum yeniden üretilebilirdir. Tüm düzeneklerde P* = 1.00 olduğundan Denklem (1) gereği θ* sayısal olarak $R^*_{th,eff}$ ile özdeştir; bu nedenle tabloda yalnızca $R^*_{th,eff}$ verilmiştir.

Tablo 1. Ana uyumda kullanılan kimliklendirilmiş ve ölçeklenmiş gerçek elektriksel-ısıl düzenekler.

Düzenek	Taşıyıcı kimliği	k*	t*	R*th,eff
A	M1	1.00	1.00	1.000
A	M2	1.56	1.00	0.859
B	M1	1.00	0.75	1.032
B	M2	1.56	0.75	0.898
B	M3	2.40	0.75	0.756
C	M1	1.00	0.65	1.050
C	M2	1.56	0.65	0.921
D	M1	1.00	1.50	0.970
D	M2	1.56	1.50	0.822

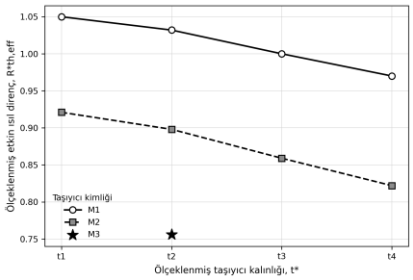
Değerler referans düzeneğe (A/M1/t3) göre ölçeklenmiştir; gerçek malzeme ve aygıt bilgileri paylaşılmamıştır.

4. Etki Ayrıştırma ve Fiziksel Vekil Model

Bu veri kümesinin en önemli yönü, taşıyıcı sınıfı ve kalınlık etkilerinin birlikte değişmemesidir. Etkin ısıl direnç iki yorumlanabilir fiziksel öznitelikle modellenmiştir: taşıyıcı sınıfının ısıl iletkenlik etkisini temsil eden ters iletkenlik terimi ve taşıyıcı kalınlığı:

$$R^*_{th,eff} = \beta_0 + \beta_1(1/k^*) + \beta_2\, t^* \qquad (2)$$

Denklem (2)'de $R^*_{th,eff}$ ölçeklenmiş etkin ısıl dirençtir; k* ölçeklenmiş taşıyıcı iletkenliği, t* ölçeklenmiş taşıyıcı kalınlığıdır. Bu nedenle 1/k* ve t* boyutsuzdur; β_0, β_1 ve β_2 de boyutsuz ölçekli katsayılardır. Uyum katsayıları β_0=0.676, β_1=0.432 ve β_2=-0.093 olarak hesaplanmıştır. β_1>0 olduğundan daha düşük ısıl iletkenlik daha yüksek etkin ısıl direnç üretir. β_2<0 olduğundan bu paket yapısında daha kalın taşıyıcı etkin ısıl direnci azaltmaktadır. Bu sonuç, yüksek ısıl iletkenlikli taşıyıcıda yanal ısı yayılımının, yalnızca düşey iletim yolunun uzamasından kaynaklanan olumsuzluğu bastırdığını göstermektedir.



Şekil 1. Kimliklendirilmiş taşıyıcı sınıfı ve kalınlık düzeyinin ölçeklenmiş etkin ısıl direnç üzerindeki etkisi.

5. Sinir Ağına Genişletilebilir Çerçeve

Bu çalışma ön tutarlılık ve öznitelik doğrulama aşamasıdır; temel kanıt yorumlanabilir fiziksel uyumdur. Veri aralığı genişlediğinde aynı öznitelikler çok katmanlı algılayıcıya (ÇKA; İng. multilayer perceptron, MLP)

aktarılabilir [5]; örnekleme ve doğrulama vekil modelleme ilkeleriyle yürütülebilir [8]. Fiziksel kısıtlar için fizik bilgili ağlar [4], sıcaklık haritaları için evrişimli ağlar [5] değerlendirilebilir.
Giriş vektörü; ölçeklenmiş taşıyıcı iletkenliği, kalınlık, yanal ve ters yayılım indisleri, güç, taban sıcaklığı ve arayüz özelliklerinden oluşacaktır. Ağ $R_{th,eff}$ değerini kestirecek; sıcaklık Denklem (1) ile hesaplanacaktır.

6. Ön Sonuçlar ve Tartışma

RF güç yükselteci ısıl yönetiminde paket ve soğutucu tasarımları çoğunlukla tam benzetim, ölçüm veya uygulama hesabıyla incelenmektedir. RF paket hesapları uygulama notlarında [2]; GaN yükselteçlerde mikro pim-kanatlı ısı alıcıların etkisi, kızılötesi ölçümler ve üç boyutlu sonlu eleman benzetimleriyle [3] ele alınmıştır. Analitik çok katmanlı çözümler [6], alan-etkili transistörler için ısıl direnç kestirimleri [7] ve genel vekil modelleme yaklaşımı [8] hızlı tasarım taramasına farklı yollar sunar. Yakın tarihli bir çalışmada sonlu eleman verileriyle paket ısıl dirençleri ÇKA, destek vektör ve ağaç tabanlı regresyon modelleriyle kestirilmiştir [9]. Bu çalışmanın farkı, kimliklendirilmiş gerçek endüstriyel düzeneklerden malzeme ve kalınlık etkileri ayrıştırılmış, yeniden üretilebilir öznitelikler çıkarmasıdır.
Dokuz gerçek referans düzeneğinde iki özellikli uyum R^2=0.971 ve en büyük ölçeklenmiş artık 0.031 vermiştir. Dokuz gözlemli, üç katsayılı uyum için düzeltilmiş R^2=0.961 ve birini dışarıda bırakma (BDB) çapraz doğrulaması da hesaplanmıştır: Q^2=0.929, ortalama mutlak hata(OMH) =0.018 ve en büyük hata=0.056. Sonuçlar Tablo 2'de özetlenmiştir. Şekil 1, M1 ve M2 sınıflarında kalınlık arttıkça etkin ısıl direncin azaldığını; yalnız t2 düzeyinde incelenen M3'ün daha düşük ısıl direnç bölgesinde bulunduğunu göstermektedir. Böylece iletkenlik ve kalınlık etkilerinin ayrıştırılması M1 ve M2 için desteklenmiştir.

Tablo 2. Kimliklendirilmiş gerçek referans kümesi üzerinde ön tutarlılık sonucu.

Model	n	Girişler	R^2	Düz. R^2	Q^2(BDB)	BDB-OMH	Maks. artık
Fiziksel uyum	9	1/k*, t*	0.971	0.961	0.929	0.018	0.031

Bu ölçütler, seçilen referans tasarım aralığında fiziksel özniteliklerin modelleme gücünü göstermektedir. Farklı güç düzeyleri, taban sıcaklıkları, geometriler ve aygıt aileleriyle genelleme davranışı sonraki çalışmalarda sistematik olarak incelenecektir.

7. Sonuç

Bu çalışmada RF güç yükselteci paketleri için etkin ısıl direnç tabanlı bir ısıl vekil model çerçevesi sunulmuştur. Taşıyıcı sınıfı ile kalınlık etkileri gerçek elektriksel-ısıl analiz verisinde ayrıştırılmış ve iki fiziksel öznitelikle R^2=0.971, düzeltilmiş R^2=0.961 ve BDB-Q^2=0.929 düzeyinde temsil edilmiştir. Yaklaşım, özel tasarım bilgilerini paylaşmadan ölçeklenmiş ve kimliklendirilmiş parametrelerle sunulabilir bir altyapı sağlamaktadır. Gelecekte paket düzeyi ısıl yol modeli; parmak başına güç dağılımı, yonga içi ısıl direnç ve parmaklar arası ısıl bağlaşım ile birleştirilerek kanal/parmak sıcaklığı kestirimine genişletilecektir.

Kaynaklar

[1] JEDEC, JESD51-1, "Integrated Circuit Thermal Measurement Method - Electrical Test Method (Single Semiconductor Device)," Aralık 1995.
[2] E. Nash, "Thermal Management Calculations for RF Amplifiers in LFCSP and Flange Packages," Analog Devices Uygulama Notu AN-1604, Rev. 0, Ağustos 2019.
[3] T. Kang, Y. Ye, Y. Jia, Y. Kong ve B. Jiao, "Enhanced Thermal Management of GaN Power Amplifier Electronics with Micro-Pin Fin Heat Sinks," Electronics, cilt 9, sayı 11, makale no. 1778, 2020, doi: 10.3390/electronics9111778.
[4] M. Raissi, P. Perdikaris ve G. E. Karniadakis, "Physics-informed neural networks: A deep learning framework for solving forward and inverse problems involving nonlinear partial differential equations," J. Comput. Phys., cilt 378, s. 686-707, 2019, doi: 10.1016/j.jcp.2018.10.045.
[5] I. Goodfellow, Y. Bengio ve A. Courville, Deep Learning. Cambridge, MA, A.B.D.: MIT Press, 2016.
[6] K. R. Bagnall, Y. S. Muzychka ve E. N. Wang, "Analytical Solution for Temperature Rise in Complex Multilayer Structures With Discrete Heat Sources," IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol., cilt 4, sayı 5, s. 817-830, 2014, doi: 10.1109/TCPMT.2014.2299766.
[7] A. M. Darwish, A. J. Bayba ve H. A. Hung, "Accurate Determination of Thermal Resistance of FETs," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., cilt 53, sayı 1, s. 306-313, Ocak 2005, doi: 10.1109/TMTT.2004.839916.
[8] A. I. J. Forrester, A. Sóbester ve A. J. Keane, Engineering Design via Surrogate Modelling: A Practical Guide. Wiley, 2008, doi: 10.1002/9780470770801.
[9] J.-P. Lai, S. Lin, V. Lin, A. Kang, Y.-P. Wang ve P.-F. Pai, "Predicting Thermal Resistance of Packaging Design by Machine Learning Models," Micromachines, cilt 16, sayı 3, makale no. 350, 2025, doi: 10.3390/mi16030350.

Glikoz Algılama Uygulamaları için Üçgen CSRR Tabanlı Bir Mikrodalga Sensörün Tasarımı ve Elektromanyetik Analizi

Güliz Sili, Funda Akleman
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
dumangul@itu.edu.tr, akleman@itu.edu.tr

Özet: *Diyabetin etkin yönetimi için kan glikoz düzeylerinin sürekli izlenmesi büyük önem taşımaktadır. Bu çalışmada, glikoz algılama uygulamalarına yönelik üçgen tamamlayıcı yarıklı halka rezonatör (CSRR) tabanlı bir mikrodalga sensör tasarlanmıştır. Sensör, Rogers RT/duroid 5880 substratı üzerinde gerçekleştirilmiş ve CST Studio Suite ortamında analiz edilmiştir. Deri modeli kullanılarak biyolojik ortamın sensör performansına etkisi incelenmiş; iletim katsayısı (S_{21}), rezonans frekansı ve elektrik alan dağılımları değerlendirilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları, önerilen sensörün glikoz konsantrasyonundaki değişimlere rezonans frekansı kayması yoluyla duyarlı bir tepki verdiğini göstermektedir.*

Abstract: *Continuous monitoring of blood glucose levels is essential for effective diabetes management. In this study, a microwave sensor based on a triangular complementary split-ring resonator (CSRR) is designed for glucose sensing applications. The sensor is implemented on a Rogers RT/duroid 5880 substrate and analyzed using CST Studio Suite. A skin model is employed to investigate the effect of the biological environment on sensor performance. The transmission coefficient (S_{21}), resonance frequency, and electric field distributions are evaluated. The simulation results demonstrate that the proposed sensor exhibits a resonance frequency shift in response to variations in glucose concentration, indicating its sensitivity for glucose sensing applications.*

1. Giriş

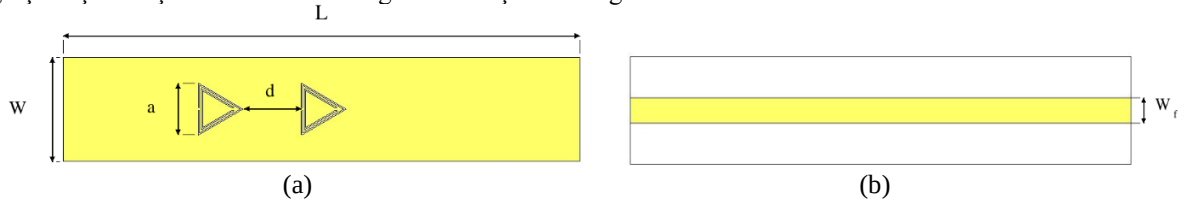
Diyabet, dünya genelinde görülme sıklığı giderek artan kronik hastalıklardan biri olup, etkin tedavi için kan glikoz düzeylerinin düzenli olarak izlenmesi gerekmektedir [1]. Günümüzde yaygın olarak kullanılan invaziv glikoz ölçüm yöntemleri, parmak delinmesini gerektirmesi nedeniyle hasta konforunu azaltmakta ve sürekli glikoz takibini zorlaştırmaktadır [2]. Bu nedenle son yıllarda non-invaziv glikoz algılamaya yönelik güvenilir ve kullanıcı dostu yöntemlerin geliştirilmesine yönelik çalışmalar hız kazanmıştır [3].

Mikrodalga tabanlı sensörler; düşük maliyet, kompakt yapı, kolay üretim ve biyolojik dokuların dielektrik özelliklerindeki küçük değişimleri algılayabilme potansiyelleri nedeniyle non-invaziv glikoz algılamada umut vadeden yöntemlerden biri olarak değerlendirilmektedir [4]. Literatürde mikroşerit anten, SRR, CSRR, FSS ve metamalzeme tabanlı çeşitli mikrodalga sensör yapıları önerilmiş; özellikle CSRR tabanlı rezonatörler ile hibrit anten–FSS tabanlı sensörlerin dielektrik değişimlere karşı yüksek duyarlılık sağlayabildiği gösterilmiştir [5]–[7].

Bu çalışmada, mikroşerit iletim hattının karşı yüzündeki toprak düzlemine oyulmuş iki adet üçgen tamamlayıcı yarıklı halka rezonatör (CSRR) içeren bir mikrodalga sensör tasarlanmıştır. Sensörün elektromanyetik performansı CST Studio Suite ortamında sayısal olarak analiz edilmiş, biyolojik ortamı temsil etmek amacıyla deri modeli ile glikoz çözeltisinin frekansa bağlı Debye dielektrik modeli kullanılmıştır. Sensörün performansı iletim katsayısı (S_{21}), rezonans frekansı ve elektrik alan dağılımları üzerinden değerlendirilmiştir. Önerilen sensör yapısının glikoz konsantrasyonuna bağlı dielektrik değişimlere verdiği elektromanyetik tepki incelenerek glikoz algılama potansiyeli ortaya konulmuştur.

2. Sensör Tasarımı ve Simülasyon Modeli

Bu çalışmada, mikroşerit iletim hattının karşı yüzündeki toprak düzlemine oyulmuş iki adet üçgen tamamlayıcı yarıklı halka rezonatör (CSRR) içeren bir mikrodalga sensör tasarlanmıştır. Sensör yapısı Rogers RT/duroid 5880 substratı (ε_r = 2,2, tanδ = 0,0009) üzerine oluşturulmuş ve elektromanyetik analizleri CST Studio Suite ortamında gerçekleştirilmiştir. Önerilen sensör geometrisi Şekil 1'de gösterilmektedir.



Şekil 1. (a) CSRR'lerin bulunduğu toprak düzlemi, (b) Mikroşerit iletim hattının bulunduğu karşı yüz.

Sensörün biyolojik ortamdaki performansını değerlendirmek amacıyla Şekil 2'de verilen benzetim modeli oluşturulmuştur. Model; glikoz çözeltisi, 1 mm kalınlığında deri modeli, 0,1 mm kalınlığında ince dielektrik ara katman, bakır CSRR yapısı ve Rogers RT/duroid 5880 substratından oluşmaktadır. Sensörün toplam uzunluğu

$L = 100\,mm$, genişliği $W = 20\,mm$ ve mikroşerit iletim hattının genişliği $Wf = 4{,}8\,mm$'dir. Her bir üçgen CSRR'nin dış kenar uzunluğu $a = 10\,mm$, iki rezonatör arasındaki kenardan kenara uzaklık $d = 11{,}35\,mm$ ve yarık genişliği $0{,}5\,mm$'dir. Rogers RT/duroid 5880 substratın kalınlığı $1{,}57\,mm$'dir. İnce dielektrik ara katman, sensör ile biyolojik doku arasında bulunabilecek koruyucu dielektrik filmi temsil etmektedir.

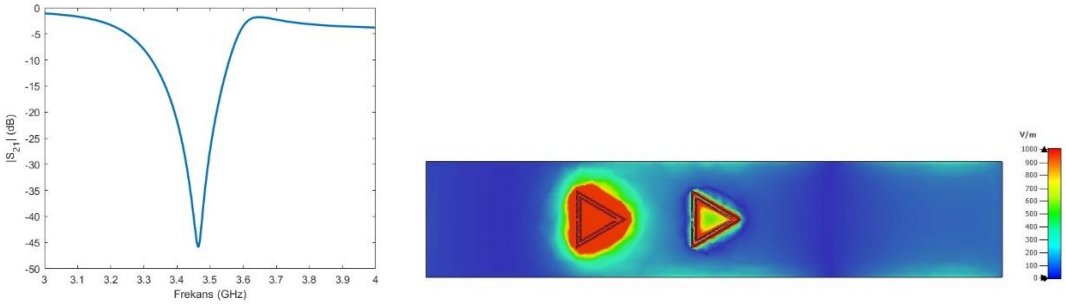


Şekil 2. Sensörün biyolojik doku ortamındaki benzetim modeli (kesit görünümü).

Glikoz çözeltisinin frekansa bağlı dielektrik özellikleri Debye dielektrik modeli kullanılarak tanımlanmış ve farklı glikoz konsantrasyonlarına karşılık gelen dielektrik parametreleri elektromanyetik benzetim ortamına aktarılmıştır. Sensör performansı iletim katsayısı (S_{21}), rezonans frekansı ve elektrik alan dağılımları üzerinden değerlendirilmiştir.

3. Bulgular ve Tartışma

Önerilen sensörün elektromanyetik performansı öncelikle yüksüz durumda değerlendirilmiştir. Şekil 3'te sensörün yüksüz durumdaki iletim katsayısı (S_{21}) karakteristiği ve elektrik alan dağılımı gösterilmektedir. Sensör yaklaşık 3,46 GHz frekansında belirgin bir rezonans oluşturmuştur. Elektrik alanın özellikle üçgen CSRR'lerin iç kenarları ve yarık bölgelerinde yoğunlaştığı görülmektedir. Bu alan yoğunlaşması, sensörün yakın çevresindeki dielektrik değişimlere duyarlı olmasını sağlamaktadır.

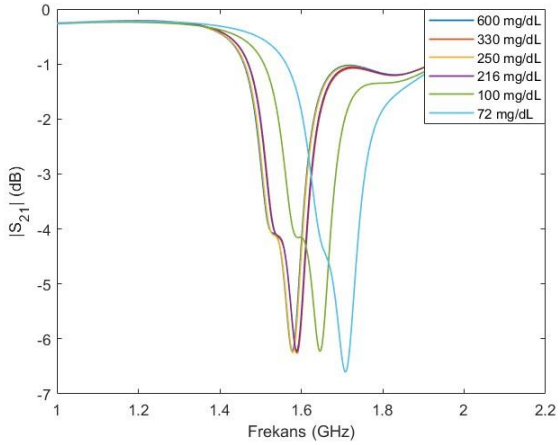


(a) (b)

Şekil 3. Yüksüz durumdaki sensörün (a) S_{21} karakteristiği ve (b) elektrik alan dağılımı.

3.1 Glikoz Konsantrasyonunun Sensör Performansına Etkisi

Sensörün farklı glikoz konsantrasyonlarına verdiği tepki elektromanyetik benzetimler yoluyla incelenmiştir. Şekil 4'te farklı glikoz konsantrasyonları için elde edilen S_{21} karakteristikleri gösterilmektedir.



Şekil 4. Farklı glikoz konsantrasyonları için S_{21} karakteristikleri.

Glikoz çözeltisinin konsantrasyona bağlı dielektrik özelliklerindeki değişim, sensörün rezonans frekansında kaymalara neden olmuştur. Glikoz çözeltisinin frekansa ve konsantrasyona bağlı bağıl elektriksel geçirgenliği, [6]'da verilen tek kutuplu Debye modeli kullanılarak

$$\varepsilon_r(\omega,\rho) = \varepsilon_\infty(\rho) + (\varepsilon_{\text{stat}}(\rho) - \varepsilon_\infty(\rho))/(1 + j\omega\tau(\rho))$$
$$\varepsilon_\infty(\rho) = 5.38 + a_\infty.\rho$$
$$\varepsilon_{\text{stat}}(\rho) = 80.68 - a_{stat}.\rho$$
$$\tau(\rho) = (9.68 + a_\tau.\rho)\, ps$$

bağıntılarıyla hesaplanmış ve elde edilen değerler CST Studio Suite ortamına aktarılmıştır. Burada ρ, glikoz çözeltisinin konsantrasyonunu (mg/dL); $\varepsilon_{\text{stat}}(\rho)$, düşük frekanslardaki statik bağıl elektriksel geçirgenliği; $\varepsilon_\infty(\rho)$, yüksek frekanslardaki bağıl elektriksel geçirgenliği ve $\tau(\rho)$, ortamın pikosaniye (ps) cinsinden karakteristik gevşeme süresini ifade etmektedir. Konsantrasyona bağlı değişim katsayıları ise $a_\infty = 30 \times 10^{-3}(mg/dL)^{-1}$, $a_{stat} = 0.207 \times 10^{-3}(mg/dL)^{-1}$ ve $a_\tau = 0.23 \times 10 - 3\ ps/(mg/dL)$ olarak alınmıştır [6].
Tablo 1'de farklı glikoz konsantrasyonları için elde edilen rezonans frekansları verilmiştir. Rezonans frekansının incelenen konsantrasyon aralığında 1,579–1,708 GHz arasında değiştiği ve maksimum frekans farkının yaklaşık 129 MHz olduğu belirlenmiştir. Önerilen sensör, literatürdeki yapılardan yalnızca iki üçgen CSRR içeren sade geometrisi ve koruyucu dielektrik katman ile deri modeli altında incelenmesiyle ayrılmaktadır [5]–[7].

Tablo 1. Farklı Glikoz Konsantrasyonları için Elde Edilen Rezonans Frekansları

Glikoz Konsantrasyonu (mg/dL)	Rezonans Frekansı (GHz)
72	1,7080
100	1,6450
216	1,5880
250	1,5790
330	1,5910
600	1,5790

4. Sonuç

Bu çalışmada, toprak düzlemine oyulmuş iki adet üçgen CSRR içeren mikroşerit tabanlı bir mikrodalga sensör tasarlanmış ve elektromanyetik performansı sayısal benzetimlerle incelenmiştir. Sensörün rezonans frekansının 72–600 mg/dL glikoz konsantrasyonu aralığında 1,579–1,708 GHz arasında değiştiği ve maksimum frekans farkının yaklaşık 129 MHz olduğu belirlenmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen sensör geometrisinin biyolojik doku modeli altında glikoz konsantrasyonuna bağlı dielektrik değişimlere rezonans frekansı kayması yoluyla elektromanyetik tepki verdiğini göstermektedir. Gelecek çalışmalarda sensör geometrisinin optimize edilmesi, daha gerçekçi çok katmanlı biyolojik doku modellerinin kullanılması ve sensör performansının deneysel ölçümlerle doğrulanması planlanmaktadır.

Teşekkür: Bu çalışma, TÜBİTAK tarafından 124E060 numaralı proje kapsamında desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1]. R. Singh, P. Nema, A. Purohit, S. Vishwakarma, S. Tantuway, P. Namdeo, A. Kumar, V. Soni, and S. K. Kashaw, "Advancements in glucose biosensors: Innovations for wearable and real-time monitoring," Talanta, vol. 299, p. 129045, 2026, doi: 10.1016/j.talanta.2025.129045.

[2]. W.-T. Hsueh, C.-X. Yu, H.-C. Cheng, M.-Y. Chen, H.-M. Wang, and L.-M. Fu, "A comprehensive review of wearable devices for non-invasive biosensing," Trends in Analytical Chemistry, vol. 193, p. 118425, 2025, doi: 10.1016/j.trac.2025.118425.

[3]. Y. Yin, J. Dai, B. Wang, L. Yan, Z. Long, W. Zhang, X. Su, W. Ji, L. Huang, and L. Li, "Wearable Noninvasive Glucose Biosensors: Biological Metabolism, Chemical Sensing, and Biological Applications," Advanced Materials Technologies, vol. 10, no. 24, p. e01311, 2025, doi: 10.1002/admt.202501311.

[4]. C. Jang, H.-J. Lee, and J.-G. Yook, "Radio-Frequency Biosensors for Real-Time and Continuous Glucose Detection," Sensors, vol. 21, no. 5, p. 1843, Mar. 2021, doi: 10.3390/s21051843.

[5]. R. A. Alahnomi, Z. Zakaria, Z. M. Yussof, A. A. Althuwayb, A. Alhegazi, H. Alsariera, and N. A. Rahman, "Review of Recent Microwave Planar Resonator-Based Sensors: Techniques of Complex Permittivity Extraction, Applications, Open Challenges and Future Research Directions," Sensors, vol. 21, no. 7, p. 2267, Mar. 2021, doi: 10.3390/s21072267.

[6]. W. Wu, X. Xiao, Z. Wang, J. Sun, and X. Zhang, "Highly sensitive blood glucose monitoring sensor with adjustable resonant frequency based on MP-CSRR," Sensors and Actuators A: Physical, vol. 366, p. 115004, 2024, doi: 10.1016/j.sna.2023.115004.

[7]. U. Kose, G. Sili, B. Doken, E. S. Saygili, F. Akleman, and M. Kartal, "A New Hybrid Sensor Design Based on a Patch Antenna with an Enhanced Sensitivity Using Frequency-Selective Surfaces (FSS) in the Microwave Region for Non-Invasive Glucose Concentration Level Monitoring," Electronics, vol. 15, no. 2, p. 427, 2026, doi: 10.3390/electronics15020427.

BFP650 Transistörünün Yapay Sinir Ağı Tabanlı Vekil Modellenmesi

Çağla CANDAN[1], Rabia Güzide AL[1,2]
[1]Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
cagla.candan@std.yildiz.edu.tr, guzide.al@std.yildiz.edu.tr

[2]Doğuş Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
ral@dogus.edu.tr

Özet: *Bu çalışma, Infineon BFP650 SiGe:C NPN transistörünün S-parametreleri ve gürültü karakteristiğinin makine öğrenmesi ile vekil modellenmesini sunmaktadır. FARM metodolojisi temel alınarak sızıntısız çapraz doğrulama, genişletilmiş hiperparametre araması ve belirsizlik niceleme entegre edilmiştir. 112 kutuplama noktasından yalnızca 14'ünün (%12.5) verisiyle eğitilen MLP, %7.3 simetrik bağıl hata (SRME) elde etmiş; karşılaştırma modelleri geride kalmıştır. Deep ensemble ile belirsizlik niceleme, conformal prediction ile dağılımdan bağımsız tahmin aralıkları ve belirsizlik-güdümlü aktif öğrenme uygulanarak ölçüm maliyetinin %44 azaltılabileceği gösterilmiştir.*

Abstract: *This paper presents machine learning-based surrogate modeling of Infineon BFP650 SiGe:C NPN transistor S-parameters and noise characteristics. Building on the FARM methodology, the work integrates bias-grouped cross-validation, extended hyperparameter optimization and uncertainty quantification. An MLP trained on only 14 of 112 bias points (12.5%) achieves 7.3% symmetric relative error (SRME), outperforming SVR, GPR and Random Forest baselines. Deep ensembles, conformal prediction for distribution-free intervals and uncertainty-driven active learning are implemented, demonstrating a 44% reduction in measurement cost and confirming machine-learning surrogates as practical tools for RF/microwave transistor characterization.*

1. Giriş

Yüksek frekanslı transistörlerin elektrik karakteristiğinin hassas modellenmesi, devre tasarımı ve elektromanyetik simülasyonun temel gereksinimidir. Yapay sinir ağlarının bu alandaki rolü [1]'de sistematik biçimde ortaya konmuş, [2]'de fiziksel parametre tabanlı veri güdümlü modelleme MESFET'lere uygulanmıştır. S-parametreleri ve gürültü parametreleri cihazın frekans bağımlı davranışını tanımlar; iki grubun tek bir ağla birlikte modellenmesi fikri [3] ile başlatılmıştır. Çalışmada, düşük gürültülü Infineon BFP650 NPN transistörü için üreticinin yayımladığı ölçüm kütüphanesi [4] kullanılmıştır. Geleneksel fiziksel/yarı-fiziksel modeller, kutuplamaya göre belirgin değişen parametreler nedeniyle zaman alıcı kalibrasyon ve yoğun karakterizasyon gerektirir. Makine öğrenmesi yöntemleri ise yüksek boyutlu giriş (VCE, IC, frekans) ile çoklu çıkışlar (S11, S21, S12, S22, NFmin, Γopt) arasındaki karmaşık ilişkileri modellemede güçlü alternatiflerdir [2], [5], [6]. Ancak standart eğitim/test ayrımı sızıntıya yol açabilir: [7]'de on yedi bilim alanında 294 çalışmada sızıntının iyimser sonuçlara yol açtığı belgelenmiştir. Bu çalışma, FARM (Fully Adaptive Regression Model) [6] metodolojisini temel alarak sızıntısız çapraz doğrulama, genişletilmiş hiperparametre optimizasyonu, belirsizlik niceleme (deep ensemble [8] ve conformal prediction [9], [10]) ve belirsizlik-güdümlü aktif öğrenmeyi [11] entegre etmektedir.

2. Metodoloji

2.1 Veri Seti ve Senaryo Tanımı

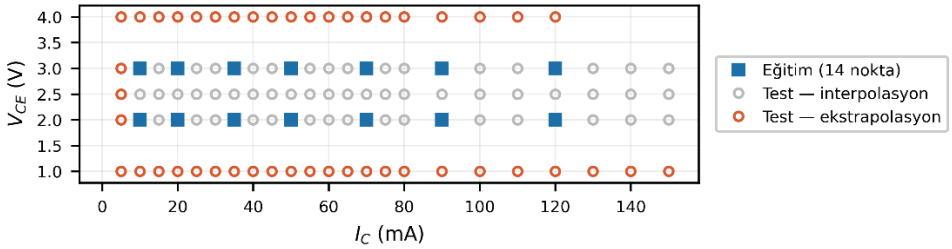
BFP650 için üreticinin ölçtüğü S-parametreleri 112 kutuplama noktasında (VCE: 1–4 V, IC: 5–150 mA) 0.03–10 GHz aralığında 229 frekansta kaydedilmiş, 4 kompleks S-parametresinin (8 reel bileşen) toplam 25.648 örneği elde edilmiştir; gürültü parametreleri 5 frekansta ölçülerek 560 örnek vermiştir. S-parametreleri, faz sarmalını önlemek için reel–sanal biçimde temsil edilmiştir. İki senaryo tasarlanmıştır: Senaryo A (Zorlayıcı), voltaj ve akım çeşitliliği maksimize edilerek seçilen 14 kutuplama noktasıyla (%12.5) ekstrapolasyon yeteneğini sınamaktadır (bkz. Şekil 1.). Senaryo B (Kontrol), tüm verinin %70'si ile eğitim, %30'u ile test yaparak güncel makine öğrenmesi uygulamalarının standart uygulamasını takip etmektedir.

2.2 Model Mimarisi ve Hiperparametre Optimizasyonu

Ana model 3-giriş (VCE, IC, frekans) ve 8-çıkış (S parametreleri reel/sanal) yapısında tasarlanmıştır. Hiperparametre optimizasyonu Optuna TPE algoritması kullanılarak iki aşamada gerçekleştirilmiştir [12]. Birinci aşamada ağ mimarisi (katman sayısı, nöron sayısı, aktivasyon fonksiyonu, L2 düzenlileştirme katsayısı) Adam optimizer'a sabit tutularak optimize edilmiş, ikinci aşamada eğitim algoritması seçimi (Adam vs. L-BFGS) aramanın kapsamına eklenerek nihai hiperparametre seti belirlenmiştir.

2.3 Sızıntısız Çapraz Doğrulama Stratejisi

Doğrulama stratejisi olarak kutuplama noktaları bazında gruplandırılan 3-katlı çapraz doğrulama (bias-grouped k-fold) uygulanmıştır [6]. Bu yaklaşım, aynı kutuplama noktasının frekans komşularının hem eğitim hem doğrulama setine düşmesinden kaynaklanan veri sızıntısını önlemektedir. Tüm hesaplamalar Python 3.11, scikit-learn 1.8.0 ve Optuna 4.8.0 ile sabit tohumlarla yürütülmüştür. Karşılaştırma için destek vektör regresyonu (SVR), Gauss süreç regresyonu (GPR) ve Random Forest modelleri aynı protokol altında eğitilmiştir.



Şekil 1: Senaryo A: Kutuplama ızgarasında eğitim ve test bölgeleri.

3. Sonuçlar ve Tartışma

3.1 Model Performansı ve Bölge Analizi

Senaryo A'da elde edilen sonuçlar Tablo 1'de özetlenmiştir. İki aşamalı optimizasyon (Adam → L-BFGS) MLP'nin hatasını belirgin biçimde düşürmüş; model interpolasyonda mükemmele yakın doğruluk sağlarken ekstrapolasyona geçişte degradasyon kontrollü kalmaktadır. Buna karşın Random Forest, eğitim ızgarası dışındaki sabit-tahmin davranışı nedeniyle akım ekstrapolasyonunda; SVR ise S-parametrelerinin geniş dinamik aralığı ve RBF çekirdeğinin yerelliği nedeniyle tüm bölgelerde başarısız kalmaktadır.

Tablo 1. Senaryo A'da modellerin bölge bazlı SRME (%) karşılaştırması.

Model	Tüm test	İnterpolasyon	V-ekstrap.	I-ekstrap.
Bu çalışma (MLP, 2. aşama)	**7.28**	**2.34**	**12.87**	**12.61**
Bu çalışma (MLP, 1. aşama)	10.12	3.96	16.64	23.33
Random Forest	11.19	5.54	16.50	33.07
GPR	13.34	11.28	15.66	15.81
SVR	98.90	46.70	165.05	55.61

3.2 Doğrulama Stratejisi ve Senaryo Etkisi

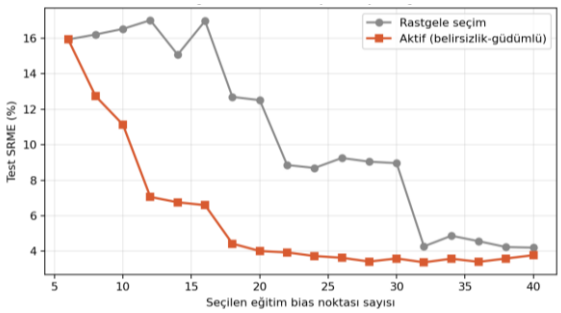
Çapraz doğrulama katları kutuplama bazında gruplanmadığında, aynı bias noktasının frekans komşuları hem eğitim hem doğrulama setine düşerek veri sızıntısı oluşur [7]. Kontrollü deneyde, rastgele k-katlı doğrulamayla seçilen hiperparametrelerle SVR'ın test hatası %104.14 iken, kutuplama-gruplu doğrulamayla gerçek başarım (%98.90) tutarlı biçimde ortaya çıkmıştır; aynı etki ikinci cihazda (BFP640, 161 nokta) daha belirgindir (gruplanmamış %71, gruplu %33). Senaryo seçimi de belirleyicidir: kolay senaryoda (B) en basit modeller bile başarılı olurken, zorlu senaryoda (A) model seçimi kritiktir.

3.3 Belirsizlik Niceleme ve Conformal Prediction

Belirsizlik niceleme amacıyla derin topluluk yaklaşımı [8] ile 10 tohumlu ağ eğitilmiştir. Bağıl belirsizlik interpolasyonda ~%1.4 iken ekstrapolasyonda %8.7–9.1'e (≈6 kat) yükselmiştir. Conformal prediction ile dağılımdan bağımsız %90 tahmin aralıkları oluşturulmuş; kapsama interpolasyonda %89.6, ekstrapolasyonda %25–29, tüm testte %60.9 olmuştur. Bu beklenen bir sonuçtur: conformal garantisi değişilebilirlik varsayar, saf ekstrapolasyon ise kovaryant kayması oluşturduğundan garanti geçerliliğini yitirir [10]; böylece modelin güvenli kullanım bölgesi nicel olarak belirlenebilmektedir.

3.4 Aktif Öğrenme ve Ölçüm Tasarrufu

Belirsizlik-güdümlü aktif öğrenme, belirsizliğin en yüksek olduğu kutuplama noktalarını seçerek eğitim setini iteratif genişletmiştir [11]. Rastgele örneklemenin ulaşabildiği en iyi doğruluğa (%4.20 SRME) %10 tolerans içinde ulaşmak için rastgele seçim 32, belirsizlik-güdümlü seçim 18 nokta gerektirmiştir (bkz. Şekil 2); bu %44 ölçüm tasarrufudur (%5 toleransında %37.5).



Şekil 2: Aktif öğrenme: belirsizlik-güdümlü seçim, rastgele seçimden belirgin önde.

4. Sonuç

Toplam verinin %12.5'iyle eğitilen MLP, BFP650'nin S-parametrelerini %7.3 SRME, NFmin'i 0.04 dB ortalama mutlak hata ile temsil etmiştir; bu sonuç sinyal ve gürültü parametrelerinin ortak modellenmesi üzerine önceki çalışmalarla [3] uyumludur. Metodoloji BFP640'ta da tutarlı sonuç vermiş, belirsizlik-güdümlü aktif öğrenme ile %44 ölçüm tasarrufu sağlanmıştır. Sonuçlar, makine öğrenmesi tabanlı vekil modellerin RF/mikrodalga transistör karakterizasyonu için pratik ve ekonomik bir çözüm sunduğunu göstermektedir.

Kaynaklar

[1]. Zhang Q. J., Gupta K. C. ve Devabhaktuni V. K., "Artificial neural networks for RF and microwave design – from theory to practice," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, cilt.51, no.4, s.1339-1350, 2003.

[2]. Satılmış G., Güneş F. ve Mahouti P., "Physical parameter-based data-driven modeling of small signal parameters of a metal-semiconductor field-effect transistor," Int. J. Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, cilt.34, no.3, e2840, 2021.

[3]. Güneş F., Gürgen F. ve Torpi H., "Signal-noise neural network model for active microwave devices," IEE Proc. Circuits, Devices and Systems, cilt.143, no.1, s.1-8, 1996.

[4]. Infineon Technologies AG, "BFP650 — High linearity wideband silicon NPN RF bipolar transistor," veri sayfası, Rev. 2.2, Münih, Almanya, Tem. 2024; ve BFP650 ile BFP640 için "S-parameters and noise parameters (common emitter)" ölçüm kütüphaneleri, sırasıyla Oca. 2016 ve Nis. 2013 sürümleri.

[5]. Zhang A., Gong Y., Ge T. ve Gao J., "Transfer learning-enhanced ANN for scalable small-signal and noise modeling of HEMTs based on signal and noise matrix knowledge," IEEE Trans. Electron Devices, cilt.73, no.1, s.231-242, 2026.

[6]. Calik N., Güneş F., Koziel S., Pietrenko-Dabrowska A., Belen M. A. ve Mahouti P., "Deep-learning-based precise characterization of microwave transistors using fully-automated regression surrogates," Scientific Reports, cilt.13, no.1, 1445, 2023.

[7]. Kapoor S. ve Narayanan A., "Leakage and the reproducibility crisis in machine-learning-based science," Patterns, cilt.4, no.9, 100804, 2023.

[8]. Lakshminarayanan B., Pritzel A. ve Blundell C., "Simple and scalable predictive uncertainty estimation using deep ensembles," *Advances in Neural Inf. Processing Systems 30*, Long Beach, A.B.D., s.6402-6413, 2017.

[9]. Lei J., G'Sell M., Rinaldo A., Tibshirani R. J. ve Wasserman L., "Distribution-free predictive inference for regression," J. American Statistical Assoc., cilt.113, no.523, s.1094-1111, 2018.

[10]. Tibshirani R. J., Barber R. F., Candès E. J. ve Ramdas A., "Conformal prediction under covariate shift," Advances in Neural Inf. Processing Systems 32, Vancouver, Kanada, s.2526-2536, 2019.

[11]. Zhou Z., Wei Z., Ren J., Sun Y. X., Yin Y., Pedersen G. F. ve Shen M., "Bayesian-inspired sampling for efficient machine-learning-assisted microwave component design," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, cilt.72, no.2, s.996-1007, 2024.

[12]. Akiba T., Sano S., Yanase T., Ohta T. ve Koyama M., "Optuna: A next-generation hyperparameter optimization framework," Proc. 25th ACM SIGKDD Conf., Anchorage, A.B.D., s.2623-2631, 2019.

Jeomanyetik Fırtına Saatlerinin Gezegenler arası Etkenlerden Makine Öğrenmesi ile Sınıflandırılması ve SHAP tabanlı Açıklanması

Muhammed Tan*, Seçil Karatay
Kastamonu Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kastamonu
*mtan@kastamonu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, Güneş Çevrimleri 24–25 dönemindeki (2017–2024) on dört jeomanyetik bozulmalı gün ile bir sakin referans günü çevresindeki ±3 günlük pencerelerden derlenen 2520 saatlik OMNI verisi kullanılarak, fırtına saatlerinin (Dst ≤ −50 nT) yalnızca gezegenler arası etkenlerden sınıflandırılması incelenmiştir. Lojistik regresyon, Rastgele Orman, XGBoost ve TabNet; Bayesçi hiperparametre eniyilemesi ve sızıntısız eşik seçimiyle, olay-bazlı birini-dışarıda-bırak çapraz doğrulama altında 0, 1 ve 3 saatlik ufuklarda karşılaştırılmıştır. En iyi model Lojistik Regresyon, üç saat ufkunda F_1=0,71 ve AUPRC=0,78 değerlerine ulaşmış; TabNet çoğu ufukta ağaç topluluklarını geçmiştir. SHAP analizi, sınıflandırmayı yönlendiren başlıca değişkenlerin V, Bmag ve Bs_ort3 olduğunu göstermiştir.*

Abstract: *Using 2520 hours of OMNI data compiled from ±3-day windows around fourteen geomagnetically disturbed days and one quiet reference day spanning Solar Cycles 24–25 (2017–2024), this study classifies storm hours (Dst ≤ −50 nT) from interplanetary drivers only. Logistic regression, Random Forest, XGBoost and TabNet are compared under event-based leave-one-out cross-validation (lead times 0, 1, 3 h) with Bayesian hyperparameter optimization and leakage-free threshold selection. Logistic regression performs best (F_1=0.71, AUPRC=0.78 at the three-hour horizon), while TabNet outperforms the tuned tree ensembles at most horizons. SHAP analysis indicates that V, Bmag and Bs_avg3 (Bs_ort3) dominate the classification.*

1. Giriş

Jeomanyetik fırtınalar, güneş rüzgârı ile manyetosfer arasındaki bağlaşımın, özellikle gezegenler arası manyetik alanın (IMF: Interplanetary Magnetic Field) güneye dönük Bz bileşeninin maruz kaldığı bozulmalardır ve şiddetleri yaygın olarak Dst ve Kp indisleriyle nicelenir [1,2]. Jeomanyetik hareketliliğin güneş rüzgârları üzerinden kestirimi, ampirik modellerden [2] yapay sinir ağlarına [3] uzanan geniş bir araştırma alanıdır. Güncel çalışmalar bu alanda önemli ilerlemeler ortaya koymaktadır: ağaç-tabanlı yöntemler fırtına kestiriminde güçlü sonuçlar vermekte [4,5], SHAP (SHapley Additive exPlanations) yöntemi ise kararların fiziksel tutarlılığının denetlenmesine olanak tanımaktadır [6]. Ayrıca, ikili sınıflandırmada sınıf dengesizliğinin özel olarak ele alınması gerektiği [7] ve eğitim-doğrulama kurgusunun sonuçları önemli ölçüde etkilediği [8] bilinmektedir.

Bu çalışmada, Karatay vd. (2026) çalışmasında [9] kullanılan 14 jeomanyetik bozulmalı gün temel alınmış; bu günler çevresindeki saatlik OMNI verileri [1] kullanılarak fırtına saatlerinin yalnızca gezegenler arası etkenlerle ne ölçüde ayırt edilebildiği nicelenmiş ve SHAP ile en belirleyici değişkenler ortaya konmuştur. Dairesel bir kestirimi önlemek amacıyla, gün seçiminde ve etiket tanımında kullanılan Kp ve Dst indisleri öznitelik kümesine dâhil edilmemiştir. Elde edilen sonuçlar, aynı olay kümesi üzerinde yürütülecek bölgesel iyonküre çalışmaları için gezegenler arası düzeyde bir referans oluşturmaktadır.

2. Veri ve Yöntem

Çalışmada, NASA OMNI2 saatlik veri tabanından [1] elde edilen 2017–2024 dönemine ait IMF büyüklüğü (|B|) ile By-GSM ve Bz-GSM bileşenleri, güneş rüzgârı hızı (V), proton yoğunluğu (Np), dinamik basınç (Pdyn), konveksiyon elektrik alanı (Ey), F10.7 güneş akısı ve Kp ile Dst indisleri kullanılmıştır. Eşlik eden çalışmada [9] maksimum üç-saatlik Kp değeri 6'yı aşan 14 bozulmalı gün (Tablo 1) ile 7 Mayıs 2022 sakin referans günü çevresinde ±3 günlük pencereler alınmış; örtüşmeyen 15 pencereden toplam 2520 saatlik örneklem elde edilmiştir. Dolgu değerleri temizlenmiş, en fazla üç saatlik boşluklar doğrusal ara değerlemeyle doldurulmuştur. Fırtına saati, yerleşik orta şiddet eşiği olan Dst ≤ -50 nT ile tanımlanmış [7]; sınıflandırma, L = 0 (eşzamanlı), 1 ve 3 saatlik ufuklar için t anındaki etkenlerden t+L saatindeki etiketi kestirecek biçimde kurulmuştur. Örneklemde 454 fırtına saatine karşılık 2066 sakin saat vardır (1:4,6 oran).

Öznitelik kümesi yalnızca gezegenler arası etkenleri içermektedir. Temel öznitelikler, saatlik-ortalama Bz, By, |B|, V, Np, Pdyn, Ey ve F10.7'den oluşmaktadır; bunlara ek olarak, manyetosferik tepkinin gecikmeli doğasını yakalamak amacıyla yalnızca geçmişe bakan pencereler kullanılarak son 6 saatteki en güney Bz değeri (Bz_min6),

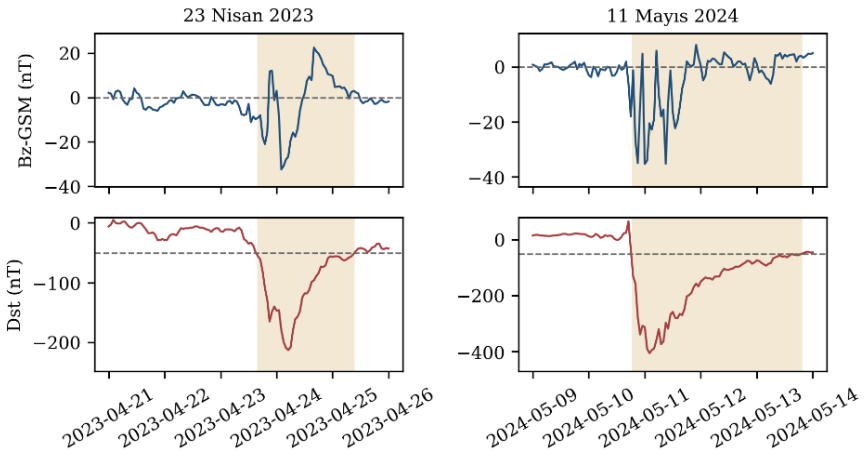
son 3 saatlik ortalama güney bileşeni (Bs_ort3), Newell vd.'nin bağlaşım fonksiyonunun [10] 3 saatlik ortalaması (Nw_ort3), Perreault–Akasofu enerji-girdi vekili epsilon [11] ve hız değişkenliği (V_std3) türetilmiştir. Bu şekilde toplam 13 öznitelik elde edilmiştir. F10.7, güneş etkinliği düzeyini denetlemek amacıyla girdi olarak tutulmuştur. Lojistik regresyon (doğrusal referans), Rastgele Orman, XGBoost ve dikkat-temelli derin sinir ağı tablo modeli TabNet [12], sınıf-ağırlıklandırma ile eğitilmiştir. TabNet ve ağaç-tabanlı modellerin hiperparametreleri Optuna çerçevesiyle, doğrusal referansın düzenlileştirme katsayısı ise ızgara taramasıyla belirlenmiştir; her iki durumda da seçim, Çapraz Doğrulama (ÇD) AUPRC (Area Under the Precision-Recall Curve) değerinin en çoklanmasına dayanmakta olup bu seçim tüm olaylar üzerinden bir kez yapılmıştır. Aynı olayın saatleri güçlü otokorelasyon taşıdığından, her olay penceresinin sırayla test kümesi yapıldığı olay-bazlı birini-dışarıda-bırak ÇD uygulanmış; karar eşiği her katmanda yalnızca eğitim verisinden F_1'i ençoklayacak şekilde seçilmiştir. Böylece her ufuk için 15 ayak yürütülmüş; her ayakta 14 olay eğitim, 1 olay test olmuştur (TabNet'te bir olay da iç-doğrulamaya ayrılmıştır). Model parametreleri ve karar eşiği yalnızca ilgili eğitim ayağından belirlenmiştir. Başarım F_1, AUPRC ile raporlanmış; en iyi model SHAP ile açıklanmıştır. L=0 ufku eşzamanlı ayırt edilebilirlik için tanısal bir referanstır; saatlik ortalamalar nedeniyle L=1, etkin olarak 0,5–1,5 saatlik öngörüye karşılık gelmektedir. Sınıf ağırlığına izin veren modellere oran bilgisi (1:4,6) sağlanmıştır.

Tablo 1. Seçilen bozulmalı günler ve Kp sınıfları [9] (sakin referans günü: 7 Mayıs 2022).

No	Tarih	Kp	Mevsim	No	Tarih	Kp	Mevsim
1	08 Eylül 2017	Kp ≥ 8	Sonbahar	8	07 Eylül 2022	Kp ≥ 6	Sonbahar
2	26 Ağustos 2018	Kp ≥ 7	Yaz	9	26 Şubat 2023	Kp ≥ 6	Kış
3	14 Mayıs 2019	Kp ≥ 6	İlkbahar	10	23 Mart 2023	Kp ≥ 7	İlkbahar
4	01 Eylül 2019	Kp ≥ 6	Sonbahar	11	23 Nisan 2023	Kp ≥ 8	İlkbahar
5	20 Nisan 2020	Kp ≥ 6	İlkbahar	12	05 Kasım 2023	Kp ≥ 7	Sonbahar
6	04 Kasım 2021	Kp ≥ 7	Sonbahar	13	01 Aralık 2023	Kp ≥ 6	Kış
7	14 Nisan 2022	Kp ≥ 6	İlkbahar	14	11 Mayıs 2024	Kp ≥ 9	İlkbahar

3. Bulgular

Şekil 1, 23 Nisan 2023 ve 11 Mayıs 2024 olaylarında Bz-GSM ve Dst değişimini göstermektedir; Bz'nin uzun süre güneye dönük kaldığı dönemler, Dst'deki ana faz çöküşleriyle örtüşmektedir. En güçlü ilişki V ile Dst arasında görülmüş (Spearman r=−0,55); bunu Nw_ort3 (r=−0,45) ve Bz_min6 (r=+0,37) izlemiştir (tümü için p<0,001).



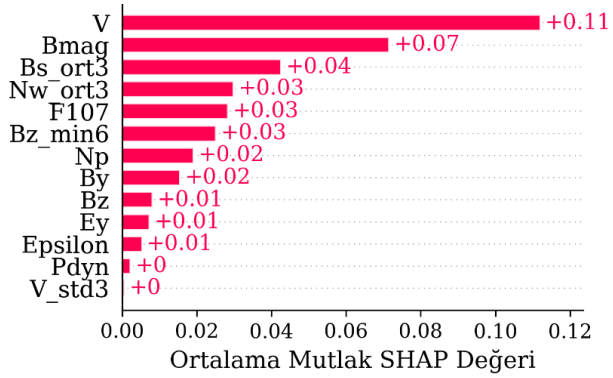
Şekil 1. İki örnek olay pencerelerinde Bz-GSM (üst) ve Dst (alt); gölge: fırtına saatleri (Dst ≤ −50 nT).

Tablo 2. Olay-bazlı çapraz doğrulama başarımı.

Model	F_1 (L=0)	AUPRC (L=0)	F_1 (L=1)	AUPRC (L=1)	F_1 (L=3)	AUPRC (L=3)
Lojistik Regresyon	0,70	0,75	0,71	0,77	0,71	0,78
Rastgele Orman	0,58	0,70	0,61	0,73	0,64	0,73
XGBoost	0,61	0,69	0,62	0,73	0,66	0,74
TabNet	0,64	0,72	0,64	0,71	0,67	0,75

Tablo 2, dört modelin üç öngörü ufkundaki ÇD başarımını özetlemektedir. Lojistik Regresyon tüm ufuklarda önde olup L=1 ufkunda F1=0,71, AUPRC=0,77 değerlerine ulaşmıştır; TabNet ise L=0 ve L=3 ufuklarında eniyilenmiş

ağaç topluluklarını geçmiştir. Doğrusal modelin önde kalması, olay sayısının sınırlı olmasından ve özniteliklerdeki güçlü çoklu-doğrusal bağıntının doğrusal bir karar sınırına avantaj sağlamasından kaynaklanıyor olabilir.
Şekil 2, en iyi başarımı veren Lojistik Regresyon modeli için ortalama mutlak SHAP katkılarını (permütasyon yoluyla) göstermektedir. En etkili üç öznitelik V, Bmag (|B|) ve Bs_ort3'tür. Bu sıralama, güneye dönük IMF geçmişinin ve güneş rüzgârı–manyetosfer bağlaşım büyüklüğünün fırtına saatlerini ayırt etmede birincil rol oynadığı yönündeki beklentiyle uyumludur [2, 6, 10, 11]. Şekil olarak sunulamayan etki yön analizi, yüksek V ve daha derin (daha negatif) Bz_min6 değerlerinin fırtına olasılığını artırdığını göstermektedir. Np, By ve Ey ise bu çalışmada fırtına olasılığıyla ters yönde ilişkili olan diğer özniteliklerdendir.



Şekil 2. Lojistik Regresyon modelinde özniteliklerin ortalama mutlak SHAP katkıları (L=1 saat).

4. Sonuç

Bu çalışma, Karatay vd. (2026) çalışmasındaki on dört bozulmalı gün çevresinde, fırtına saatlerinin yalnızca gezegenler arası etkenlerden makul bir başarımla sınıflandırılabildiğini göstermiştir. Eniyileme, sızıntısız eşik seçimi ve ek bağlaşım öznitelikleri sayesinde, dört model ailesi eşit koşullarda karşılaştırılabilmiştir. SHAP analizi, sınıflandırmanın manyetosfer bağlaşımıyla tutarlı biçimde yönlendirildiğini doğrulamaktadır. Gelecek çalışmalarda olay kümesinin genişletilmesi, çerçevenin bölgesel iyonkürenin Toplam Elektron İçeriği (TEC) kestirimine uyarlanması ve konformal tahminler hedeflenmektedir.

Kaynaklar

[1]. J. H. King ve N. E. Papitashvili, "Solar wind spatial scales in and comparisons of hourly Wind and ACE plasma and magnetic field data," Journal of Geophysical Research: Space Physics, cilt 110, no. A2, 2005.
[2]. R. K. Burton, R. L. McPherron ve C. T. Russell, "An empirical relationship between interplanetary conditions and Dst," Journal of Geophysical Research, cilt 80, no. 31, s. 4204-4214, 1975.
[3]. J.-G. Wu ve H. Lundstedt, "Prediction of geomagnetic storms from solar wind data using Elman recurrent neural networks," Geophysical Research Letters, cilt 23, no. 4, s. 319-322, 1996.
[4]. D. Sierra-Porta, J. D. Petro-Ramos, D. J. Ruiz-Morales, D. D. Herrera-Acevedo, A. F. García-Teheran ve M. Tarazona Alvarado, "Machine learning models for predicting geomagnetic storms across five solar cycles using Dst index and heliospheric variables," Advances in Space Research, cilt 74, no. 8, s. 3483-3495, 2024.
[5]. K. Köklü, "Comparison of the first four weak and moderate geomagnetic storms of the 2022 using artificial neural networks," Advances in Space Research, cilt 74, no. 12, s. 6292-6308, 2024.
[6]. Y. Ye, J. Liu, Y. Hao, X. Feng ve J. Cui, "Robust forecasting and physical interpretability of geomagnetic storms using XGBoost and SHAP," The Astrophysical Journal Supplement Series, cilt 281, no. 2, m. 41, 2025.
[7]. S. Guastavino vd., "Forecasting geoeffective events from solar wind data and evaluating the most predictive features through machine learning approaches," The Astrophysical Journal, cilt 971, no. 1, m. 94, 2024.
[8]. M. Cristoforetti, R. Battiston, A. Gobbi, R. Iuppa ve M. Piersanti, "Prominence of the training data preparation in geomagnetic storm prediction using deep neural networks," Sci. Reports, cilt 12, m.7631, 2022.
[9]. S. Karatay, F. Arikan ve O. Arikan, "Characterization of positive and negative ionospheric storm phases using TNPGN-Active TEC estimates spanning solar cycles 24 and 25 (2019-2023)," Journal of Advanced Applied Sciences, cilt 5, no. 1, s. 8-23, 2026.
[10]. P. T. Newell, T. Sotirelis, K. Liou, C.-I. Meng ve F. J. Rich, "A nearly universal solar wind-magnetosphere coupling function inferred from 10 magnetospheric state variables," JGR: Space Physics, cilt 112, no. A1, 2007.
[11]. P. D. Perreault ve S.-I. Akasofu, "A study of geomagnetic storms," Geophysical Journal of the Royal Astronomical Society, cilt 54, no. 3, s. 547-573, 1978.
[12]. S. Ö. Arik ve T. Pfister, "TabNet: Attentive interpretable tabular learning," Proc. AAAI, cilt 35, s. 6679-6687, 2021.

Türkiye CORS Ağından Elde Edilen IONOLAB-TEC Verilerinin Kalite Analizi ve Lineer İnterpolasyon ile Otomatik Düzgünleştirme

Ali Çınar[1], Seçil Karatay[1], Feza Arıkan[2]
[1]Kastamonu Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kastamonu
acinar@kastamonu.edu.tr, skaratay@kastamonu.edu.tr

[2]Hacettepe Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
arikan@hacettepe.edu.tr

Özet: *Türkiye'deki 144 CORS istasyonunun 2009-2012 dönemi IONOLAB-TEC verilerinin kalite analizi yapılmış ve eksik verileri lineer interpolasyonla otomatik tamamlayan yöntem geliştirilmiştir. 210.384 istasyon-gün verisinin %76.6'sının tam, kalanının eksik veya fazla örneklenmiş olduğu belirlenmiştir. Doğrulamada, eksiksiz günlerden verinin %30-%83'ü silinip 12 dakikadan 8 saate kadar boşluklar oluşturulmuş, tamamlanan değerler orijinalleriyle karşılaştırılarak 2095 deney yapılmıştır. Günler DROT algoritmasıyla sakin, OÖKİB ve BÖKİB (Orta ve Büyük Ölçekli Kayan İyonküre Bozulmaları) olarak sınıflandırılmış; böylece yöntem farklı iyonküre koşullarında sınanmıştır. En yüksek kayıp ve en uzun boşluklarda dahi ortalama hata 3.96 TECU ile ölçüm belirsizliği (1-5 TECU) içinde kalmıştır. Boşluk süresi kayıp oranından daha belirleyicidir.*

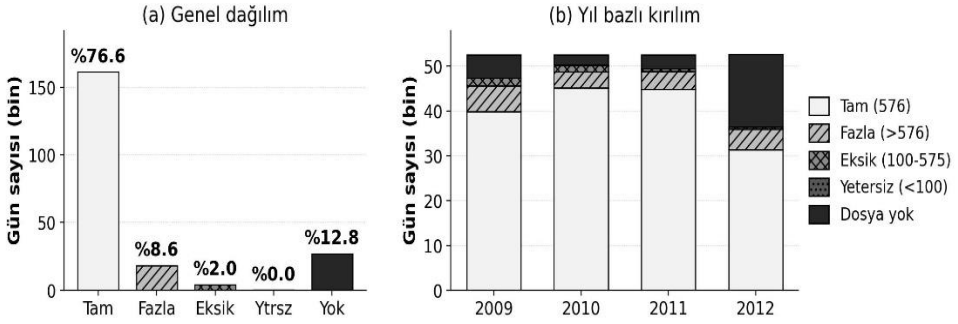
Abstract: *IONOLAB-TEC data quality from 144 Turkish CORS stations for the 2009-2012 period is analyzed and an automated linear interpolation completion method is developed. Of 210,384 station-days, 76.6% are complete and the rest are missing or oversampled. For validation, 30%-83% of complete days' data is removed, creating gaps from 12 minutes to 8 hours, and 2,095 experiments compare reconstructions with originals. Days are classified as quiet, MSTID, and LSTID using DROT, so the method is tested across ionospheric conditions. Even at the highest loss and longest gaps, the average error remains within measurement uncertainty (1-5 TECU) at 3.96 TECU. Gap duration is more influential than loss rate.*

1. Giriş

İyonküre, Dünya atmosferinin yaklaşık 60-1000 km yükseklik aralığında güneş radyasyonuyla iyonize olmuş bölgesidir. Radyo sinyalleri bu bölgeden geçerken serbest elektronlarla etkileşime girerek yavaşlar; GPS gibi sistemler mesafeyi sinyalin varış süresinden hesapladığından bu gecikme konumda metrelerce hataya yol açar [1]. Gecikme, sinyal yolundaki toplam elektron sayısıyla, yani Toplam Elektron İçeriği (TEİ) ile orantılıdır; TEİ, TECU birimiyle ifade edilir (1 TECU = 10^{16} elektron/m²) [2]. TEİ bilinirse konumlama hatası düzeltilebilir ve iyonküre bozulmaları izlenebilir. TEİ, iyonkürenin farklı frekansları farklı geciktirmesinden yararlanan çift frekanslı GPS alıcılarıyla kestirilebilir. Bu çalışmadaki TEİ değerleri, Düzgünleştirilmiş Kestirim (Reg-Est) tabanlı ve dikey TEİ'yi yüksek doğrulukla kestiren IONOLAB-TEC yöntemiyle elde edilmiştir [2]. Türkiye genelindeki 144 CORS istasyonu, bu yöntemin uygulandığı yüksek çözünürlüklü veri altyapısını oluşturmaktadır. Standart günlük veri seti, 2.5 dakika aralıkla 576 örnekten oluşur (576 × 2.5 dk = 24 saat). Verilerin karşılaştırılabilmesi ve otomatik analiz için tüm günlerin aynı uzunlukta olması gerekir. Ancak pratikte arıza veya kesinti nedeniyle bazı günlerde veri eksik, bazılarında fazla örneklenmiştir; iki durumda da veri doğrudan kullanılamaz. Bu çalışmada (1) 144 Türkiye CORS istasyonunun 2009-2012 IONOLAB-TEC verisinin kalite analizi gerçekleştirilmiş, (2) eksik verileri lineer interpolasyonla otomatik tamamlayan düzgünleştirme yöntemi geliştirilmiş ve (3) yöntemin doğruluğu, DROT (Differential Rate of TEC) algoritmasıyla sakin, Orta ve Büyük Ölçekli Kayan İyonküre Bozulmaları (OÖKİB ve BÖKİB) olarak sınıflandırılmış günler üzerinde çapraz doğrulama deneyleriyle ortaya konmuştur.

2. Veri ve Kalite Analizi

144 CORS istasyonunun 2009-2012 verileri taranmıştır; her istasyonun her günü ayrı bir kayıt sayıldığında toplam 210.384 istasyon-gün elde edilir. Bu kayıtların %76.6'sı tam 576 örneklidir. %8.6'sı fazla örneklenmiştir (genellikle 30 saniye aralıklı kayıt). %2.0'sinde örnek sayısı 100-575 arasındadır; %12.8'inde dosya bulunmamaktadır. Örnek sayısı 100'ün altında kalan 58 gün ise yetersiz kabul edilmiştir (sınırın gerekçesi Bölüm 4'tedir). Şekil 1'de genel dağılım ve yıl bazlı kırılım sunulmaktadır. Toplam verinin yaklaşık dörtte biri doğrudan kullanılamamaktadır; bunun fazla veya eksik örneklenmiş 22.170 günlük bölümü (%10.5) düzgünleştirmeyle kurtarılabilir; geliştirilen yöntemin hedefi bu kesimdir.



Şekil 1. Genel veri kalitesi dağılımı (a) ve yıl bazlı kırılım (b).

3. Yöntem

Yöntemin temeli lineer interpolasyondur; eksik değerler, iki bilinen noktayı birleştiren doğru üzerinden tahmin edilir. Örneğin t = 10 dk'da TEİ = 20 TECU ve t = 20 dk'da TEİ = 30 TECU biliniyorsa, t = 15 dk'daki değer bu doğrunun orta noktası olan 25 TECU olarak kestirilir. Bu yöntemin tercih nedeni basitliği, hızı ve ayar parametresi gerektirmemesidir; doğruluğu Bölüm 4'te gösterilmektedir. Yöntem, örnek sayısına göre dört işlemden birini kendiliğinden uygular. (i) 576 örnek varsa veri standarttır, değiştirilmez. (ii) 576'dan fazla örnek varsa (örneğin 30 saniye aralıklı kayıt), veri zaman bilgisiyle standart 2.5 dakikalık eksene interpolasyonla aktarılır. (iii) 100-575 örnek varsa eksikler mevcut örneklerden interpolasyonla hesaplanarak veri 576'ya tamamlanır. (iv) 100'den az örnek varsa günün çoğu boştur; dosya NaN (tanımsız değer işareti) ile doldurulur ve analiz dışı bırakılır. Bu 100 örneklik alt sınırın deneysel gerekçesi Bölüm 4'te sunulmaktadır. Önemli bir güvenlik özelliği olarak tahmin, yalnızca mevcut verinin kapsadığı zaman aralığında yapılır; bu aralığın dışı NaN bırakılır; çünkü verinin bulunmadığı bölgeye uzatma yapmak (ekstrapolasyon) dayanaksız değer üretir. Böylece, örneğin yalnızca 18:00-24:00 arasında veri bulunan bir günde 00:00-18:00 arası için uydurma değer üretilmez. Yöntemin doğruluğu Denklem (1)'de verilen RMSE (Kök Ortalama Kare Hatası) ile ölçülmüştür. Denklemde N interpolasyonla kestirilen örnek sayısını, $\hat{x}_i$ kestirilen değeri, x_i ise orijinal değeri gösterir.

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(\hat{x}_i - x_i)^2} \quad (1)$$

4. Çapraz Doğrulama ve Sonuçlar

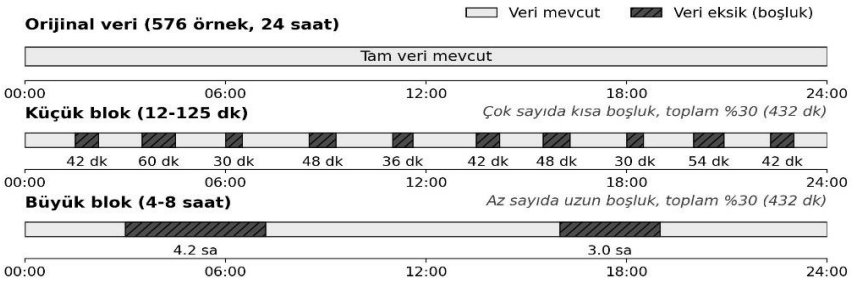
Gerçekte eksik bir günde kayıp değerlerin doğrusu bilinemeyeceğinden doğrulama tersinden kurulur: eksiksiz bir günden veri yapay olarak silinir, silinen değerler interpolasyonla yeniden kestirilir ve kestirimler orijinalleriyle karşılaştırılır. Hata küçükse yöntem gerçek eksik günlerde de güvenilirdir. Doğrulama üç adımda gerçekleştirilmiştir.

Adım 1: Veri seçimi ve iyonküre sınıflandırması. Karşılaştırma için orijinaller gerektiğinden yalnızca 576 örneği eksiksiz günler kullanılabilir. Temiz verisi bol 5 istasyonun (ANRK, AKSR, AKDG, BAND, ANTE) 2009 ve 2012 yıllarına ait eksiksiz günler seçilmiştir; iki yıl, güneş minimumu (2009) ile orta düzey aktiviteyi (2012) temsil ederek farklı iyonküre koşullarını örnekler. Her günün bozulma düzeyi DROT algoritmasıyla [3] hesaplanmıştır: DROT, günün ne kadar çalkantılı olduğunu yüzde olarak ölçer ve TEİ'nin zamansal türevindeki hızlı dalgalanmaların toplam değişim içindeki payına karşılık gelir. Günler sakin (DROT < %50), OÖKİB (%50-%70) ve BÖKİB (> %70) olarak ayrılmıştır [3]. Örneklemin dengeli olması için her istasyon, yıl ve kategori kombinasyonundan en fazla 15 gün alınmış; sakin günler bazen daha az bulunduğundan toplam 419 gün (119 sakin, 150 OÖKİB, 150 BÖKİB) elde edilmiştir.

Adım 2: Yapay veri silme. Her eksiksiz günden verinin %30, %50, %70 ve %83'ü silinmiştir; geriye sırasıyla yaklaşık 403, 288, 173 ve 98 örnek kalır. Bu aralık, 100-575 örneklik uygulama bandını uçtan uca kapsar; en yüksek oran olan %83, bandın tabanına (≈100 örnek) karşılık gelecek şekilde seçilmiştir. Silme, ardışık bloklar halinde yapılmıştır; gerçek kayıplar da arıza veya kesinti nedeniyle ardışıktır. Boşluk süresinin etkisi için üç blok boyutu tanımlanmıştır: küçük (5-50 örnek, 12-125 dk), orta (50-100 örnek, 2-4 saat) ve büyük (100-200 örnek, 4-8 saat); hedef kayıp oranına ulaşmak için son blok gerektiğinde kısaltılır. Kayıp oranı silinecek toplam miktarı belirler; blok boyutu ise her boşluğun süresini belirler. Aynı oran, küçük bloklarla güne yayılmış çok sayıda kısa boşluk, büyük bloklarla az sayıda uzun boşluk üretir (Şekil 2). Şansa bağlılığı önlemek için her gün 5 farklı rastgele desenle tekrarlanmış; 419 × 5 = 2095 deney gerçekleştirilmiştir.

Adım 3: Kurtarma ve karşılaştırma. Açılan boşluklar, en uzun bloklar dahil, lineer interpolasyonla doldurulmuş ve kestirilen her değer, Denklem (1) ile orijinaliyle karşılaştırılmıştır. Böylece yöntem en zorlu koşulda sınanmıştır; en zorlu koşulda güvenilir olan yöntem her koşulda güvenilirdir. Gün uçlarında veri kalmayan kısımlar Bölüm 3 gereği NaN kalır ve karşılaştırma dışıdır; doldurma oranı tüm senaryolarda %98'in üzerindedir.

Sonuçlar Tablo 1 ve Şekil 3'te sunulmaktadır. Küçük bloklarda en yüksek kayıpta dahi ortalama RMSE = 1.49 TECU'dur; en kötü senaryoda bile (büyük blok, %83) 3.96 TECU ile ölçüm belirsizliği (1-5 TECU) içindedir [4].

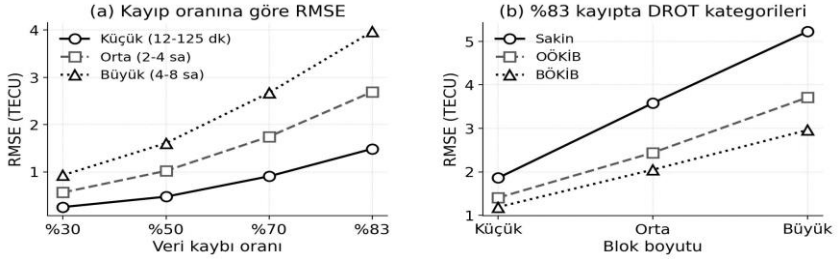


Şekil 2. Blok boyutu kavramı: aynı %30 kayıpta küçük (orta) ve büyük (alt) bloklarla oluşan boşluk desenleri.

Tablo 1. Blok boyutu ve veri kaybı oranına göre ortalama RMSE (TECU).

Blok / Kayıp	%30	%50	%70	%83
Küçük (12-125 dk)	0.26	0.48	0.91	1.49
Orta (2-4 saat)	0.56	1.02	1.75	2.69
Büyük (4-8 saat)	0.93	1.61	2.67	3.96

Üç bulgu öne çıkmaktadır. Birincisi, blok boyutu ve kayıp oranına göre tanımlanan 12 senaryonun tamamında (Tablo 1) ortalama RMSE, IONOLAB-TEC ölçüm belirsizliğinin içinde kalmıştır. İkincisi, BÖKİB günlerinde hata sakin günlerden tutarlı biçimde düşüktür; en zorlu senaryoda (büyük blok, %83 kayıp) ortalama RMSE sakin günlerde 5.22, BÖKİB günlerinde 2.96 TECU'dur. Sakin gündeki bu değer belirsizlik üst sınırının az üzerindedir. TEİ'nin BÖKİB'deki ağırlıklı olarak büyük ölçekli, yavaş değişen yapısı lineer interpolasyona elverişlidir. Üçüncüsü, boşluk süresi kayıp oranından daha belirleyicidir; aynı %30 kayıpta RMSE kısa boşluklarda (küçük blok) 0.26 iken uzun boşluklarda (büyük blok) 0.93 TECU'ya yükselir. Bu bulgular, Bölüm 3'teki 100 örneklik alt sınırı deneysel olarak gerekçelendirir (≈98 örnekte dahi hata belirsizlik içindedir).



Şekil 3. Kayıp oranına göre RMSE (a) ve %83 kayıpta DROT kategorilerinin karşılaştırması (b).

5. Sonuç

Deneyler, Tablo 1'deki tüm senaryolarda ortalama hatanın ölçüm belirsizliği içinde kaldığını, çalkantılı BÖKİB günlerinde hatanın sakin günlerden düşük olduğunu ve boşluk süresinin kayıp oranından daha belirleyici olduğunu göstermiştir. Buna göre iki yanında veri bulunan, 8 saate kadar boşluklar, ortalama hata ölçüm belirsizliği içinde kalarak doldurulabilmekte; geliştirilen araç, iyonküre çalışmalarında veri ön işlemede güvenle kullanılabilmektedir. Deneylerde boşluklar güne rastgele dağıtıldığından, verinin günün tek bölümünde yoğunlaştığı tek taraflı kayıp senaryoları gelecek çalışmalara bırakılmıştır.

Kaynaklar

[1]. Coster A. J., Foster J. C. ve Erickson P. J., "Monitoring the Ionosphere with GPS", GPS World, cilt.14, no.5, s.42-49, 2003.
[2]. Arikan F., Erol C.B. ve Arikan O., "Regularized estimation of vertical total electron content from Global Positioning System data", J. Geophys. Res. Space Phys., cilt.108, no.A12, s.1469-1480, 2003.
[3]. Karatay S., "Detection of the ionospheric disturbances on GPS-TEC using Differential Rate Of TEC (DROT) algorithm", Adv. Space Res., cilt.65, s.2372-2390, 2020.
[4]. Sezen U. ve diğerleri, "Online, automatic, near-real time estimation of GPS-TEC: IONOLAB-TEC", Space Weather, cilt.11, no.5, s.297-305, 2013.

Düzlemsel Katmanlı Ortamda Yerleşik Saçıcılardan Silindirik Saçılmanın Sıfır Alan, Yardımcı Kaynak ve Çok-Kutup Açılım Formülasyonlarıyla İncelenmesi

Mehmet Emin Geçer*, Murat Enes Hatipoğlu*, Kamil Karaçuha†, Aytaç Alparslan**,
Fatih Dikmen*, Vasil Tabatadze††

*Gebze Teknik Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli
hatipoglume@gtu.edu.tr, emingecer@gtu.edu.tr, dikmen@gtu.edu.tr

İstanbul Teknik Üniversitesi
†Elektrik Mühendisliği Bölümü / ††Bilişim Enstitüsü
İstanbul
karacuha17@itu.edu.tr, vasilitabatadze@gmail.com

**Trakya Üniversitesi
Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü
Edirne
aytacalparslan@trakya.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada dielektrik bir tabaka içindeki dielektrik dairesel silindirin TM çizgi kaynağı uyarımı problemi üzerinden Yardımcı Kaynaklar Yöntemi, Çoklu Çok-kutup Yöntemi ve T Matrisi Yöntemi karşılaştırılmıştır. Bu çalışmada özellikle, ilk yöntem sonlu bir tabaka ve saçıcı sınırlarını içerirken, sonraki iki yöntem ise yalnızca saçıcı sınırına odaklanarak iki boyutlu Düzlemsel Katmanlı Ortamın Green fonksiyonuna yönelik iki farklı yaklaşım kullanmaktadır. Bu üç yöntemden elde edilen, saçıcı üzerindeki teğetsel toplam alanların karşılaştırılması, iyi bir uyum içinde sonuçlar vermektedir. Çözümlerdeki sapmalar, kullanılan yöntemlerin modelleme stratejileri ele alınarak tartışılmış ve her yöntemin güçlü yanları vurgulanmıştır.*

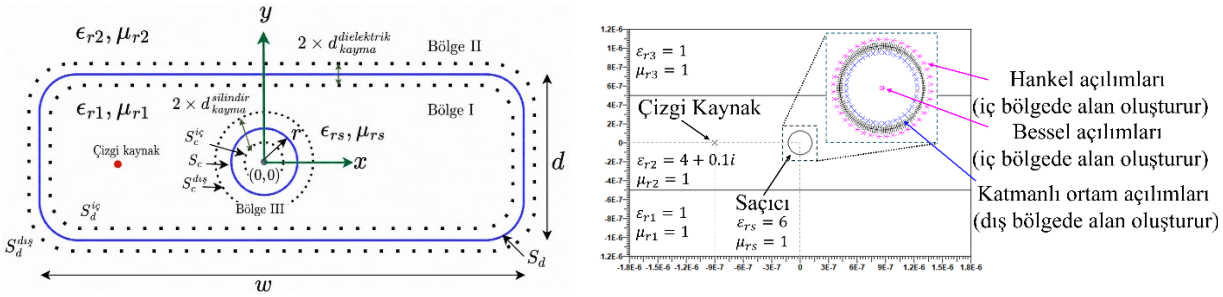
Abstract: *This study compares the Method of Auxiliary Sources (MAS), the Multiple Multipole Method (MMP), and the T-Matrix Method (TMM) for the problem of a dielectric circular cylinder embedded in a dielectric slab under TM line-source excitation. In particular, MAS models both the finite slab and the scatterer boundaries, whereas MMP and TMM consider only the scatterer boundary through two different approaches to the Green's function of the two-dimensional planar layered medium. The tangential total fields on the scatterer obtained by the three methods show good agreement. Their deviations are discussed, highlighting the strengths of each method.*

1. Giriş

Düzlemsel katmanlı ortam (DKO), paralel arayüzlere (PA'lar) sahip bir arka plan ortamının en basit homojen olmayan halidir ve birçok modern elektromanyetik mühendislik uygulamasının önemli bir bileşenini oluşturur. DKO'daki bir tabaka içindeki saçılma problemi, söz konusu PA'lardaki sınır koşullarını uygun şekilde dikkate alan yaklaşımlar gerektirir. Bu çalışmada, parametreleri sonraki bölümlerde verilecek basit bir saçıcı için bu amacı gerçekleştiren üç yöntemin performansını karşılaştırıyoruz. Bu yöntemler, Yardımcı Kaynaklar Yöntemi (YKY), Çoklu Çok-kutup Yöntemi (ÇÇY) ve T Matrisi Yöntemi (TMY) olup, hepsi de benzer bir kaynaktan türetilen ilkelerden, yani saçılan alanların integral temsillerinden yararlanmaktadır. Burada YKY'nin uygulanması DKO'nun Green fonksiyonunu gerektirmezken, ÇÇY ve TMY için bu gereklidir. Sonraki bölümlerde sırasıyla YKY, ÇÇY ve TMY sayısal sonuçlarla karşılaştırılacak ve yöntemler tartışılacaktır.

2. Yardımcı Kaynaklar Yöntemi (YKY)

YKY, elektromanyetik saçılma problemlerinin çözümünde kullanılan güçlü bir sayısal yöntem olup, özellikle karmaşık geometriler ve sınır koşullarına sahip iki boyutlu (2B) konfigürasyonlarda etkilidir [1], [2]. 2B saçılma problemlerinde, saçıcının içine veya dışına yerleştirilen yardımcı kaynaklar, ilgilenilen bölgede dalga denklemini sağlayan alanları oluşturur. Yardımcı kaynakların bilinmeyen genlikleri ise saçıcı yüzeye uygulanan sınır koşulları ile belirlenir. YKY'nin temel avantajları, yardımcı kaynakların uygun yerleştirilmesiyle sağlanan hızlı yakınsama ve düzgün veya hafif düzensiz geometrileri modelleyebilme esnekliğidir [2],[3]. Şekil 1a'daki Bölge I ve II'deki saçılan alanlara karşılık gelen yardımcı kaynaklar, $S_d^{dış}$ ve $S_d^{iç}$ yüzeyleri üzerinde dağılmıştır; bu yüzeyler, gerçek dielektrik yüzeyden sırasıyla $d_{kayma}^{dielektrik}$ mesafesi kadar dışa ve içe doğru kaydırılmıştır. Benzer bir strateji, silindirik yüzey S_c için de uygulanır. Dielektrik arayüzlerin varlığı nedeniyle, gerçek yüzeyler üzerindeki elektrik ve manyetik alanın teğetsel bileşenleri süreklilik göstermelidir [1], [2].



Şekil 1. (a) YKY yaklaşımı için problemin geometrisi. (b) Sayısal örnekte kullanılan geometrik parametreler ve ÇÇY ayarları.

3. Çoklu Çok-kutup Yöntemi (ÇÇY)

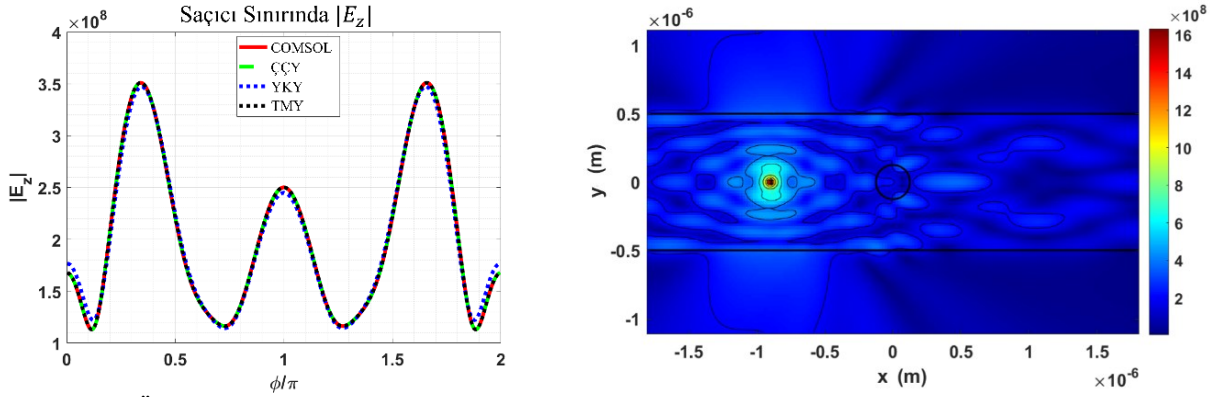
ÇÇY, keyfi şekilli nesnelerden saçılan elektromanyetik alanların hesaplanmasında Maxwell denklemlerinin analitik çözümlerinin süperpozisyonunu kullanan bir sınır ayrıştırma tekniğidir. Klasik Mie teorisinin bir uzantısı olarak geliştirilen [7] ÇÇY, YKY ile önemli benzerlikler taşır. Her iki yöntemde de açılım katsayıları, saçıcı yüzeydeki eşleşme noktalarında sınır koşulu hatalarını en aza indirerek belirlenir. ÇÇY'nin temel farkı, düzlem dalgalar, yüksek mertebeden Hankel/Bessel fonksiyonları, DKO Green fonksiyonları ve karmaşık kökenli kaynak alanları gibi Maxwell denklemlerinin çok çeşitli çözümlerini açılım olarak kullanılabilmesidir [4]–[9]. ÇÇY, açık kaynaklı hesaplamalı elektromanyetik yazılım paketi OpenMaXwell [10] içinde uygulanmakta olup, sayısal örnekte kullanılan tipik konfigürasyonu Şekil 1b'de gösterilmiştir.

4. Ayrık Karmaşık Görüntü Yöntemi (AKGY) ile DKO T Matrisi Yöntemi

TMY, çoğunlukla çoklu saçılma formülasyonlarında sağladığı kolaylık nedeniyle başvurulan bir sıfır alan veya genişletilmiş sınır koşulu yöntemidir [11]. 2 boyutta (2B) TMY'ye yönelik son dönemdeki çalışmalara [12], [13] paralel olarak, burada DKO'daki silindirik saçıcılar için bu yöntemin uyarlanmasını ele alıyoruz. 2B'de DKO için Green fonksiyonunun formülasyonunda AKGY yaklaşımından yararlanıyoruz [5],[6]. DKO içerisinde yer alan bir aydınlatma altında ve $\phi_{gelen}(\rho) = \Re g\psi^t(k_i, \rho) \cdot \boldsymbol{a}$ şeklinde, bilinen katsayı vektörü $\boldsymbol{a}$ kullanılarak ifade edilen gelen alan için saçılan alan, $\phi_{saçılan}(\boldsymbol{\rho}) = [\sum_{s=0}^{S} C_s \boldsymbol{\Psi}^t(k_i, \rho_s)] \cdot \boldsymbol{f}$ biçiminde yazılabilir. Burada $\boldsymbol{f}$, katsayı vektörünü temsil etmektedir. Saçılan alan, saçıcıya ait tüm AKG'lerden olan karmaşık değerli uzaklıklar ρ_s üzerinden ölçülen katkıların süperpozisyonu olarak elde edilir ve klasik T Matrisi ilişkisini $\boldsymbol{f} = \overline{\boldsymbol{T}} \cdot \boldsymbol{a}$ sağlar. Burada, sonsuz boyutlu sütun vektörü olan giden/duran dalga silindirik harmoniklerinin $\langle \boldsymbol{\Psi} / \Re g \boldsymbol{\Psi} \rangle(k, \rho)$ vektörünün m. elemanı $\langle \mathrm{H}_m^{(1)} / J_m \rangle(k\rho) e^{\langle -,+ \rangle jm\varphi}$ şeklinde tanımlanmaktadır. Ayrıca üst indis olarak kullanılan "t" matris transpozunu göstermektedir [14]. Bu durumda T Matrisi, $\overline{\boldsymbol{T}} = -\Re g \overline{\boldsymbol{Q}}_0 \cdot \overline{\boldsymbol{Q}}^{-1}$ eşitliği ile elde edilir. Burada $\overline{\boldsymbol{Q}} = \overline{\boldsymbol{Q}}_0 + \overline{\boldsymbol{A}}_0 + \Re g \overline{\boldsymbol{Q}}_0$ 'dır ve $\overline{\boldsymbol{Q}}_0$[14]'deki gibidir ve $\overline{\boldsymbol{A}}_0$ her bir AKG'den gelen karmaşık genlikli katkılar nedeniyle integrasyon noktaları ρ' üzerindeki, $-j\tilde{\alpha}_s \hat{y}$ ötelemelerini kapsamaktadır.

5. Nümerik Sonuçlar ve Tartışma

Şekil 1'de gösterilen üç katmanlı bir konfigürasyona anılan 3 yöntem uygulanmıştır. Saçılma problemi, orta katmana gömülü, yarıçapı $r = 125\,nm$ $(0.25\lambda_0)$ olan dairesel silindirik bir nesneyi içermektedir; bu orta katman, bağıl dielektrik geçirgenliği $\varepsilon_{r2} = 4 + 0.1i$ olan manyetik olmayan bir dielektrik ortamdır.



Şekil 2. (a) Önerilen yöntemlerin karşılaştırılması. (b) Kaynak ve dielektrik silindirik saçıcı yakınındaki E-alan dağılımının genliği.

Üst ve alt katmanların boş uzay olduğu varsayılmıştır. Aynı orta katmanda $(-1.8\lambda_0, 0)$ konumunda bulunan TM kutuplu dalga boyu $\lambda_0 = 500\ nm$ olan bir çizgi kaynak, merkezi koordinat sisteminin orijinine yerleştirilmiş olan dairesel saçıcıyı aydınlatmaktadır. Saçıcının dielektrik ve manyetik geçirgenlikleri $\varepsilon_{rs} = 6$ ve $\mu_{rs} = 1$ dir. Bu saçılma konfigürasyonunda (Şekil 1), ÇÇY ve TMY için orta katman yatay yönde sınırsız olarak ele alınmakta, YKY'de ise bu katman sonlu olarak değerlendirilmektedir. Sayısal sonuçlar, COMSOL Multiphysics ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılarak doğrulanmıştır. Şekil 2a sonuçları, yüzey eşdeğerlik ilkesi ve sıfır alan formülasyonuna dayalı yöntemlerin, sınırdaki tekil integralleri hesaplamadan DKO'da gömülü nesnelerin saçılma problemlerini belirli koşullar altında doğru şekilde çözebildiğini göstermektedir. Şekil 2b'de aynı parametrelerle elde edilen YKY, ÇÇY ve TMY sonuçları büyük ölçüde uyumlu olduğundan yalnızca ÇÇY sonucu gösterilmiştir. Ayrıca, ÇÇY ve TMY'de katmanlı ortam Green fonksiyonunun doğru temsilini sağlayan AKG'lerin doğru hesaplanması kritik öneme sahipken, Green fonksiyonunu kullanmayan YKY'nin de bu konfigürasyonda bilinmeyen alanları yüksek doğrulukla temsil edebildiği görülmektedir. Yöntemlerin hafıza gereksinimi, çözüm süreleri gibi mukayeseli performans metrikleri ve uygun uygulama alanlarına dair detaylar sunum esnasında paylaşılacaktır.

6. Alınan Destek ve Teşekkür

Bu çalışmanın bir kısmı, TÜBİTAK tarafından 1002-A Hızlı Destek Modülü kapsamında 124E428 numaralı proje tarafından desteklenmiştir. Bu ortak çalışmanın başlatılmasında katkıda bulunan Fatih Dikmen'e teşekkür ederiz.

Kaynaklar

[1]. Zaridze R., Kakulia D., Tabatadze V. ve Karaçuha K., "The method of auxiliary sources in applied electrodynamics problems," Proc. 2023 IEEE XXVIII International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED), s. 3–7, 2023.

[2]. Tabatadze V., Karaçuha K., Alperen Ö. F., Joof S. ve Zaridze R., "A simple approach to characterize a buried object under the ground," Progress in Electromagnetics Research M, cilt 109, s. 89–100, 2022.

[3]. Tabatadze V., İşcan E. ve Karaçuha K., "On electromagnetic scattering from perfectly conducting parallel square plates and their resonance characteristics using method of auxiliary sources," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, cilt 39, no. 8, s. 952–971, 2025.

[4]. Alparslan A., "Constituents of electromagnetic 2-D layered media Green's functions for all material types and radiation conditions," Waves in Random and Complex Media, s. 1–26, 2023.

[5]. Aksun M. I., Çalışkan F. ve Gürel L., "An efficient method for electromagnetic characterization of 2-D geometries in stratified media," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt 50, no. 5, s. 1264–1274, Mayıs 2002.

[6]. Alparslan A., Aksun M. I. ve Michalski K. A., "Closed-form Green's functions in planar layered media for all ranges and materials," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt 58, no. 3, s. 602–613, Mart 2010.

[7]. Hafner C., Post-Modern Electromagnetics: Using Intelligent Maxwell Solvers. John Wiley and Sons, 1999.

[8]. Alparslan A. ve Hafner C., "Analysis of photonic structures by the multiple multipole program with complex origin layered geometry Green's functions," Journal of Computational and Theoretical Nanoscience, cilt 9, no. 3, s. 479–485, 2012.

[9]. Alparslan A., "Current status of MMP analysis of photonic structures in layered media," Proc. 2016 IEEE/ACES International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) and Applied Computational Electromagnetics (ACES), s. 1–2, 2016.

[10]. Hafner C., OpenMaXwell, 2017.

[11]. Egel A., Eremin Y., Wriedt T., Theobald D., Lemmer U. ve Gomard G., "Extending the applicability of the T-matrix method to light scattering by flat particles on a substrate via truncation of Sommerfeld integrals," Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer, cilt 202, s. 279–285, 2017.

[12]. Hatipoğlu M. E. ve Dikmen F., "Well-conditioned T-matrix formulation for scattering by a dielectric obstacle," Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, cilt 31, no. 4, s. 693–705, 2023.

[13]. Dikmen F., Hatipoğlu M. E. ve Karaçuha K., "Well-conditioned T-matrix method for a polarization-decoupling cylinder with arbitrary cross-section near a dipole source," Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer, cilt 345, no. 109572, 2025.

[14]. Chew W. C., Gürel L., Wang Y.-M., Otto G., Wagner R. L. ve Liu Q. H., "A generalized recursive algorithm for wave-scattering solutions in two dimensions," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt 40, no. 4, s. 716–723, Nisan 1992.

Düzlemsel Katmanlı Ortamda Sommerfeld İntegrasyon Yolunun Genetik Algoritma ve Sinir Ağı Temelli İnce Ayarı

Murat Enes Hatipoğlu*, Mehmet Emin Geçer*, Aytaç Alparslan**, Fatih Dikmen*

*Gebze Teknik Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli
hatipoglume@gtu.edu.tr, emingecer@gtu.edu.tr, dikmen@gtu.edu.tr

**Trakya Üniversitesi
Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü
Edirne
aytacalparslan@trakya.edu.tr

Özet: *Bu çalışma, parçacık saçılımı ve fotonik kristaller gibi uygulamalarla ilgili katmanlı ortamlardaki saçılma problemlerinde ortaya çıkan Sommerfeld integrallerinin doğruluğunu artırmak amacıyla Sommerfeld İntegrasyon Yolu'nun ince ayarını sağlayan bir stratejiyi incelemektedir. Genel geçerliliği korurken, yaygın olarak kullanılan iki yaklaşım olan Genetik Algoritma ve Çok Katmanlı Algılayıcı kullanılarak üç katmanlı bir yapı ve kolayca parametreleştirilebilen bir integrasyon yolu incelenmiştir. Bu kavram ve uygulama, daha geniş kapsamlı elektromanyetik modelleme ve analitik çalışmalar için anlaşılır ve temel bir şekilde ele alınmaktadır.*

Abstract: *This study examines a strategy for fine tuning the Sommerfeld Integration Path to improve the accuracy of Sommerfeld integrals arising in scattering problems in layered medium relevant to applications such as particle scattering and photonic crystals. Without loss of generality, a three-layered configuration and an easily parameterized integration path are examined using two widely used approaches, Genetic Algorithm and Multi-Layer Perceptron. The concept and implementation are discussed in an accessible and basic form for broader electromagnetic modeling and analytical studies.*

1. Giriş

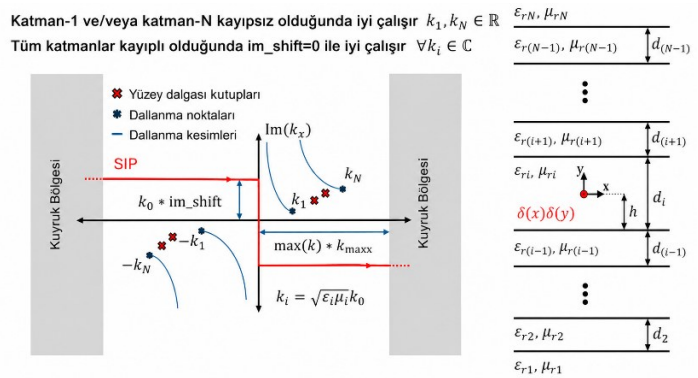
Düzlemsel katmanlı ortamlar (DKO), integral denklemler yoluyla formüle edilen birçok elektromanyetik saçılma problemi için standart bir model oluşturur. Bu tür çalışmalarda [1] – [5] ortaya çıkan ilgili Green fonksiyonlarının doğru bir şekilde değerlendirilmesi hem sayısal kararlılığı hem de hesaplama süresini doğrudan etkileyen Sommerfeld İntegrasyon Yolu'nun (SİY) verimli ve gürbüz bir şekilde belirlenmesini gerektirir. Bu çalışmada, iki boyutlu DKO Green fonksiyonları için SİY seçimi, üç boyutlu durumlara da genişletilebilen bir yaklaşımla, doğruluk ve hesaplama verimliliği açısından incelenmiştir. Genetik Algoritma (GA) optimizasyonu [8], [9] yoluyla üretilen verilerle eğitilmiş bir Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA)'nın [6], [7], istenen hata toleransı için uygun SİY parametrelerini tahmin ettiği bir hibrit GA–ÇKA şeması kullanılmaktadır. SIPERIO olarak adlandırılan bu model, hem ileri hata tahmincisi hem de ters tasarım aracı olarak çalışmaktadır. Yaklaşım, doğruluğu korurken tekrarlanan optimizasyon gereksinimini azaltarak farklı ortam yapılandırmaları için verimli SİY ayarlaması sağlar. Bu çalışmada, düşük boyutlu tablo verileri üzerinde basit ve tekrarlanabilir bir yapı sunması amacıyla ÇKA kullanılmış olup, aynı çerçeveye farklı vekil modeller de kolayca entegre edilebilir.

2. SİY'in Genetik Algoritma Temelli Optimizasyonu

GA, doğal seçilim ilkelerine dayanan popülasyon tabanlı bir meta-sezgisel optimizasyon yöntemidir. Bu çalışmada, SİY parametreleri, çok katmanlı ortam sınırları boyunca tanımlanan Q noktasındaki toplam sınır koşulu hatasını en aza indirecek şekilde optimize edilmiştir. Alanlar, integralin tekillik bölgesinin (Şekil 1) sayısal hesaplanması ve uç bölge katkılarının Aitken yöntemi [10] ile değerlendirilmesi olmak üzere iki aşamada elde edilmiştir. Uzamsal domain Green fonksiyonları gözlem katmanının üstte ve altta olduğu durumlar için hesaplandıktan sonra amaç fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$f(\boldsymbol{p}_{SİY}) = \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{s=1}^{Q} |\phi_i^+(x_s, \boldsymbol{p}_{SİY}) - \phi_i^-(x_s, \boldsymbol{p}_{SİY})| \quad (1)$$

Burada $\boldsymbol{p}_{\text{SİY}} = [N, \text{im\_shift}, kmaxx]$, sırasıyla Şekil 1'de gösterildiği gibi Aitken yaklaşımı için kuyruk sayısı, sanal eksen kayması ve kesme sayısını belirtir. Ayrıca, "i" ardışık katmanlar arasındaki arayüzü, üst simge "$\pm$" ilgilenilen sınır için üst ve alt ortamları, "N" ise toplam katman sayısını temsil ederken, "s" x ekseni boyunca yer alan örnekleme noktalarını belirtir.



Şekil 1. Parametrik SİY (sol) ve DKO'daki elektrikli çizgi kaynağı (sağ). Aitken yaklaşımı [10] ile kuyruk bölgesine N kuyruk eklenmiştir.

Bu uygulamada, amaç fonksiyonu, tüm arayüz noktalarında değerlendirilen sınır koşulu hatalarının toplamı olarak tanımlanmaktadır. Optimizasyonun amacı, bu kümülatif hatayı en aza indirmektir. Hata için ortalama veya RMS gibi ölçütlerin kullanılması, yerel sapmaları yumuşatma eğiliminde olacaktır. Bu nedenle, toplam hatayı doğrudan azaltan bir optimizasyon, tüm arayüzler genelinde sınır koşulu ihlallerini en aza indirgemek için daha etkili bir yaklaşım sunar. GA, Yakınsama Odaklı Mod (YOM) ve Keşif Odaklı Mod (KOM) olmak üzere iki farklı şekilde kullanılabilir. YOM optimum çözüme verimli biçimde ulaşmayı, KOM ise parametre uzayını geniş ölçüde örnekleyerek vekil model eğitimi için veri üretmeyi hedefler.

3. ÇKA Temelli SİY Hata Kestirimi ve Parametre Ayarlama

(1) numaralı denklemdeki her bir düzlemsel katmanlı ortam parametre kümesi $\boldsymbol{p}_{\boldsymbol{DKO}} = [|\varepsilon_r|, \theta_{\varepsilon_r}, h]$ için sınır hatası $E(\boldsymbol{p}) = f(\boldsymbol{p}_{\text{SİY}})$'yi tahmin etmek ve basit sınırlar dahilinde kullanıcı tarafından belirlenen bir hedefi karşılayan SİY parametrelerini tahmin etmek amacıyla iki aşamalı bir yöntem kullanılmaktadır. Katmanlı ortamın çizgisel kaynak yanıt alanları (katmanlı ortamların Green fonksiyonları), katmanlar üzerinde şu şekilde hesaplanır:

$$\phi(x,y) = \frac{1}{2\pi}\int_{SIP} dk_x\, e^{jk_x x}\tilde{\phi}(k_x, y) \tag{2}$$

Burada $\tilde{\phi}(k_x, y)$, [5]'teki $\tilde{G}(k_x, k_y, y)$fonksiyonuna karşılık gelmektedir. $k_y = 0$ için, hem kaynak tabakasında hem de dış bölgelerde verilen ifadeler [4] ile örtüşmektedir. (2) numaralı denklem, $y = h$ ve $y = d - h$ noktalarında uygun $\tilde{\phi}$ seçilerek değerlendirildiğinde, (1)'deki ϕ_i^+ve ϕ_i^-elde edilir. Eğitim veri kümesi, KOM kapsamında GA'nın rastgele örneklemeler üzerinde çalıştırılmasıyla oluşturulmuştur. $|\varepsilon_r| \in [2{,}15]$, $\theta_{\varepsilon_r} \in [0{,}0.25\pi]$ve $h \in [10^{-9}, d/2]$(log-tekdüze) seçilmiştir. SİY parametreleri ise $N \in [3{,}30]$, $\text{im\_shift} \in [10^{-8}, 5]$ ve $k_{\text{maxx}} \in [1{,}10]$ aralıklarında çeşitlendirilmiştir. Model, altı giriş ve bir skaler çıkışla eğitilmiştir. Girdiler $p = [p_{\text{DKO}}, p_{\text{SİY}}]$, tahmin hedefi ise sınır hatası $E(p)$'dir. $E(p)$'nin birkaç negatif mertebeye yayılması doğrusal uzayda regresyonu zorlaştırdığından, eğitim log uzayında gerçekleştirilmiştir.

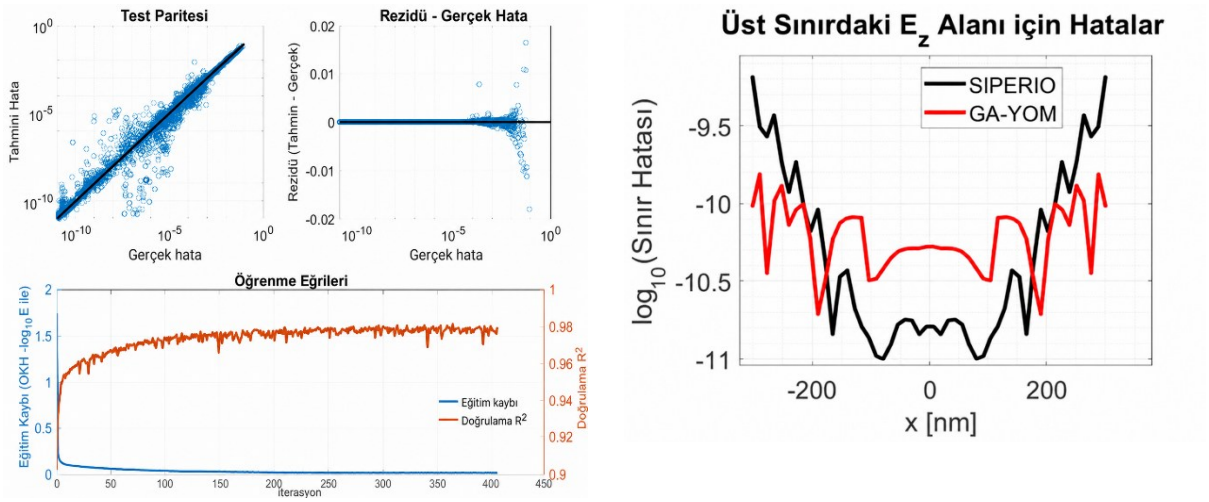
$$y(\boldsymbol{p}) = \log_{10}\big(max(E(\boldsymbol{p}), 10^{-16})\big) \tag{3}$$

Çıkarım aşamasında tahminler, $E_{\text{tahmini}} = 10^{y_{\text{tahmini}}}$ ile orijinal hata uzayına dönüştürülerek $E_{\text{tahmini}} \geq 0$ koşulu sağlanır. Bu dönüşüm, daha homojen kalıntılar ve geniş hata aralığında daha iyi kalibrasyon sağlar. Dinamik aralığı azaltmak için im_shift ve h parametrelerine logaritmik dönüşüm uygulanmış, model karmaşıklığını artırmadan düzgün bağımlılıkları yakalamak amacıyla sınırlı sayıda düşük mertebeden etkileşim ve genişleme terimi eklenmiştir. Son olarak tüm özellikler, eğitim verilerinden elde edilen ortalama ve standart sapma ile standartlaştırılarak aynı dönüşüm doğrulama, test ve çıkarım aşamalarında tutarlı biçimde uygulanmıştır.

4. Nümerik Sonuçlar ve Tartışma

İşlem iki aşamadan oluşmaktadır. İlk aşamada, hazırlanan özelliklerden $\log_{10}(E)$ değerini tahmin etmek üzere bir ileri beslemeli ÇKA modeli eğitilerek, ortalama karesel hata en aza indirgenir ve böylece bir ileri beslemeli vekil (hata regresörü) oluşturulur. KOM-GA ile üretilen veri kümesi, eğitim, doğrulama ve test alt kümelerine ayrılır. İkinci aşamada, eğitilmiş ÇKA, sabit ortam parametreleri $\boldsymbol{p}_{\boldsymbol{DKO}}$ göz önüne alındığında, SİY parametreleri $\boldsymbol{p}_{\text{SİY}}$üzerinde ters tahmin için hızlı bir ikame amaç fonksiyonu görevi görür. Tasarım alanı genelinde aday

çözümlerden örnekler alınır ve bunlar vekil model kullanılarak değerlendirilir. Hem hedef uyumu hem de hata minimizasyonu kriterleri kullanılır. Umut vaat eden adaylar, sınırlı sapmalar içeren yerel örnekleme yoluyla elenir ve nihai çözümler ya tek bir tasarım ya da sıralanmış bir En İyi-K kümesi olarak seçilir.



Şekil 2. (a) Test paritesi, rezidü, eğitim kaybı ve R^2 eğrileri. (b) GA-YOM ve SIPERIO ile elde edilen hatalar.

Şekil 2, modelin kabul edilebilir derecede düşük bir hata aralığında doğru ve kararlı eğitim performansı sergilediğini göstermektedir. Test paritesi ve rezidü grafikleri, özellikle 10^{-12}–10^{-4} hata aralığında başarılı tahminler elde edildiğini ortaya koymaktadır. Ayrıca, GA-KOM ile elde edilen optimize edilmiş SİY parametreleri için $y = d - h$ noktasındaki E_z alan hataları beklendiği gibi gerçekleşmiştir. Sonuçlar, önerilen vekil tabanlı yaklaşımın karmaşık yol integralleri için ele alınan bu problem özelinde integrasyon parametrelerini tahmin edebildiğini göstermektedir. Bu tahmin, optimizasyonlara kıyasla yol ayarının süresini saatlerden dakikalara indirir. Gelecek çalışmalarda GA optimizasyonunu tekrar çalıştırmadan hızlı SİY ayarlamasının daha karmaşık elektromanyetik integral problemlerine uygulanabilmesi hedeflenmektedir.

5. Alınan Destekler ve Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK 1002-A Hızlı Destek Modülü kapsamında 124E428 numaralı araştırma projesi tarafından desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1]. Mesa F. ve Jackson D. R., "An appraisal of numerical approaches for a VED over the Earth or ocean," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.70 no.8, s.6957-6972, 2022.

[2]. Zhao Z. H., Wu B. Y., Li Z. L., Yang M. L. ve Sheng X. Q., "An adaptive rational fitting technique of Sommerfeld integrals for the efficient MoM analysis of planar structures," Electronics, cilt.11 no.3940, 2022.

[3]. Koh I. S., "A complete uniform asymptotic expansion of dyadic Green's function for dielectric half-space including plasmonic media," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.73 no.5, s.3382-3387, Mayıs 2025.

[4]. Alparslan A., "Constituents of electromagnetic 2-D layered media Green's functions for all material types and radiation conditions," Waves Random Complex Media, s.1-26, 2023.

[5]. Alparslan A., "A simultaneous numerical integration routine for the fast calculation of similar integrations," J. Innov. Sci. Eng., cilt.7 no.2, s.133-141, 2023.

[6]. Rumelhart D. E., Hinton G. E. ve Williams R. J., "Learning representations by back-propagating errors," Nature, cilt.323 no.6088, s.533-536, Ekim 1986.

[7]. Haykin S., Neural Networks and Learning Machines, 3. baskı, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, A.B.D., 1998.

[8. Holland J. H., Adaptation in Natural and Artificial Systems: An Introductory Analysis With Applications to Biology, Control, and Artificial Intelligence. MIT Press, Cambridge, Massachusetts, A.B.D., 1992.

[9]. Goldberg D. E., Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning. Addison-Wesley Publishing Company, 1989.

[10]. Michalski K. A., "Extrapolation methods for Sommerfeld integral tails," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.46 no.10, s.1405-1418, Ekim 1998.

Geniş Bant Uyarlanabilir Soğurucu Frekans Seçici Yüzey Analiz ve Tasarımı

Hamza Buğrahan Bölükbaşı*, Mehmet Emre Eralp*,**, Uğur Oğuz*, Özlem Aydın Çivi**
*Accelerate Simülasyon Teknolojileri A.Ş., Ankara
**Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
hamza.bolukbasi@accelerate.com.tr, emre.eralp@metu.edu.tr

Özet: *Bu bildiride, dinamik radar kesit alanı (RKA) kontrolü gereksinimlerine yönelik, X bantta çalışan uyarlanabilir bir Aktif Frekans Seçici Yüzey (AFSY) tasarımı sunulmaktadır. Geliştirilen yapı, "H" şekilli birim hücrelere entegre edilen RF PIN diyotlar aracılığıyla "soğurucu" ve "yansıtıcı" modlar arasında elektronik olarak kontrol edilmektedir. FR4 dielektrik plaka ve köpük alttaş kullanılarak tasarlanan AFSY, %84 bant genişliğinde soğurma modunda en az 10 dB RKA azaltımı, yansıtma modunda ise maksimum 0.3 dB yansıma kaybı sağlamaktadır.*

Abstract: *In this paper, the design of an adaptive Active Frequency Selective Surface (AFSS) operating in the X band is presented to address the requirements of dynamic radar cross-section (RCS) control. The proposed structure is electronically switched between "absorber" (stealth) and "reflector" modes via RF PIN diodes integrated into H-shaped unit cells. Designed using an FR4 dielectric substrate and a foam backing, the AFSS achieves at least 10 dB of RCS reduction in the absorber mode and a maximum reflection loss of 0.3 dB in the reflector mode across an 84% fractional bandwidth.*

1. Giriş

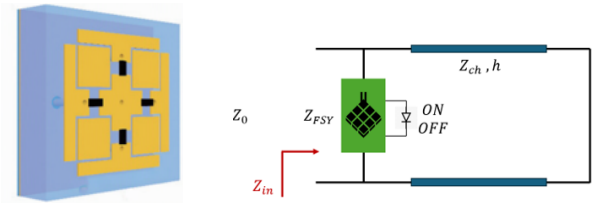
Savunma sanayisinde hava, deniz ve kara gibi çeşitli platformlarda kullanılan metal veya kompozit yüzeyler, elektromanyetik dalgaları yüksek oranda yansıtarak platformların radar kesit alanının (RKA) artmasına ve tespit edilebilirliğine neden olmaktadır. Geleneksel olarak bu problemi aşmak ve düşük görünürlük (*stealth*) elde etmek amacıyla, radar saçılımını azaltmaya yönelik geometrik optimizasyon yöntemleri, radar soğurucu boyalar ve pasif frekans seçici yüzeyler (FSY) kullanılmaktadır. Ancak, günümüzün karmaşık ve dinamik harp ortamları, platformların yalnızca sabit bir düşük görünürlüğe sahip olmasını değil, aynı zamanda farklı operasyonel senaryolara anlık uyum sağlayabilen esnek elektromanyetik tepkiler sunmasını gerektirmektedir.

Çok yönlü operasyonel etkinliği sağlamak amacıyla, elektromanyetik özellikleri elektronik olarak kontrol edilebilen AFSY yenilikçi bir çözüm sunmaktadır. AFSY'ler, iki boyutlu periyodik desenlere entegre edilen voltaj veya akım kontrollü aktif elemanlar ile dielektrik malzemelerden oluşan ince, yapay elektromanyetik yapılardır. Merkezi elektronik kontrol birimi aracılığıyla, yüzeyin elektromanyetik tepkisi dinamik olarak kontrol edilmektedir. Aktif elemanların "açık" (iletim) durumunda yüzey gelen dalgaları sönümleyerek radar görünürlüğünü azaltırken, "kapalı" (yalıtım) durumunda elektromanyetik dalgaları yansıtarak standart bir yansıtıcı yüzey gibi davranmaktadır. Bu bildiride, akım kontrollü diyot entegrasyonu ile elektronik olarak kontrol edilebilen, soğurucu ve yansıtıcı modlar arasında geçiş yapabilen AFSY analizi ve tasarımı sunulmaktadır.

2. Uyarlanabilir Elektromanyetik Soğurma

Elektromanyetik sönümleyici metayüzey veya FSY'ler genel olarak arkası mükemmel elektrik iletken (PEC) ile kaplı bir dielektrik malzeme üzerine yerleştirilmiş periyodik FSY desenleri ile tasarlanmaktadır. Yapının geometrisi ve boyutları, FSY deseninde kullanılan malzemenin iletkenliği ve dielektrik malzemenin elektriksel özellikleri, elektromanyetik sönümleyicinin frekans tepkisini etkilemektedir [1]. Literatürde, benzer konfigürasyonda tasarlanmış ince ve geniş bantlı elektromanyetik sönümleyici örnekleri mevcuttur [2], [3]. Bu tasarımlar pasif yapılardır ve uyarlanabilir hale getirmek için aktif elemanların özel olarak entegre edilmesi gereklidir. Aktif soğurma mekanizmasında genel olarak yüzeyden yansıyan dalgalar için genlik kontrolü öne çıkmaktadır [4].

Periyodik desenli bir uyarlanabilir FSY sönümleyicinin sönümleme özelliği eş değer devre modeli kullanılarak incelenebilir. Şekil 1'de gösterilen birim hücre eş değer devre modeli ile analiz edilebilmektedir. Bu modelde, arkası PEC kaplı h kalınlığındaki dielektrik malzeme (ε_r), bir ucu kısa devrelenmiş h uzunluğunda (Z_{ch}) karakteristik empedansına sahip bir iletim hattı ile temsil edilirken, FSY deseni ise bu iletim hattına shunt bağlı bir empedans (Z_{FSY}) olarak yer alır. Örnek olarak, açılıp kapanabilir FSY'nin empedansı Z_{FSY}^{ON} ve Z_{FSY}^{OFF} olmak üzere iki durum



(a) **(b)**

Şekil 1. Uyarlanabilir soğurucu FSY: (a) birim hücre yapısı, (b) eş değer devre modeli.

için incelenebilir. Bu modelde, iletim hattı ve FSY iki portlu devrelerin ABCD parametreleri ile temsil edildiğinde:

$$ABCD = (ABCD)_{FSS}(ABCD)_{\text{dielektrik}} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{FSS} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\beta h) & jZ_{ch}\sin(\beta h) \\ jY_{ch}\sin(\beta h) & \cos(\beta h) \end{bmatrix} \tag{2}$$

Oluşan iki portlu devre, iletim hattı tarafından kısa devre yapıldığında, giriş empedansı (Z_{in}) ve (Γ) yansıma katsayısı şu şekilde bulunabilir:

$$Z_{\text{in}} = \frac{B}{D} \quad , \quad \Gamma = \frac{Z_{\text{in}} - Z_0}{Z_{\text{in}} + Z_0} \tag{3}$$

Açılıp kapanabilir FSY sönümleyici yüzeyin "açık" modda etkin bir elektromanyetik sönümleme performansı gösterebilmesi için hedeflenen frekans aralığında yüzey yansıma katsayısının minimize edilmesi gerekmektedir ($|\Gamma^{ON}| = 0$). Diğer taraftan "kapalı" durumda yansıma katsayısının büyük olması istenmektedir ($|\Gamma^{OFF}| = 1$). Böylece genlik kontrolü ile yansıtıcı ve soğurucu özellikleri kontrol edilebilmektedir. Yüzey yansıma katsayısının elektronik olarak kontrol edebildiği bu durumda uyarlanabilir yapı elde edilmektedir.

2.1. PIN Diyot İle Kontrol

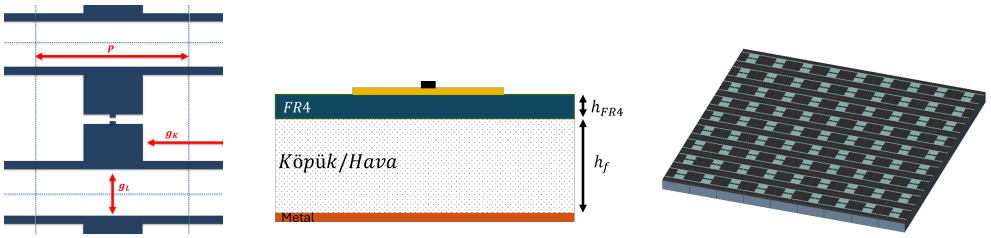
Eş değer devre modelinde yüzey empedansının (Z_{FSY}) dinamik kontrolü, birim hücreye entegre edilen aktif anahtarlama elemanlarıyla sağlanır. Bu çalışmada, RF PIN diyotlar tercih edilmiştir. İleri yön (*forward bias*) akımıyla kontrol edilen bir direnç gibi davranan bu diyotlar, yüzey empedansının elektronik olarak ayarlanmasına imkân tanır. Böylece yapının yansıma katsayısı (Γ) değiştirilerek, "açık" (soğurucu) ve "kapalı" (yansıtıcı) modlar arasında dinamik geçiş sağlanır.

Yüksek frekanslarda RF PIN diyotların ideal dışı parazitik davranışları eş değer devre modelleriyle ifade edilir. Diyot ileri yönde kutuplandığında (açık durum), düşük seri direnç (R_s) ve kılıf kaynaklı seri endüktans (L_s) ile modellenerek elektromanyetik dalgaların soğurulması için gereken rezistif yüzey şartını oluşturur. Ters kutuplamada ise (kapalı durum), toplam eklem (*junction*) kapasitansı (C_T) ve yüksek değerli paralel kaçak direnç (R_p) devreye girer; bu paralel yapıya seri bağlanan paket endüktansı (L_s) kapalı durumdaki toplam empedansı belirler.

3. X Bant Uyarlanabilir Frekans Seçici Yüzey Tasarımı

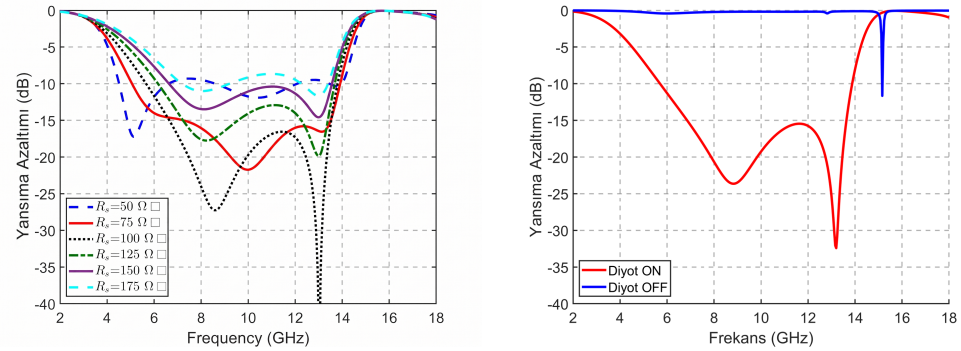
Bu çalışmada, iki paralel besleme hattının ortasında dikdörtgen yapı arasında köprü görevi üstlenen pin diyotun bulunduğu, "H" şeklini andıran bir geometriye sahip uyarlanabilir frekans seçici yüzey tasarımı gerçekleştirilmiştir (Şekil 2a). Uyarlanabilir AFSY yapısı, Şekil 2b'de resmedildiği üzere iletken FSY deseni, FR4 dielektrik plaka, köpük alttaş ve metal plakadan oluşmaktadır. İletken AFSY desenleri arasına Infineon-BAR6402 RF pin diyotları yerleştirilmiştir. Tasarım için seçilen Infineon-BAR6402 RF pin diyotları, geniş bir direnç kontrol aralığı sunmaktadır. Kapasitans ($C_t = 0.2pF$) ve seri endüktans ($L_s = 0.4nH$) değerleri de görece düşüktür. FR4 dielektrik plaka ($h_{FR4} = 0.8\ mm$), arkası metal kaplı $h_f = 5\ mm$ kalınlığındaki köpük ($\varepsilon_r \cong 1.1$) üzerine yerleştirilmiştir.

Oluşturulan yapı, pin diyotun açık ve kapalı olduğu durumlardaki eşdeğer devre verileri ile birlikte gerçeğe en yakın şekilde simülasyon ortamında oluşturulmuştur. Oluşturulan tasarım periyodik birim hücre yöntemi kullanılarak pin diyotun açık ve kapalı durumları analiz edilmiştir. Tasarım parametrelerine ilişkin analiz sonuçlarından elde edilen örnekler, parametrik inceleme ve optimizasyon çalışmalarıyla değerlendirilmiştir. Şekil 2c'de gösterilen AFSY deseni $20\ cm \times 20\ cm$'lik dielektrik plakaya sığabilecek şekilde 14×14 elemandan oluşmaktadır.



Şekil 2. (a) AFSY desen geometrisi, (b) uyarlanabilir AFSY yapısı ve (c) 9x9 birim hücre modeli.

Şekil 3a'daki parametrik analizde, en yüksek RKA azaltımı aktif elemana 0.55 V uygulanarak iç direncin (R_s) 100 Ω yapıldığı durumda elde edilmiştir. Tasarlanan yapı (Şekil 3b), soğurma (ON) modunda 5.7–13.9 GHz'de %84 bant genişliğinde en az 10-dB soğurma sağlamaktadır. Yansıtma (OFF) modunda ise 8–12 GHz bandında maksimum 0.3-dB kayıpla kararlı yansıtıcı yüzey davranışı gösterir.



Şekil 3. Uyarlanabilir AFSY: (a) diyot iç direncinin soğurma etkisi, (b) On/Off yansıma performansı.

4. Sonuç

Bu çalışmada RF PIN diyot ile uyarlanabilir geniş bant AFSY tasarımı ve analizi incelenmiştir. Geniş bantta RKA azaltımı için düşük dielektrik sabitli köpük alttaş kullanılmıştır. Düşük maliyeti nedeniyle FR4 dielektrik plaka tercih edilmiştir. Sonuç olarak %84 bant genişliğinde yansıma azaltımı, soğurma modunda en az 10-dB; yansıma modunda en fazla 0.3-dB elde edilmiştir. Analizler tek bir tasarım topolojisi üzerinde yapılmıştır. Farklı tasarım topolojileri ile daha geniş bant genişliğinde RKA azaltımı üzerine çalışmalar devam etmektedir. Tasarımı sunulan yapı üretim aşamasındadır. Konferansta yansıma azaltımı sonuçları ve farklı besleme ağı yapıları gösterilecektir.

Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK 1501-Sanayi Ar-Ge Destek Programı kapsamında desteklenmektedir.

Kaynaklar

[1] B. A. Munk, Frequency Selective Surfaces: Theory and Design, Wiley, New York, 2000.

[2] F. Costa, A. Monorchio, and G. Manara, "Analysis and design of ultra thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces," IEEE Trans. Ant. and Propag., vol. 58, no. 5, pp. 1551–1558, 2010.

[3] M. Li, S. Xiao, Y.-Y. Bai, and B.-Z. Wang, "An ultrathin and broadband radar absorber using resistive FSS," IEEE Ant. and Wireless Propag. Lett., vol. 11, pp. 748–751, 2012.

[4] I. Jung, Z. Peng and Y. Rahmat-Samii, "Recent Advances in Reconfigurable Electromagnetic Surfaces: Engineering Design, Full-Wave Analysis, and Large-Scale Optimization," in Electromagnetic Science, vol. 2, no. 3, pp. 1-25, September 2024.

Sub-6 GHz 5G Uygulamaları için Anahtarlamalı Hüzmeli Akıllı Anten Dizisi Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

Mehmet Tunç Özdaş[1], Berke Altın[1], Zeynep Mine Tahancı[1], Mustafa Seçmen[1], Mehmet Altuntaş[2]
[1]Yaşar Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İzmir
tuncozdas@gmail.com, baberkealtin113@gmail.com, zeynepminetahanci@gmail.com, mustafa.secmen@yasar.edu.tr

[2]Türk Telekom A.Ş.
Ankara
mehmet.altuntas@turktelekom.com.tr

Özet: *Bu çalışmada, 6 GHz altı (sub-6 GHz) 5G haberleşme uygulamaları için 3.3–3.8 GHz frekans bandında empedans uyumu (|S_{11}| < -10 dB) sağlayan, anahtarlamalı hüzmeli bir akıllı anten sisteminin tasarımı, optimizasyonu ve üretimi gerçekleştirilmiştir. Önerilen sistem; 4×1 doğrusal (lineer) mikroşerit trapezoidal tek kutuplu anten dizisi, bant dışı istenmeyen frekansları bastıran altıncı dereceden mikroşerit saç tokası bant geçiren filtre, hüzme yönlendirme işlevini üstlenen 4×4 Butler Matrisi ve hüzme seçimi için entegre edilen tek kutuplu dört yollu (SP4T) bir RF anahtardan oluşmaktadır. RF anahtarın kontrolü, Raspberry Pi Pico 2W mikrodenetleyicisi ile otomatik olarak sağlanmıştır. Sistem bileşenleri Rogers RO4003C alttaşı üzerinde, CST Studio Suite yazılımı kullanılarak elektromanyetik olarak modellenmiş ve simüle edilmiştir. Üretimi yapılan prototipin deneysel ölçüm sonuçları, simülasyon (benzetim) verileriyle karşılaştırılarak doğrulanmıştır.*

Abstract: *In this study, a switched-beam smart antenna system is designed, optimized, and fabricated to provide impedance matching (|S_{11}| < -10 dB) in the 3.3–3.8 GHz frequency band for sub-6 GHz 5G communication applications. The proposed system consists of a 4×1 linear microstrip trapezoidal monopole antenna array, a sixth-order microstrip hairpin bandpass filter that suppresses out-of-band unwanted frequencies, a 4×4 Butler Matrix that performs the beam steering function, and a single-pole four-way (SP4T) RF switch integrated for beam selection. RF switch is automatically controlled by a Raspberry Pi Pico 2W microcontroller. The system components are modeled and simulated using CST Studio Suite software on RO4003C substrate. The experimental measurement results of the fabricated prototype were verified by comparing them with the simulation data.*

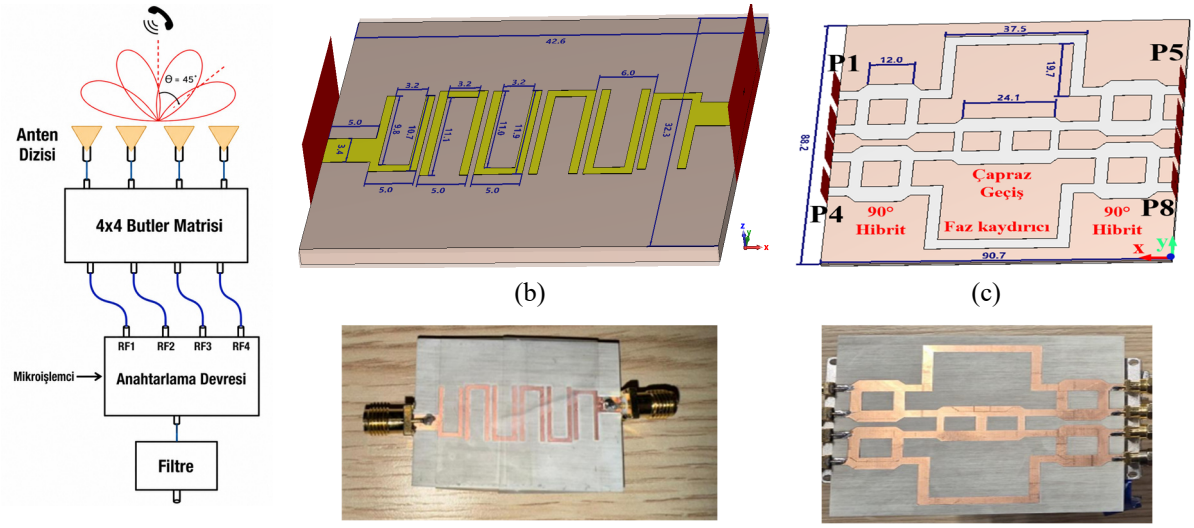
1. Giriş

5G sistemlerinde yüksek veri hızı ve kesintisiz iletişim için antenlerin dinamik kullanıcı yönelimlerine uyum sağlaması kritiktir [1], [2]. Karmaşık ve yüksek maliyetli faz dizili antenlerin aksine, önceden tanımlı hüzmeler arasında geçiş yapan anahtarlamalı akıllı sistemler çok daha pratik bir çözüm sunar [3]. Bu doğrultuda çalışmada; 3.3–3.8 GHz bandında çalışan, Butler matrisi tabanlı ve alınan en güçlü sinyale (RSSI) göre hüzmesini otomatik olarak seçen kompakt bir akıllı anten sistemi geliştirilmiştir.

2. Sistem Bileşenleri, Tasarımı ve Simülasyon Sonuçları

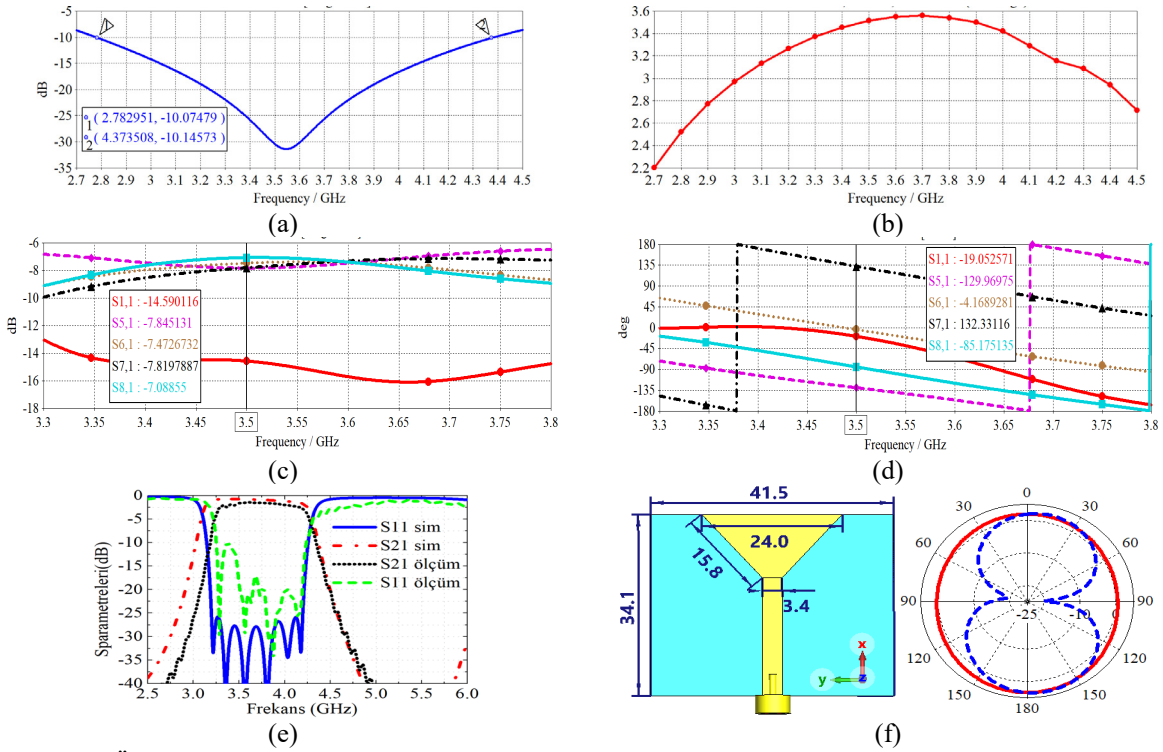
Şekil 1'de geometrisi ve boyutları verilen sistem bileşenleri (4×1 anten dizisi, 4×4 Butler Matrisi, saç tokası filtre ve HMC7992 SP4T RF anahtar), 1.524 mm kalınlığındaki Rogers RO4003C (ε_r = 3.55, tan δ = 0.0027) alttaşı üzerinde CST Studio Suite ile modellenip optimize edilmiştir. Sistemin çalışma prensibi gereği; gelen RF sinyali filtrelendikten sonra, mikrodenetleyici kontrollü anahtar üzerinden Butler Matrisinin ilgili girişine yönlendirilir. Matris, anten elemanlarını yaklaşık eş genlikli ve eş faz farklarıyla (±45° ve ±135°) besleyerek dört farklı yönde hüzme oluşturur [4].

Sistem bileşenlerine ait S-parametreleri, Şekil 2'te sunulmuştur. Yama anten, 2.78–4.37 GHz aralığında (OBG: %44.5) |S_{11}| < -10 dB empedans uyumu sağlarken, 3.5 GHz'de 3.52 dBi tepe kazancına sahiptir. E-düzleminde dipol benzeri 8-şekilli, H-düzleminde ise tüm yönlü ışıma yapmakla beraber kazanç değerleri yanca düzleminde 0 dB'ye kadar düşmektedir. Saç tokası filtre, 3.2–4.2 GHz bandında simülasyonlarla iyi bir uyum göstermiş (Şekil 2e) ve araya girme kaybı (|S_{21}|) en kötü -1.5 dB olarak ölçülmüştür. 4×4 Butler matrisinin 3.3–3.8 GHz aralığında geri dönüş kaybı 12 dB'den iyidir (Şekil 2c). Çıkış portlarına güç iletimi -7.08 ile -7.84 dB arasındadır ve ardışık portlar arası faz farkları ise, port 1'den beslendiği durumdaki ideal 135°'den yalnızca ±5–10° sapmaktadır. Bu sonuçlar, matrisin geniş bantta kararlı hüzme yönlendirmesi yapabildiğini göstermektedir.



(a) (b) (c) (d) (e)

Şekil 1. (a) Önerilen akıllı anten sisteminin blok yapısı (b) saç tokası filtre simülasyonu görünümü (c) 4×4 Butler Matrisi simülasyon görünümü (d) saç tokası filtre prototip; (e) 4×4 Butler Matris prototip.



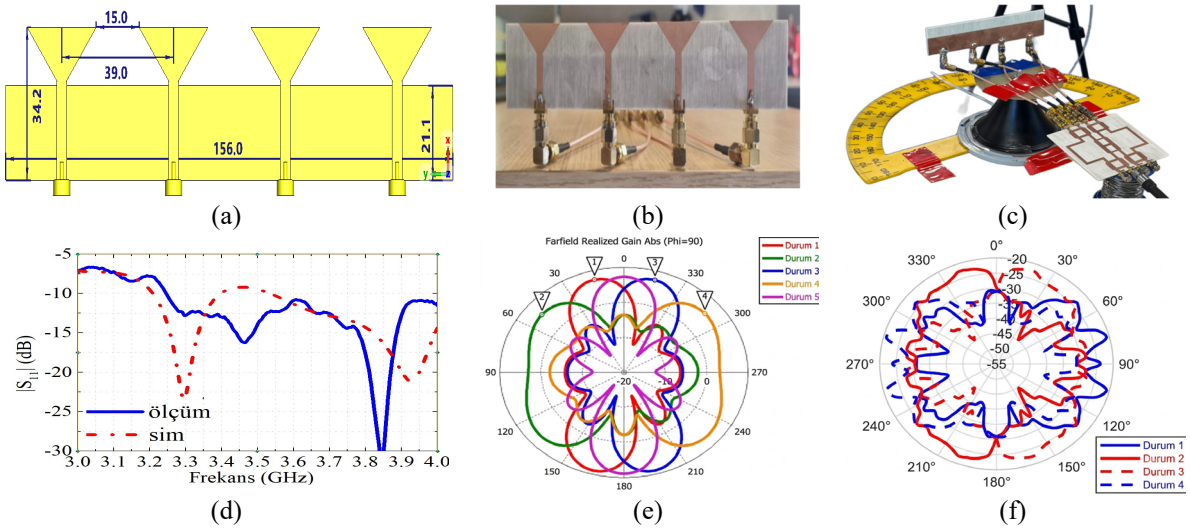
(a) (b) (c) (d) (e) (f)

Şekil 2. Önerilen tasarıma ait simülasyon sonuçları: (a) Birim anten $|S_{11}|$, (b) tepe kazancı (dBi), (c) Butler Matrisi genlik, (d) faz karakteristiği; Saç tokası filtre ölçüm ve simülasyon sonuçları (e) $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ değerleri (f) birim antenin 3.5 GHz'deki simülasyon ışıma örüntüleri (H düzlemi-kırmızı; ϕ=90º, E düzlemi-mavi; ϕ=0º).

3. Sistemin 4×1 Dizi Anten Geometrisi, Üretimi ve Ölçüm Sonuçları

Şekil 3'te; 4×1 dizi anten geometrisi ile elemanlar arası uzaklıklar (Şekil 3a), üretilen 4×1 anten prototipi ve ölçümler amacıyla 4×4 Butler matrisi ile entegre edilen 4×1 dizi anten yapısı sunulmuştur. Birim anten elemanların merkezden merkeze uzaklığı başlangıç koşulu olarak $0.5\lambda_0$ seçilmiştir ve optimizasyon sonucunda optimal değeri $0.46\lambda_0$ (λ_0 3.5 GHz'de serbest uzay dalga boyu 85 mm) olarak bulunmuştur [5], [6]. Elde edilen simülasyon sonuçları, 4×4 Butler matrisinden ±45° ve ±135° eş faz farkları ile beslenmesi sonucu beklenen ±15° ve ±45° hüzme açı değerleriyle uyumludur (Şekil 3e). Anten dizisi, ana hüzme doğrultusu (Durum 5) ve ±15° hüzme

durumları için yaklaşık 8.5 dBi kazanca sahip iken ±45° hüzme durumları için kazanç 7 dBi'dir. Tasarlanan 4x4 Butler matrisi ile beslenen 4×1 anten dizisinin simülasyon ve ölçüm yansıma katsayıları, Şekil 3d'de verilmiştir. 3.2–3.9 GHz frekans bandında empedans uyumu -10 dB'den iyidir ve ölçümle simülasyon sonuçları uyumludur.



Şekil 3. (a) 4×1 dizi anten geometrisi, (b) 4×1 dizi anten üretim, (c) 4×1; Butler matrisi ve 4×1 dizi anten: (d) yansıma katsayısı ölçüm ve simülasyon sonuçları; Butler matrisi ile beslenen dizi antenin 3.5 GHz merkez frekansındaki "durum 1-4" için ışıma örüntüleri (e) simülasyon, (f) ölçüm sonuçları.

Geliştirilen sistemin otonom karar verme yeteneğini deneysel olarak test etmek amacıyla; MATLAB, Agilent FieldFox N9912A VNA (0-4 GHz) ve mikrodenetleyici olarak Raspberry Pi Pico 2W entegrasyonuyla kapalı döngü bir akıllı çalışma düzeneği kurulmuştur (Şekil 3c). Test süreci kapsamında, MATLAB üzerinden mikrodenetleyiciye iletilen eş zamanlı komutlarla, her bir anahtar durumu (RF1, RF2, RF3 ve RF4) için 3.5 GHz merkez frekansı çevresindeki iletim katsayısı seviyeleri anlık olarak ölçülmüştür. Sistemin kararlılığını sınayan iki tam tur tarama sonucunda, en yüksek sinyal gücüne (S_{21} değerine) sahip port (örneğin, -40.35 dB), algoritma tarafından tespit edilmiş ve sistem başarılı bir şekilde otonom olarak bu porta kilitlenmiştir. Her kilitlenme durumu için (durum 1-4), ışıma örüntüleri Şekil 3f'de ölçülmüş olup anten dizisi ölçüm kazancı, (filtre ve Butler matristen gelen kayıplar hariç tutularak) simülasyonlardan 1-1.5 dBi düşük elde edilmiştir. Yanca düzlemi için büyük bir açı aralığında 5 dBi'den fazla kazanç bulunmuştur. Ölçülen ışıma hüzme açılarının simülasyonlarla oldukça yakın çıkması, üretilen bütünleşmiş prototipin pratik uygulamalardaki başarısını göstermektedir.

4. Vargı

Bu çalışmada, sub-6 GHz 5G uygulamaları için 3.3–3.8 GHz bandında çalışan anahtarlamalı hüzmeli akıllı anten dizisi tasarlanmış, üretilmiş ve tasarım, ölçüm sonuçlarıyla doğrulanmıştır. Ölçümler; saç tokası filtre ve Butler Matrisi'nin hedef genlik/faz karakteristiklerini sağladığını, 4×1 anten dizisinin ise Pico 2W kontrollü anahtar yardımıyla otonom hüzme seçimini başarıyla gerçekleştirdiğini göstermiştir. Gelecek çalışmalarda, MIMO uyumlu çoklu dizi mimarileri geliştirilebilir; ayrıca düşük kayıplı kablo ve bütünleşmiş PCB yapıları kullanılarak sistem performansı daha da artırılabilir.

Kaynaklar

[1] Huang Y., "Challenges and Opportunities of Sub-6 GHz Integrated Sensing and Communications for 5G-Advanced and Beyond," Chinese Journal of Electronics, cilt 33, no. 2, s.323-325, 2024.
[2] Kang S. S., Singh K. D. ve Kumari S., "Smart antenna for emerging 5G and application," Printed Antennas: Design and Challenges, CRC Press, 2022, s.203-218.
[3] Lee S., Lee Y. ve Shin H., "A 28-GHz switched-beam antenna with integrated Butler matrix and switch for 5G applications," Sensors, cilt 21, no. 15, 2021.
[4] Vallappil A. K., Rahim M. K. A., Khawaja B. A., Murad N. A. ve Mustapha M. G., "Butler Matrix based beamforming networks for phased array antenna systems," IEEE Access, cilt 9, s.3970-3987, 2021.
[5] Nguyen D. D. ve Seo C., "A wideband high gain trapezoidal monopole antenna backed by frequency selective surface," Microwave and Optical Technology Letters, cilt 63, no. 9, s.2392-2399, 2021.
[6] Balanis C. A., Antenna Theory: Analysis and Design, 4. baskı, Wiley, Hoboken, 2016.

2.4 GHz ISM Bandı için Seyrek Voxel-PIFA Anten Tasarımı

Eslem Didar METİN, Ceren ÇELİK, Hulusi AÇIKGÖZ
Ankara Medipol Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
eslem.metin@std.ankaramedipol.edu.tr, ceren.celik1@std.ankaramedipol.edu.tr,
hulusi.acikgoz@ankaramedipol.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada 2.4 GHz ISM bandı için toprak düzlemi destekli, düzlemsel ters-F anten (Planar Inverted-F Antenna, PIFA) benzeri, üç boyutlu hacim hücrelerinden (voxel) oluşan seyrek bir anten topolojisi tasarlanmıştır. Önerilen yapıda, 120 olası voxel konumundan 49'u iletken seçilerek metal doluluk oranı azaltılmış ve hedef frekansta -10 dB uyum korunmuştur. İki aşamalı süreçte 81 geometrik aday ve 12 seyrek yerleşim değerlendirilmiştir. Nihai yapıda S_{11}(2.4 GHz) = -10.12 dB, 107.2 MHz bant genişliği ve 3.59 dBi gerçekleşen kazanç elde edilmiştir.*

Abstract: *A ground-plane-supported, planar inverted-F antenna (PIFA)-like sparse topology composed of three-dimensional volumetric cells (voxels) is designed for the 2.4 GHz ISM band. The contribution is reducing metallic occupancy by selecting 49 of 120 possible voxel positions while preserving the -10 dB matching criterion at the target frequency. In the two-stage process, 81 geometric candidates and 12 sparse arrangements are evaluated. The final structure provides S_{11}(2.4 GHz) = -10.12 dB, 107.2 MHz bandwidth and 3.59 dBi realized gain.*

1. Giriş

Kablosuz haberleşme sistemlerinde düşük profil, kompakt boyut, uygun empedans uyumu ve yeterli ışıma performansı temel anten tasarım gereksinimleridir. Wi-Fi, Bluetooth, IoT ve kablosuz sensör ağlarında yaygın kullanılan 2.4 GHz ISM bandı için küçük hacimli anten yapıları önem taşımaktadır. Düzlemsel ters-F anten (PIFA), toprak düzlemi üzerinde düşük profilli yapı sağlayan bir anten türüdür. PIFA tabanlı antenlerde rezonans ve empedans uyumunu iyileştirmeye yönelik geometrik düzenlemeler [1], küçük hacimli Wi-Fi antenlerinde ise besleme ve geometrik parametrelerin etkileri incelenmiştir [2]. Rezonans frekansı, yansıma katsayısı, bant genişliği ve gerçekleşen kazanç temel anten performans ölçütleridir [3]. Voxel, anten hacmini ayrık üç boyutlu hücrelere bölerek iletken veya boş hücre seçimiyle geometri oluşturulmasını sağlayan bir hacim elemanıdır [4]. Bu çalışmada 2.4 GHz ISM bandında çalışan, toprak düzlemi destekli, tek bantlı ve PIFA tabanlı seyrek voxel anten topolojisi sunulmaktadır.

2. Anten Modeli ve Tasarım Yöntemi

Anten 90 mm × 55 mm boyutlarında bir toprak düzlemi üzerinde tanımlanmıştır. Nihai radyatör alanı 75 mm × 28 mm, toplam radyatör yüksekliği ise 16 mm'dir. Voxel uzayı 8 × 5 × 3 düzeninde 120 olası konumdan oluşmakta olup nihai yerleşimde bu konumların 49'u iletken olarak seçilmiştir. Voxel boyutu 9.38 mm × 5.60 mm × 5.33 mm'dir.

Radyatör bölgesi 16 mm toplam yükseklikte üç voxel katmanı olarak düzenlenmiştir. Modelde radyatör çevresi hava ortamı olarak kabul edilmiştir. Besleme noktası x = -23.44 mm, y = 0 mm; kısa devre elemanı x = -32.81 mm, y = 0 mm konumundadır. Komşu iletken voxel bloklar temas ederek sürekli radyatör yolu oluşturur. Tasarım süreci iki aşamada yürütülmüştür. İlk aşamada boyut ve bağlantı konumları için 81 aday değerlendirilmiş; ikinci aşamada seçilen temel geometri üzerinde 12 seyrek voxel yerleşimi denenmiştir. Adaylar, 2.4 GHz'deki S_{11} değeri, minimum S_{11} frekansının hedefe yakınlığı ve -10 dB eşiğini sağlama durumuna göre değerlendirilmiştir.

Tablo 1. Tasarım sürecinde kullanılan tarama ve aday seçimi özeti.

Aşama	Değerlendirilen büyüklük	Aday sayısı	Seçim amacı
Boyut ve bağlantı taraması	Radyatör boyutu, yükseklik, besleme ve kısa devre konumu	81	2.4 GHz çevresinde uygun temel geometriyi belirleme
Seyrek voxel yerleşimi	120 olası konum içinden iletken hücre seçimi	12	Metal doluluk oranını azaltırken -10 dB uyumu koruma

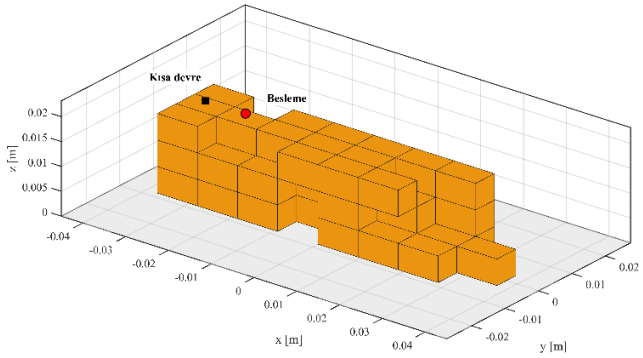
Empedans uyumu, besleme portundaki yansıma katsayısı Γ(f) üzerinden hesaplanan S_{11} parametresiyle değerlendirilmiştir:

$$S_{11}, dB(f) = 20\,log_{10}|\Gamma(f)|, \quad \Gamma(f) = \frac{(Zin(f) - Z_0)}{(Zin(f) + Z_0)}, \quad Z_0 = 50\,\Omega \tag{1}$$

Bu çalışmada 2.4 GHz için -10 dB eşiği empedans uyumu ölçütü alınmıştır. Seyrek yerleşim için metal doluluk oranı ρ aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$\rho = \frac{N_{dolu}}{N_{toplam}} = \frac{49}{120} = 0.4083 \approx \%40.83 \tag{2}$$

3. Sonuçlar ve Değerlendirme



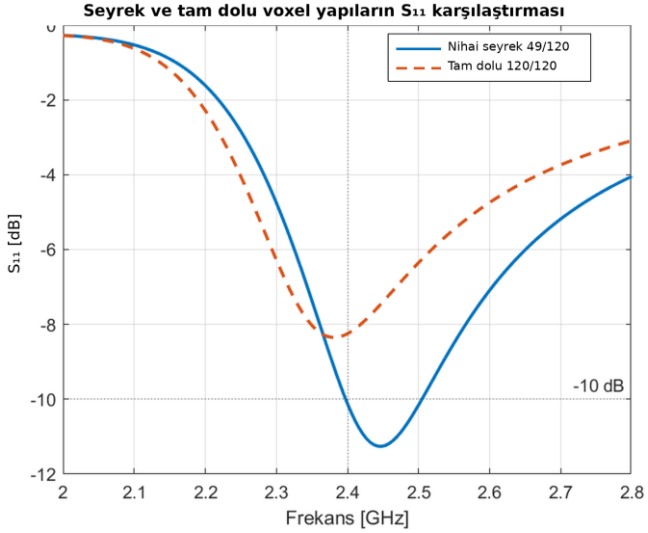
Şekil 1. Nihai seyrek Voxel-PIFA anten geometrisi ve besleme-kısa devre konumları.

Şekil 1'de nihai seyrek Voxel-PIFA anten geometrisi gösterilmiştir. Yapı, toprak düzlemi üzerinde konumlandırılmış seçili iletken voxel elemanlardan oluşmaktadır. Besleme ve kısa devre noktaları şekil üzerinde belirtilmiştir. 8 × 5 × 3 düzenindeki 120 olası voxel konumundan 49'u iletken olarak seçilmiş ve komşu iletken blokların temas etmesiyle sürekli bir radyatör yolu oluşturulmuştur.

Tablo 2. Aynı dış boyut ve aynı besleme-kısa devre konumunda tam dolu ve seyrek yerleşim sonuçları.

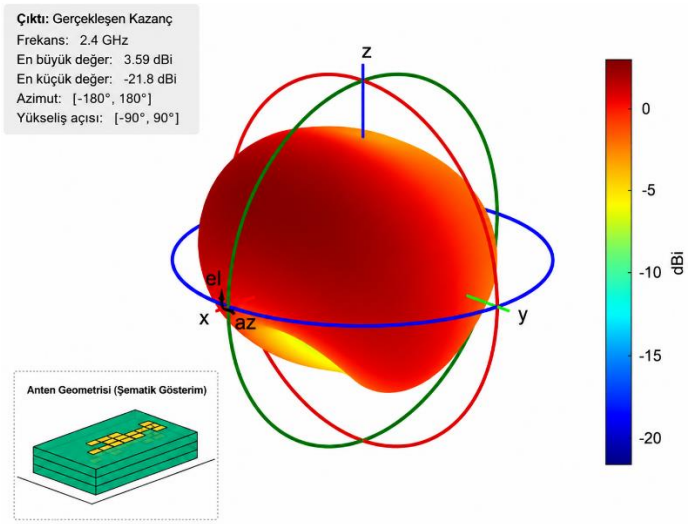
Yapı	Dolu voxel	S_{11}(2.4 GHz)	$Min.\ S_{11}$ / f_{min}	-10 dB bandı	Gerçekleşen kazanç
Tam dolu	120/120	-8.25 dB	-8.35 dB / 2.379 GHz	Yok	3.21 dBi
Nihai seyrek	49/120	-10.12 dB	-11.26 dB / 2.448 GHz	2.397-2.505 GHz (107.2 MHz)	3.59 dBi

Tablo 2'ye göre, dış boyutlar ve besleme-kısa devre konumları sabitken tam dolu yerleşim -10 dB eşiğine ulaşamamış; 49/120 dolu voxel içeren nihai yapı 2.397-2.505 GHz aralığında 107.2 MHz bant genişliği sağlamıştır.



Şekil 2. Tam dolu ve nihai seyrek voxel yerleşimlerinin 151 noktalı S_{11} doğrulama karşılaştırması.

Şekil 2'de tam dolu ve nihai seyrek voxel yerleşimlerinin S_{11} eğrileri karşılaştırılmıştır. Seyrek voxel taramasında seçilen nihai aday, 91 frekans noktalı ön taramada S_{11} (2.4 GHz) = -11.74 dB değeriyle en uygun yerleşim olarak belirlenmiştir. Nihai performans 2.0-2.8 GHz aralığında yapılan 151 frekans noktalı doğrulama analizine göre raporlanmış; S_{11} (2.4 GHz) = -10.12 dB ve minimum S_{11} = -11.26 dB, f_{min} = 2.448 GHz elde edilmiştir.



Şekil 3. Nihai seyrek antenin 2.4 GHz'de gerçekleşen kazanç ışıma deseni.

Şekil 3'te nihai seyrek yapıda 2.4 GHz'de gerçekleşen kazanç 3.59 dBi olarak elde edilmiştir. Bu değer, -10 dB empedans bant genişliği ile birlikte değerlendirildiğinde önerilen yapının 2.4 GHz çevresinde kullanılabilir bir ışıma performansı sunduğunu göstermektedir. 75 mm radyatör uzunluğunda 8 mm yükseklikte rezonans yaklaşık 3.35 GHz, 12 mm'de 2.70 GHz, 16 mm'de ise 2.4 GHz bandı çevresindedir. Bu nedenle nihai yapı için 16 mm yükseklik seçilmiştir. Önerilen yapı, 2.4 GHz IoT, kablosuz sensör ve gömülü haberleşme uygulamaları için kullanılabilecek bir anten topolojisi sunmaktadır.

4. Sonuç

Bu çalışmada 2.4 GHz ISM bandı için toprak düzlemi destekli, PIFA-benzeri seyrek Voxel-PIFA anten tasarımı sunulmuştur. İki aşamalı tasarım sürecinde önce temel boyutlar ile besleme ve kısa devre konumları belirlenmiş, ardından 8 × 5 × 3 voxel uzayındaki 120 olası konumdan 49'u iletken hücre olarak seçilmiştir. Aynı dış boyutlar ve aynı besleme-kısa devre konumu altında yapılan karşılaştırmada, tam dolu 120/120 voxel yerleşimi -10 dB empedans uyumu sağlayamazken, nihai seyrek yapı S_{11}(2.4 GHz) = -10.12 dB, 107.2 MHz -10 dB bant genişliği ve 3.59 dBi gerçekleşen kazanç değerlerine ulaşmıştır. Elde edilen sonuçlar, yönlendirilmiş iletken voxel yerleşiminin metal doluluk oranını azaltırken 2.4 GHz bandında kullanılabilir empedans uyumu ve ışıma performansı sağlayabildiğini göstermektedir.

5. Kaynaklar

[1]. Zhang, W., Li, Y., Wei, K. ve Zhang, Z., "Dual-Band Decoupling for Two Back-to-Back PIFAs," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 71, no. 3, s. 2802-2807, 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3234175.
[2]. Gao, S., Chang, L., Zhang, A., Li, Y. ve Zhang, Z., "Small-Volume Microstrip Patch Antennas Exactly Covering Wi-Fi 6 Bands of 2.4–2.5 GHz and 5.15–5.85 GHz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 71, no. 7, s. 5739-5748, 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3273920.
[3]. Balanis, C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*. 4. baskı, Wiley, Hoboken, A.B.D., 2016.
[4]. Ramírez Arroyave, G. A. ve Araque Quijano, J. L., "Optimization and Additive Manufacture of a Miniature 3-D Pixel Antenna for Dual-Band Operation," *Progress In Electromagnetics Research B*, cilt 85, s. 163-180, 2019.

Orta-Enlemde İyonküre Katman Kalınlığının Parametrik Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu ile Karakterizasyonu

O. Koroglu*, F. Arikan
Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
okoroglu@ieee.org, arikan@hacettepe.edu.tr

Özet: *İyonküre katman kalınlığı; uydu haberleşme ve seyrüsefer sinyallerinin içinden yayıldığı iyonkürede, kritik frekans ile Toplam Elektron İçeriği (TEİ) arasındaki ilişkiyi birbirine bağlayan önemli bir parametredir. Bu çalışmada, literatürde çoğunlukla ortalama veya ortanca değeriyle nitelenen katman kalınlığının, iyonosonda ve GNSS alıcı verileri kullanılarak üç Avrupa orta-enlemde (Juliusruh, Pruhonice, Roma) için 2009, 2012 ve 2014 yıllarında IONOLAB-PDF yöntemiyle parametrik Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu (OYF) kestirilmiştir. Katman kalınlığının hesaplanmasında kullanılan TEİ, GNSS alıcılarından; foF2 ise iyonosonda ölçümlerinden elde edilmiştir. Aday dağılımlar arasından En Büyük Olabilirlik Oranı sınamasına göre seçim yapılmıştır. Katman kalınlığının bağlı olduğu TEİ ve foF2 ile benzer şekilde, orta enlemde dağılımlar ağırlıkla Lognormal ve Weibull bulunmuştur. Parametrik ortalama ve standart sapmanın saatlik, mevsimsel ve güneş etkinliğine bağlı değişimi sunulmuştur.*

Abstract: *The ionospheric slab thickness is a key parameter that relates the critical frequency and the Total Electron Content (TEC), through which satellite communication and satellite navigation signals propagate. In this study, the parametric probability density function (PDF) of the slab thickness — generally characterized in the literature only by its mean or median value — is estimated by the IONOLAB-PDF technique using co-located ionosonde and GNSS receiver data for three European mid-latitude stations (Juliusruh, Pruhonice, Rome) for the years 2009, 2012 and 2014. The TEC used in computing the slab thickness is obtained from the GNSS receivers, and foF2 from the ionosonde measurements. The most likely candidate distribution was selected by means of the maximum-likelihood-ratio test. Similar to the behavior of underlying TEC and foF2 parameters, the slab-thickness distributions at mid-latitudes were found to be predominantly Lognormal and Weibull. The diurnal, seasonal and solar-activity dependence of the parametric mean and standard deviation is presented.*

1. Giriş

Uzay ve yerküre arasında radyo dalgalarının yayılımı başta olmak üzere kısa dalga (HF) haberleşmesi ve uzaktan algılama açısından çok önemli bir katman olan İyonküre, uzay zamanda değişken ve oldukça dinamik bir yapıya sahiptir. İyonkürenin bu değişken davranışı, uzayda düzgün dağılmamış, yön bağımlı ve doğrusal olmayan bir yayılım ortamı olmasından kaynaklanmaktadır. İyonküre farklı yüksekliklerde tanımlanmış katmanlardan oluşmaktadır. Bunlardan haberleşme ve seyrüsefer açısından en önemli katman F2 katmanıdır. Elektron yoğunluğunun en yüksek olduğu bu katmanın kritik frekansı foF2, düşey doğrultuda gönderilen bir radyo dalgasının katmandan yansıyabildiği en büyük frekans olup katman tepesindeki elektron yoğunluğuna karşılık gelen plazma frekansına eşittir [1]. Buna göre F2 katmanı tepe elektron yoğunluğu NmF2, MHz cinsinden foF2'den Eşitlik (1) ile elde edilir:

(1)

En önemli iyonküre parametrelerinden bir diğeri Toplam Elektron İçeriği (TEİ)'dir. TEİ, iyonküre elektron yoğunluğunun L ile gösterilen bir doğrusal yol boyunca çizgi integrali olarak tanımlanır ve Eşitlik (2)'de verilmiştir. Birimi TECU'dur (1 TECU =).

(2)

İyonküre katman kalınlığı $\tau = TEİ/N_mF2$ olarak tanımlanır ve tüm serbest elektronların, yoğunluğu F2 katmanı tepe yoğunluğu NmF2'ye eşit, sabit yoğunluklu bir katmanda toplanması durumunda iyonkürenin sahip olacağı eşdeğer düşey kalınlığı temsil eder [1]. İyonküre katman kalınlığı ise Eşitlik (3) ile verilmiştir [2]:

(3)

Yukarıdaki eşitlikte TEİ el/m², NmF2 el/m³ birimlerinde alındığında τ metre cinsindendir; bulgular km'dir. Bu parametre, iyonkürenin tüm katmanlarından bilgi içeren TEİ ile F2 katmanı tepe yoğunluğu NmF2'yi ilişkilendirdiğinden, iyonkürenin düşey yapısına ve güneş ile jeomanyetik etkinliğe duyarlıdır [3]. Konumlama ve uzay havası izleme açısından önemine karşın, mevcut iklimsel çalışmalar çoğunlukla noktasal istatistikleri raporlamakta; dağılımın tümü, kuyruk yapısı ve belirsizlik sınırları hakkında sınırlı bilgi vermektedir [2]. Gauss dağılımından uzak ve ortalama/ortancalardan farklılaşan kuyruklu davranış, güvenlik açısından kritik uygulamalarındaki hataları önemli ölçüde etkileyebilir. Bu çalışmada, katman kalınlığının noktasal yerine tam dağılımsal karakterizasyonunu sağlamak amacıyla IONOLAB-PDF parametrik kestirim yöntemi [4] uygulanmış; parametrik ortalama ve standart sapmanın saatlik, mevsimsel ve güneş etkinliğine bağlı değişimi incelenmiştir.

2. Veri ve Yöntem

Çalışmada üç Avrupa orta-enlem istasyonundan Çizelge 1'de sunulan (Juliusruh, Pruhonice, Roma) eş-konumlu iyonosonda ve GNSS alıcı ölçümleri kullanılmıştır. GNSS verilerinden IONOLAB-TEC yöntemiyle [5-6] elde edilen ve yerel başucu (zenit) doğrultusunda düzgünleştirilmiş düşey TEİ (VTEC) değerleri kullanılmıştır. Her iyonosonda, benzer konumda bulunan GNSS alıcısı ile eşleştirilmiştir. Her istasyon çifti verileri kullanılarak Eşitlik (3)'te verilen iyonküre katman kalınlığı değerleri hesaplanmıştır. Bu istasyonlara ait veriler, güneş etkinliğinin sırasıyla düşük, orta ve yüksek olduğu 2009, 2012 ve 2014 yılları için incelenmiştir. foF2 değerleri 15 dk. çözünürlüklü iyonogramlardan alınmış, TEİ değerleri 2,5 dk çözünürlükle IONOLAB-TEC yönteminden elde edilerek foF2 zamanlarıyla eşlenmiştir.

Çizelge 1. Eş-konumlu iyonosonda ve GNSS istasyonları: coğrafi ve jeomanyetik koordinatlar.

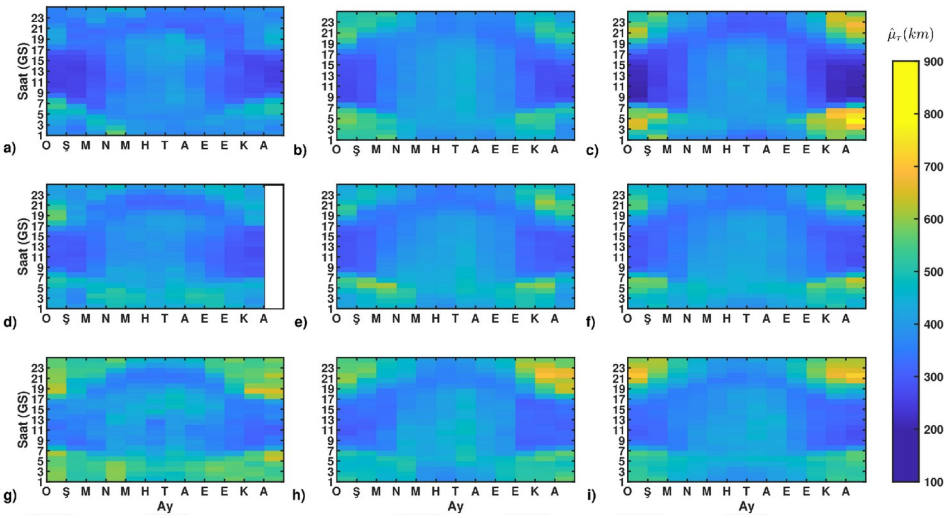
İstasyon (tür)	Kod	Coğrafi Enlem (°K)	Coğrafi Boylam (°D)	Jeomanyetik Enlem (°K)	Jeomanyetik Boylam (°D)
Juliusruh (iyonosonda)	JR055	54,60	13,40	53,97	99,51
Sassnitz (GNSS)	sass	54,51	13,64	53,84	99,69
Pruhonice (iyonosonda)	PQ052	50,00	14,60	49,34	98,57
Ondrejov (GNSS)	gope	49,91	14,79	49,22	98,71
Roma (iyonosonda)	RO041	41,90	12,50	41,85	93,66
Roma (GNSS)	m0se	41,89	12,49	41,84	93,65

IONOLAB-PDF, iyonküre ölçümlerinin istatistiklerini parametrik olarak modelleyen bir kestirim yöntemidir [4]. Eş-zamanlı örnekler yıllık, mevsimlik ve aylık pencerelerde saat-içi gruplandırılır; N örnekten oluşmuş veriler için deneysel dağılım oluşturulduktan sonra aday OYF ailesi uyumlandırılır: Gauss (G), Rayleigh Genlik (RV), Rayleigh Güç (RP), Lognormal (LN), Weibull (WB) ve K-Dağılımı (KD). Lognormal ve Gauss parametreleri kapalı çözüme sahipken WB, RV, RP ve KD parametreleri Momentler Yöntemi ile kestirilir. En uygun OYF, Eniyiolabilirlik Oranı sınamasıyla seçilir: $R_{KD} > 1$ ise K-Dağılımı, değilse $R_{RV} > 1$ ise Rayleigh Genlik, $R_{RP} > 1$ ise Rayleigh Güç, $R_{WB} > 1$ ise Weibull, $R_G > 1$ ise Gauss; diğer durumlarda Lognormal dağılım olarak karar verilir. Seçilen OYF'nin parametrelerinden, her istasyon, ay ve saat aralığı için katman kalınlığının parametrik ortalaması ve standart sapması değerleri kestirilmiştir.

3. Bulgular

Tüm istasyon, yıl ve saat-içi pencerelerde seçilen OYF'ler Lognormal ve Weibull dağılım olarak kestirilmiştir. Bu sonuç, iyonküre parametrelerinin orta enlemdeki genel davranışıyla uyumludur [4]. Her iki aile de tek yönlü ve pozitif çarpık olduğundan katman kalınlığı dağılımı doğası gereği Gauss-dışıdır. İyonküre değişkenliğinin yüksek olduğu zamanlarda (gün doğumu/batımı ve gün-tün eşitliği saatleri) kestirimlerde çarpıklık artar. Bu durum, eş-zamanlı ve pozitif iki büyüklüğün (TEİ ve NmF2) oranı, katman kalınlığının her iki değişkenin birleşik istatistiğini yansıtmasının bir sonucudur. Şekil 1'de katman kalınlığının parametrik OYF'lerden elde edilen ortalama kestirimleri $\hat{\mu}\tau$ gösterilmektedir. Şekil 1d'de (JR055, 2012) Aralık ayına ait foF2 ölçümü bulunmadığından bu aya karşılık gelen sütun beyaz bırakılmıştır. Parametrik ortalama düzenli günlük, mevsimsel ve enlemsel yapı sergilemekte; kış geceleri dışında çoğunlukla 600 km'nin altında kalmaktadır. Kış aylarında öğle saatlerinde (08–16 GS) en kuzeydeki istasyonda (JR055) ortalama yaklaşık 200 km'ye inmekte, gece saatlerinde yükselmektedir; yaz öğle değerleri kış öğle düzeyinin yaklaşık 100 km üzerindedir. Kış aylarında gün içi dinamik aralık kuzeyden güneye genişlemekte, en güneydeki istasyonda (RO041) kış gece ortalaması yaklaşık 800 km'ye ulaşmaktadır. 2014'te artan güneş etkinliği hem seviyeyi hem de değişkenliği yükseltmekte ve bu artış kuzey istasyonunda daha

belirgin görülmektedir. Sonuçlar günlük, mevsimsel ve enlemsel örüntüler, orta enlemde eş-konumlu iyonosonda ve GNSS alıcıları kullanılarak yürütülen bağımsız klimatoloji çalışmalarının bulgularıyla [7] uyumludur.



Şekil 1. Katman kalınlığının saat-içi aylık parametrik OYF ortalama kestirimleri . Sütunlar (soldan sağa): JR055, PQ052, RO041; satırlar (yukarıdan aşağıya): 2009, 2012, 2014.

Parametrik OYF kestirimleri hem konumda hem zamanda noktasal ve sınırlı istatistiklerin sağlayamadığı geniş kapsamlı ve uzun dönemli davranışların incelenmesine olanak tanır. Kestirilen her saatlik ve aylık OYF için seçilen dağılım ve parametreleri ile ortalama ve standart sapmaları τ için veriye dayalı sınırlar tanımlar; bu sınırlar ampirik deterministik iyonküre modellerinin ortanca değerler ve ortalamalar yerine tam dağılımlar üzerinden doğrulanmasında ve geliştirilmesinde kullanılabilir [8-9].

4. Sonuç

Üç Avrupa orta-enlem istasyonu için düşükten yükseğe güneş etkinliği yıllarında, IONOLAB-PDF yöntemiyle katman kalınlığının parametrik OYF karakterizasyonu elde edilmiştir. Seçilen dağılımlar ağırlıkla Lognormal ve Weibull olup; çarpıklık, doğası gereği değişkenliğin yüksek olduğu saatlerde artmaktadır. Parametrik ortalama ve standart sapma; kış gün içi aralığının kuzeyden güneye genişlemesi ve kuzey istasyonunda daha güçlü olan güneş etkinliğine bağlı artış ile tutarlı günlük, mevsimsel ve enlemsel örüntüler göstermektedir. Katman kalınlığı, GNSS kökenli TEİ ile iyonosonda kökenli N_mF2'nin birleşik istatistiğini miras aldığından, bu dağılımsal yaklaşım iyonküre modellerinin istatistiksel olarak güncellenmesine olanak sağlayabilir. Gelecek çalışmalarda analiz, ek istasyon ve enlemlere genişletilecektir.

Kaynaklar

[1]. Davies K., *Ionospheric Radio*, Peter Peregrinus Ltd., Londra, İngiltere, 1990.

[2]. Jayachandran B., Krishnankutty T. N. ve Gulyaeva T. L., "Climatology of ionospheric slab thickness," *Annales Geophysicae*, cilt 22, no. 1, s. 25–33, 2004.

[3]. Jakowski N., Hoque M. M. ve Mayer C., "A new global TEC model for estimating transionospheric radio wave propagation errors," *Journal of Geodesy*, cilt 85, no. 12, s. 965–974, 2011.

[4]. Arikan F. ve Koroglu O., "A methodology for estimation of hourly-monthly stochastic trend characteristics of midlatitude ionosphere," in Radio Science, cilt. 55, no. 11, s. 1-15, 2020, doi: 10.1029/2020RS007079.

[5]. Nayir H., Arikan F., Arikan O. ve Erol C., "Total Electron Content estimation with Reg-Est," Journal of Geophysical Research: Space Physics, cilt. 112, no. A11, 2007.

[6]. Arikan F., Erol C. ve Arikan O., "Regularized estimation of vertical Total Electron Content from Global Positioning System data," Journal of Geophysical Research: Space Physics, cilt. 108, no. A12, 2003.

[7]. Pignalberi A., Pietrella M., Pezzopane M., Nava B. ve Cesaroni C., "The ionospheric equivalent slab thickness: a review supported by a global climatological study over two solar cycles," *Space Science R.*, cilt 218, no. 4, mak. 37, 2022.

[8]. Gulyaeva T. L., Arıkan F., Hernandez-Pajares M. ve Stanislawska I., "GIM-TEC adaptive ionospheric weather assessment and forecast system," *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, cilt 102, s. 329–340, 2013.

[9]. Koroğlu O., *Orta Enlem İyonküresi için Rassal Alan Modeli Geliştirilmesi*, Doktora tezi, Hacettepe Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 2021.

Akıllı TV Sistemleri Uygulamaları için Üç Bantlı Wi-Fi ve Bluetooth Baskılı Antenlerin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

İlayda Soykan [(1)], Eda Yılmaz [(1)], Mustafa Seçmen [(1)], Cevdet Ersavaş [(2)]
[(1)] Yaşar Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
İzmir
ilaydasoykan35@gmail.com, ylmz02eda@outlook.com, mustafa.secmen@yasar.edu.tr

[(2)] VESTEL ELEKTRONİK TİC. VE SAN. A.Ş.
Manisa
cevdet.ersavas@vestel.com.tr

Özet: *Bu çalışmada, akıllı TV sistemleri için baskı devre kartı (PCB) üzerine entegre edilebilen Bluetooth ve üç bantlı Wi-Fi anten sisteminin tasarımı, simülasyonu, üretimi ve ölçümü sunulmaktadır. Bluetooth anteni, 2.4–2.48 GHz bandında çalışmak üzere kompakt ve kıvrımlı bir Ters-F (meandered Inverted-F Antenna, MIFA) yapısıyla tasarlanmıştır. Wi-Fi antenleri ise 2.4 GHz, 5 GHz ve Wi-Fi 6E/7 standartlarını kapsayan 5.925–7.125 GHz frekans bantlarında eş zamanlı çalışacak şekilde geliştirilmiştir. Benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılarak tasarımın doğruluğu kanıtlanmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen antenlerin akıllı TV ana kartı uygulamaları için düşük maliyetli/profilli, yüksek performanslı ve seri üretime uygun bir çözüm sunduğunu göstermektedir.*

Abstract: *This study presents the design, simulation, fabrication, and measurement of a Bluetooth and tri-band Wi-Fi antenna system integrated on a printed circuit board (PCB) for smart TV systems. The Bluetooth antenna is designed as a compact meandered Inverted-F Antenna (MIFA) operating in the 2.4–2.48 GHz band. The Wi-Fi antennas are developed to operate simultaneously in the 2.4 GHz, 5 GHz, and 5.925–7.125 GHz bands covering Wi-Fi 6E/7 standards. Simulation and measurement results are compared to verify the design. The results show that the proposed antennas provide a low-cost/low profile high-performance, and mass-production-compatible solution for smart TV mainboards.*

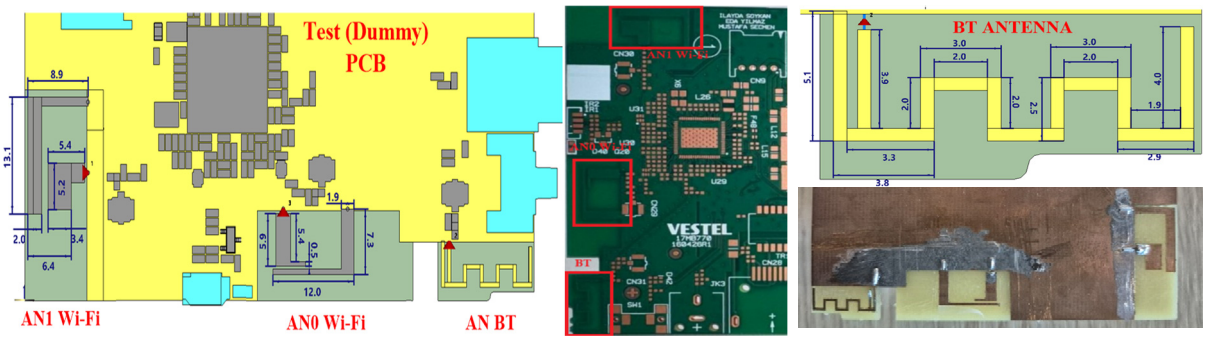
1. Giriş

Akıllı TV sistemlerinde Wi-Fi ve Bluetooth (BT) bağlantıları; internet erişimi, çevrim içi medya akışı, uzaktan kontrol, kablosuz ses cihazları ve çevresel donanımların kararlı çalışması açısından önemli bir tasarım kriteridir. Bluetooth 2.4–2.48 GHz, üç bantlı Wi-Fi antenleri ise 2.4–2.48 GHz, 5.15–5.85 GHz ve 5.925–7.125 GHz frekans bantlarını kapsar [1], [2]. Geleneksel TV uygulamalarında kablosuz haberleşme genellikle harici anten modülleri, koaksiyel kablolar ve konektörler vasıtasıyla sağlanmaktadır. Ancak bu geleneksel yapı; üretim maliyetlerini, montaj süresini ve mekanik karmaşıklığın yanı sıra TV/cihaz içindeki sınırlı fiziksel alanın (footprint) verimsiz kullanılmasına neden olmaktadır. Ayrıca TV kasası, ekran paneli ve metalik parçalar anten performansını olumsuz etkileyebilmektedir. Dolayısıyla, antenlerin doğrudan ana kart (PCB) üzerine entegre edilmesi; seri üretime elverişli, kompakt ve çevre bileşenlerden daha izole bir yapı sunmaktadır. Bu doğrultuda, TV ana kartı uygulamaları için düşük maliyetli, küçük boyutlu ve üretimi kolay entegre anten çözümlerine duyulan ihtiyaç devam etmektedir. PCB tabanlı antenlerde Ters-F (IFA), kıvrımlı Ters-F (MIFA) ve düzlemsel monopol yapıları küçük alanlarda rezonans elde etmek için yaygın olarak kullanılmaktadır [3]. Kıvrımlı yapılar özellikle 2.4 GHz BT uygulamalarında kompaktlık sağlarken, düzlemsel monopol ve parazitik elemanlı anten yapılar farklı akım yolları oluşturarak çok bantlı çalışmayı mümkün kılar [4], [5]. Bu çalışmada, yukarıda bahsedilen gereksinimleri karşılamak amacıyla, ana kart üzerine entegre edilebilen özgün bir anten sistemi tasarlanmıştır. Önerilen sistem; BT için 2.4–2.48 GHz bandında, üç bantlı Wi-Fi için ise 2.4–2.48 GHz, 5.15–5.85 GHz ve 5.925–7.125 GHz frekans aralıklarında çalışmaktadır. Antenin üç boyutlu elektromanyetik tasarım ve benzetim süreçleri CST Studio Suite yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Nihai antenlerin tasarımı test (dummy) PCB'ler üzerinde üretilmiş ve elde edilen benzetim sonuçları, Vektör Ağ Analizörü (VNA) kullanılarak yapılan ölçümlerle doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen antenlerin TV ana kartı uygulamalarında harici yapılara alternatif; düşük maliyetli, kompakt ve kolay üretilebilir bir tasarım ve gerçekleme sunmaktadır.

2. Bluetooth ve Wi-Fi Anten Tasarımları ve Benzetim Sonuçları

Şekil 1(a)–(c)'de görüldüğü üzere, bir adet BT anteni ile üç farklı bandı destekleyen iki adet Wi-Fi anteninin test PCB üzerindeki yerleşimi, ilgili boyutları ve üretim çıktıları verilmiştir. Şekil 1(a)'da AN1 ve AN0 Wi-Fi antenleri kartın farklı bölgelerine, BT anteni ise sağ alt bölüme yerleştirilmiştir. Şekil 1(b)'de Vestel tarafından ürettirilen 75 mm × 184 mm PCB baskı, Şekil 1(c)'de ise BT anten geometrisi ve üretilmiş PCB anten yapıları gösterilmiştir.

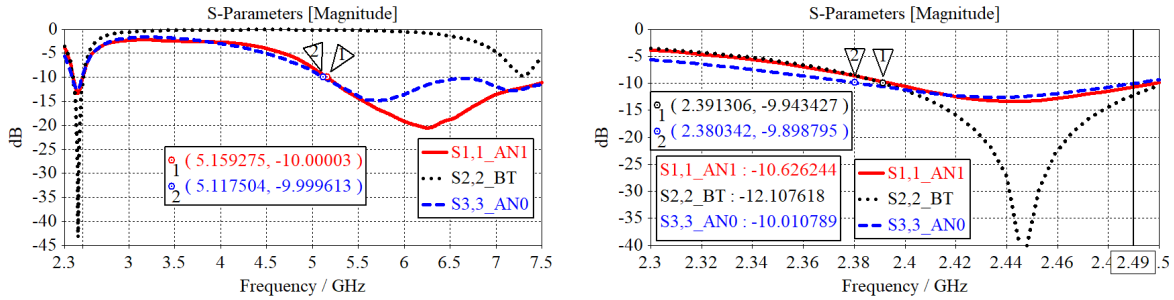
Antenlerin yerleşiminde PCB alanı, besleme noktaları, çevresel bileşenler ve antenler arası elektromanyetik etkileşimler dikkate alınmıştır. Anten yapıları 1.2 mm FR4 malzeme ($\varepsilon_r = 4.3$, $\tan\delta = 0.025$) üzerine tasarlanmıştır. PCB kartının sadece küçük bir bölümüne konulabilecek BT anteni, 2.4–2.48 GHz bandında çalışacak şekilde MIFA yapısıyla geliştirilmiştir. Bu yapı, fiziksel boyutu küçültürken elektriksel uzunluğu koruduğu için PCB tabanlı uygulamalarda avantaj sağlamaktadır [3]. Yine PCB'de kısıtlı alana konulabilen Wi-Fi AN1 ve AN0 antenlerindeki L-stub ve parazitik stub elemanlarıyla farklı akım yolları oluşturularak çok bantlı rezonans frekansları elde edilmiş ve tepe kazancı artırılmıştır [4], [5]. Bu yapıda kısa devre parazitik kütük (stub), 2.45 GHz civarı alt banda katkı sağlarken, L-stub elemanı Wi-Fi 5, Wi-Fi 6 ve Wi-Fi 7 bantlarının elde edilmesinde etkilidir.



(a) (b) (c)

Şekil 1. (a) Test PCB üzerinde konumlandırılan Wi-Fi AN1, Wi-Fi AN0 ve BT anten yerleşimleri ve boyutları, (b) Vestel tarafından Çin'de ürettirilen PCB baskısı, (c) BT anten geometrisi ve üretilmiş PCB anten yapıları.

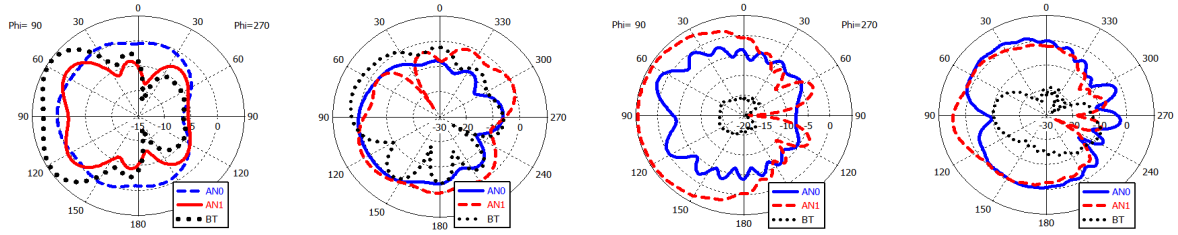
Tasarlanan antenlerin frekansa bağlı yansıma katsayısı grafikleri Şekil 2(a) ve (b)'de sunulmuştur. Şekil 2(a) incelendiğinde; AN1 ve AN0 antenlerinin 10 dB geri dönüş kaybı kriterine göre empedans bant genişliklerinin üst frekans bandında 5.15 ile 7.5 GHz, alt frekans bandında ise 2.38 ile 2.49 GHz aralığında olduğu görülmektedir. BT antenin geri dönüş kaybı 10 dB'ye göre bant genişliğinin 2.39-2.5 GHz'dir. Benzetim sonuçları, önerilen anten sisteminin hedeflenen empedans bant kriterlerini başarıyla karşıladığını göstermektedir. Böylelikle; tasarlanan sistemin BT (2.4–2.48 GHz) ile Wi-Fi 2.4 GHz, 5 GHz ve yeni nesil Wi-Fi 6E/7 frekans bantlarında çalışmaktadır.



(a) (b)

Şekil 2. Antenlerin yansıma katsayısı grafikleri: (a) tüm frekans / çalışma bandı, (b) BT ve Wi-Fi alt bantları.

Tasarlanan antenlerin benzetim sonuçlarından elde edilen tepe kazanç değerleri Tablo 1'de verilmiştir. Benzetim sonuçlarından elde edilen antenlerin ışıma örüntüleri 2.45 ve 5.8 GHz için E-düzlemi (ϕ=90°) ve H-düzlemi (θ=90°) Şekil 3'te verilmiştir. Şekil 3'ten görüleceği üzere, antenlerin ilgili çalışma frekanslarında TV içi kablosuz haberleşme uygulamalarına kararlı bir ışıma örüntüsü karakteristiğine sahip olduğu görülmektedir.



(a) (b) (c) (d)

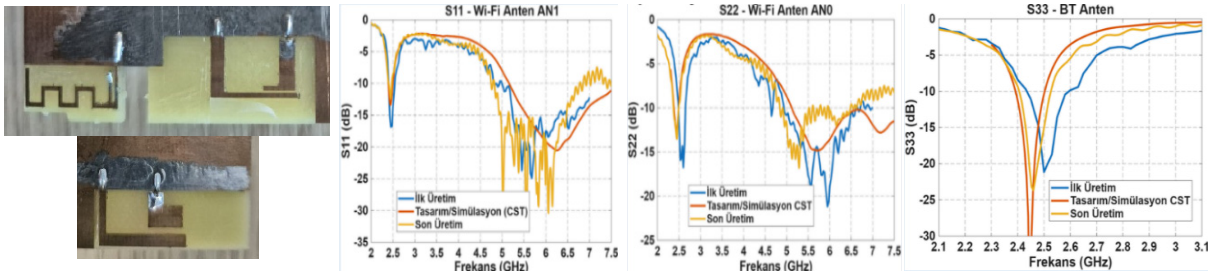
Şekil 3. Antenlerin ışıma örüntüleri: @2.45 GHz (a) E- ve (b) H-düzlemi; @5.8GHz (c) E- ve (d) H-düzlemi.

Tablo 1. Önerilen Antenlerin Tepe kazanç değerleri (dBi).

Anten	Frekans (GHz)	Kazanç (dBi) Tek Anten **CST**	Kazanç (dBi) Tek Anten PCB **Üretim**	Kazanç (dBi) Full PCB (BT) **CST**	Kazanç (dBi) Full PCB (BT) **Üretim**	Kazanç (dBi) Full PCB (AN1) **CST**	Kazanç (dBi) Full PCB (AN1) **Üretim**	Kazanç (dBi) Full PCB (AN0) **CST**	Kazanç (dBi) Full PCB (AN0) **Üretim**
BT	2.45	3	3.5	4.72	4	–	–	–	–
Wi-Fi	2.45	0.76	0.75	–	–	2.53	1.5	0.72	1.5
Wi-Fi	5.2	2.2	2.5	–	–	4.47	3	3.02	3
Wi-Fi	5.8	3.2	3.5	–	–	4.79	4	3.35	4

3. Üretim ve Ölçüm Sonuçları

Tasarlanan antenler, simülasyon sonuçlarını doğrulamak amacıyla iki test PCB üzerine (biri Yaşar Üniversitesi'nde diğeri Vestel'de) üretilmiştir. Yaşar Üniversitesi'nde üretilen anten sistemi Şekil 4(a)'da Vestel'deki üretim Şekil 1(b)'de verilmiştir. Üretilen antenlerin yansıma katsayısı ölçüm ve benzetim sonuçları Şekil 4(b)-(d)'de sunulmuştur. İlk üretim ve son üretim sonuçlarının genel olarak benzer rezonans bölgelerinde oluştuğu görülmektedir. Üretim sonuçlarındaki frekans kaymaları ve genlik farklılıkları; PCB üretim toleransları, FR-4 malzeme değişimleri, lehimleme, besleme noktası ve ölçüm bağlantılarından kaynaklanabilmektedir. Buna rağmen sonuçlar, antenlerin hedeflenen 2.4 GHz, 5 GHz ve 6 GHz bölgelerinde (2.4 – 2.48 GHz, 5.15 – 7.125 GHz), 10 dB'den yüksek olarak yeterli geri dönüş kaybı performansı sunmaktadır. Antenlerin PCB kartı içerisindeki mesafeleri dalga boyu açısından oldukça yakın olmasına rağmen ortadaki AN0 Wi-Fi ile diğer antenler arası 10 dB'den yüksek, iki uçtaki AN1 Wi-Fi ve BT antenler arasında ise 15 dB'den yüksek izolasyon değerleri ölçülmüştür. Elde edilen sonuçlar, antenlerin TV içi kablosuz haberleşme uygulamaları için yeterli kazanç ve empedans uyumu verdiğini ve ölçümlerin simülasyonlarla genel olarak tutarlı olduğunu göstermektedir.



(a) (b) (c) (d)

Şekil 4. (a) Test PCB üzerinde üretilmiş anten sistemi; Yansıma katsayısı ölçüm ve benzetim sonuçları (b) Wi-Fi AN1, (c) Wi-Fi AN0, (d) BT anten.

4. Vargı

Bu çalışmada, akıllı TV sistemleri için PCB üzerine entegre Bluetooth ve üç bantlı Wi-Fi antenleri tasarlanmış, üretilmiş ve ölçülmüştür. Simülasyon ve ölçüm sonuçları, Bluetooth anteninin 2.4–2.48 GHz bandında, Wi-Fi antenlerinin ise 2.4–2.48 GHz, 5.15–5.85 GHz ve 5.925–7.125 GHz bantlarında çalışabildiğini göstermiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen antenlerin TV ana kartı uygulamaları için kompakt, düşük maliyetli ve kolay üretilebilir bir alternatif olabileceğini ortaya koymaktadır.

Kaynaklar

[1]. Wi-Fi Alliance, "Wi-Fi CERTIFIED 7 Technology Overview," Teknik Rapor, 2024.

[2] Bluetooth SIG, Bluetooth Core Specification Version 5.4, Bluetooth Special Interest Group, 2023.

[3] Infineon Technologies, "AN91445 Antenna Design and RF Layout Guidelines," Uygulama Notu, Rev H, 2024.

[4] Jan J. Y. ve Tseng L. C., "Small planar monopole antenna with a shorted parasitic inverted-L wire for wireless communications in the 2.4-, 5.2-, and 5.8-GHz bands," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 52, no. 7, s. 1903-1905, 2004.

[5] Luan Y. C., Zhang F. S. ve Xu Y., "Compact triple-band monopole antenna for 2.4/5.2/5.8 GHz WLAN operations," Progress In Electromagnetics Research Letters, cilt 34, s. 177-186, 2012.

2.4/5 GHz WLAN Bantları İçin Parametrik Eniyileme ile PIN Diyot Kontrollü Yeniden Yapılandırılabilir U-Slot Mikroşerit Anten Tasarımı

Şeyma Avcı*, Seçil Karatay, Osman Çiçek
Kastamonu Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kastamonu
seymaav1@gmail.com, skaratay@kastamonu.edu.tr, ocicek@kastamonu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, gerçek uygulamada PIN diyot ile gerçekleştirilebilecek yeniden yapılandırılabilir bir U-slot mikroşerit anten yapısı sunulmaktadır. Yeniden yapılandırma, simülasyonda ideal iletken şerit anahtar modeli ile temsil edilmiştir. PIN diyotun KAPALI (OFF) ve AÇIK (ON) durumları, U-slot'un alt açıklığını kısa devre eden idealize edilmiş iletken şerit anahtar modeliyle geometrik olarak temsil edilmiştir. Anten boyutları ve U-slot parametreleri parametrik tarama tabanlı eniyileme (optimizasyon) yöntemiyle belirlenmiştir. Eniyileme sonucunda anten, KAPALI durumunda 2.5 GHz'de −22.61 dB, AÇIK durumunda ise 4.8 GHz'de −20.29 dB minimum S_{11} değerleri sergilemiştir. Sonuçlar, önerilen yapının hedeflenen 2.4 ve 5 GHz WLAN bantlarına yakın frekanslarda yeniden yapılandırılabilir çalışma sergilediğini göstermektedir.*

Abstract: *This study presents a reconfigurable U-slot microstrip antenna for 2.4 GHz and 5 GHz WLAN applications, intended for implementation with a PIN diode. In the simulations, the PIN diode switching behavior is represented by an ideal conductive strip model. The antenna dimensions and U-slot parameters are optimized using a parametric optimization method. The optimized design achieves minimum S_{11} values of −22.61 dB at 2.5 GHz in the OFF state and −20.29 dB at 4.8 GHz in the ON state. The results demonstrate successful reconfigurable operation near the targeted WLAN frequency bands.*

1. Giriş

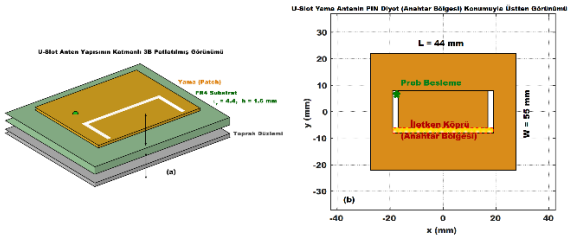
Kablosuz haberleşme sistemlerinde tek bir anten ile birden fazla frekans bandının desteklenmesi önemli bir gereksinimdir. Mikroşerit yama antenler, düşük maliyet, hafiflik ve kolay üretilebilirlikleri nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Yamaya açılan U-şekilli yarık (U-slot), antenin etkin elektriksel boyunu değiştirerek çift bantlı çalışma ve daha geniş empedans bant genişliği sağlayan etkili bir tasarım yaklaşımı sunmaktadır. [1]

Yeniden yapılandırılabilir antenler, tek bir anten yapısının farklı frekanslarda çalışmasını sağlamaktadır. Bu amaçla PIN diyot, varaktör diyot veya RF anahtarlar gibi aktif elemanlar kullanılarak antenin etkin elektriksel boyu değiştirilmekte ve farklı rezonans frekansları elde edilmektedir. Böylece birden fazla antene ihtiyaç duyulmadan çok bantlı çalışma gerçekleştirilebilmektedir. [2]

Bu çalışmada, FR4 taban malzemesi üzerinde, PIN diyot ile gerçekleştirilebilecek yeniden yapılandırılabilir U-slot mikroşerit anten tasarlanmıştır. PIN diyotun AÇIK ve KAPALI durumları, U-slot'un alt açıklığını kısa devre eden ideal anahtar (iletken şerit) modeli ile temsil edilmiştir. Anten boyutları ve U-slot parametreleri parametrik eniyileme ile belirlenmiş, tasarımın 2.4 GHz ve 5 GHz bantlarında çalışması hedeflenmiştir. [3]

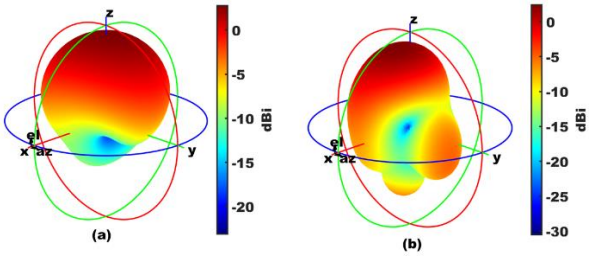
2. Anten Tasarımı ve Yöntem

Önerilen anten, FR4 dielektrik taban malzemesi ($\varepsilon_r = 4.4$, h = 1.6 mm) üzerine tasarlanmış U-slot mikroşerit yama antenden oluşmaktadır. Yapı; yama, FR4 alttaş ve toprak düzleminden meydana gelmektedir. Koaksiyel prob besleme yöntemi kullanılmış ve besleme noktası empedans uyumu için (x,y) = (-17.6, 6.6) konumuna yerleştirilmiştir. Yama boyutları 55 × 44 mm, U-slot ise 38 × 16 mm boyutlarında ve 2 mm duvar kalınlığında tasarlanmıştır. Şekil 1'de anten geometrisi ve üstten görünümü verilmiştir.



Şekil 1. Anten geometrisi ve antenin üstten görünümü

Yeniden yapılandırılabilirlik, U-slot'un alt açıklığı boyunca yerleştirilen idealize edilmiş bir anahtar modeli ile sağlanmıştır. İdeal anahtarın KAPALI ve AÇIK durumları sırasıyla anahtar-açık (switch-open) ve anahtar-kapalı (switch-closed) konumlarıyla temsil edilmiştir. KAPALI durumda anten 2.5 GHz'de, AÇIK durumda ise iletken şerit ile kısa devre edilen U-slot sayesinde 4.8 GHz'de rezonansa girmektedir. Bu çalışmada PIN diyotun anahtarlama davranışı, gerçek diyot modeli yerine dağıtık (distributed) ideal anahtar ile temsil edilmiş, parazitik etkiler kapsam dışında bırakılmıştır. Şekil 2(a) ve (b)'de verilen ışınım diyagramlarına göre anten her iki durumda da broadside yönünde maksimum ışıma sergilemiş; maksimum kazanç KAPALI durumda 2.79 dBi, AÇIK durumda ise 2.41 dBi olarak elde edilmiştir. AÇIK durumda oluşan geometrik asimetri ışınım örüntüsünde hafif bozulmaya neden olsa da maksimum ışıma yönü korunmuştur.



Şekil 2. İdeal Anahtarın KAPALI ve AÇIK durumlarına ait üç boyutlu ışınım diyagramları

Eniyileme kapsamında mikroşerit yama uzunluğu (L = 44–46 mm), U-slot genişliği (sW = 38–39.5 mm) ve U-slot uzunluğu (sL = 14–16 mm) parametreleri değiştirilmiştir. Her tasarım için ideal anahtarın AÇIK ve KAPALI durumlarına ait rezonans frekansları ve minimum S_{11} değerleri hesaplanmıştır. Hedef frekanslardan sapmayı en aza indiren hata fonksiyonu ile 27 farklı anten geometrisi değerlendirilmiş ve en düşük hata değerine sahip tasarım seçilmiştir. [4]

$$Hata = \frac{|f_{KAPALI,rez} - 2.4|}{2.4} + \frac{|f_{AÇIK,rez} - 5.0|}{5.0} \qquad (1)$$

3. Sonuçlar ve Tartışma

Parametrik eniyileme sonucunda elde edilen en başarılı beş tasarım Tablo 1'de sunulmaktadır. En düşük hata değerine sahip Tasarım-3 (L = 44 mm, sW = 38 mm, sL = 16 mm) nihai anten yapısı olarak seçilmiştir. Literatürde, bu kapsamda yapılmış çalışmalarla karşılaştırma, Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 1. En düşük hata değerine sahip ilk 5 tasarım

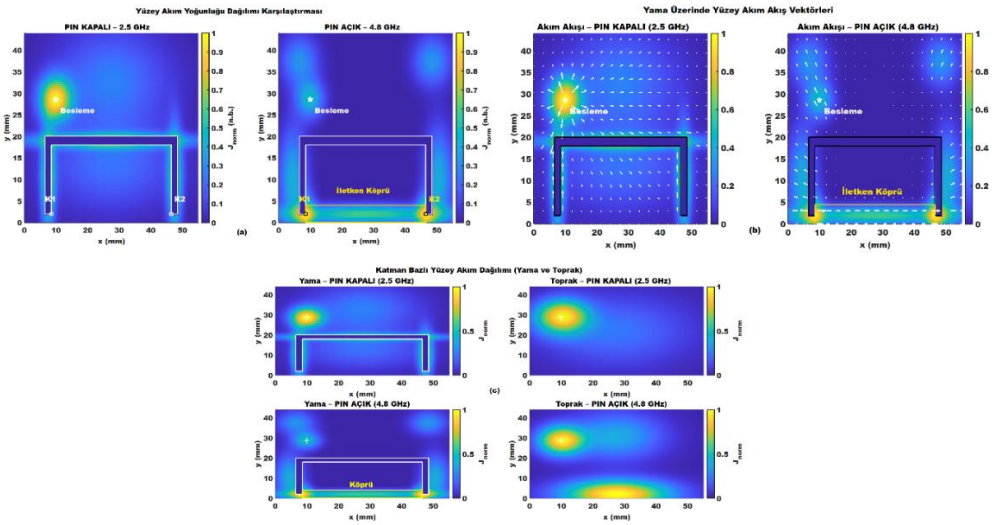
Tasarım Numarası	Mikroşerit Yama Uzunluğu (mm)	U-slot Genişliği (mm)	U-slot Uzunluğu (mm)	KAPALI Rezonansı (GHz)	AÇIK Rezonansı (GHz)	Hata
3	44	38.0	16	2.5	4.8	0.0817
11	45	38.0	15	2.5	4.7	0.1017
14	45	38.8	15	2.5	5.5	0.1417
16	45	39.5	14	2.5	3.3	0.3817
24	46	38.8	16	3.5	4.7	0.5183

Tablo 2. Literatürle karşılaştırma

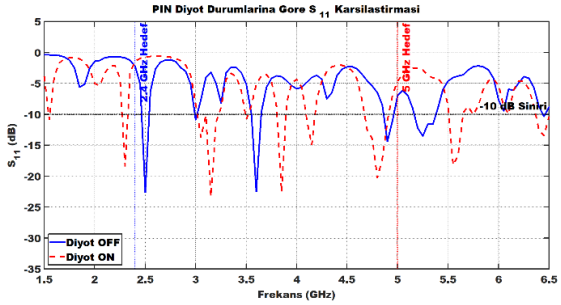
Çalışma	İledef f_1 (GHz)	Elde f_1 (GHz)	Sapma f_1 (%)	İledef f_2 (GHz)	Elde f_2 (GHz)	Sapma f_2 (%)	Uygulama	Substrat	Prototip
Bu çalışma (URSI 2026)	**2.4**	**2.5**	**4.17**	**5.0**	**4.8**	**4.0**	WLAN	**FR4**	**Hayır**
George vd. (2019) https://doi.org/10.2528/PIERL19051803	**2.6**	**2.45**	**5.77**	**3.9**	**3.94**	**1.03**	Cognitive radio, mobil haberleşme	**FR4**	**Evet**
Abdulrahcern vd. (2017) https://doi.org/10.1049/iet-map.2016.0814	**2.4**	**2.4**	**0.0**	**5.8**	**5.4**	**6.9**	WLAN/WiMAX	**FR4**	**Evet**
Yassin ve Saeed (2013) https:// doi.org/ 10.1109/ICCEEE.2013.6633908	**2.4**	**2.4**	**0.0**	**3.5**	**3.5**	**0.0**	WLAN/WiMAX	**FR4**	**Hayır**
Fakharian vd. (2015) https:// doi.org/10.1109/MAP.2015.2414665	**2.4**	**2.45**	**2.08**	**5.8**	**5.84**	**0.69**	WLAN (+ WiMAX/DMB/HiperLAN LP modunda)	**FR4**	**Evet**
Bikrat vd. (2023) https://doi.org/10.3390/app13169367	**2.5**	**2.5**	**0.0**	**4.4**	**4.4**	**0.0**	WLAN / low-UWB	**FR4**	**Evet**
Ali vd. (2011) https:// doi.org/10.1109/ICSEng1.2011.5993431	**2.4**	**2.5**	**4.17**	**5.8**	**5.6**	**3.45**	WLAN	**FR4**	**Evet**
Musa vd. (2023) https://doi.org/10.1049/ije2.12308	**2.4**	**2.4**	**0.0**	**5.8**	**5.8**	**0.0**	ISM	**Rogers**	**Evet**
Shah vd. (2018) https://doi.org/10.11591/ijece.v8i3.pp1893-1902	**2.5**	**2.686**	**7.44**	**5.2**	**5.164**	**0.69**	LTE2500 / WLAN	**FR4**	**Evet**

Şekil 3(a) ve (b)'de ideal anahtarın KAPALI (2.5 GHz) ve AÇIK (4.8 GHz) durumlarına ait normalize yüzey akım yoğunluğu dağılımları ve akım akış vektörleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir. KAPALI durumda akım, besleme noktası ve U-slot kenarlarında yoğunlaşırken, AÇIK durumda iletken köprü üzerinde belirgin bir akım yoğunluğu oluşmuş ve akım dağılımı yeniden şekillenerek anten farklı bir rezonans modunda çalışmıştır. Şekil 3(c)'de yama ve toprak katmanındaki akım dağılımları incelendiğinde, KAPALI durumda akımın prob besleme bölgesinde yoğunlaştığı, AÇIK durumda ise köprü altında ek bir yoğunlaşma oluştuğu görülmektedir. Şekil 4'te AÇIK ve KAPALI durumlara ait S_{11} eğrileri karşılaştırılmıştır. KAPALI durumda 2.5 GHz'de −22.61 dB, AÇIK durumda ise 4.8 GHz'de −20.29 dB minimum S_{11} değeri elde edilmiş olup, her iki durumda da S_{11} değerlerinin −10 dB'nin altında olması antenin iyi empedans uyumu sağladığını göstermektedir.

Simülasyon sonuçları birlikte değerlendirildiğinde, anahtarlama işleminin yalnızca rezonans frekansını değiştirmediği, aynı zamanda yüzey akım dağılımı ve maksimum kazanç üzerinde de etkili olduğu görülmektedir. KAPALI durumda 2.5 GHz'de −22.61 dB S_{11} ve 2.79 dBi maksimum kazanç elde edilirken, AÇIK durumda 4.8 GHz'de −20.29 dB S_{11} ve 2.41 dBi maksimum kazanç elde edilmiştir. Her iki anahtarlama durumunda da maksimum ışımanın broadside yönde korunması, frekans yeniden yapılandırılabilirliği sağlanırken temel ışınım karakteristiğinin büyük ölçüde korunduğunu göstermektedir.



Şekil 3. İdeal Anahtarın KAPALI ve AÇIK durumlarına ait yüzey akımı, akım vektörleri ve katman bazlı akım dağılımları



Şekil 4. İdeal Anahtarın AÇIK ve KAPALI durumlarına ait S_{11} karşılaştırması

4. Sonuç

Bu çalışmada, 2.4/5 GHz WLAN bantları için ideal anahtar modeliyle yeniden yapılandırılabilir U-slot mikroşerit anten tasarlanmış ve parametrik eniyileme ile incelenmiştir. Elde edilen S_{11} ve yüzey akım sonuçları, anahtarlama ile antenin etkin elektriksel boyunun ve rezonans frekansının değiştirilebildiğini göstermiştir. Sonuçlar, önerilen yapının WLAN uygulamaları için uygulanabilirliğini ortaya koymaktadır.

Kaynaklar

[1] K. Lee, K. Luk, K. Tong, S. Shum, T. Huynh ve R. Lee, «Experimental and simulation studies of the coaxially fed U-slot rectangular patch antenna,» *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation,* cilt 144, no. 5, pp. 354-359, 1997.

[2] P.-Y. Qin, Y. J. Guo, A. R. Weily ve C.-H. Liang, «A Pattern Reconfigurable U-Slot Antenna and Its Applications in MIMO Systems,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* cilt 60, no. 2, pp. 516 - 528, 2011.

[3] A.-F. Sheta ve S. F. Mahmoud, «A Widely Tunable Compact Patch Antenna,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters,* cilt 7, pp. 40-42, 2008.

[4] R. Garg, Microstrip Antenna Design Handbook, Boston: Artech House, 2001.

MIMO ve Ultra Geniş Bant Uygulamalar için Dairesel Diskli/Yarıklı Mikroşerit Anten Tasarımı

Beste Yağmur Avanoğlu[(1)], Mustafa Seçmen[(2)]
[(1)] Yaşar Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
İzmir
25500007002@stu.yasar.edu.tr

[(2)] Yaşar Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İzmir
mustafa.secmen@yasar.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, 6 GHz altı (sub-6 GHz) 5G milimetre dalga (5G mmWave) orta bant ve ultra geniş bant (UWB) uygulamalarında kullanılmak üzere Rogers RO4003C alttaş malzeme üzerinde kompakt ve yüksek performanslı özgün bir mikroşerit anten tasarlanmıştır. Anten geometrisi, yüzey akım dağılımını optimize etmek ve geniş bir empedans uyumu yakalamak amacıyla fraktal benzeri dairesel yarıklar ve diskler içeren 4 aşamalı bir süreçle geliştirilmiştir. Önerilen anten, 1.6 GHz ile 11 GHz arasında kesintisiz ve kararlı bir şekilde çalışarak 5G orta bant frekanslarını başarıyla kapsamaktadır. Benzetim sonuçları, çalışma bandı boyunca VSWR < 2 şartının sağlandığını, tepe kazancının kararlı yükseldiğini ve %80–90 arasında yüksek bir ışıma verimliliği elde edildiğini göstermektedir.*

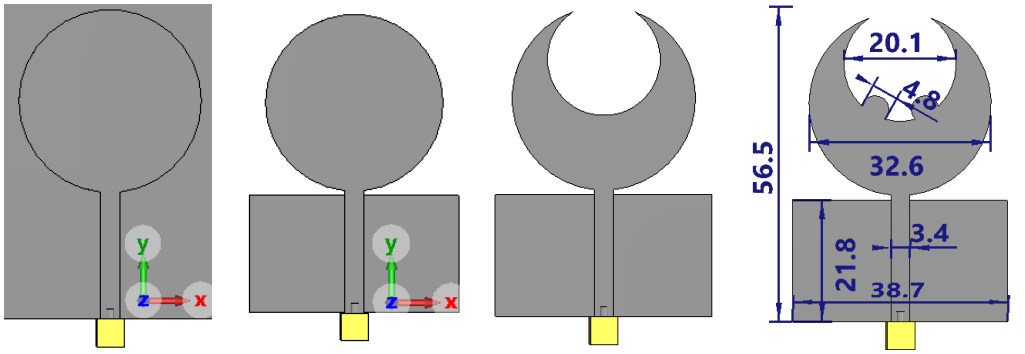
Abstract: *In this study, a compact, high-performance, and novel microstrip antenna is designed on a Rogers RO4003C substrate for sub-6 GHz 5G mid-band and ultra-wideband (UWB) applications. The antenna geometry is developed through a four-stage design process incorporating fractal-like circular slots and discs to optimize the surface current distribution and achieve wide impedance bandwidth. The proposed antenna operates continuously and reliably over the frequency range from 1.6 GHz to 11 GHz, successfully covering the 5G mid-band spectrum. The simulation results demonstrate that the antenna maintains a VSWR below 2 throughout the operating band, exhibits a steadily increasing peak gain, and achieves a high radiation efficiency ranging from 80% to 90%.*

1. Giriş

Kablosuz iletişim teknolojilerinin hızla ilerlemesi, modern mikrodalga sistemlerinde hem yüksek veri iletim hızlarına hem de çoklu bant operasyonlarına olan ihtiyacı artırmıştır. Özellikle sub-6 GHz spektrumundaki 5G orta bant frekans tahsisleri (3.3–4.2 GHz ve 4.4–5.0 GHz) ile ultra geniş bant (UWB - Federal Haberleşme Komisyonu (FCC), ticari UWB uygulamaları için 3.1 GHz ile 10.6 GHz arası frekans bandı) teknolojileri, yüksek veri kapasitesi ve geniş kapsama alanı dengesi nedeniyle yeni nesil taşınabilir cihazların merkezinde yer almaktadır [1]. Bu iki farklı spektral gereksinimi tek ve kompakt yapıda barındırabilen anten tasarımları, hem cihaz içi yer kısıtlı uygulamalarda hacim optimizasyonu sağlamakta hem de üretim maliyetlerini düşürmektedir.
Literatürde geniş bant spektrumu yakalamak amacıyla yarıklı yapılar, basamaklı besleme hatları ve fraktal geometri modifikasyonları sıklıkla kullanılmaktadır [2]. Ancak bu tasarımlarda bant genişliği artırılırken ışıma verimliliğinin düşmesi veya yüksek frekanslarda empedans kararsızlıklarının ortaya çıkması yaygın bir problemdir [3]. Bu çalışmanın temel amacı olarak yüzey akımlarının adımsal olarak kontrol edildiği özgün bir ışıyan eleman geliştirerek hem literatürde verilen benzer antenler gibi 5G orta bandında [4] hem de bu banda ek olarak tüm UWB spektrumunda kararlı kazanç ve yüksek ışıma verimliğine sahip bir anten tasarlanmış ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Tasarım süreçleri ve elektromanyetik benzetimler CST Studio Suite ile gerçekleştirilmiştir.

2. Anten Geometrisi ve Tasarım Aşamaları

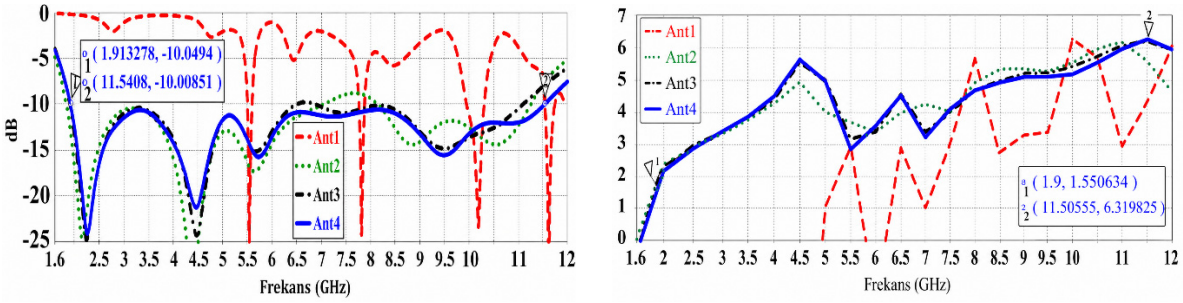
Tasarımın 4 basamaklı (Ant1–4) evrimsel süreci, en iyileme sonucunda elde edilen nihai anten (Ant4) yapısı ve boyutları Şekil 1'de verilmiştir. Anten, kompakt boyutlar ve düşük kayıp sağlamak amacıyla 3.55 dielektrik sabitine (ε_r), 0.0027 kayıp tanjant (tan δ) ve 1.52 mm kalınlığa (h) sahip çift yüzlü Rogers RO4003C alttaş üzerinde modellenmiştir. Şekil 1(a)'da görüldüğü üzere tasarımın ilk aşaması olan Ant1; alttaşın ön yüzü, 50 Ω'luk bir besleme hattı, dairesel bir yama (ışıma elemanı), arka yüzü ise tamamen bir toprak düzleminden oluşmaktadır. Tasarım 2'de (Ant2), antenin bant genişliğini artırmak amacıyla alttaşın arka yüzünü tamamen kaplayan toprak düzlemi kesilmiştir. Ant3 yapısında, akım yolunu uzatmak, ana rezonansları kaydırmak için ana ışıma olan dairesel yamanın merkezinden kayık bir daire çıkarılmıştır. Ant4'te ise antenin ultra bant kriterini sağlamak amacıyla/ derinliğini artırmak amacıyla kalan yapıya iki adet dairesel saplama (stub) eklenmiştir.



(a) Ant1 (b) Ant2 (c) Ant3 (d) Ant4 (Nihai Anten)

Şekil 1. Antenin tasarım adımları, nihai anten ve boyutları. (Alttaş gizlenmiş, Birim: mm).

Belirtilen tasarım adımlarının yansıma katsayısı ($|S_{11}|$) ve maksimum kazanç (tepe kazancı) üzerindeki etkisi sırasıyla Şekil 2(a) ve (b)'de verilmiştir. Şekil 2(a)'dan görüldüğü üzere Ant1, yaklaşık 5.5, 7.9, 10.1 ve 11.5 GHz frekanslarında oldukça dar bantlı dört adet rezonans noktasına sahiptir. Şekil 3(b)'den incelendiğinde ise bu frekanslardaki maksimum kazanç değerlerinin sırasıyla 3, 5.7, 6.2 ve 5.54 dBi olduğu görülmektedir. Toprak düzleminin kesilerek modifiye edilmesi (Ant2) yapıya yeni rezonans frekansları kazandırmış; böylelikle antenin empedans bant genişliği ile kazancını artırmıştır. Ant2 yapısından dairesel bir parçanın çıkarılmasıyla elde edilen Ant3 tasarımı, antenin özellikle alt frekanslardaki kazancını artırmıştır. Ant3 yapısına eklenen iki adet dairesel saplama (Ant4), antenin 6.5 GHz frekansındaki empedans uyumunu iyileştirmiş ve üst frekans bant genişliğini artırmıştır. Böylece, geri dönüş kaybının 10 dB'nin altına indirilmesiyle kalmasıyla ultra geniş bant (UWB) kriteri başarıyla sağlanmıştır.

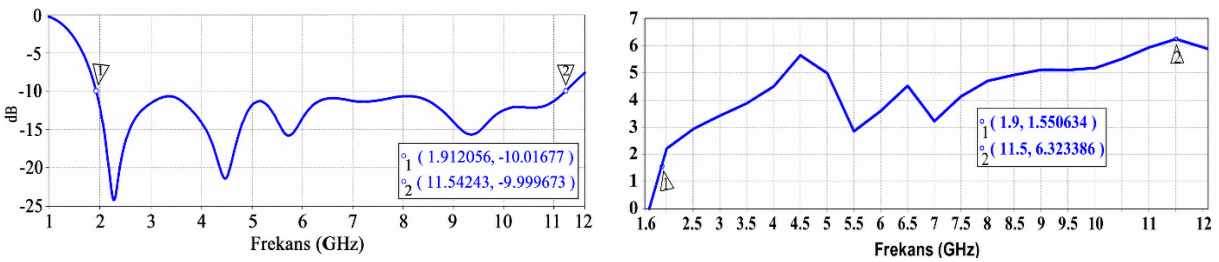


(a) (b)

Şekil 2. Tasarım adımlarının (a) $|S_{11}|$ ve (b) maksimum kazanç (dBi) üzerindeki etkileri.

3. Nihai Anten Benzetim Sonuçları

Evrimsel tasarımı tamamlanan nihai antene ait yansıma katsayısı ve maksimum kazanç için benzetim sonuçları Şekil 3'te sunulmuştur. Şekil 3(a) incelendiğinde, geri dönüş kaybı 10 dB'ye ($|S_{11}| < -10$ dB'ye) göre önerilen anten 1.9–11.5 GHz'lik bir empedans bant genişliğine sahiptir. Buna bağlı olarak, ilgili oransal bant genişliği (OBG) %143.3 olarak hesaplanmıştır. Nihai antenin 3B kazanç grafiğine (Şekil 3(b)) göre, kazanç tüm çalışma frekansı boyunca 1.55 dBi (@1.9 GHz) ile 6.32 dBi (@11.5 GHz) arasında değerler almaktadır.

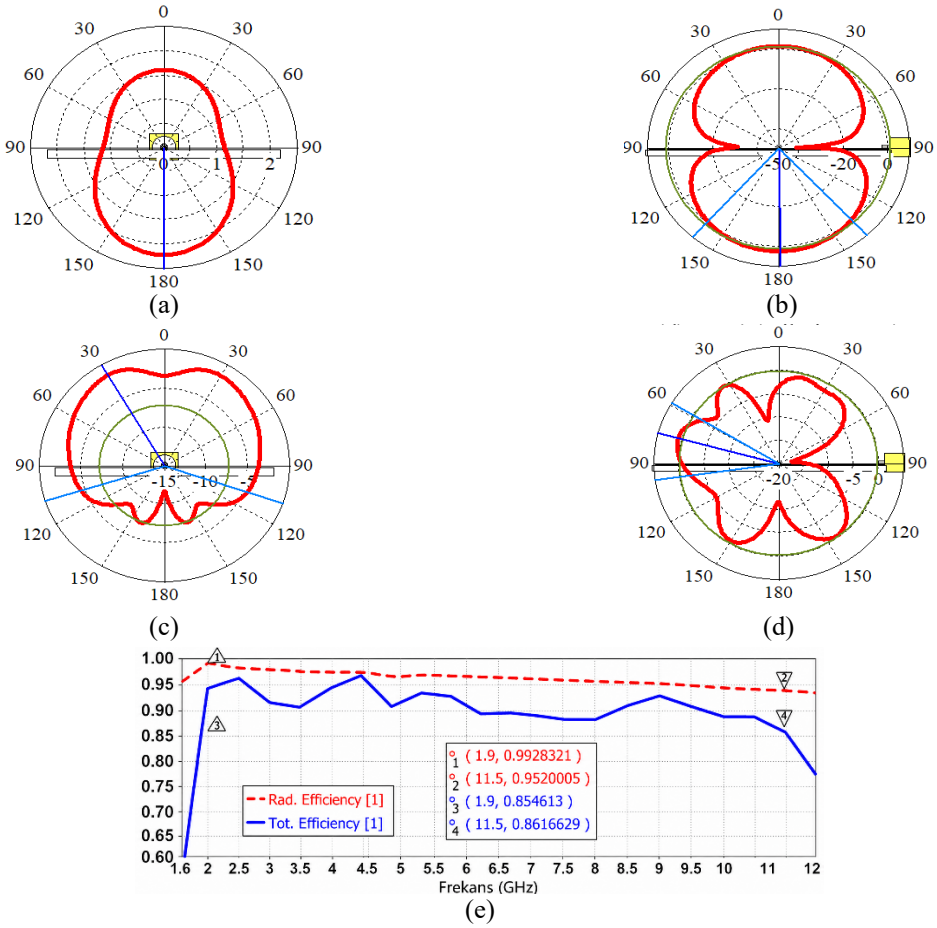


(a) (b)

Şekil 3. Önerilen nihai antenin frekansa bağlı, (a) $|S_{11}|$ ve (b) 3B maksimum kazanç (dBi) grafikleri.

Şekil 4'te önerilen antenin ışıma örüntüleri benzetim sonuçları Şekil 1'e göre E- (ϕ=90º, *YoZ*) ve H- (ϕ =0 º, *XoZ*) düzlemlerinde 2 ve 11 GHz'de sunulmuştur. Ultra geniş bant (UWB) antenlerin karakteristik bir özelliği olarak,

düşük frekanslarda akım dağılımı disk üzerinde daha homojen yayılmakta ve bu durum Şekil 4(a) ve (b)'de görüldüğü gibi kararlı, yönlü olmayan (omnidirectional) bir ışıma örüntüsü üretmektedir. Ancak frekans arttıkça, dalga boyunun anten boyutlarına kıyasla önemli ölçüde küçülmesi ve yama üzerindeki yüksek mertebeli modların uyarılması kaçınılmaz hale gelmektedir. Bu durum, yüzey akımlarının yön değiştirmesine ve faz karmaşasına yol açarak Şekil 4(c) ve (d)'deki gibi üst frekanslarda ışıma örüntüsünün bölünmesine ve çoklu lob (multilobe) yapılarının oluşmasına neden olmaktadır. Literatürdeki UWB anten çalışmalarıyla tutarlılık gösteren bu yönsel bozulmalar, geniş bir frekans spektrumunda çalışan düzlemsel monopol antenlerin tipik bir sonucudur. Antenin ışıma verimliliği bant boyunca %95'lerin üzerinde olup anten verimliliği ise en düşük %85 olarak elde edilmiştir.



Şekil 4. Önerilen antenin farklı frekanslardaki ışıma örüntüleri: 2 GHz için (a) H-düzlemi ($\phi = 0^o$), (b) E-düzlemi ($\phi = 90^o$) ve 11.5 GHz için (c) H-düzlemi ($\phi = 0^o$), (d) E-düzlemi ($\phi = 90^o$), (e) ışıma ve toplam verimi.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, sub-6 GHz 5G orta bant ve UWB uygulamaları için Rogers RO4003C tabanlı, özgün bir mikroşerit anten sunulmuştur. Dört adımdan oluşan geometrik evrimsel tasarım süreciyle yüzey akımları etkin bir biçimde yönlendirilmiş ve kesintisiz bir bant genişliği genişlemesi sağlanmıştır. 1.9 GHz ile 11.5 GHz frekans aralığını kapsayan (OBG= %143.3) kompakt yapı; kararlı kazanç ve %85 üzeri toplam ve ışıma verimliliği ile yeni nesil MIMO uygulamaları için güçlü bir alternatif oluşturmaktadır.

Kaynaklar

[1]. Wong H., Luk K. M. ve Chan C. H., "A small wideband microstrip antenna for sub-6 GHz 5G applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 66, sayı 12, s. 6802-6809, Aralık 2018.

[2]. Çelik M. S., "A novel circular fractal ring monopole antenna for sub-6 GHz and UWB wireless applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, cilt 21, sayı 4, s. 711-715, Nisan 2022.

[3]. Panda J. R. ve Kshetrimayum R. S., "A compact printed monopole antenna with a single large etched slot for ultra-wideband communication systems," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, cilt 29, sayı 3, s. e21611, Mart 2019.

[4]. Zhang S. ve Pedersen A. S., "Mutual coupling reduction for multi-port MIMO antenna systems on high-performance Rogers substrates," *IEEE Access*, cilt 8, s. 124502-124511, Temmuz 2020.

UHF Bandı için Besleme Noktası Kaydırılmış Asimetrik Dipol Antenin Parametrik Analizi

Derya TODURGER, İsmail YARİÇİ
Aydın Adnan Menderes Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Aydın
231804012@stu.adu.edu.tr, ismail.yarici@adu.edu.tr,

Özet: *Dipol antenler, basit yapıları ve düşük üretim maliyetleri sebebiyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak çoğunlukla simetrik besleme yapısıyla tasarlanmaktadır. Bu çalışmada besleme noktasının konumunun değişimi ile oluşan asimetrik dipol antenlerin rezonans frekansı ve radyasyon karakteristiği üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bu amaçla, 0.85 GHz'de çalışan 158 mm (L=78) uzunluğunda asimetrik silindirik dipol antenler tasarlanmıştır. Tasarlanan asimetrik dipollerin besleme noktaları değiştikçe asimetri seviyeleri için 0.85 GHz rezonans frekansı korunurken ikincil frekanslarda değişimin etkisinin arttığı ve besleme noktasının merkezden yeterince uzak bir bölgede seçilmesi ile birlikte ana rezonansın değiştiği görülmektedir.*

Abstract: *Dipole antennas are widely used due to their simple structure and low cost. However, they are generally designed with a symmetric feeding configuration. In this study, the effect of feed-point displacement on the resonance frequency and radiation characteristics of asymmetric dipole antennas is investigated. For this purpose, asymmetric cylindrical dipole antennas with a length of 158 mm (L=78) were designed and operated at 0.85 GHz. As the feed point of the proposed asymmetric dipole antennas was shifted, it is observed that the 0.85 GHz resonance frequency is maintained for most of the investigated asymmetry levels, while the secondary resonances became more prominent and the main resonance changes with the selected of a feed point sufficiently far from the center.*

1. Giriş

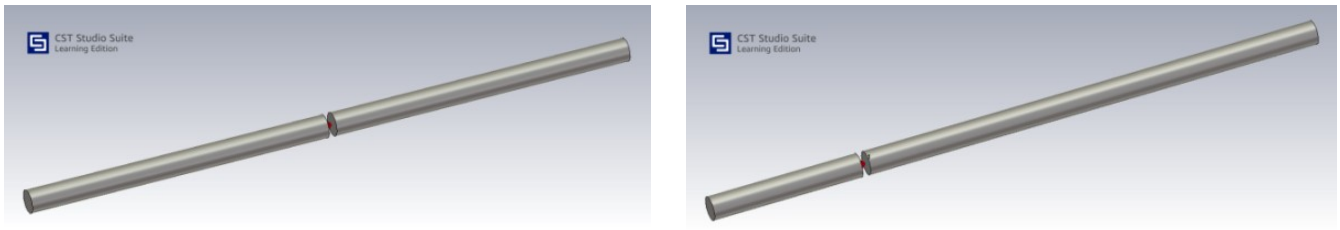
Dipol antenler birbirleri arasında belirli bir besleme boşluğuna sahip olan iki simetrik monopol antenden oluşan basit yapılı antenlerdir. Simetrik dipol uygulamalarında besleme gerilimi, bu iki simetrik monopol antenin arasına yani antenin merkezine uygulanır. Merkezden beslemeli dipol antenlerde anten uzunluğu teorik olarak dalga boyunun yarısı (λ/2) olmalıdır [1]. Günümüzde dipol antenler kompakt yapıları ve düşük üretim maliyetleri sebebiyle hem alıcı hem de verici uygulamalarında geniş bir frekans aralığında (3 kHz-300 GHz) yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu geniş frekans bandındaki yaygın kullanım dipol antenler ile kurulan çok bantlı sistemlere duyulan ihtiyacı da beraberinde getirmektedir. Bu ihtiyacı karşılamaya yönelik literatürde asimetrik beslemeli dipol antenler üzerine birçok çalışma bulunmaktadır [2-5]. Bu çalışmalarda daha çok analitik akım dağılımı ve matematiksel model geliştirme üzerine yoğunlaşılmıştır [3-5]. Bu çalışmada literatürde örnekleri bulunan daha karmaşık geometrik yapılar yerine seri üretime daha uygun, ölçeklendirilebilir, düşük maliyetli ve yüksek performanslı bir yapı sunulmuştur.

Literatürde, besleme noktası değişiminin antenin performansı üzerindeki etkisinin kapsamlı olarak değerlendirilmesine yönelik çalışmaların sınırlı olduğu görülmektedir. Bu doğrultuda, bu çalışmada farklı besleme noktalarının anten karakteristikleri üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bu çalışmada karşılaştırmalar, toplam uzunluğu 158 mm olan simetrik dipol anten ve aynı antenin farklı besleme noktası konumları için oluşturulan asimetrik anten yapıları üzerinden yapılmıştır. Antenler, S11 geri dönüş kaybı, ana lob yönü, ana lob büyüklüğü, yan lob seviyesi, yönlendiricilik, kazanç, ışıma verimi ve toplam verim parametreleri açısından değerlendirilmiştir.

2. Anten Tasarımı

Bu çalışmada tasarlanan anten yapısı klasik bir yarım dalga dipol anteninden yola çıkarak geliştirilmiştir. İlk olarak, 0.85 GHz çalışma frekansı için merkezden beslemeli yarım dalga silindirik dipol anten tasarlanmıştır. Bu antenin geometrisi Şekil 1(a)'da gösterilmiştir. Anten, her biri 78 mm uzunluğunda ve 3 mm yarıçapında iki silindirik bakır iletkenden oluşturulmuştur. İki anten kolu arasında 2 mm'lik besleme aralığı bırakılmış ve anten 50 Ω karakteristik empedansa sahip ayrık port ile beslenmiştir.

Antenin elektromanyetik analizleri CST Microwave Studio ortamında gerçekleştirilmiştir. Simülasyonda, X, Y ve Z yönlerinde açık sınır koşulları uygulanmış, frekans alanı çözücüsü tetrahedral bir ağ ile birlikte kullanılmıştır. Daha sonra, antenin toplam uzunluğu sabit tutulurken yalnızca besleme noktasının konumu değiştirilerek farklı asimetri seviyelerine sahip dipol anten yapıları elde edilmiştir. Oluşturulan her bir anten modeli için geri dönüş kaybı (S11), ışıma örüntüsü, yönlülük, gerçekleşen kazanç ve verim parametreleri analiz edilmiştir.

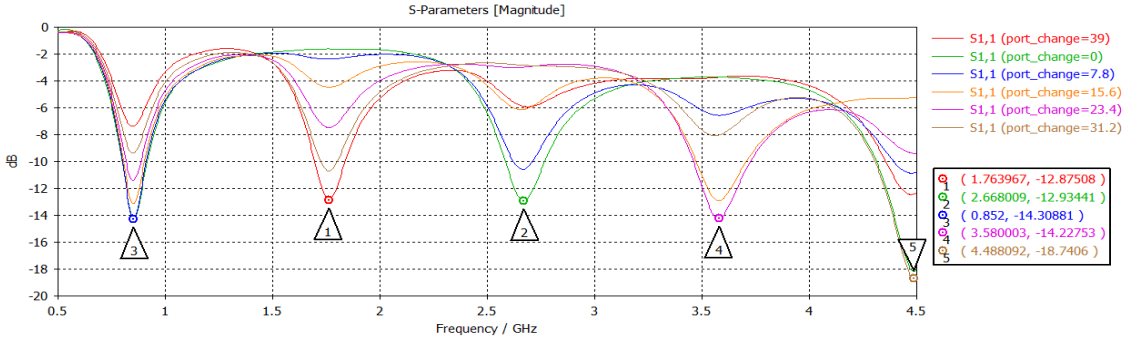


(a) (b)

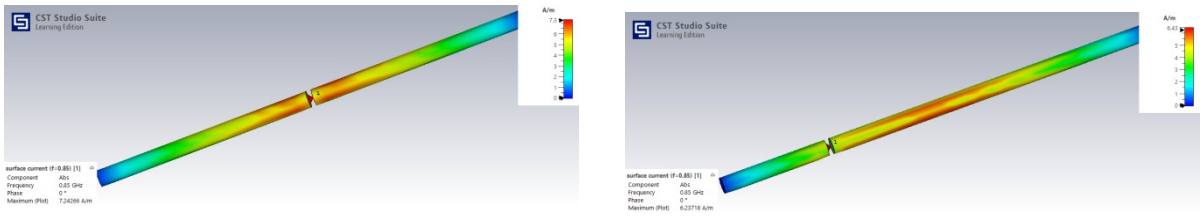
Şekil 1. (a) Merkezden beslemeli simetrik silindirik dipol anten geometrisi, (b) Besleme noktası merkezden 39mm kaydırılmış asimetrik silindirik dipol anten modeli.

3. Benzetim Sonuçları

Şekil 1(a)'da tasarımı yapılan simetrik antenin besleme noktası konumları merkezden sırasıyla 7.8, 15.6, 23.4, 31.2 ve 39 mm kaydırılarak oluşturulmuş dipol antenlerin benzetim sonuçlarından elde edilen S11 grafikleri Şekil 2'de verilmiştir. Grafik incelendiğinde, besleme noktasının kaydırılmasıyla rezonans frekanslarının değiştiği, daha yüksek asimetri seviyelerinde ilk rezonansın S11 < -10 dB koşulunu sağlayamadığı görülmüştür. Ayrıca, merkezden beslemeli (0 mm) anten ile 7.8 mm, 15.6 mm, 23.4 mm, 31.2 mm ve 39 mm besleme kaydırmalarında farklı frekanslarda üst mertebeden rezonansların oluştuğu görülmektedir. Daha yüksek mertebeden rezonans frekanslarının ve bunlara ait geri dönüş kaybı değerlerinin de asimetri seviyelerine bağlı olarak değiştiği görülmüştür. Besleme noktasının değiştirilmesiyle elde edilen farklı çalışma frekanslarının geri dönüş kaybı, radyasyon karakteristiği ve kazanç gibi performans kriterleri açısından değerlendirilmesi bu yaklasımın çok bantlı anten tasarımlarına yönelik bir potansiyel sunduğu görülmüştür. Karşılaştırma amacıyla seçilen merkezden 39 mm ve 23.4 mm besleme kaydırmalı asimetrik dipol antenler ile aynı uzunluktaki simetrik dipol antene ait elektromanyetik performans parametreleri Tablo 1'de verilmiştir. Tablo 1 incelendiğinde, antenlerin radyasyon karakteristiklerinde önemli bir değişim gözlemlenmezken gerçekleşen kazançta önemli bir seviyede düşüş meydana geldiği görülmüştür. Şekil 3'te simetrik ve asimetrik dipol antenlere ait yüzey akım dağılımı verilmiştir. Asimetrik antende akım dağılımının asimetrik hale geldiği fakat akım yoğunluğunun yine anten merkez noktasında olması, genel akım karakteristiğinin korunduğunu göstermektedir. Bunun sonucunda asimetrik anten tasarımlarının elektromanyetik performanslarında belirgin bir kayıp meydana gelmeden farklı frekanslarda kullanılabileceği görülmüştür. Sonuç olarak, besleme noktasındaki asimetrinin merkeze yakın bölgelerde anten radyasyon karakterini belirgin bir derecede etkilemediği ve beslemenin merkezden yeterince uzaklaşması ile daha yüksek frekanslarda çalışabilen daha kompakt anten tasarımlarına olanak sağladığı anlaşılmaktadır.



Sekil 2. Farklı besleme noktası konumları için geri dönüş kaybı(S11)grafiği.



Şekil 3. (a) Merkezden beslemeli simetrik silindirik dipol antenin yüzey akım yoğunluğu, (b) Besleme noktası merkezden 39 mm kaydırılmış asimetrik silindirik dipol antenin yüzey akım yoğunluğu.

Tablo 1. 0.85 GHz rezonans frekansında tasarlanan simetrik, 23.4 ve 39 mm besleme kaydırılmış asimetrik dipol antenlerin radyasyon karakteristiklerinin karşılaştırılması.

Besleme Noktası (mm)	Açısal Hüzme Genişliği (°)	Ana Lob Büyüklüğü (dBi)	Ana Lob Yönü (°)	Gerçekleşen Kazanç (dBi)
0 (Merkezde)	79.1	2.05	90.0	2.047
0.3L (23.4 mm)	79.0	1.9	92.0	1.890
0.5L (39 mm)	78.8	1.42	93.0	1.410

4. Sonuç

Bu çalışmada besleme noktası kaydırılarak oluşturulan sabit uzunlukta farklı anten tasarımları kullanılarak yapılan parametrik çalışmalar ile ışıma örüntüsü ve frekans karakterleri incelenmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, besleme noktasının merkezden 7.8, 15.6 ve 23.4 mm uzaklıklara kaydırılmasıyla oluşan ana rezonansların yine 0.85 GHz civarında korunduğu gözlemlenmiştir. Bunun yanısıra besleme noktasının daha fazla kaydırılmasıyla oluşmuş merkezden 31.2 ve 39 mm uzaklıktaki besleme konumları için 0.85 GHz de -10dB koşulunu sağlayamadığı görülmüştür fakat farklı frekanslarda belirgin rezonanslar oluşturdukları gözlemlenmiştir. 31.2 mm besleme kaydırmasında 4.48 GHz de -18.74 dB, 39 mm kaydırılmasında ise 1.76 GHz de -12.87 dB seviyesinde rezonans elde edilmiştir. Ayrıca 0.85 GHz çalışma frekansında karşılaştırılan simetrik ve 39 mm besleme kaydırılmış asimetrik antenlerde açısal hüzme genişliği sırasıyla 79.1° ve 78.8°, ana lob büyüklüğü 2.05 dBi ve 1.42 dBi, ana lob yönü 90° ve 93° olarak elde edilmiştir. Buna karşılık gerçekleşen kazanç 2.047 dBi'den 1.410 dBi'ye düşmüştür. Bu sonuçlar, besleme noktasındaki asimetrinin merkeze yakın bölgelerde antenin radyasyon karakteristiklerini sınırlı ölçüde etkilediğini, ancak daha belirgin asimetri durumlarında gerçekleşen kazanç ve ana lob büyüklüğü üzerinde daha önemli bir değişime neden olabildiğini göstermektedir. Bu sonuçlar, antenin fiziksel boyutları değiştirilmeden besleme noktasının konumunun değiştirilmesiyle hem mevcut çalışma frekansının korunabileceğini hem de artan asimetri ile farklı çalışma frekanslarında da yayılım yapılabileceği ve çift bandlı radyasyon elde edilebileceğini göstermektedir. Bu çalışma, antenin toplam uzunluğunun sabit tutulmasını gerektiren ancak farklı frekanslarda yayılıma ihtiyaç duyulabilecek uygulamalar için asimetrik dipol antenlerin kullanılabileceğini, asimetrik dipollerin kompakt ve çok bantlı anten tasarımları için uygulanabilirliğini yapılan parametrik çalışmalar ile desteklemektedir.

Kaynaklar

[1]. Singh P., Sharma A., Uniyal N. ve Kala R., “Half-wave dipole antenna for GSM applications,” International Journal of Advanced Computer Research, cilt.2, no.4, Sayı.6, s.354-357, 2012.

[2]. Nesterenko M. V., Katrich V. A. ve Pshenichnaya S. V., “Multiband asymmetric biconical dipole antenna with distributed surface impedance and arbitrary excitation,” East European Journal of Physics, cilt.2, s.450-455, 2024.

[3]. Popovic B. D., “On polynomial approximation of current along thin asymmetrical cylindrical dipoles,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.19, no.1, s.117-120, 1971.

[4]. Wang Y., Xu S. ve Werner D. H., “1 bit dual-polarized reconfigurable transmitarray antenna using asymmetric dipole elements with parasitic bypass dipoles,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.69, no.2, s.1188-1192, 2021.

[5]. Hu W., Feng T., Gao S. , Wen L., Luo Q., Fei P., Liu Y. ve Yang X., “Wideband circularly polarized antenna using single-arm coupled asymmetric dipoles,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.68, no.7, s.5104-5113, 2020.

FMCW Radar Tabanlı El Hareketi Tanımada Fiziksel Simetri Denetimi ve Karşı-Olgusal Model Onarımı

Mehmet Efe Çaycı, Eren Polat, Ayhan Altıntaş
İhsan Doğramacı Bilkent Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
efe.cayci@ug.bilkent.edu.tr, erenp@ug.bilkent.edu.tr, altintas@ee.bilkent.edu.tr

Özet: *Bu çalışma, 60 GHz FMCW radar ile el hareketi tanımada yüksek doğruluk elde eden modellerin radar ölçüm fiziğiyle tutarlı karar verip vermediğini incelemektedir. Dört katılımcıdan toplanan kayıtlar mikro-Doppler, menzil-zaman ve antenler arası faz temsillerine dönüştürülmüş; RandomForest ve CNN modelleri çapraz-katılımcı olarak değerlendirilmiştir. Yaklaşık %92 doğruluğa rağmen SPAR tabanlı simetri tutarlılığı denetimi, modelin bazı dönüşümlerde faz bilgisinden çok veri kümesine özgü ipuçlarına dayanabildiğini göstermiştir. Karşı-olgusal veri artırma ile doğruluk yaklaşık %1 düşerken, modelin fiziksel simetri tutarlılığı ölçülebilir biçimde artırılmıştır.*

Abstract: *This study investigates whether high-accuracy machine learning models for 60 GHz FMCW radar-based hand gesture recognition make decisions that are consistent with the physics of radar measurements. Radar recordings collected from four participants were transformed into micro-Doppler, range-time, and inter-antenna phase representations, and evaluated using RandomForest and CNN models in a cross-subject setting. Despite achieving approximately 92% accuracy, the SPAR-based symmetry consistency audit showed that the model could rely more on dataset-specific cues than on phase information in certain transformations. With counterfactual data augmentation, accuracy decreased by about 1%, while the model's physical symmetry consistency was measurably improved.*

1. Giriş

Milimetre dalga FMCW radarlar, el hareketi tanımada kamera gerektirmeden menzil, hız ve mikro-Doppler bilgisi sağlayabildiği için temassız etkileşim uygulamalarında önemli bir algılama yöntemidir [1], [2]. Ancak literatürde raporlanan yüksek sınıflandırma doğruluğu, modelin kararlarını mutlaka radar ölçüm fiziğiyle tutarlı sinyal bileşenlerine dayandırdığı anlamına gelmez; model, veri kümesine özgü ve farklı koşullarda genellenmesi zor ipuçlarıyla da doğru tahmin yapabilir [3]. Bu çalışmada dört katılımcıdan toplanan 60 GHz radar kayıtları mikro-Doppler, menzil-zaman ve antenler arası faz temsillerine dönüştürülerek RandomForest ve CNN modelleriyle incelenmiştir. Modellerin fiziksel tutarlılığı, geliştirilen SPAR (*Physics-based Symmetry Auditing and Counterfactual Repair*) denetimi ve SCS (*Symmetry Consistency Score*) ölçütü ile değerlendirilmiştir. Elde edilen bulgular, doğruluğun tek başına fiziksel tutarlılığı garanti etmediğini; karşı-olgusal veri artırma ile modellerin fiziksel simetri tutarlılığının doğrulukta belirgin kayıp olmadan artırılabileceğini göstermektedir.

2. Veri Kümesi ve Radar Temsilleri

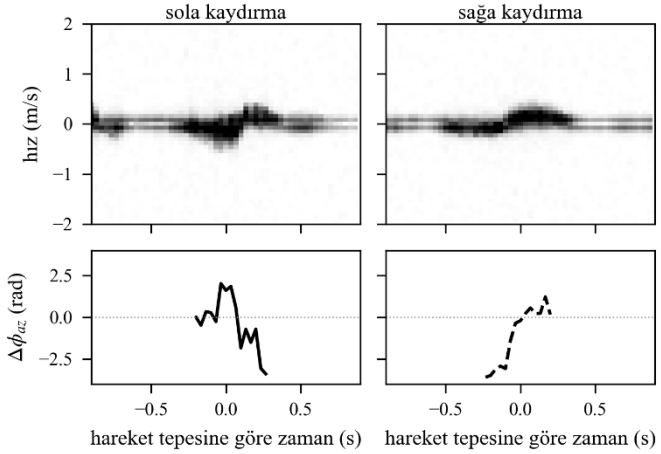
Bu çalışmada, 58–63.5 GHz bandında çalışan, bir verici ve üç alıcı antenli Infineon BGT60TR13C FMCW radar kullanılarak dört katılımcıdan el hareketi kayıtları alınmıştır [4]. Hareketler radar karşısında yaklaşık 25 cm uzaklıkta gerçekleştirilmiş; her katılımcı 15 hareket sınıfını 15 kez tekrar etmiş ve toplam 900 radar klibi elde edilmiştir. Ana değerlendirme için sağ-sol ve yukarı-aşağı kaydırma, itme-çekme, saat yönünde ve tersi yönde döndürme, kavrama-açma, el sallama, çift dokunma, parmak sürtme ve arka planı içeren 14 sınıf kullanılmış; değerlendirme katılımcı-dışı çapraz doğrulama düzeninde yapılmıştır. Her kayıt, yaklaşık 3 saniyelik ve $94 \times 3 \times 128 \times 128$ boyutlu bir radar küpü olarak işlenmiş; ham ölçümlerden mikro-Doppler, menzil-zaman ve antenler arası faz temsilleri çıkarılmıştır. Bu temsiller sırasıyla hareketin hız-zaman yapısını, elin yaklaşma/uzaklaşma davranışını ve yatay-dikey geometri bilgisini temsil etmektedir.

3. SPAR Denetimi ve Karşı-Olgusal Onarım

Sınıflandırma doğruluğu, bir modelin test örneklerini ne kadar doğru ayırdığını gösterir; ancak modelin bu kararları radar ölçüm fiziğiyle tutarlı sinyal bileşenlerine dayanarak verip vermediğini tek başına açıklamaz. Bu nedenle bu çalışmada geliştirilen SPAR (*Physics-based Symmetry Auditing and Counterfactual Repair*) çerçevesi, radar sinyalinin fiziksel simetrilerini kullanarak model kararlarının ölçüm geometrisiyle uyumunu denetlemek için

kullanılmıştır. Öğrenilmiş modellerde eşdeğişim ve dönüşüm tutarlılığının ölçülmesi literatürde de incelenmiş olmakla birlikte, SPAR denetimi bu fikri radar ölçüm fiziğine, antenler arası faz geometrisine ve beklenen etiket eşleşmelerine göre kurgulamaktadır [5].

SPAR'da zaman tersleme, yatay aynalama ve dikey aynalama dönüşümleri dikkate alınmıştır. Bu dönüşümler, hareketlerin fiziksel olarak hangi sınıfa karşılık gelmesi gerektiğini belirler. Örneğin zaman tersleme altında itme hareketi çekmeye, yatay aynalama altında sağa kaydırma sola kaydırmaya, dikey aynalama altında ise yukarı kaydırma aşağı kaydırmaya dönüşür. Saat yönünde ve saat yönünün tersine döndürme hareketleri de hem zaman tersleme hem de aynalama altında birbirine dönüştürülebilmektedir; çünkü bu dönüşümler dönme yönünü tersine çevirir. Bu sayede aynı sınıf çifti farklı fiziksel dönüşümlerle test edilebilir. Model bu dönüşümlerden sonra beklenen etiketi veriyorsa, fiziksel simetriyle tutarlı kabul edilir.



Şekil 1. Sola ve sağa kaydırma hareketleri için mikro-Doppler ve antenler arası faz temsilleri. Üst panellerdeki hız-zaman görünümleri iki hareket için benzer kalırken, alt panellerdeki azimut fazı zıt yönlü değişmektedir.

Şekil 1, sağa ve sola kaydırma hareketlerinde mikro-Doppler görünümlerinin benzer, antenler arası faz değişimlerinin ise zıt yönlü olduğunu göstermektedir. Bu nedenle SPAR denetimi, modelin yönsel kararlarını fiziksel faz ipucuna dayandırıp dayandırmadığını ayrıca sınamaktadır.

SPAR denetiminde temel ölçüt olarak SCS (*Symmetry Consistency Score*) kullanılmıştır. Bir dönüşüm için T_g radar örneğine uygulanan fiziksel dönüşümü, π_g ise bu dönüşüm altında beklenen etiket değişimini göstermek üzere SCS şu şekilde tanımlanır:

$$SCS_g = \frac{1}{|D_g|} \sum_{i \in D_g} 1[f(T_g x_i) = \pi_g(y_i)]. \quad (1)$$

Burada f sınıflandırıcıyı, x_i radar örneğini, y_i gerçek etiketi ve D_g ilgili dönüşüm altında etiketi değişmesi beklenen örnek kümesini ifade eder. Yüksek SCS, modelin fiziksel dönüşümden sonra beklenen etiketi verdiğini; düşük SCS ise kararın ilgili simetriyle uyumlu olmadığını gösterir.

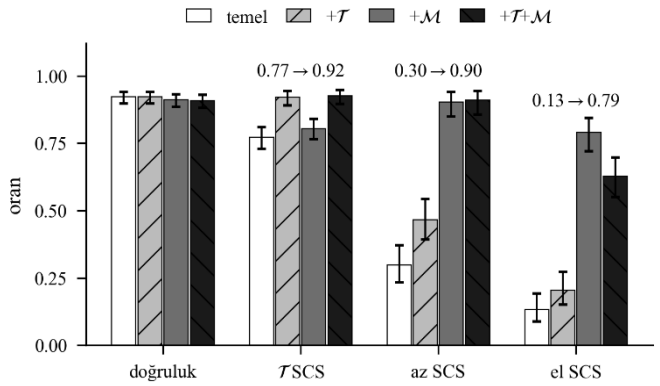
Denetimde düşük SCS elde edilen durumlarda karşı-olgusal veri artırma uygulanmıştır [6], [7]. Bu işlemde eğitim örnekleri zaman tersleme veya aynalama gibi fiziksel dönüşümlerle yeniden üretilmiş, etiketler de beklenen simetri eşleşmesine göre güncellenmiştir. Böylece modelin veri kümesine özgü ipuçlarına bağımlılığını azaltmak ve kararlarını fiziksel olarak daha tutarlı sinyal bileşenlerine dayandırmak amaçlanmıştır.

4. Deneysel Sonuçlar

Modeller katılımcı-dışı çapraz doğrulama düzeninde değerlendirilmiştir. Temel RandomForest modeli 14 sınıflı değerlendirmede yaklaşık %92 doğruluk elde etmiştir; ancak SPAR denetimi, bu doğruluğun fiziksel simetri tutarlılığını garanti etmediğini göstermiştir. Temel model zaman tersleme dönüşümünde görece tutarlı davranırken, yatay ve dikey aynalama dönüşümlerinde düşük SCS değerleri üretmiştir. Kontrol sınıflarında

tutarlılığın yüksek kalması, düşük SCS değerlerinin dönüşümlerin veriyi bozmasından değil, modelin karar davranışından kaynaklandığını desteklemektedir.

Karşı-olgusal veri artırma sonrasında fiziksel simetri tutarlılığı belirgin biçimde iyileşmiştir. Şekil 2'de görüldüğü gibi doğruluk yaklaşık %92'den %91'e sınırlı bir düşüş gösterirken, zaman tersleme SCS değeri 0.77'den 0.92'ye yükselmiştir. Aynalama artırması ile azimut SCS değeri 0.30'dan 0.90'a, elevasyon SCS değeri ise 0.13'ten 0.79'a çıkmıştır. CNN tabanlı deneyler de faz bilgisinin ve simetriye dayalı ince ayarın fiziksel tutarlılığı artırabildiğini desteklemiştir. Bu sonuçlar, karşı-olgusal örneklerin modelin veri kümesine özgü ipuçlarına bağımlılığını azaltabildiğini göstermektedir.



Şekil 2. Temel model ve karşı-olgusal veri artırma sonrası doğruluk ve SCS değerleri. Burada $\mathcal{T}$ zaman terslemeyi, $\mathcal{M}$ aynalama dönüşümlerini göstermektedir; "az SCS" azimut/yatay aynalama tutarlılığını, "el SCS" ise elevasyon/dikey aynalama tutarlılığını ifade etmektedir. Doğrulukta sınırlı bir değişim görülürken, özellikle aynalama dönüşümlerinde fiziksel simetri tutarlılığı belirgin biçimde artmaktadır.

5. Sonuç

Bu çalışma, 60 GHz FMCW radar tabanlı el hareketi tanımada yüksek sınıflandırma doğruluğunun tek başına fiziksel güvenilirliği garanti etmediğini göstermiştir. Temel RandomForest modeli yaklaşık %92 doğruluk elde etmesine rağmen, SPAR denetimi özellikle aynalama dönüşümlerinde modelin beklenen etiket değişimlerini yeterince takip edemediğini ortaya koymuştur. Karşı-olgusal veri artırma öncesinde yatay aynalama SCS değeri 0.30, dikey aynalama SCS değeri ise 0.13 iken; onarım sonrasında bu değerler sırasıyla 0.90 ve 0.79'a yükselmiştir. Buna karşılık genel doğruluk yalnızca yaklaşık %1 azalmıştır. Bu bulgu, modelin veri kümesine özgü kestirme ipuçlarına bağımlılığının azalabileceğini ve farklı kullanıcı ya da ortam koşullarında daha güvenilir karar davranışı için umut verici bir temel sunduğunu göstermektedir. SPAR ise bu değerlendirmeyi mümkün kılarak, radar tabanlı makine öğrenmesi sistemlerinde sınıflandırma doğruluğunun ötesinde fiziksel ipucu tutarlılığını da ölçülebilir bir değerlendirme ekseni olarak sunmaktadır.

Kaynaklar

[1]. Chen V. C. vd., "Micro-Doppler effect in radar: phenomenon, model, and simulation study," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., cilt 42, no. 1, s. 2–21, 2006, doi: 10.1109/TAES.2006.1603402.

[2]. Lien J. vd., "Soli: ubiquitous gesture sensing with millimeter wave radar," ACM Trans. Graph., cilt 35, no. 4, madde 142, 2016, doi: 10.1145/2897824.2925953.

[3]. Geirhos R. vd., "Shortcut learning in deep neural networks," Nat. Mach. Intell., cilt 2, s. 665–673, 2020, doi: 10.1038/s42256-020-00257-z.

[4]. Infineon Technologies AG, "BGT60TR13C Datasheet V2.4.9," veri sayfası, 2023.

[5]. Gruver N. vd., "The Lie derivative for measuring learned equivariance," ICLR, 2023, arXiv:2210.02984.

[6]. Fusco A. vd., "Enhancing FMCW radar gesture classification with physically interpretable data augmentation," IEEE Access, cilt 13, s. 60556–60569, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3556565.

[7]. Li Y. vd., "Towards domain-independent and real-time gesture recognition using mmWave signal," IEEE Trans. Mobile Comput., cilt 22, no. 12, s. 7355–7369, 2023, doi: 10.1109/TMC.2022.3207570.

Akım Dağılımı Tabanlı Mutasyon Operatörü ile Piksel Anten Optimizasyonu

Ceren Çelik, Mustafa Bora Çelik, Hulusi Açıkgöz
Ankara Medipol Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
ceren.celik1@std.ankaramedipol.edu.tr, mustafa.celik1@std.ankaramedipol.edu.tr,
hulusi.acikgoz@ankaramedipol.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, piksel tabanlı mikroşerit yama anten optimizasyonu için Yüzey Akım Bilgili Mutasyon (YABM) operatörü önerilmektedir. Genetik algoritma (GA) tabanlı optimizasyonlarda her piksele eşit mutasyon olasılığı atanması, elektromanyetik açıdan kritik olmayan bölgelerde hesaplama kaynağı israfına yol açmaktadır. Önerilen operatör, her jenerasyonda şampiyonun Momentler Yöntemi (MoM) çözümünden elde edilen yüzey akım dağılımını kullanarak yüksek akım taşıyan piksellere daha yüksek mutasyon olasılığı atamaktadır. 4,3 mm hava substrat üzerine yerleştirilmiş 53 × 53 mm boyutundaki 14 × 14 piksel yama antende operatör uygulanmış; elde edilen tasarım 2,015 GHz rezonans frekansı (başlangıç değerine göre %22,5 düşüş), 27,1 MHz −10 dB bant genişliği ve 8,44 dBi kazanç sağlamıştır.*

Abstract: *This paper proposes a Surface-Current-Informed Mutation (SCIM) operator for pixel-based microstrip patch antenna optimization. In standard genetic algorithms, uniform bit-flip probability wastes evaluations on electromagnetically passive pixels. The proposed operator extracts the surface current distribution from the Method-of-Moments solution of the current champion each generation, and assigns higher mutation probability to high-current pixels. The operator is applied to a 53 × 53 mm, 14 × 14 pixelated patch over a 4.3 mm air substrate; the resulting design achieves a 2.015 GHz resonance (22.5% reduction from the initial value), 27.1 MHz −10 dB bandwidth, and 8.44 dBi gain.*

1. Giriş

Piksel tabanlı anten tasarımında, N × N'lik ikili ızgara üzerindeki her hücrenin metal veya boşluk olarak atanması, boyutlu bir arama uzayı oluşturur. Bu ayrık optimizasyon problemi için genetik algoritmalar sıklıkla tercih edilmektedir [1], [2]. Ancak klasik GA uygulamalarında mutasyon operatörü her piksele eşit olasılık atamakta; bu durum elektromanyetik açıdan önemsiz bölgelerde hesaplama kaynağı israfına yol açmaktadır. Piksel anten optimizasyonuna yönelik mevcut çalışmalar yoğunluk tabanlı topoloji optimizasyonu [3], evrimsel algoritmalar [4] ve vekil model destekli arama [5] gibi yaklaşımları kapsamaktadır. Bununla birlikte hiçbir çalışma fiziksel önsel bilgi olarak yüzey akım dağılımını doğrudan mutasyon operatörüne entegre etmemiştir. Bu çalışmada önerilen Yüzey Akım Bilgili Mutasyon (YABM) operatörü, bu boşluğu doldurmaktadır. Operatör, her jenerasyonda en iyi performans sergileyen şampiyonun MoM çözümünden elde edilen normalize edilmiş akım haritasını kullanarak piksel başına mutasyon olasılığını adaptif biçimde ayarlamaktadır. Böylece GA'nın arama bütçesi elektromanyetik açıdan kritik bölgelere yönlendirilmektedir.

2. Yöntem

2.1 Problem Tanımı

53 × 53 mm bakır yama, 4,3 mm hava substrat ($\varepsilon r \approx 1$) üzerinde 100 × 100 mm zemin düzlemine yerleştirilmiştir. Başlangıç rezonans frekansı f_0 = 2,6 GHz'dir. Yama 14 × 14 piksel ızgarasına bölünmüş; çeyrek simetri kısıtı uygulanarak arama uzayı 'dan 'a indirgenmiş, y-ekseninde doğrusal polarizasyon yapısal olarak güvence altına alınmıştır.

2.2 Yüzey Akım Bilgili Mutasyon Operatörü

Standart GA'da her bit, sabit bir taban mutasyon olasılığı p_m ile ters çevrilir. YABM operatöründe ise her jenerasyondan önce şampiyonun yüzey akım dağılımı |J(x,y)| MoM çözücüsünden alınır ve piksel başına normalize edilerek $h_{ij} \in [0, 1]$ haritası oluşturulur. Piksel başına efektif mutasyon olasılığı şu şekilde hesaplanır:

$$p_{ij} = p_m \cdot (\alpha + \beta \cdot h_{ij})$$

burada α = 0,4 ve β = 2,5'tir. Bu değerlerle piksel başına mutasyon olasılığı, akım taşımayan pikseller için $p_{min} = 0{,}4 \cdot p_m$ ($h_{ij} = 0$) ile en yüksek akımlı pikseller için $p_{max} = 2{,}9 \cdot p_m$ ($h_{ij} = 1$) arasında değişmekte; iki uç arasındaki oran 7,25 olmaktadır. Bunun sebebi, yüksek yüzey akımı taşıyan piksellerin antenin elektromanyetik davranışını belirlemesidir; bu bölgelerdeki değişiklikler rezonans frekansı ve bant genişliği üzerinde daha belirgin etkiye

sahiptir. α ve β parametreleri, düşük akımlı piksellerde mutasyon olasılığının sıfıra inmemesini — böylece arama uzayının erişilebilir kalmasını — sağlayan sıfırdan farklı bir taban değer ($\alpha = 0{,}4$; yani $0{,}4 \cdot p_m$) ve yüksek akımlı piksellerin belirgin biçimde önceliklendirilmesini ($\beta = 2{,}5$) sağlayacak şekilde deneysel olarak belirlenmiştir; sistematik bir duyarlılık analizi gelecek çalışma kapsamındadır.

2.3 GA Çerçevesi

Temel GA parametreleri şöyledir: popülasyon büyüklüğü 12-16, jenerasyon sayısı 6-8, turnuva seçimi ($k = 3$), iki noktalı çaprazlama (çaprazlama olasılığı $p_c = 0{,}85$), elitizm (en iyi 3 birey korunur). Her birey, durağanlık tespit edildiğinde adaptif olarak artırılan mutasyon oranıyla değerlendirilir. Uygunluk fonksiyonu frekans düşümü, bant genişliği ve kazanç bileşenlerini eşit ağırlıkla (her biri 1/3) birleştirmekte; frekans artışını önleyen sabit cezalar içermektedir.

3. Sonuçlar

3.1 Optimizasyon Sonucu

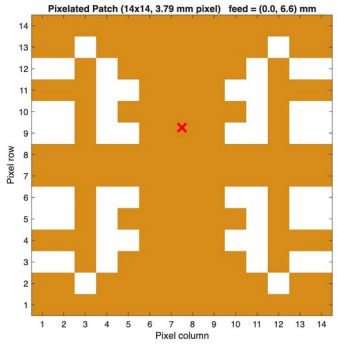
Optimizasyon, çok çözünürlüklü bir çizelge (4×4 → 8×8 → 12×12 → 14×14) üzerinde yürütülmüş; her aşamada bir önceki çözünürlüğün şampiyonu başlangıç noktası olarak kullanılmıştır. YABM operatörü, her jenerasyonun başında şampiyonun MoM çözümünden alınan akım haritasıyla güncellenmiştir. Tablo 1'de başlangıç tasarımı ile YABM ile optimize edilmiş nihai tasarım karşılaştırılmaktadır. Eşit olasılıklı mutasyona karşı kontrollü ablasyon karşılaştırması, Bölüm 4'te gerekçelendirildiği üzere çoklu tohumlu tekrarları gerektirdiğinden bu bildiri kapsamı dışında bırakılmıştır.

Tablo 1. Başlangıç ve optimize edilmiş tasarımın karşılaştırılması

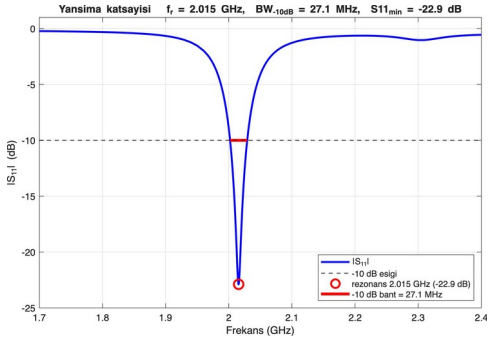
Yapılandırma	fr (GHz)	BW (MHz)	Kazanç (dBi)
Başlangıç (bölünmemiş yama)	2,600	—	—
YABM (önerilen)	**2,015**	**27,1**	**8,44**

3.2 Final Tasarım

Şekil 1'de optimize edilmiş 14 × 14 piksel topolojisi gösterilmektedir. Tasarım, çeyrek simetriyi açıkça sergilemekte; aktif metal bölgesi stratejik boşluklar içermektedir. Bu boşluklar efektif akım yolunu uzatarak rezonans frekansını düşürmektedir [6]. Şekil 2'de giriş yansıma katsayısının frekansa göre değişimi verilmekte olup 2,015 GHz'de keskin bir rezonans gözlemlenmektedir.



Şekil 1. Optimize edilmiş 14 × 14 piksel topolojisi (turuncu: metal, beyaz: kaldırılmış).



Şekil 2. Optimize edilmiş antenin $|S_{11}|$ - frekans grafiği: fr = 2,015 GHz, BW = 27,1 MHz, S_{11}min = −22,9 dB.

Başlangıç değerleriyle karşılaştırıldığında elde edilen sonuçlar şu şekilde özetlenebilir: rezonans frekansı 2,600 GHz'den 2,015 GHz'e düşürülmüş (%22,5 azalma), −10 dB bant genişliği 27,1 MHz olarak elde edilmiş (minimum 20 MHz eşiğinin 1,36 katı) ve kazanç 8,44 dBi olarak elde edilmiştir. Besleme konumu (0,0 mm; 6,6 mm) olarak kalibre edilmiştir. Şekil 2'deki eğri, rezonans bölgesinde 0,25 MHz adımlı bir frekans taramasıyla üretilmiş; rapor edilen değerler doğrudan bu taramadan hesaplanmıştır.

4. Tartışma

Yüzey akım dağılımının mutasyon operatörüne fiziksel önsel bilgi olarak taşınması, arama bütçesinin antenin rezonans davranışını belirleyen bölgelere yönlendirilmesini sağlamaktadır. Yüksek akım bölgelerindeki piksel değişiklikleri efektif akım yolu uzunluğunu ve dolayısıyla rezonans frekansını orantısız biçimde etkilemekte; akım taşımayan bölgelerdeki bit çevirmeleri ise çoğunlukla nötr kalmaktadır. Yöntemin hesaplama maliyeti ihmal edilebilir düzeydedir: akım haritası, şampiyonun zaten gerçekleştirilmiş MoM çözümünden elde edilmekte, ekstra simülasyon gerektirmemektedir. Bu bildiride operatörün eşit olasılıklı mutasyona karşı kontrollü karşılaştırması sunulmamaktadır. Anlamlı bir karşılaştırma, aynı başlangıç popülasyonu ve eşit hesaplama bütçesi altında çoklu rastgele tohum (seed) ile tekrarlanmış koşumları ve bunlara ait yakınsama eğrilerini gerektirmektedir; tekil bir koşum çiftinden yakınsama hızına ilişkin sonuç çıkarmak istatistiksel olarak savunulabilir değildir. Bu nedenle bildiride yakınsama hızına ilişkin herhangi bir iddia öne sürülmemekte, söz konusu doğrulama α ve β duyarlılık analiziyle birlikte devam eden çalışmaya bırakılmaktadır. Sunulan tasarım, düşük dielektrik kontrastlı 4,3 mm hava substrat karşısında %22,5 rezonans frekansı düşümü sağlamakta; elde edilen 27,1 MHz bant genişliği 20 MHz tasarım eşiğinin üzerinde kalmakla birlikte, piksellenmiş yapının yükselttiği Q değeri bant genişliğinin bu yaklaşımda başlıca sınırlayıcı büyüklük olduğunu göstermektedir.

5. Sonuç

Bu çalışmada piksel anten optimizasyonu için yüzey akım bilgili bir mutasyon operatörü önerilmiş ve 14 × 14 piksel bir yama anten üzerinde uygulanmıştır. Operatör, ek hesaplama maliyeti getirmeksizin GA'nın arama bütçesini elektromanyetik açıdan kritik piksellere yönlendirmektedir. Elde edilen %22,5 frekans düşümü, 27,1 MHz bant genişliği ve 8,44 dBi kazanç, hava substrat kısıtı altında piksel tabanlı optimizasyonun etkinliğini göstermektedir. Gelecek çalışmalarda operatörün çok bantlı ve çift polarizasyonlu anten tasarımlarına uygulanması planlanmaktadır. Ayrıca eşit olasılıklı mutasyona karşı çoklu tohumlu kontrollü ablasyon ve α, β parametrelerinin sistematik olarak taranması planlanmaktadır.

Kaynaklar.

[1]. Johnson J. M. ve Rahmat-Samii Y., "Genetic algorithms in engineering electromagnetics," IEEE Antennas Propag. Mag., cilt 39, no. 4, s. 7–21, 1997.

[2]. Haupt R. L. ve Werner D. H., Genetik Algoritmalar ile Elektromanyetik. IEEE Press / Wiley, 2007.

[3]. Zheng J., Wang Q., Gao R. vd., "An efficient topology optimization method for patch antenna design using the condensation technique," Struct. Multidiscip. Optim., cilt 68, no. 234, 2025.

[4]. Tucek J., Capek M., Jelinek L. ve Sigmund O., "Density-based topology optimization in method of moments," IEEE Trans. Antennas Propag., 2024.

[5]. Koziel S. ve Pietrenko-Dabrowska A., "Antenna optimization using machine learning with reduced-dimensionality surrogates," Sci. Rep., cilt 14, no. 21567, 2024.

[6]. Balanis C. A., Anten Teorisi: Analiz ve Tasarım, 2. baskı. John Wiley & Sons, 1997.

Makine Öğrenmesi Destekli Yama Anten Optimizasyonu

Münir Akçay*, İsmail YARİÇİ
Adnan Menderes Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Aydın
akcymunur44@gmail.com, ismail.yarici@adu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada 2–3 GHz frekans bandında çalışan bir mikroşerit yama antenin tasarım sürecinde makine öğrenmesi kullanımı incelenmiştir. CST Studio Suite ortamında yama boyutlarının parametrik olarak değiştirilmesiyle tam bir veri seti oluşturulmuş, anten mimarisine dayalı bir RF ve ANN modeli, antenin yansıma katsayısını (S11) tahmin etmek ve uygun tasarım parametrelerini belirlemek üzere eğitilmiştir. Geliştirilen modellerin tahmin doğruluklarını karşılaştırmak için standart regresyon performans metrikleri kullanılmıştır. Yapılan çalışmalarda, makine öğrenmesi algoritması olan Random Forest modelinin, MAE = 0.0201 dB, RMSE = 0.0970 dB ve R^2 = 0.9989 değerleriyle en başarılı tahmin performansını gösterdiği ve anten tasarım sürecini önemli ölçüde hızlandırdığı görülmüştür.*

Abstract: *This study investigates the use of machine learning in the design process of a microstrip patch antenna operating in the 2–3 GHz frequency band. A complete dataset was created in the CST Studio Suite environment by parametrically varying the patch sizes. An RF and ANN model based on the antenna architecture was trained to predict the antenna's reflection coefficient (S11) and determine appropriate design parameters. Standard regression performance metrics were used to compare the prediction accuracies of the developed models. The studies showed that the AI-assisted optimization Random Forest model exhibited the most successful prediction performance with MAE = 0.0201 dB, RMSE = 0.0970 dB, and R^2 = 0.9989, significantly accelerating the antenna design process.*

1. Giriş

Kablosuz iletişim teknolojilerinin hızlı gelişimiyle birlikte, anten sistemlerinin performansı, iletişim sistemlerinin başarısını doğrudan etkilemektedir. Mobil iletişim, radar, uzaktan algılama, Wi-Fi, IoT ve 5G/6G sistemleri gibi birçok modern uygulamada, antenler elektromanyetik enerjinin verimli iletimi ve alımında temel bir rol oynamaktadır [1]. Bu bağlamda, mikroşerit (yama) antenler, düşük profilleri, hafif yapıları, kolay üretilebilirlikleri ve elektronik sistemlerle kolay entegrasyon sağlayan düzlemsel konfigürasyonları nedeniyle öne çıkmaktadır. Bununla birlikte, yama antenler ayrıca bazı dezavantajlara da sahiptir; bunların en önemlileri dar bant genişliği, düşük kazanç ve sınırlı yönlülüktür [2].

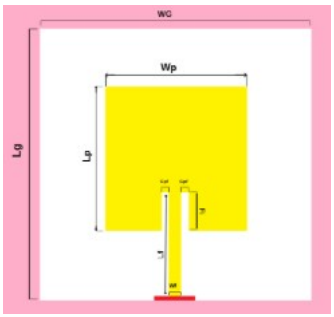
Anten performans parametreleri, yama boyutları, besleme konumu, alt tabaka kalınlığı ve dielektrik sabiti dahil olmak üzere anten geometrisiyle doğrudan ilişkilidir. Bu nedenle, anten tasarımı genellikle karmaşık bir optimizasyon problemine dönüşmektedir. Geleneksel optimizasyon yöntemleri (deneme-yanılma, parametrik tarama vb.) yüksek doğruluk sağlayabilse de, zaman ve maliyet açısından verimsizdirler. Bu yaklaşımlarda, her anten varyasyonu ayrı bir elektromanyetik simülasyon veya üretim ve ölçüm süreci gerektirir. Bu durum, 3D elektromanyetik simülasyon yazılımı (örneğin, CST Studio Suite) kullanıldığında son derece uzun hesaplama sürelerine ve ayrıca üretim ve ölçüm söz konusu olduğunda yüksek maliyetlere yol açar [3]. Bu zorlukların üstesinden gelmek için, yapay zeka (YZ) ve makine öğrenimi (ML) tabanlı optimizasyon teknikleri son yıllarda anten tasarımında giderek daha popüler hale gelmiştir. YZ destekli yaklaşımlar, daha önce simüle edilmiş veya ölçülmüş verilerden öğrenerek anten performansını tahmin edebilir ve böylece yeni tasarımlar için gereken simülasyon süresini önemli ölçüde azaltabilir [4].

Bu çalışmada, YZ destekli yama anten optimizasyonuna odaklanılmaktadır. Ana amaç, anten geometrik parametreleri ile performans ölçütleri arasındaki ilişkiyi öğrenebilen ve optimum performansa sahip antenlerin hızlı tasarımını ve fiziksel doğrulamasını sağlayan bir makine öğrenimi modeli geliştirmektir. [1,5]. Çalışma kapsamında, 2–3 GHz frekans aralığında optimum performans gösterecek bir mikroşerit patch anten tasarlanmış, anten geometrisi parametrik analiz yöntemiyle geliştirilmiş ve elde edilen sonuçlardan bir veri seti oluşturulmuştur.

Elde edilen veri seti anten parametrelerinin tahmini için geliştirilen modellerde eğitim ve test verisi olarak kullanılmış, sonuçlar değerlendirilmiştir.

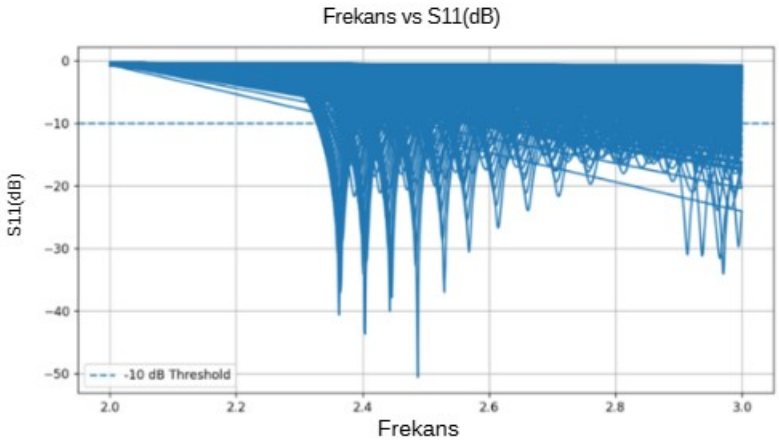
2. Anten Tasarımı

Anten tasarımı CST Studio ortamında gerçekleştirimiştir. Tasarım yapılırken patch uzunluğu ve genişliği değişken parametrelerken slot genişliği, subtrat genişliği,substrat uzunluğu substrat kalınlığı gibi parametreler sabit tutuldu. Sadece iki parametrenin değişken olmasının sebebi CST Studio'da parametrik süpürme (Parametric Sweep) yaparken karmaşıklığı önlemek ve veri setini oluştururken kolay ayrım yapabilmektir. Tasarımda altlık olarak temini kolay FR4 malzemesi seçilmiştir. Çalışmada kullanılan dikdörtgen mikroşerit patch anten modeli Şekil 1'de gösterilmektedir.



Şekil.1. Mikroşerit Patch Anten

Optimum çalışan antenlerin alt ve üst parametreler belirlendikten sonra parametrik süpürme yapılarak 400.000 satırlık veri seti elde edilmiştir. Elde edilen antenlerin S11- Frekans grafiği Şekil 2'de gösterilmektedir.



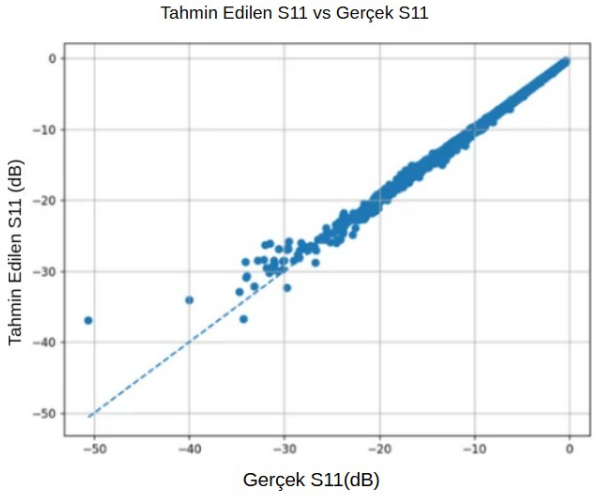
Şekil 2. Farklı anten geometrileri için elde edilen S11–frekans karakteristikleri.

Çalışmada, mikroşerit yama antenin yansıma katsayısının (S11) tahmin edilmesi amacıyla Rastgele Orman (Random Forest, RF) ve Yapay Sinir Ağları (YSA) modelleri kullanılmıştır. Rastgele orman, karar ağaçlarına dayalı topluluk öğrenmesi yaklaşımıyla yüksek doğrulukta tahminler sunarken [6], Yapay Sinir Ağları doğrusal olmayan ilişkileri modelleyebilme yeteneği sayesinde karmaşık mühendislik problemlerinde etkin sonuçlar vermektedir [7]. Oluşturulan veri seti eğitim ve test verileri olarak ayrılmış, modeller Python ortamında geliştirilmiş ve performansları MAE, RMSE ve R^2 ölçütleri kullanılarak değerlendirilmiştir.

3. Makine Öğrenmesi Sonuçları

Eğitilen modellerin tahmin performansları gerçek S11 değerleri ile karşılaştırılarak değerlendirilmiştir. Random Forest modeline ait gerçek ve tahmin edilen S11 değerlerinin karşılaştırılması Şekil 3'te gösterilmektedir. Noktaların büyük çoğunluğunun referans doğrusu etrafında yoğunlaşması, modelin yüksek doğrulukta tahminler gerçekleştirdiğini göstermektedir. Özellikle veri kümesinin büyük bölümünde tahmin edilen değerlerin gerçek

değerlere oldukça yakın olduğu görülmektedir. Model, MAE = 0.0201 dB, RMSE = 0.0970 dB ve R^2 = 0.9989 performans değerleri ile başarılı sonuçlar elde etmiştir.



Şekil 3. Random Forest modeli için gerçek ve tahmin edilen S11 değerlerinin karşılaştırılması.

4. Sonuç

Bu çalışma, 2–3 GHz frekans aralığında çalışacak dikdörtgen mikroşerit yama anteninin s parametresini tahmin etmeye yönelik yeni bir makine öğrenmesi tabanlı yöntem sunmaktadır. Anten modeli CST Studio Suite ortamında oluşturulmuş, elde edilen simülasyon sonuçlarıyla tam bir veri seti oluşturulmuş ve bu veri seti, RF ve ANN modellerini eğitmek için kullanılmıştır. Yapılan analizler, her iki modelin de anten yansıma katsayısını (S11) yüksek doğrulukla tahmin edebildiğini doğrulamaktadır. Sonuçlar, Random Forest modelinin diğer modele kıyasla tahmin performansında daha başarılı olduğunu; daha düşük hata değeri ve daha yüksek R^2 değeri elde ettiğini göstermektedir. Yapay sinir ağları modeli de aynı derecede başarılı olmasına rağmen, Random Forest'e kıyasla tahmin etmede daha kötü performans göstermektedir. Elde edilen bulgular, makine öğrenmesi algoritmalarının mikroşerit yama anten tasarım sürecinde tekrar eden elektromanyetik simülasyon ihtiyacını önemli ölçüde azaltabileceğini ve tasarım sürecini hızlandırabileceğini göstermektedir. Bu yaklaşımın, farklı anten tiplerinin tasarımı ve optimizasyonuna uyarlanabilecek etkili bir yöntem olduğu değerlendirilmektedir.

Kaynaklar

[1] Balanis C. A., Antenna Theory: Analysis and Design. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, ABD, 2016.
[2] Garg R., Bhartia P., Bahl I. ve Ittipiboon A., Microstrip Antenna Design Handbook. Artech House, Norwood, Massachusetts, ABD, 2001.
[3] Breiman L., "Random Forests," Machine Learning, cilt 45, sayı 1, s. 5–32, 2001.
[4] Haykin S., Neural Networks and Learning Machines. Pearson, Upper Saddle River, New Jersey, ABD, 2009.
[5] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook. Norwood, MA, USA: Artech House, 2001.
[6] L. Breiman, "Random Forests," Machine Learning, vol. 45, no. 1, pp. 5–32, 2001.
[7] S. Haykin, Neural Networks and Learning Machines, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson, 2009.

24. ve 25. Güneş Döngülerinde İyonküre Fırtına Yayılımının ve TEİ Değişimlerinin Grafik Tabanlı Uzay-Zamansal Derin Öğrenme ile Modellenmesi

Saide Eda Gül[1*], Seçil Karatay[1], Feza Arıkan[2]
[1]Kastamonu Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kastamonu
s.edagul19@gmail.com.tr, skaratay@kastamonu.edu.tr

[2]Hacettepe Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
arikan@hacettepe.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, 24. ve 25. Güneş Döngülerinde gözlenen iyonküre fırtınalarının yayılımı ve Toplam Elektron İçeriği (TEİ) değişimlerinin modellenmesi amacıyla Uyarlanabilir Grafik Dikkat Ağı (UGDA-Adaptive Graph Attention Network, GAT), Çift Yönlü Geçitli Tekrarlayan Birim (ÇYGTB-Bidirectional Gated Recurrent Unit, BiGRU) ve Zamansal Dikkat (ZD-Temporal Attention) mekanizmalarını birleştiren grafik tabanlı bir derin öğrenme modeli kullanılmıştır. Avrupa'daki Küresel Seyrüsefer Uydu Sistemi (KSUS-Global Navigation Satellite System, GNSS) istasyonlarından elde edilen IONOLAB-TEİ verileriyle gerçekleştirilen analizler, modelin her iki güneş döngüsünde de TEİ değişimlerini başarıyla temsil ettiğini göstermiştir. Sonuçlar, 25. Güneş Döngüsünde hata değerleri artmasına rağmen Belirlilik Katsayısı ve Pearson korelasyon katsayısının yüksek düzeyde korunduğunu, ayrıca pozitif ve negatif TEİ aykırılıklarının yayılım özelliklerinin güneş döngülerine göre farklılaştığını ortaya koymuştur.*

Abstract: *In this study, a graph-based deep learning model integrating an Adaptive Graph Attention Network (UGDA-Adaptive Graph Attention Network, GAT), a Bidirectional Gated Recurrent Unit (ÇYGTB-Bidirectional Gated Recurrent Unit, BiGRU), and a Temporal Attention mechanism (ZD-Temporal Attention) was employed to model the propagation of ionospheric storms and Total Electron Content (TEC) variations during Solar Cycles 24 and 25. Analyses conducted using IONOLAB-TEC data obtained from Global Navigation Satellite System (KSUS-Global Navigation Satellite System, GNSS) stations across Europe demonstrated that the proposed model successfully represented TEC variations in both solar cycles. The results showed that, although error values increased during Solar Cycle 25, high Coefficient of Determination (R^2) and Pearson correlation coefficient values were maintained, and the propagation characteristics of positive and negative TEC anomalies differed between the two solar cycles.*

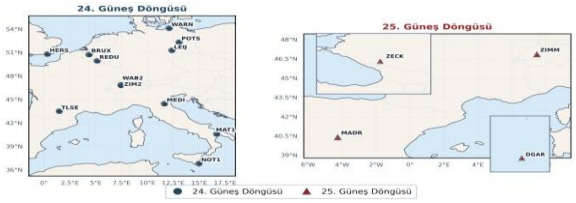
1. Giriş

İyonküre, uzay hava olaylarından doğrudan etkilenen ve özellikle KSUS sinyallerinin yayılımını etkileyen atmosferin iyonize bir katmanıdır. İyonküredeki değişimlerin izlenmesinde yaygın olarak kullanılan Toplam Elektron İçeriği (TEİ), jeomanyetik fırtınaların etkilerinin belirlenmesinde temel göstergelerden biridir. Son yıllarda TEİ modellemesinde yapay zekâ ve derin öğrenme yöntemleri yaygınlaşmış olsa da, birçok çalışma zamansal değişimlere odaklanırken istasyonlar arasındaki mekânsal etkileşimleri sınırlı düzeyde ele almaktadır. Bu çalışmada, Avrupa KSUS istasyonlarından elde edilen TEİ verileri kullanılarak 24. ve 25. Güneş Döngülerinde gözlenen iyonküre fırtınalarının uzay-zamansal davranışları; UGDA, ÇYGTB ve ZD mekanizmasını birleştiren grafik tabanlı bir derin öğrenme modeli ile incelenmiştir. Ayrıca, TEİ değişimleri ile pozitif ve negatif aykırılıkların yayılım özellikleri iki güneş döngüsü kapsamında karşılaştırılmıştır.

2. Materyal ve Yöntem

Bu çalışmada veri kaynağı olarak, çift frekanslı YKS (Yerküresel Konumlama Sistemi) alıcılarından elde edilen ve Reg-Est (Regularized Estimation) algoritmasına dayalı olarak kestirilen IONOLAB-TEİ verileri kullanılmıştır [1-

4]. Çalışma kapsamında değerlendirilen Avrupa KSUS istasyonlarına ait IONOLAB-TEİ zaman serileri 2,5 dakikalık zaman çözünürlüğünde kestirilmiş olup iyonkürede meydana gelen değişimlerin yüksek zamansal çözünürlükle izlenmesine olanak sağlamaktadır. 24. ve 25. Güneş Döngüleri için sakin, orta ve güçlü jeomanyetik koşulları temsil eden üçer günlük dönemler seçilmiştir. Her gün 576 adet örnekten oluşmaktadır. Model girişinde istasyonlara ait TEİ değerleri, TEİ aykırılığı, ardışık değişim, hareketli ortalama, hareketli standart sapma ile Kp, ap, Dst, AE, F10.7 ve R indisleri kullanılmıştır. Şekil 1'de çalışmada kullanılan KSUS istasyonlarının coğrafi dağılımı gösterilmektedir.

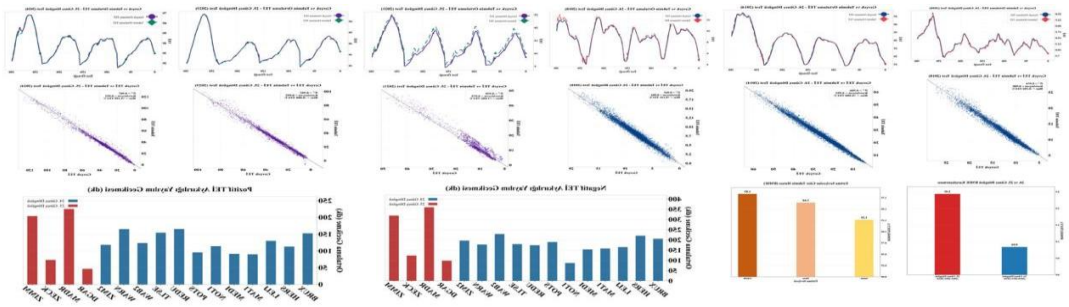


Şekil 1. 24. ve 25. Güneş Döngülerinde çalışmada kullanılan Avrupa KSUS istasyonlarının coğrafi dağılımı.

Analizler, 24. Güneş Döngüsü için 12, 25. Güneş Döngüsü için ise 4 Avrupa KSUS istasyonundan elde edilen TEİ verileri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. 25. Güneş Döngüsünde istasyon sayısının daha az olması, incelenen dönemlerde kesintisiz ve güvenilir IONOLAB-TEİ verisine sahip istasyonların sınırlı olmasından kaynaklanmaktadır. Bu farklılık, döngüler arası performans karşılaştırmalarında dikkate alınmıştır. Her KSUS istasyonu grafik üzerinde bir düğüm olarak tanımlanmış, başlangıç bağlantıları eğitim verilerinden elde edilen TEİ aykırılığı korelasyonlarına göre oluşturulmuştur. UGDA katmanı uzaysal bağımlılıkları, ÇYGTB zamansal örüntüleri öğrenmiş, Zamansal Dikkat Mekanizması ise tahmin açısından kritik zaman adımlarını belirlemiştir. Modelde üç UGDA katmanı, iki katmanlı 128 gizli birimli ÇYGTB, 0.25 dropout oranı, 32 mini-yığın boyutu ve 2.5×10^{-4} öğrenme oranı kullanılmış; eğitim AdamW optimizasyonu ve erken durdurma yaklaşımı ile gerçekleştirilmiştir. Model, geçmişe ait 96 örnek kullanılarak 12 örnek (30 dakika) sonraki TEİ değerlerini tahmin edecek şekilde eğitilmiş ve Bir Yıl Dışarıda Bırakma Doğrulaması (BYDBD-Leave-One-Year-Out: LOYO) yaklaşımı ile değerlendirilmiştir. Ölçekleme işlemleri yalnızca eğitim verisi üzerinde gerçekleştirilmiş, giriş değişkenleri ve hedef TEİ değerleri ayrı ayrı standartlaştırılmıştır. Performans değerlendirmesinde Kök Ortalama Kare Hatası (KOKH-Root Mean Square Error, RMSE), Ortalama Mutlak Hata (OMH-Mean Absolute Error, MAE), Belirlilik Katsayısı (BK-Coefficient of Determination, R^2), Pearson Korelasyon Katsayısı (PKK-Pearson Correlation Coefficient, r) ve Ortalama Mutlak Yüzde Hata (OMYH-Mean Absolute Percentage Error, MAPE) kullanılmış; sonuçlar Süreklilik (Persistence) yaklaşımı ile karşılaştırılmıştır. Öğrenilen komşuluk matrisleri ile pozitif ve negatif TEİ aykırılıklarının yayılım gecikmeleri analiz edilerek iki güneş döngüsü karşılaştırılmıştır.

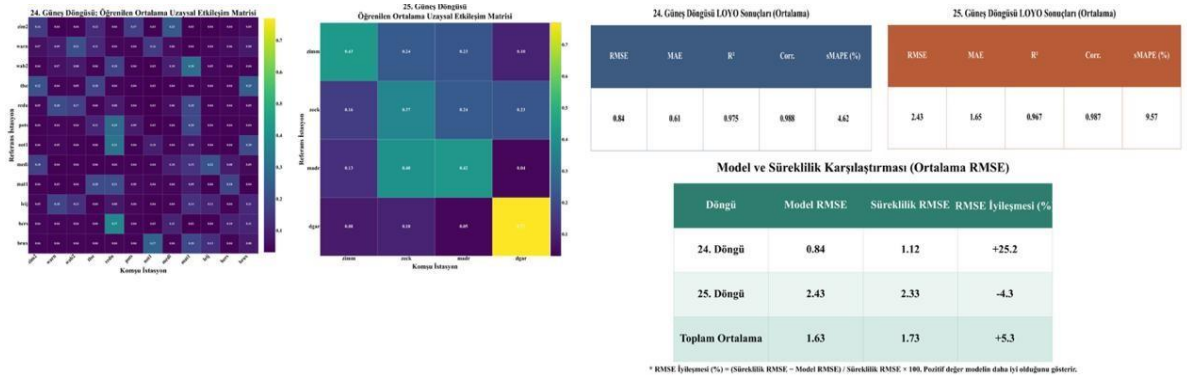
3. Bulgular ve Tartışma

Önerilen UGDA-ÇYGTB-ZD modeli, 24. ve 25. Güneş Döngülerini temsil eden yıllar üzerinde BYDBD yaklaşımı ile değerlendirilmiştir. Model performansına ilişkin gerçek ve tahmin edilen TEİ serileri, saçılım grafikleri, döngü ve fırtına seviyelerine göre hata değerleri ile pozitif ve negatif TEİ aykırılıklarının yayılım gecikmeleri Şekil 2'de sunulmaktadır.



Şekil 2. 24. ve 25. Güneş Döngüleri için önerilen UGDA-ÇYGTB-ZD modeline ait tahmin, hata ve yayılım gecikmesi sonuçları.

Gerçek ve tahmin edilen TEİ serileri her iki güneş döngüsünde de yüksek uyum göstermiş, saçılım grafikleri tahminlerin ideal doğru çevresinde yoğunlaştığını ortaya koymuştur. BYDBD doğrulaması sonucunda 24. Güneş Döngüsünde ortalama KOKH, OMH ve BK değerleri sırasıyla 0.84 TECU, 0.61 TECU ve 0.975; 25. Güneş Döngüsünde ise 2.43 TECU, 1.65 TECU ve 0.967 olarak elde edilmiştir. Fırtına şiddetindeki artışla birlikte KOKH değerlerinin de yükseldiği belirlenmiştir. Pozitif ve negatif TEİ aykırılıklarına ait yayılım gecikmeleri ise iyonküre bozulmalarının istasyonlara farklı zamanlarda ulaştığını göstermektedir. Öğrenilen uzaysal etkileşim matrisleri, BYDBD performans metrikleri ve süreklilik modeli ile karşılaştırmalı sonuçlar Şekil 3'te verilmiştir.



Şekil 3. Öğrenilen uzaysal etkileşim matrisleri, BYDBD performans sonuçları ve süreklilik modeli karşılaştırması.

Öğrenilen uzaysal etkileşim matrisleri, istasyonlar arasındaki mekânsal bağımlılıkların güneş döngülerine göre farklılaştığını göstermektedir. Süreklilik modeli ile yapılan karşılaştırmada önerilen yaklaşımın 24. Güneş Döngüsünde yaklaşık %25 KOKH iyileşmesi sağladığı, 25. Güneş Döngüsünde ise süreklilik modelinin bir miktar daha düşük KOKH ürettiği görülmüştür. Bu durumun, 25. Güneş Döngüsündeki daha yüksek iyonküresel değişkenlik ve daha karmaşık uzay-zamansal örüntülerle ilişkili olabileceği değerlendirilmektedir. Toplam ortalamada modelin KOKH değerinde yaklaşık %5 iyileşme sağladığı belirlenmiştir. Bulgular, UGDA-ÇYGTB-ZD modelinin TEİ tahmini ile iyonküre fırtınalarının uzay-zamansal davranışlarının değerlendirilmesinde kullanılabileceğini göstermektedir.

4. Sonuç ve Öneriler

Bu çalışmada, 24. ve 25. Güneş Döngülerinde gözlenen iyonküre fırtınaları sırasında TEİ değişimlerinin tahmini amacıyla UGDA-ÇYGTB-ZD tabanlı grafik destekli bir uzay-zamansal derin öğrenme modeli geliştirilmiştir. BYDBD doğrulama sonuçları, modelin farklı güneş aktivitesi seviyelerinde TEİ değişimlerini yüksek doğrulukla tahmin edebildiğini göstermiştir. Öğrenilen uzaysal etkileşim matrisleri ile pozitif ve negatif TEİ aykırılıklarına ait yayılım gecikmelerinin birlikte değerlendirilmesi, iyonküre bozulmalarının istasyonlar arasındaki mekânsal etkileşimleri ve yayılım davranışlarının analizine katkı sağlamıştır. Süreklilik yöntemi ile yapılan karşılaştırmalar, önerilen modelin özellikle 24. Güneş Döngüsünde daha düşük hata değerleri ürettiğini göstermektedir. Gelecek çalışmalarda modelin farklı KSUS ağları, daha uzun gözlem dönemleri ve farklı güneş döngülerini kapsayan veri kümeleri üzerinde test edilmesi; ayrıca dinamik grafik yapıları ve farklı grafik tabanlı derin öğrenme mimarileriyle karşılaştırılması planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1]. Arikan, F., Erol, C. B., & Arikan, O. (2003). Regularized estimation of vertical total electron content from Global Positioning System data. *Journal of Geophysical Research: Space Physics*, *108*(A12).

[2]. Arikan, F., Erol, C. B., & Arikan, O. (2004). Regularized estimation of vertical total electron content from GPS data for a desired time period. *Radio Science*, *39*(6), 1-10.

[3]. Nayir, H., Arikan, F., Arikan, O., & Erol, C. B. (2007). Total electron content estimation with Reg-Est. *Journal of Geophysical Research: Space Physics*, *112*(A11).

[4]. Sezen, U., Arikan, F., Arikan, O., Ugurlu, O., & Sadeghimorad, A. (2013). Online, automatic, near-real time estimation of GPS-TEC: IONOLAB-TEC. *Space Weather*, *11*(5), 297-305.

Wi-Fi 6/6E Uygulamaları için Saplama Yüklü Çift Bant Yama Anten

Sebile Şahinkaya, Yavuz Aşcı, Mustafa Seçmen*
Uşak Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Uşak
200517006@ogr.usak.edu.tr, yavuz.asci@usak.edu.tr,

*Yaşar Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İzmir
mustafa.secmen@yasar.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, Wi-Fi 6 (5.150–5.875 GHz) ve Wi-Fi 6E (5.925–7.125 GHz) frekans bantları içinde çalışan, saplama yüklü (stub-loaded) ve çift bantlı ters-üçgen bir yama anten önerilmiştir. Önerilen tasarım; ana ışıma elemanı olarak bir ters-üçgen yama, çift bant karakteristiği ile empedans uyumunu sağlayan iki adet saplama ve ana ışıma elemanından çıkarılan, yama içine gömülü iki adet yarıktan (inline-slot) oluşmaktadır. Simülasyon sonuçlarına göre, önerilen çift bant antenin, $|S_{11}|$<-10 dB'ye göre 5.31–5.45 GHz ve 6.54–6.81 GHz frekans aralıklarında empedans bant genişliği sunmaktadır. Antenin iki çalışma bandı arasında kalan 5.709–6.287 GHz frekans aralığında ise $|S_{11}|$ >-3 dB bant karakteristiği sergilemektedir. Önerilen tasarım, maksimum 5.38 GHz'de 5.12 dBi ve minimum 6.54 GHz'de 3.51 dBi tepe kazancı sunmaktadır. CST Microwave Studio yazılımı ile tasarlanan ve optimize edilen anten, 60 mm × 30 mm × 1.524 mm boyutlarında, düşük maliyetli ve çift taraflı FR-4 alttaş üzerinde modellenmiştir. Önerilen anten; basit geometrisi, düşük üretim maliyeti, çift bant kabiliyeti ve kararlı kazanç karakteristikleri ile alan sınırlı kablosuz uygulamalar için uygun bir adaydır.*

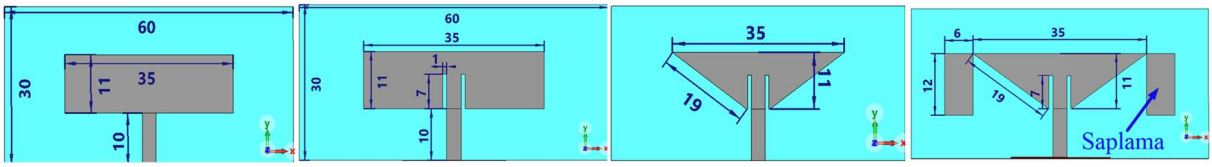
Abstract: *In this study, a stub-loaded and dual-band inverted-triangular patch antenna operating within the Wi-Fi 6 (5.150–5.875 GHz) and Wi-Fi 6E (5.925–7.125 GHz) frequency bands is proposed. The proposed design consists of an inverted-triangular patch as the main radiating element, two stubs that provide impedance matching along with dual-band characteristics, and two inline slots embedded within the patch, which are etched from the main radiating element. According to the simulation results, the proposed dual-band antenna exhibits impedance bandwidths in the frequency ranges of 5.31–5.45 GHz and 6.54–6.81 GHz for $|S_{11}|$ < -10 dB. In the 5.709–6.287 GHz frequency range between the two operating bands of the antenna. Furthermore, it exhibits a band supression with in the frequency range of 5.709–6.287 GHz. The proposed design achieves a maximum peak gain of 5.12 dBi at 5.38 GHz and minimum peak gain of 3.51 dBi at 6.54 GHz. Designed and optimized using CST Microwave Studio software, the antenna is modelled on a low-cost, double-sided FR-4 substrate with dimensions of 60 mm × 30 mm × 1.524 mm. With its simple geometry, low manufacturing cost, dual-band capability, and stable gain characteristics, the proposed antenna is a suitable candidate for space-constrained wireless applications.*

1. Giriş

Kablosuz haberleşme sistemlerinin hızlı evrimi, değişen sistem gereksinimleri doğrultusunda yenilikçi anten tasarımlarını zorunlu kılmaktadır. Özellikle yüksek veri kapasitesi ve düşük gecikme süresi hedefleyen yeni nesil teknolojiler, alan sınırlı uygulamalarda kompakt, düşük profilli ve çoklu bantta çalışabilen fonksiyonel anten yapılarına olan ihtiyacı artırmıştır. Tasarım esnekliği ve düşük üretim maliyeti sunan yama antenler, bu gereksinimleri karşılamada en etkili çözümlerden biri olarak öne çıkmaktadır. Literatürde çift bant karakteristiği elde etmek amacıyla çok çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. İki ayrı frekansta çalışan antenlerin doğrudan birleştirilmesi temel bir yaklaşım oluştururken [1], geleneksel tasarımların kusurlu toprak yapısı (DGS) ile modifiye edilmesi [2] veya çoklu yama mimarileriyle filtre-anten entegrasyonunun sağlanması [3] gibi teknikler de sıklıkla kullanılmaktadır. Ayrıca, çoklu giriş çoklu çıkış (MIMO) sistemlerinde çift bant karakteristiği C-şekilli halkalar, çip kapasitörler kullanılması [4] ya da dairesel polarizasyon rezonansı için ayrı ayrı GNSS L1 ve L5 frekans bandında çalışan yapıların üst üste (stacked) yerleştirilerek optimize edilmesi [5] gibi yaklaşımlar da mevcuttur. Bu çalışmada; Wi-Fi 6/6E uygulamalarında kullanılmak üzere saplama (stub) yüklü, ters üçgen geometrisine sahip özgün bir yama anten tasarımı önerilmiştir. Tasarım ve optimizasyon süreçlerinde, hedeflenen çalışma bantlarında geniş bant genişliği elde edilmesi, iki frekans bandı arasındaki istenmeyen frekanslarda bant bastırma (band suppression) seviyesinin maksimize edilmesi ve yapının kompakt formunun korunması odak noktası olmuştur. Önerilen anten yapısı, çalışma frekans bantları genelinde kararlı kazanç karakteristikleri sunmaktadır. Ancak belirtilmelidir ki, bu tasarım ilgili Wi-Fi 6 ve Wi-Fi 6E bantlarının tamamını kapsanmamakla beraber, sırasıyla 140 MHz ve 270 MHz genişliğinde frekans aralıklarına sahiptir.

2. Anten Geometrisi ve Tasarım Adımları

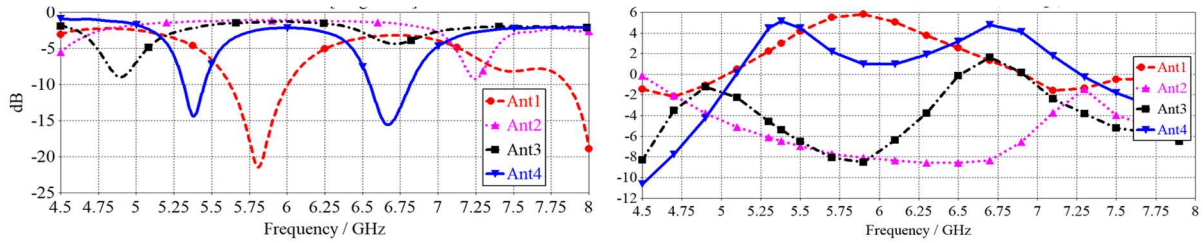
Önerilen nihai anten geometrisi ve evrimsel tasarım adımları Şekil 1'de sunulmuştur. Nihai anten; ana ışıma elemanı olarak işlev gören ters-üçgen bir yama, bu yamanın üst köşelerine yerleştirilmiş iki adet saplama (stub), alt rezonans bölgesini optimize etmek amacıyla yama içine gömülen iki adet yarık (inline-slot) ve 50 Ω'luk mikroşerit besleme hattından meydana gelmektedir. Alttaşın arka yüzeyi ise kesintisiz, tam bir toprak katmanından (full ground plane) oluşmaktadır. Simülasyonlar, 60 mm × 30 mm × 1.524 mm boyutlarına, 4.3 bağıl dielektrik sabitine ve 0.025 kayıp tanjantına sahip çift taraflı FR-4 alttaş malzeme kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 1'de görüldüğü üzere, hedeflenen çift bant antene ve bant genişliğine ulaşmak amacıyla tasarım dört temel adımda geliştirilmiştir. İlk aşamada, dar bantlı ve tek bir rezonans frekansına sahip geleneksel dikdörtgen bir yama anten (Ant1) modellenmiştir. İkinci aşamada, yama yüzeyinde iki adet yarık açılarak (Ant2) akım yolları modifiye edilmiş ve iki çalışma bandı arasında kalan bölgedeki rezonans bastırılmıştır. Üçüncü adımda, yamanın alt köşelerinden üçgen parçalar çıkarılarak antene ters-üçgen formu (Ant3) kazandırılmıştır. Son aşamada üst köşelere iki saplama eklenerek (Ant4) empedans uyumu optimize edilmiş ve nihai çift bantlı anten yapısına ulaşılmıştır.



(a) (b) (c) (d)

Şekil 1. Anten geometrisi, boyutları ve tasarım aşamaları; (a) Ant1, (b) Ant2, (c) Ant3, (d) Ant4 (Birim: mm).

Şekil 2(a) ve (b)'de, önerilen nihai anten yapısının ve evrimsel tasarım adımlarının frekansa bağlı yansıma katsayısı ($|S_{11}|$) ile tepe kazancına etkisi sırasıyla sunulmuştur. Grafikler incelendiğinde; başlangıç tasarımı olan Ant1'in dar bantlı fakat yaklaşık 5.75 GHz'de derin bir rezonans sergilediği ve yaklaşık 6 dBi seviyelerinde yüksek bir tepe kazancına ulaştığı görülmektedir. Ant2 aşamasında ise yama yüzeyinde açılan yarıklar sayesinde iki çalışma bandı arasında kalan, istenmeyen frekans bölgesindeki rezonans modu bastırılmış, böylece istenmeyen bölgede kazanç düşürülerek bant reddi iyileştirilmiştir. Ters-üçgen geometrisine geçilen Ant3'te ise, efektif akım yolu uzunluğunun değişmesiyle alt frekans bölgesinde yeni bir rezonans elde edilmiş ve üst rezonans frekansı daha yüksek değerlere doğru kaydırılmıştır. Bu aşamada alt rezonans bölgesindeki kazanç performansının henüz istenen seviyede olmadığı açıkça görülmektedir. Nihai adımda, yapıya iki adet saplamanın (stub) entegre edilmesiyle (Ant4) empedans uyumu iyileştirilmiş, alt rezonans frekansı Wi-Fi 6 bandına kaydırılmış ve her iki çalışma bandındaki rezonanslar derinleştirilmiştir. Şekil 2(b)'deki kazanç grafiği incelendiğinde, nihai antenin hedeflenen çalışma bantlarındaki tepe kazanç değerlerinin, empedans uyumundaki iyileşmeye bağlı olarak Ant3 ile kıyaslandığında belirgin bir artış gösterdiği ve kararlı bir yapıya sahip olduğu değerlendirilmektedir.



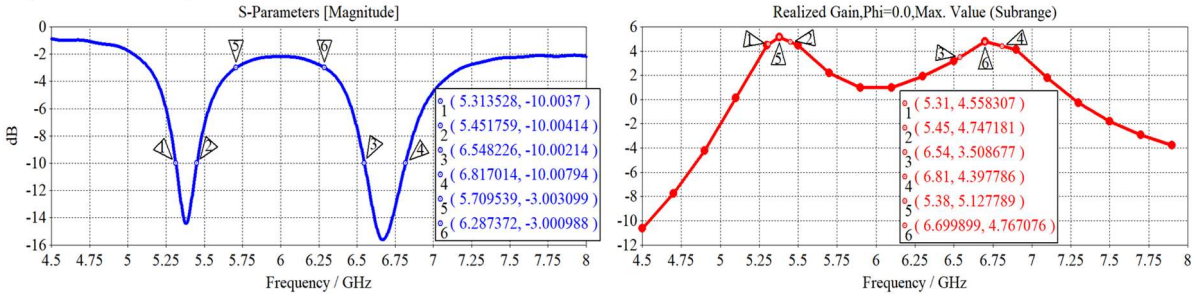
(a) (b)

Şekil 2. Önerilen antenin tasarım adımları benzetim sonuçları:(a) Yansıma katsayısı $|S_{11}|$,(b) Tepe kazanç (dBi).

3. Çift-bant Anten Simülasyon Sonuçları ve Tartışma

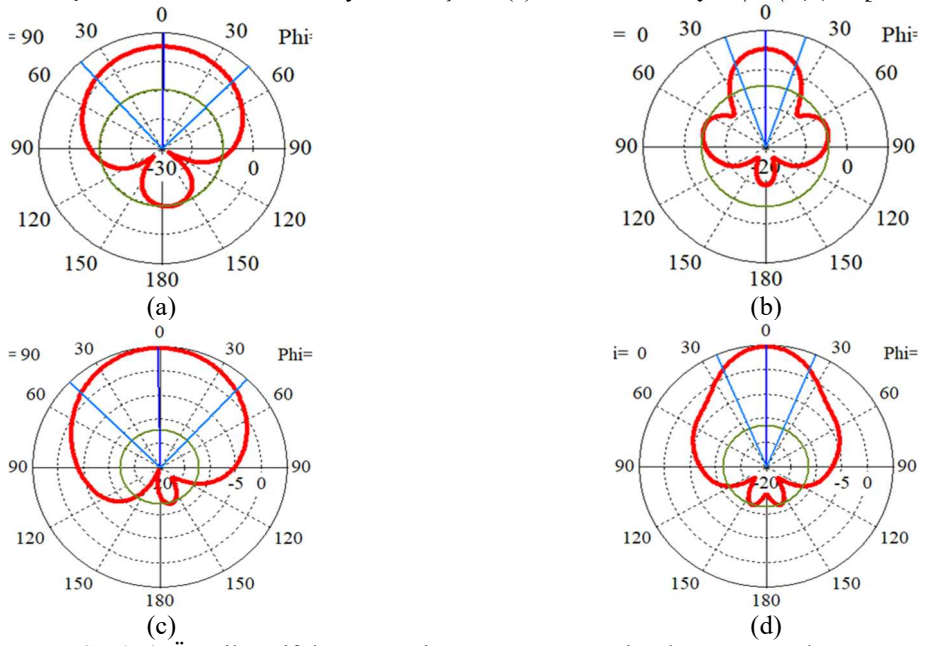
Optimize edilmiş nihai anten tasarımına ait simüle edilen yansıma katsayısı ve tepe kazancı sonuçları sırasıyla Şekil 3(a) ve (b)'de verilmiştir. Şekil 3(a)'dan, önerilen yapının hedeflenen frekans bandında net bir çift bant karakteristiği sergilediği görülmektedir. Anten, 5.31–5.45 GHz ve 6.54–6.81 GHz frekans aralıklarında 10 dB empedans bant genişliği sağlamaktadır. İki iletim bandı arasında kalan ve ışıma yapması istenmeyen frekans bölgesinde, 5.709 – 6.287 GHz aralığında ise $|S_{11}| > -3$ dB'dir. Şekil 3(b)'den önerilen antenin çalışma bant sınırları içerisindeki 6.54 GHz'de 3.51dBi iken, en yüksek tepe kazancı ise 5.38 GHz'de 5.12 dBi'ye ulaşmaktadır. Yüksek frekanstaki dielektrik kayıplarının artması nedeniyle, antenin 5.38 GHz ve 6.70 GHz çalışma frekanslarındaki simüle edilen ışıma ve toplam verimi sırasıyla en fazla %45 ve %40 seviyelerindedir. Şekil 4'te her iki iletim bandının merkez frekanslarında (5.38, 6.7 GHz) ışıma örüntülerinin simülasyon sonuçları, E- (*YoZ*, ϕ=90°) ve H- (*XoZ*, ϕ=0°) düzlemlerinde Şekil 1'deki koordinat eksenler referans alınarak Şekil 4'te verilmiştir. Elde edilen

ışıma örüntülerinden, antenin hedeflenen Wi-Fi 6 ve Wi-Fi 6E kablosuz haberleşme uygulamalarında kararlı bir kapsama alanı sağladığı söylenebilir.



(a) (b)

Şekil 3. Önerilen çift bantlı antenin simülasyon sonuçları: (a) Yansıma katsayısı $|S_{11}|$, (b) Tepe kazancı (dBi).



(a) (b) (c) (d)

Şekil 4. Önerilen çift bant antenin ışıma örüntüsü simülasyon sonuçları:
5.38 GHz'de, (a) E-düzlemi, (b) H-düzlemi; 6.7 GHz'de, (c) E-düzlemi, (d) H-düzlemi.

4. Sonuç ve gelecek planı

Önerilen tasarım; karmaşık olmayan geometrisi, düşük üretim maliyeti ve 60 mm × 30 mm × 1.524 mm boyutlarındaki kompakt boyutları sayesinde alan sınırlı iç mekân erişim noktaları (access point) ve modern WLAN yönlendiricileri için uygun bir adaydır. Gelecek çalışma kapsamında, önerilen bu anten yapısının birim eleman olarak kullanılması ve kablosuz sistemlerin veri kapasitesini artırmak amacıyla MIMO anten dizilerine dönüştürülerek elemanlar arası izolasyon karakteristiklerinin incelenmesi hedeflenmektedir.

Kaynaklar

[1]. S. Mirhadi, Z. Shaterian ve R. Bahri, "Low-Profile Dual-Band Dual-Polarized Base-Station Antenna Based on a Scaled Glide-Symmetric AMC," IEEE Access, cilt 14, sayfa 81994-82003, 2026.

[2] P.P. Singh, V. Sorathiya ve Al-zahrani, F.A., "Dual-band patch antenna for 5G NR (n48, n46, n77, n78), Wi-Fi, and indoor wireless applications." Sci Rep16, 14062, 2026.

[3]. C. X. Mao, S. Gao, Y. Wang, B. Sanz-Izquierdo, Z. Wang, F. Qin, Q. X. Chu, J. Li, G. Wei ve J. Xu, "Dual-Band Patch Antenna with Filtering Performance and Harmonic Suppression," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 64, no. 9, sayfa 4074-4077, 2016. DOI: 10.1109/TAP.2016.2574883.

[4]. Y. Gao et al., "Compact Dual-Band Balanced MIMO Antenna for Wi-Fi 6/6E Applications in Tablet Computers With Metal Housing," IEEE Trans. on Antennas and Propag., vol. 74, no. 6, pp. 5211-5222, 2026.

[5]. A. Abdalrazik, A. Gomaa ve A. A. Kishk, "A Wide Axial-Ratio Beamwidth Circularly-Polarized Oval Patch Antenna with Sunlight-Shaped Slots for GNSS and WiMAX Applications," Wireless Networks, cilt 28, sayfa 3779-86, 2022.

Gömülü Cisimlere İlişkin İki Boyutlu Ters Saçılma Problemlerinde Optimizasyon İşlemine Dayalı Bir Seri Çözüm Yöntemi

Sezen Günaydın[1], T. Oğuz Topbaş[1], Gökhan Uzgören[2], Ali Alkumru[3]

[1]ASELSAN
Ankara
sgunaydin@aselsan.com , otopbas@aselsan.com

[2]Beykent Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
gokhanuzgoren@gmail.com

[3]Gebze Teknik Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli
alkumru@gtu.edu.tr

Özet:. *Bu çalışmanın amacı, bir yarı uzaya gömülü sonsuz uzunluktaki bir dielektrik cismin konumunu ve bünye parametrelerini belirlemektir. Bu doğrultuda, problemin incelendiği yarı uzaydaki Kartezyen koordinat sisteminin yatay ve düşey eksenleri boyunca meydana gelen değişimler, birbirinden bağımsız uygun baz fonksiyonları aracılığıyla modellenmiştir. İlgili baz fonksiyonlarını tespit etmek amacıyla bir optimizasyon problemi tanımlanmış, bu problem Euler-Lagrange varyasyonel yaklaşımıyla çözülerek uygun yapılar elde edilmiştir. Son olarak, geliştirilen yaklaşımın doğruluğunu ve performansını gözlemlemek adına bir sayısal örnek uygulama da sunulmuştur.*

Abstract: *The aim of this work is to determine the location and constitutive parameters of an infinitely long dielectric body buried in a half-space. In this context, the variations along the horizontal and vertical axes of a Cartesian coordinate system within the half-space where the problem is analysed are revealed through independent and suitable base functions. To determine these base functions, an optimization problem has been defined and solved using the Euler-Lagrange variational approach to obtain the appropriate structures. Furthermore, a simple numerical application is also presented to verify the accuracy and effectiveness of the developed method.*

1. Giriş

Gömülü cisimlere ilişkin ters saçılma problemleri arasında, bir homojen yarı-uzaya gömülü silindirik cisimleri ilgilendirenlerin ayrıcalıklı bir konumu vardır. Özellikle yer bilimler, maden arama vb. konular bakımından bir "ideal model" niteliğinde bulunan bu yapı ayrıntılı bir biçimde olmasa da birkaç araştırıcı tarafından ele alınmış bulunmaktadır [1-3]. Kesin çözüm bulmayı amaçlayan bu incelemeler ancak birtakım varsayımlar altında geçerlidirler. Bunlardan en çok bilinen ve kullanılanı Born [4-5] ve Rytov [6] yaklaşımları olarak bilinenlerdir. Sözü edilen varsayımlar, hiç şüphe yok ki sonuçların kullanım alanını büyük bir ölçüde daraltmaktadır. Oldukça genel sayılabilecek koşular altında uygulanabilir olan en etkin yöntemler, "sayısal" olanlardır. Bu çalışmada da Ana hatları aşağıdaki bölümde verilmeye çalışılmış olan bir seri yöntem iki boyutlu hal için ortaya konmuş ve elde edilen sonuçlar bir örnek üzerine etkin bir şekilde uygulanmaya gayret edilmiştir.

2. Problemin Formülasyonu

Bir $(0, x_1, x_2, x_3)$ ortogonal kartezyen koordinat sisteminde yer alan $x_2 > 0$ ve $x_2 < 0$ şeklinde tanımlı yarı uzaylar sırasıyla ε_0 ve ε_1 ile gösterilen iki farklı dielektrik sabitine sahip, geçirgenliği ve manyetik özelliği olmayan iki basit malzeme ile doldurulmuş olsun. Manyetik olmayan ve dielektrik sabiti $\varepsilon(x')$ ile iletkenliği de $\sigma(x')$ gösterilen sonsuz uzun basit D cismi $x_2 < 0$ bölgesi içinde yer alsın. Yukarıda bahsi geçen $\varepsilon(x')$ ve $\sigma(x')$ büyüklükleri $x' = (x_1, x_2)$ olmak üzere iki boyutlu ve bilinmeyen sınırlı skaler fonksiyonlardır. Dolasıyla problem söz konusu bu iki sınırlı fonksiyonun, $L = \{x \mid x_1 \in (-\infty, \infty),\ x_2 = sabit > 0,\ x_3 = 0\}$ ile tanımlı sonsuz uzun doğru üzerinde yapılan ölçümlerle belirlenmesinden ibarettir. Bu çalışma kapsamında göz önüne alınan alanların zamana bağlılığı monokromatik olup $e^{-i\omega t}$ şeklinde bir zaman çarpanına sahip olduğu varsayılacaktır. Bu amaca yönelik olarak elektrik alanı gömülü cisimin doğrultusuna paralel olan ve açık ifadesi $u^i(x') = e^{ik_0(x_1\cos\theta + x_2\sin\theta)}$ olmak üzere $E = (0, 0, u^i(x'))$ şeklinde bir monokromatik dalga uyarılmış olsun. Burada

θ gelen alana ilişkin yayılma doğrultusu açısını, $k_0 = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ da $\omega = 2\pi f$ olmak üzere $x_2 > 0$ bölgesine ilişkin dalga sayısını göstermektedir. f ise uyarılan monokromatik dalganın frekansıdır. D cisminden saçılan alan olan $u_D(x')$ nün distribüsyon anlamında sağladığı Helmholtz denklemiyle iki parçalı uzaya ilişkin $G_0(x', y')$ Green fonksiyonun sağladığı denklemden hareketle, gayet iyi bilinen klasik Stokes teoreminin de uygulanması neticesinde

$$u_D(x') = k_1^2 \int_{\mathbb{R}^2} G_0(x', y') v(y') u(y') dy' \tag{1}$$

integral denklemi elde edilir. Burada $u(x')$ ile tüm uzaya ilişkin toplam alan, $v(x')$ ile de

$\varepsilon(x_2) = \begin{cases} \varepsilon_0, & x_2 > 0 \\ \varepsilon_1, & x_2 < 0 \end{cases}$. ve $\varepsilon'(x') = \varepsilon(x') + \dfrac{i\sigma(x')}{\omega}$ olmak üzere $v(x') = \dfrac{\varepsilon'(x')}{\varepsilon(x_2)} - 1$ şeklinde tanımlı cisim fonksiyonu ifade edilmektedir. Açıkca görüleceği üzere söz konusu bu cisim fonksiyonu sadece D cisminin var olduğu yerlerde sıfırdan farklı onun dışında ise sıfıra eşit bir büyüklüktür. Dolayısıyla da $v(x')$ nin (1) deki integral denklemden ortaya çıkarılması hem gömülü cismin B ile gösterilen geometrisini hem de elektromanyetik parametrelerini belirlemek anlamına geleceğinden problemin çözümü olarak nitelendirilir. (1) nolu denklemde $v(x')$ nin yanısıra $u(x') = u^i(x') + u_D(x')$ şeklindeki toplam alan da bilinmediğinden $p(x') = p(x_1, x_2) = v(x')u(x')$ ile tanımlı $p(x')$ fonksiyonu öncelikle bulunur, sonra da bunun (1) de dikkate alınmasıyla $u_D(x')$ sacılan alanı ve de sonuç olarak istenen cisim fonksiyonu

$$v(x') = \frac{p(x')}{u^i(x') + u_D(x')} = \frac{p(x_1, x_2)}{e^{ik_0(x_1\cos\theta + x_2\sin\theta)} + u_D(x_1, x_2)} \tag{2}$$

şeklinde kolayca elde edilir.

Bu bağlamda elde edilmek istenen $p(x_1, x_2)$ fonksiyonu birbirinden lineer bağımsız $\phi_n(x_1)$ ve $\psi_m(x_2)$ ile ifade edilen ve aşağıda belirtilen şekilde elde edilmiş olan baz fonksiyonları aracılığıyla

$$p(x_1, x_2) = \sum_{m=-M}^{M} \sum_{n=-N}^{N} A_{mn}\, \phi_n(x_1) \psi_m(x_2) \tag{3}$$

biçiminde tanımlanır. Burada gözüken A_{mn} katsayıları ise $u_D(x')$ sacılan alanın yukarıda bahsi geçmiş olan L çizgisi üzerindeki ölçülmüş değerlerinden hareketle belirlenecek olan katsayılardır. (3) de gözüken baz fonsiyonları ise detayları [7-8] de açıklanan yöntem dikkate alınarak, sonlu destekli (support) ve süreli (duration) olmak üzere $\phi_0(d_1) = \phi_0(-d_1) = 0$ ve $\psi_0(d_2) = \psi_0(-d_2) = 0$ koşullarını sağlayan iki farklı $\phi_0(x_1)$ ve $\psi_0(x_2)$ fonksiyonu aracılığıyla

$$\phi_n(x_1) = \phi_0(x_1 - nd_1),\ n = 0, \pm 1, \pm 2, ..., \pm N \quad ; \quad \psi_m(x_2) = \psi_0(x_2 - md_2),\ m = 0, \pm 1, \pm 2, ..., \pm M \tag{4}$$

bağıntılarıyla belirlenir. Yukarıda bahsi geçen $\phi_0(x_1)$ ve $\psi_0(x_2)$ fonksiyonları ise $f \triangleq \phi_0(x_1), \psi_0(x_2)$ olmak üzere

$$J(f) = \int_{-d}^{d} \left[f'^2 - \eta^2 f^2 \right] d\xi \tag{5}$$

fonksiyoneline ilişkin serbest ekstrumumu bulma problemi olarak da ortaya konabilir [8]. (5)'de gözüken η bilinmeyen bir sabit olup f ile birlikte belirlenecektir. (5)'e ilişkin Euler-Lagrange denklemi [8]'de açıklandığı üzere $f''(\xi) + \eta^2 f(\xi) = 0$ denkleminden ibaret olduğundan problemde bahsi geçen baz fonksiyonlarının da netice itibarıyla, $n = 0, \pm 1, \pm 2..., \pm N$ ve $m = 0, \pm 1, \pm 2..., \pm M$ olmak üzere

$$\phi_n(x_1) = \begin{cases} \cos\left(\dfrac{\pi(x_1 - nd_1)}{2d_1}\right), & |x_1 - nd_1| \le d_1 \\ 0, & |x_1 - nd_1| \ge d_1 \end{cases} \quad ; \quad \psi_m(x_2) = \begin{cases} \cos\left(\dfrac{\pi(x_2 - md_2)}{2d_2}\right), & |x_2 - md_2| \le d_2 \\ 0, & |x_2 - md_2| \ge d_2 \end{cases} \tag{6}$$

ile verileceği kolayca görülür. (3) ile tanımlı $p(x_1, x_2) = v(x')u(x')$ büyüklüğü (1) deki integralde yerine konacak olursa saçılan alan için

$$u_D(x_1, x_2) = {k_0}^2 \sum_{m=-M}^{M} \sum_{n=-N}^{N} A_{mn} \int_{y_1=-\infty}^{\infty} \int_{y_2=-\infty}^{0} G_0(x_1, x_2; y_1, y_2) \phi_n(y_1) \psi_m(y_2)\, dy_1 dy_2 \tag{7}$$

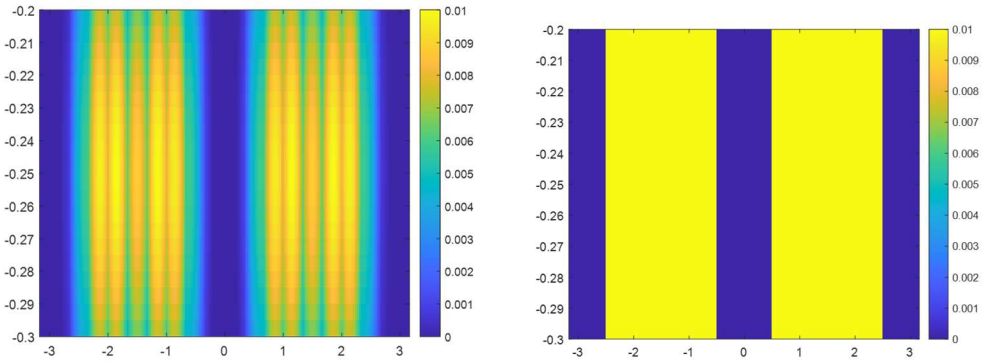
bağıntısı elde edilir. (7) de yer alan A_{mn} katsayıları da gene bizzat denklemin kendisinde $x_2 > 0$ bölgesinde yer alan bir $x_2 = \ell = sabit$ eğrisi üzerinde uygun olarak seçilmiş farklı x_1^t , $t = 1, 2, ..., (2N+1)(2M+1)$ adet noktada ölçülen saçılan alan değerlerinin dikkate alınmasıyla ortaya çıkacak olan $(2N+1)(2M+1)$ adet lineer cebirsel denklem sisteminin çözümünden elde edilir. Sonuç olarak artık tamamen belirlenmiş olan $p(x_1, x_2)$ fonksiyonun (3) deki ve $u_D(x')$ saçılan alanının (1) deki ifadeleri (2) de yerlerine konacak olursa aranan cisim fonksiyonun açık ifadesi için

$$v(x_1,x_2) = \frac{\sum_{m=-M}^{M}\sum_{n=-N}^{N} A_{mn}\phi_n(x_1)\psi_m(x_2)}{e^{ik_0(x_1\cos\theta + x_2\sin\theta)} + k_0^2 \sum_{m=-M}^{M}\sum_{n=-N}^{N} A_{mn} \int_{y_1=-\infty}^{\infty}\int_{y_2=-\infty}^{0} G_0(x_1,x_2;y_1,y_2)\phi_n(y_1)\psi_m(y_2)\,dy_1 dy_2} \tag{8}$$

eşitliği elde edilmiş olur.

3. Sayısal Uygulamalar ve Sonuçlar

Bu bölümde ortaya konan yöntemin etkinliğini ve doğruluğunu test etmek amacıyla gömülü D cisminin B kesitinin iki parçadan oluşmuş olduğu ve kesin çözümü şekil 1.b ile verilen durum dikkate alınmıştır. Şekil 1.b'de söz konusu B kesiti $\lambda_0 = 1m$ gelen dalganın dalga boyu olmak üzere aynı $2\lambda_0$ genişlikli ve $0.1\lambda_0$ uzunluklu iki farklı bölgeden oluşmuş ve $v(x')$ cism fonksiyonu test değeri ise 0.01'e eşit olarak seçilmiştir. Bu hal için ayrıca $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, $k_1 = 1.17k_0$, $\theta = -90^0$, $M = N = 20$ ve $d_1 = d_2 = \lambda_0/3$ olmak üzere, iki farklı parça arasındaki uzaklık da λ_0 olarak seçilmiştir. Şekil 1.a dan açıkça görüleceği üzere elde edilen sonuçlar gerçek örneğe çok yakın olup çalışmada geliştirilen yöntemin işlevselliğini ve kesinliğini ispatlar niteliktedir.



(a) Sayısal Çözüm (b) Kesin Çözüm

Şekil 1. B kesitinin iki farklı parçadan oluşmuş olması haline ilişkin sayısal ve kesin çözümler.

Kaynaklar

[1] Martin PA, Ramm AG., "Inverse scattering for geophysical problems-III, on the velocity inversion problems of acoustics", Proceedings of Royal Society, cilt. 399, s.153-166, 1985.
[2] Chommeloux L, Pichot CH, Bolomey JC., "Electromagnetic modeling for microwave imaging of cylindrical buried bodies inhomogeneities", IEEE Trans. on Microwave Theory and Technics, cilt.34, s.1064-1076, 1986.
[3] Idemen M, Akduman I., "Two-dimensional inverse scattering problems connected with bodies buried in a slab". Inverse problems, cilt.6(5), s.749–766,1990.
[4] Idemen M., "On different possibilities offered by the Born approximation in inverse scattering problems". Inverse Problems, cilt.5(6), s. 1057–1074, 1989.
[5] Li, J., Wang, X., Wang, T. "On the validity of born approximation", Progress In Electromagnetics Research, cilt.107, s.219–237, 2010.
[6] Potvin G "General Rytov approximation'' Journal of the Optical Society of America A, cilt.32(10), s.1848-1856, 2015.
[7] Papoulis A., "Signal analysis", Mcgraw-Hill College,1977.
[8] Topbas T.O., Alkumru A., "A Hybrid Method for An Inverse Scattering Problem Related to Cylindrical Bodies Buried in A Half-Space", Applied Mathematics in Science and Engineering, cilt31(1), s.1-27, 2023.

Ferrit Yükleme ile Minyatürize Edilmiş Geniş Bantlı Anten Tasarımı

Merve SARI[1,2], Lale ALATAN[1]
1 Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
sari.merve@metu.edu.tr, lalatan@metu.edu.tr

2 ASELSAN REHİS
mervesari@aselsan.com

Özet: *Bu bildiride, V/UHF bandında çalışan düşük profilli bir antenin magneto-dielektrik malzeme kullanılarak minyatürizasyonu incelenmiştir. Literatürde önerilen toprak bağlantılı halka anten yapısı temel alınarak, ferrit yüklemeli bir anten tasarlanmıştır. Ferrit yerleşimi ve anten geometrisi, antenin ışıma isterlerine ek olarak, boyut ve ağırlık gibi fiziksel faktörler de gözönüne alınarak optimize edilmiştir. Ferrit yükleme ile anten boyutu yaklaşık %40 oranında azalırken anten ağırlığında 3kg'lık bir artış olmuştur. EM benzetim sonuçlarına göre, optimize edilmiş anten, 50.8 mm gibi düşük profil ve 54.05 cm'lik en büyük boyutu ile -10 dB'den düşük yansıma katsayısını 1:4'lük bir bantgenişliğinde sağlayabilmektedir.*

Abstract: *This paper investigates the miniaturization of a low-profile V/UHF antenna using magneto-dielectric material. Based on a grounded-loop antenna structure proposed in the literature, a ferrite-loaded antenna was designed. The ferrite placement and antenna geometry were optimized considering radiation requirements and physical constraints such as size and weight. The ferrite loading resulted in an approximately 40% reduction in antenna size, while increasing the antenna weight by 3 kg. From EM simulation results, the optimized antenna maintains a low profile of 50.8 mm and a maximum dimension of 54.05 cm, while achieving a reflection coefficient below -10 dB over a 4:1 bandwidth.*

1. Giriş

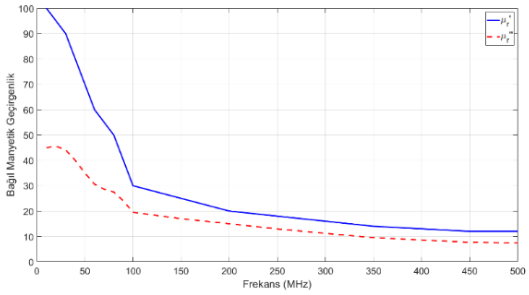
Hava araçlarında kullanılan haberleşme antenleri genellikle V/UHF bantlarında çalışmaktadır. Antenlerin fiziksel boyutu çalışma dalga boyu ile orantılı olduğundan, düşük frekans bantlarında kullanılan bu antenlerin fiziksel boyutu nispeten büyük olmaktadır. Ancak haberleşme, navigasyon ve kontrol gibi farklı görevler için birden fazla antenin hava aracı üzerinde konumlandırılması gerekmektedir. Sınırlı yerleşim alanı, ağırlık kısıtları ve aerodinamik gereksinimler nedeniyle anten boyutlarının küçültülmesi önemli bir tasarım kriteri hâline gelmiştir. Bu amaçla literatürde geliştirilen minyatürizasyon yöntemleri genel olarak anten geometrisinin değiştirilmesine veya kullanılan malzemelerin elektromanyetik özelliklerinin düzenlenmesine dayanmaktadır [1].

Anten boyutu çalışma ortamındaki etkin dalga boyu ile doğrudan ilişkilidir. Bu nedenle, anten minyatürizasyonunda yüksek dielektrik sabitine sahip malzemeler kullanılarak etkin dalga boyu azaltılabilir ve aynı çalışma frekansında daha küçük fiziksel boyutlu antenler elde edilebilir. Ancak dielektrik yükleme sonucunda elektromanyetik alanın önemli bir kısmı malzeme içerisinde yoğunlaşır ve anten çevresinde depolanan reaktif enerji artar. Depolanan enerjideki bu artış antenin kalite faktörünü (Q) yükselterek bant genişliğinin daralmasına ve radyasyon veriminin azalmasına neden olabilir. Magneto-dielektrik malzemeler ise hem bağıl elektriksel geçirgenlik (ϵ_r) hem de bağıl manyetik geçirgenlik (μ_r) değerlerinin birden büyük olması sayesinde etkin dalga boyunu azaltarak anten boyutunun küçültülmesini sağlamaktadır. Literatürdeki çalışmalarda [2],[3], magneto-dielektrik ve dielektrik yüklemeyle benzer minyatürizasyon oranları sağlanırken, magneto-dielektrik yüklemede sadece dielektrik yüklemeye kıyasla daha geniş bant genişliği, daha yüksek radyasyon verimi ve daha uyumlu empedans karakteristikleri elde edilebildiği gösterilmiştir. Bu nedenle, bu çalışmadaki hedef bant genişliğini sağlamak için minyatürizasyon yöntemi olarak magneto-dielektrik malzeme ile yükleme tercih edilmiştir. Magneto-dielektrik malzeme olarak, Trans-Tech firması tarafından üretilen, $\varepsilon_r \approx 7$ bağıl dielektrik sabitine sahip, manyetik geçirgenlik ve kayıp değerlerinin frekansa bağlı değişimi Şekil 1'de verilen Ferrite-50 seçilmiştir. Bu bildiride nihai tasarım olan düşük profilli ferrit yüklü geniş bantlı V/UHF anten tasarımı sunulmaktadır.

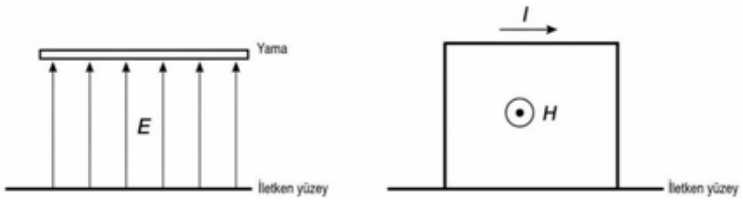
2. Ferrit Yüklemeli Toprak Bağlantılı Halka Anten Tasarımı

Şekil 2'de iletken bir yüzey üzerine yerleştirilen iki farklı düşük profilli anten tipi gösterilmektedir. Şekil 2(a)'daki yama antenlerde ışımada baskın olan alan, yama ile iletken yüzey arasında oluşan elektrik alanlardır, bu tip antenler TM mod anten olarak sınıflandırmaktadır. Şekil 2(b)'deki halka antenlerde ise ışımada, akım döngülerinin oluşturduğu manyetik alanlar baskın olduğu için bu antenler TE mod anten olarak sınıflandırmaktadır. Literatürde,

magneto-dielektrik malzeme yüklemelerinin TE-mod antenlerde daha etkin sonuçlar verdiği belirtilmektedir [4]. Bu nedenle, bu çalışmada Şekil 3(a)'da gösterilen toprak bağlantılı halka anten yapısı tercih edilmiştir.



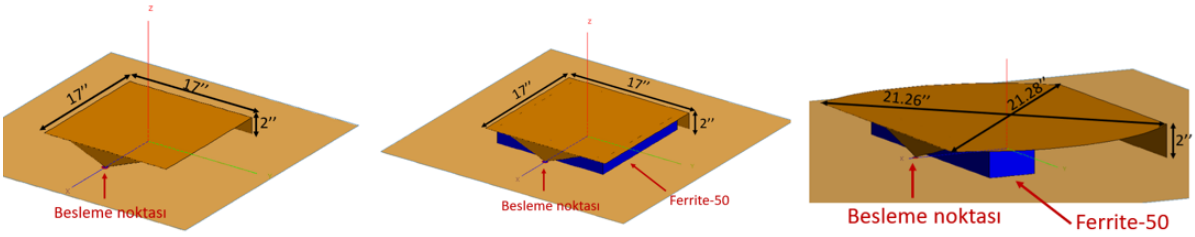
Şekil 1. Ferrite-50'nin manyetik özellikleri



(a) (b)

Şekil 2. İletken bir toprak düzlemi üzerinde çalışan (a) TM modlu yama antenin ve (b) TE modlu halka antenin şematik gösterimi

Toprak bağlantılı halka anten yapısı, iletken toprak düzlemi üzerinde bulunan dikdörtgen iletken plakanın bir kenarından beslenmesi ve diğer kenarının toprak düzlemi ile kısa devre yapacak şekilde sonlandırılmasıyla oluşmaktadır. Anten yüksekliği yalnızca 2 inç (50.8 mm) olup düşük profilli bir yapı sunmaktadır. Şekil 3(b)'de dikdörtgen plakanın altındaki hacmin Ferrite-50 ile tamamen doldurulduğu ferrit yüklemeli yapı gösterilmektedir. Şekil 3(c)'de ise ferrit hacmi azaltılarak ve anten geometrisi optimize edilerek elde edilen nihai anten tasarımı yer almaktadır.

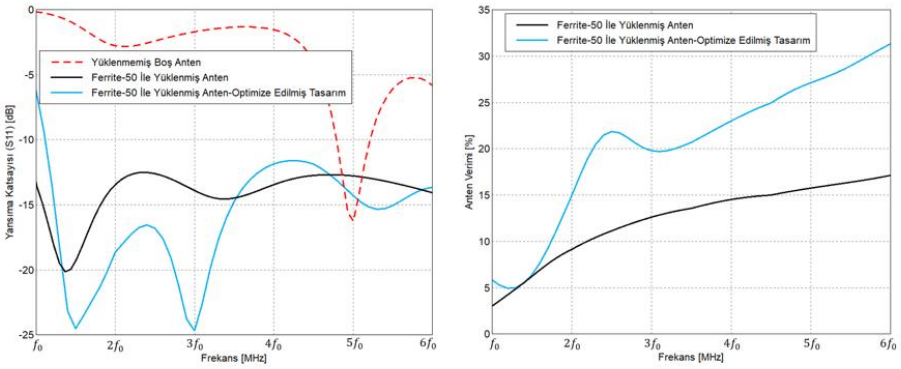


(a) (b) (c)

Şekil 3. Yüklenmemiş boş anten yapısı (a), Ferrite-50 ile yüklenmiş anten modeli (b) ve (c) Ferrite-50 ile yüklenmiş optimize edilmiş tasarım

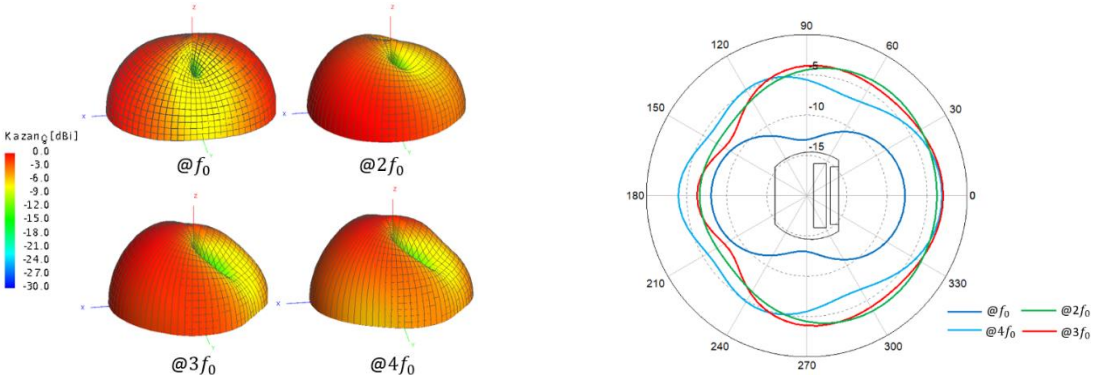
Şekil 3'teki antenlerin giriş yansıma katsayılarının sunulduğu Şekil 4(a)'da görüldüğü üzere, ferrit yüklemesi sonucunda antenin çalışma frekansı daha düşük değerlere kaydırılarak önemli ölçüde minyatürizasyon sağlanmıştır. Ancak anten hacminin tamamının ferrit ile doldurulması, yaklaşık 30 kg'lık bir ağırlığa neden olmakta ve Şekil 4(b)'de görüldüğü üzere, anten veriminin düşük olmasına neden olmaktadır. Bu nedenle, ferrit malzemenin hacmini küçültmek amacı ile ferrit yüklü anten içerisindeki manyetik alan dağılımı incelenmiş ve manyetik alanın besleme noktası çevresinde yoğunlaştığı gözlemlenmiştir. Ferrit malzemenin sadece manyetik alanın en yoğun olduğu bölgeye yerleştirilmesiyle ferrit hacmi yaklaşık %77 oranında azaltılmış ancak tüm bant içerisindeki empedans uyumu bir miktar kötüleşmiştir. Empedans uyumunu iyileştirmek amacıyla üst plaka geometrisi optimize edilmiş, besleme noktası anten içerisine taşınmış ve besleme plakası genişletilmiştir. Optimize edilmiş antenin Şekil 4'teki sonuçları, ferrit hacmini düşürmekle anten veriminin arttığını ve minyatürizasyon performansının korunduğunu, Şekil 5'teki ışıma örüntüleri ise, antenin her yönlü ışıma karakteristiğine yakın bir davranış sergilediğini göstermektedir. Anten verimini daha da artırmak amacı ile seçilen malzemenin manyetik

kayıp değeri EM benzetimlerinde düşürülerek anten performansı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Beklendiği gibi malzemenin manyetik kaybı azaldıkça anten veriminin arttığı gözlenmiştir. Ancak manyetik kayıp azaldıkça antenin bant genişliği de daralmaktadır. Bu çalışmada hedeflenen antenin bant genişliği daha kritik bir tasarım isteri olduğu için seçilen malzeme ile çalışmalara devam edilmesine karar verilmiştir. Benzer minyatürizasyon çalışmalarında, bantgenişliği ve anten verimi arasındaki denge gözönüne alınarak ödün verilebilecek istere göre malzeme seçilmesi önerilmektedir.



(a) (b)

Şekil 4. (a) Yüklenmemiş boş anten, Ferrite-50 ile yüklenmiş anten ve optimize edilmiş nihai anten yapılarının yansıma katsayısı (S11) ve (b) Ferrite-50 ile yüklenmiş antenin ve optimize edilmiş nihai antenin anten veriminin karşılaştırması



(a) (b)

Şekil 5. Optimize edilmiş nihai anten yapısının (a) 3 boyutlu ışıma örüntüsü ve (b) xy-yatay düzlemindeki ışıma örüntüsü

3. Sonuç ve Değerlendirme

Bu çalışmada, V/UHF bandında çalışan, ferrit yüklemeli düşük profilli toprak bağlantılı halka anten tasarlanmıştır. Ferrit yerleşimi ve anten geometrisi optimize edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, optimize edilmiş tasarımın düşük profilli yapısını korurken başarılı bir minyatürizasyon sağladığını göstermektedir. Bununla birlikte, nihai tasarımın ağırlığı halen önemli bir tasarım kısıtı oluşturmaktadır. Gelecek çalışmalarda, anten performansını koruyarak ağırlığı daha da azaltabilecek farklı ferrit yerleşimleri ve alternatif minyatürizasyon yöntemleri araştırılacaktır.

Kaynaklar

[1]. M. Fallahpour ve R. Zoughi, "Antenna Miniaturization Techniques: A Review of Topology- and Material-Based Methods," IEEE Antennas and Propagation Magazine, cilt.60, s.38-50, 2018

[2]. H. Mosallaei ve K. Sarabandi, "Magnetodielectrics in Electromagnetics: Concept and Applications," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.52 no.6, s. 1558-1567, 2004

[3]. P. M. T. Ikonen, K. N. Rozanov, A. V. Osipov, P. Alitalo, ve S. A. Tretyakov, "Magnetodielectric Substrates in Antenna Miniaturization: Potential and Limitations," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.54 no.11, s. 3391-3399 , 2006

[4]. H. Moon, "Development of Very Low-Profile Ultra Wideband VHF Antennas", Yüksek Lisans Tezi, Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, The Ohio State University, Columbus, Ohio, ABD, 2011

Zaman Domeninde Filtreleme ile Düşük Maliyetli Anten Ölçümlerinde Çok Yollu Yansımaların Azaltılması

O. Gedikli, U. Bulus
Antenom Anten Teknolojileri
Ankara, Türkiye
oguzhan.gedikli@antenom.com, umut.bulus@antenom.com

Özet: *Yankısız olmayan ortamlarda anten ışıma desenlerinin karakterizasyonu, çevredeki nesnelerden kaynaklanan çok yollu yansımalar nedeniyle önemli bir zorluk oluşturmaktadır. Bu bildiride, düşük maliyetli bir LiteVNA ve NanoFarfield ölçüm sistemi kullanılarak ekonomik bir yöntem önerilmektedir. Geniş bantlı karmaşık S21 verileri toplanıp Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (IFFT) ile işlenerek doğrudan yol ışıması izole edilmektedir. Geliştirilen yazılım; Dikdörtgen, Hamming, Hanning ve Blackman pencereleme seçenekleri sunarak çevresel yansımalardan kaynaklanan frekans domeni dalgalanmalarını gidermektedir. Sonuçlar CST Studio Suite benzetimleriyle kıyaslanarak, yüksek uyum gösterdiği doğrulanmıştır.*

Abstract: *Characterizing antenna radiation patterns in non-anechoic environments is challenging due to multipath reflections from surrounding objects. This paper proposes a cost-effective method using a low-cost LiteVNA and a NanoFarfield measurement system. Wideband complex S21 data is acquired and processed via Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) to isolate the direct-path radiation. The developed software offers Rectangular, Hamming, Hanning, and Blackman windowing options, suppressing frequency-domain ripples caused by environmental reflections. The results were compared with CST Studio Suite simulations, confirming excellent agreement.*

1. Giriş

Anten uzak alan ışıma desenlerinin doğru ölçümü, çevreden kaynaklanan yansımalardan kurtulmak için elektromanyetik yankısız odaların kullanılmasını gerektirir. Ancak bu tür tesislerin yüksek kurulum ve bakım maliyetleri erişilebilirliklerini sınırlamaktadır [1]. Bu nedenle araştırmacılar, yansıtıcı ve ideal olmayan ortamlarda anten karakterizasyonu gerçekleştirmek için alternatif teknikler araştırmaktadırlar. Zaman domeninde kapılama (Time-Domain Gating, TDG), doğrudan yol sinyalinin, geç zamanlı, çok yollu yansımalardan zamansal olarak ayrıştırılmasını sağlayan güçlü bir araç olarak öne çıkmaktadır [2]. Bu çalışmada, düşük maliyetli bir LiteVNA'yı NanoFarfield ölçüm düzeneğiyle bütünleştirerek, zaman domeninde kapılama tabanlı bir anten karakterizasyon yöntemi geliştirilmiş ve deneysel olarak doğrulanmıştır.

Önerilen sistem, 2 GHz ile 6 GHz arasında çalışan bir Vivaldi anten üzerinde 5° açısal çözünürlükle test edilmiştir. CST benzetimleriyle karşılaştırıldığında, ölçülen ışıma deseninin simülasyondan en belirgin şekilde saptığı ve beklenmedik bir davranış sergilediği frekansın 3 GHz olduğu görülmüş, değerlendirme bu frekans üzerinden yapılmıştır. Deneysel sonuçlar, sistemin, herhangi bir soğurucu malzeme kullanılmayan standart bir ofis ortamını yüksek doğrulukla sanal bir yankısız ortama dönüştürebildiğini göstermektedir.

2. Ölçüm Sistemi ve Deneysel Düzenek

Şekil 1'de gösterilen deney düzeneği; bir LiteVNA, bir NanoFarfield anten deseni ölçüm sistemi ve test edilen anten (AUT) olarak bir Vivaldi antenden oluşmaktadır.



Şekil 1. H-Düzlemi Ölçüm Düzeneği

Zaman domeninde yüksek zamansal çözünürlük elde etmek ve tüm çok yollu bileşenleri yakalayabilecek yeterli bir zaman penceresi sağlamak amacıyla, S21 karmaşık verileri geniş bir frekans aralığında (2 GHz - 6 GHz) 16 MHz'lik frekans adım aralığıyla toplanmıştır. Toplamda 250 noktaya (N) isabet etmektedir. (1)'e göre 4 GHz'lik bant genişliği (B), yaklaşık Δt ≈ 0,25 ns'lik yüksek bir zamansal çözünürlük sağlamaktadır. Bu hassasiyet, sistemin yaklaşık 7,5 cm çözünürlükle çok yollu bileşenleri ayırt etmesine olanak tanıyarak birbirine yakın yansımaların tespit edilmesini sağlar. Aynı zamanda 16 MHz'lik frekans adımı (Δf), (2)'ye göre Tmax = 62,5 ns'lik bir zaman penceresi tanımlamaktadır. Bu pencere, 18,75 metrelik bir menzil içindeki tüm önemli yansımaları yakalamak için yeterince geniştir.

$$\Delta t = \frac{1}{N\Delta f} = \frac{1}{B} \tag{1}$$

$$T_{max} = \frac{1}{\Delta f} \tag{2}$$

3. Zaman Domeninde Önerilen Kapılama Metodolojisi

Önerilen sistemin temelini, geniş bantlı S21 verilerini temiz bir uzak alan yanıtına dönüştüren algoritma oluşturmaktadır.

Elde edilen karmaşık S21 verileri önce (3)'te gösterildiği gibi IFFT ile zaman domenine çevrilir. Elde edilen darbe yanıtı h(t), (4)'te gösterildiği gibi W(t) kapılama fonksiyonu ile istenilen aralığa kapılanır.

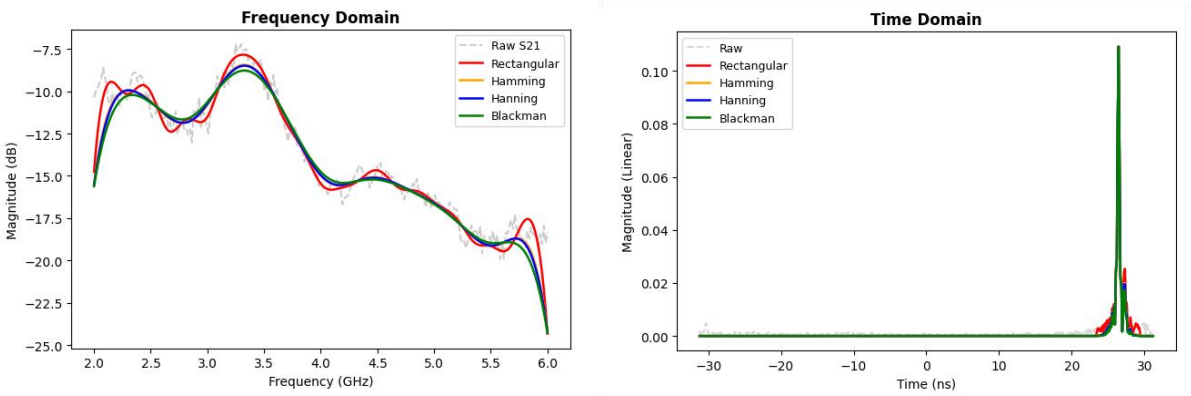
$$h[n] = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} S_{21}[k] \cdot e^{j2\pi kn/N} \tag{3}$$

$$h_{gated}[n] = h[n] \cdot W[n] \tag{4}$$

Geliştirilen yazılım; Dikdörtgen, Hamming, Hanning ve Blackman olmak üzere birden fazla pencereleme seçeneği sunmaktadır. Dikdörtgen pencere en dar ana lobu sağlarken, ani kesme nedeniyle önemli frekans domeni dalgalanmalarına yol açmaktadır. Bu çalışmada, spektral sızıntıyı en aza indirmede ve zamanda daha geç ulaşan yansımalardan, doğrudan yol sinyalini etkin biçimde ayırmada, Blackman penceresinin en etkili sonucu verdiği belirlenmiştir.

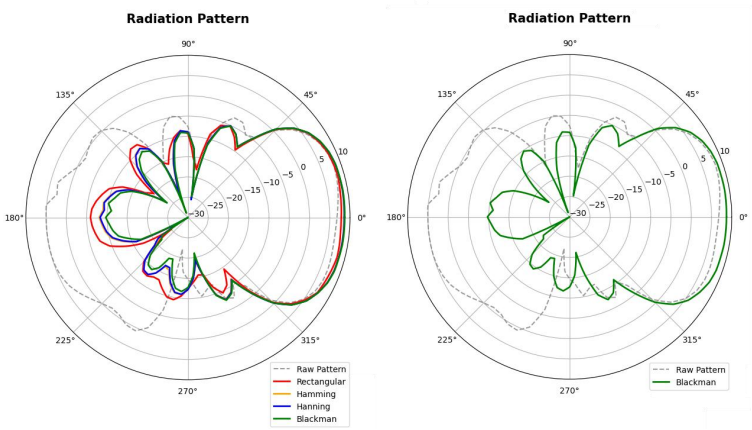
Yazılım tarafından tanımlanan bir kapılama penceresi, doğrudan yolun tepe noktası etrafına yerleştirilir. Bu pencerenin dışında kalan tüm sinyaller (istenmeyen yansımalar) sıfırlanır. Kapılanmış darbe yanıtı $h_{gated}(t)$, (5)'te ifade edildiği gibi FFT ile tekrar frekans domenine dönüştürülür. Zaman domenindeki değişiklikler ve bunların S21 genliğinde yol açtığı farklılıklar Şekil 2'de gösterilmiştir.

$$S_{21,\,gated}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} h_{gated}[n] \cdot e^{-j2\pi kn/N} \tag{5}$$



Şekil 2. Kapılama öncesi ve sonrasında frekans ve zaman domenlerindeki S21 verilerinin karşılaştırılması

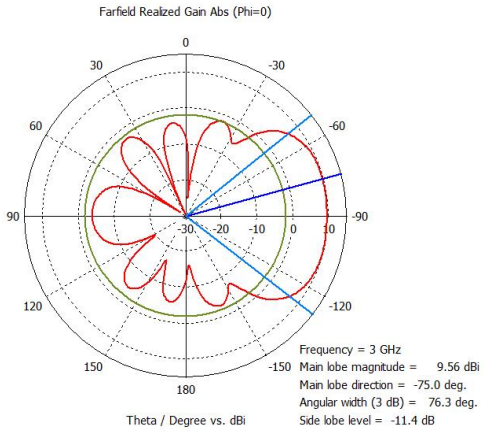
Son olarak, ilgilenilen belirli frekanstaki (3 GHz) S21 değeri, ışıma desenini oluşturmak için; her açısal konumda çıkarılır. Farklı pencereleme fonksiyonlarının etkileri ve Blackman penceresinin etkisi Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 3. 3 GHz'de ham veri ile zaman kapılamalı ışıma desenlerinin karşılaştırılması

4. Sonuçlar ve Tartışma

Açısal profili iyileştirmek amacıyla, her açısal konumda ölçülen zaman domeni yanıtına, doğrudan yol tepesi etrafında konumlandırılmış Blackman kapısı uygulanmıştır. Şekil 3'te gösterildiği gibi, ham (kapılanmamış) H-düzlemi kesiti, ölçüm ortamındaki çok yollu yansımalardan kaynaklanan belirgin sahte loblar ve düzensiz dalgalanmalar içermekte, bu da antenin gerçek ışıma davranışının doğrudan yorumlanmasını zorlaştırmaktadır. Blackman penceresiyle zaman domeninde kapılama uygulandığında bu çok yollu kaynaklı bozulmalar büyük ölçüde bastırılmakta ve elde edilen desen, Şekil 4'te görülen CST Studio Suite benzetiminde gözlemlenen çok loblu yapıyla yakın bir uyum göstermektedir. Ayrıca, ana lob genliği incelendiğinde, ham veride CST benzetimindeki 9,56 dBi'lik değerden 1,46 dB sapma gözlenirken, Blackman penceresiyle kapılama sonrasında bu sapmanın 0,76 dB'ye inerek ana lob seviyesinin benzetim sonucuna belirgin şekilde yakınsadığı görülmüştür. Bu sonuçlar, önerilen zaman kapılama yönteminin yansıtıcı bir ofis ortamında dahi antenin gerçek uzak alan davranışını başarıyla geri kazandırabildiğini göstermektedir.



Şekil 4. Vivaldi antenin 3 GHz'deki simüle edilmiş H-düzlemi ışıma deseni

Elde edilen sonuçlar, sistemin birkaç yüz USD'lik bir maliyetle profesyonel düzeyde ölçüm doğruluğu sunabildiğini ve sınırlı bütçeli araştırma gruplarına anten karakterizasyonunda uygulamalı bir alternatif sağladığını göstermektedir. Gelecek çalışmalarda, önerilen yöntemin radar kesit alanı (RCS) ölçümlerine genişletilmesi planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1]. W. J. Krzysztofik, "Time-domain gating in antenna measurements," in Proc. 15th Int. Conf. on Antenna Theory and Tech. (ICATT), Kharkiv, Ukraine, Eylül 2014, s. 24–29.

[2]. P. Gorski, A. Lamecki ve M. Mrozowski, "Low-cost open-hardware system for measurements of antenna far-field characteristics in non-anechoic environments," IEEE Antennas and Propagation Magazine, cilt 65, no. 2, s. 88-97, Nisan 2023.

Hüzme Bölme için 1-Bit Kodlanmış X Bant Dielektrik Metayüzey Tasarımı

Bülent Şulekoğlu, Nezihe Karacan*, Evren Ekmekçi
Süleyman Demirel Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Isparta
bulentsulekoglu@gmail.com, nezihekaracan@sdu.edu.tr, evrenekmekci@sdu.edu.tr,

Özet: *Bu çalışmada X bantta hüzme bölme için kare şekilli dielektrik rezonatör (DR) tabanlı yansıtıcı yapısı ile 1-bit kodlanmış metayüzey tasarımları yapılmıştır. Tasarımda 0 ve π faz tepkilerine karşılık gelen "0" ve "1" kodlama elamanları DR'nin boyutları sabit tutularak dielektrik sabitinin değiştirilmesi ile oluşturulmuştur. "0" ve "1" kodlama elamanlarına karşılık gelen ve aralarında 180 derecelik faz farkı bulunan iki farklı dielektrik sabitine sahip kare şekilli DR'ler farklı kombinasyonlarda dizilerek üç farklı 1-bit kodlanmış metayüzey yapısı elde edilmiş ve yansıyan ışının bir, iki ve üç hüzmeye bölünmesi sağlanmıştır.*

Abstract: *In this study, 1-bit-coding metasurface designs are performed using a reflective structure based on a square-shaped dielectric resonator (DR) for beam splitting in X-band. In the design "0" and "1" coding elements, corresponding to 0- and π-phase responses, respectively, are obtained by varying the dielectric constant while keeping the dimensions of the DR constant. By arranging square-shaped DRs with two different dielectric constants in combinations, corresponding to the "0" and "1" coding elements and having 180-degree phase difference between them, three distinct 1-bit-coding metasurface structures are obtained, enabling the reflected beam to split into one, two, and three beams.*

1. Giriş

Elektromanyetik (EM) dalgaların manipülasyonu için doğal malzemelerin ötesinde yapay dielektrikler ve basit kompozitler gibi yapılar kullanılarak çalışmalar gerçekleştirilmiş ve nihayetinde doğada bulunmayan benzersiz EM özellikler sergileyen metamalzeme yapıları ortaya çıkmıştır [1]. Metamalzemeler, EM dalganın manipülasyonu için yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [2]. Ancak geleneksel metamalzemeler genellikle tek bir uygulama için sabit bir geometriyle tasarlanmakta ve malzeme özellikleri süreklilik göstermektedir [3], [4]. Bu kısıtlamayı aşmak amacıyla, 2014 yılında Cui ve arkadaşları tarafından "kodlama metamalzemeleri" önerilmiştir [3]. Kodlama metamalzemeleri, temel olarak 0 ve π faz tepkilerine karşılık gelen "0" ve "1" kodlama elemanlarının belirli bir dizilimle yerleştirilmesi ile oluşturulmakta ve bu kodlama elemanlarının dizilimi değiştirilerek EM dalgaların manipülasyonu sağlanmaktadır [3], [4]. Kodlama metamalzemeleri; anormal yansıma, radar kesit alanı küçültme, vorteks ışın üretimi ve hüzme bölme gibi birçok farklı uygulamada kullanım alanına sahiptir [3]-[8].

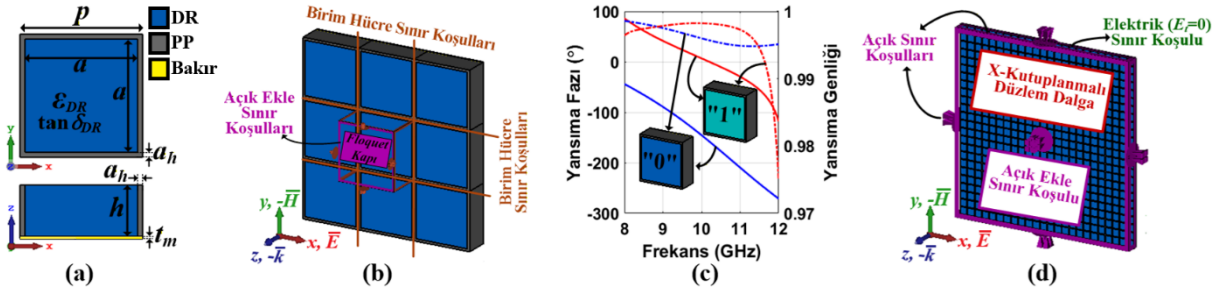
Kodlama metamalzemeleri mikrodalga bölgesinde genellikle metalik rezonatörler kullanılarak tasarlanmaktadır [3], [4]. Ancak metallerin yüksek omik kayıplara sahip olması sistem veriminin azalmasına neden olmaktadır. Bu nedenle son yıllarda yüksek dielektrik sabitine sahip ve içsel ışınım kayıpları olmayan dielektrik rezonatör (DR) yapıları ile kodlama metayüzey tasarımları önerilmiştir [5]-[8]. Metayüzeyler, metamalzemelerin iki boyutlu versiyonlarıdır. Literatürde, dielektrik kodlama metayüzeylerindeki farklı faz tepkileri genellikle DR'nin geometrik boyutlarının değiştirilmesiyle etkin dielektrik sabitlerinde oluşan değişim ile elde edilmektedir [5]-[8].

Bu çalışmada kare şekilli DR tabanlı yansıtıcı metayüzey tasarımı yapılmış ve literatürdeki bu yaygın yaklaşıma ek olarak, 0 ve π faz tepkilerine karşılık gelen "0" ve "1" kodlama elemanları, DR'nin boyutlarının sabit tutulup dielektrik sabitinin değiştirilmesiyle oluşturulmuştur. "0" ve "1" kodlama elemanlarına karşılık gelen bu iki farklı dielektrik sabitine sahip kare şekilli DR tabanlı yansıtıcı metayüzey birim hücreleri farklı kombinasyonlarda dizilerek, yansıyan ışının bir, iki ve üç hüzmeye bölünmesi sağlanmıştır.

2. Tasarım ve Benzetimler

Kare şekilli DR tabanlı yansıtıcı metayüzey yapısının birim hücresine ait şematikler ve tasarım parametreleri Şekil 1(a)'da verilmiştir. Birim hücre yapısı kare şekilli DR (koyu mavi), polipropilen ($\varepsilon_{PP} = 2{,}208$ ve $\tan\delta_{PP} = 0{,}0003$) [9] hazne (gri) ve DR dizisinin altına yerleştirilmiş $t_m = 0{,}035$ mm kalınlığına sahip bakır ($\sigma_{cu} = 5{,}8 \times 10^7$) toprak düzleminden (sarı) oluşmaktadır. Tüm tasarımlar ve benzetimler CST Studio Suite® ortamında gerçekleştirilmiştir [10]. Faz ve genlik spektrumlarını incelemek için DR tabanlı yansıtıcı metayüzey yapısına ait birim hücre benzetimleri frekans bölgesi çözümleyicisi kullanılarak gerçekleştirilmiş ve Şekil 1(b)'de gösterildiği

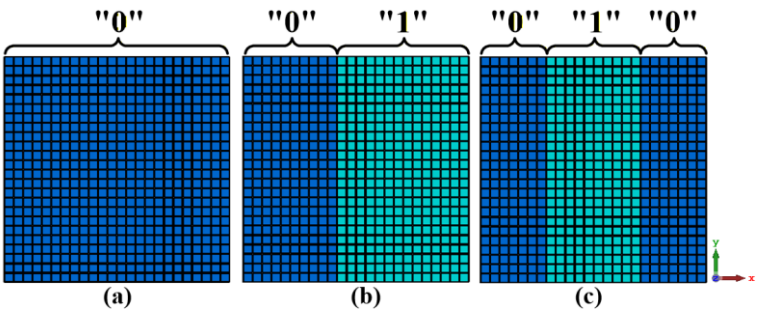
gibi birim hücre yapısını çevreleyen uzay x ve y eksenleri boyunca birim hücre ve z ekseni boyunca açık ekle sınır koşulları ile sonlandırılmıştır. Birim hücre, z eksenine yerleştirilen x-kutuplanmaya sahip Floquet kapılar ile uyarılmıştır. İlk olarak "0" kodlama elemanına ait temel kere şekilli DR'nin dielektrik sabiti $\varepsilon_{DR} = 10$ ve kayıp tanjantı $\tan\delta_{DR} = 0{,}001$ olarak ayarlanmıştır. Yansıma genliği 11 GHz'de 1 değerine yakın olacak şekilde birim hücre boyutları nümerik analizler ile $p = 6$, $a = 5{,}5$ mm, $h = 2{,}5$ mm ve $a_h = 0{,}25$ mm olarak belirlenmiştir. Benzetimler sonucunda "0" kodlama elemanının 11 GHz'de yansıma genliği 0,995 ve yansıma fazı $-209{,}54°$ olarak elde edilmiştir (Şekil 1(c)). Daha sonra DR'nin geometrik boyutları ve $\tan\delta_{DR}$ değeri sabit tutularak ε_{DR} değeri değiştirilmiş ve 11 GHz'de "0" kodlama elemanı ile arasında yaklaşık $180°$ faz farkı bulunan "1" kodlama elemanı için $\varepsilon_{DR} = 34{,}2$ olarak tespit edilmiştir. "1" kodlama elemanının 11 GHz'de yansıma genliği 0,997 ve yansıma fazı $-29{,}46°$ olarak elde edilmiştir (Şekil 1(c)). 1-bit kodlanmış dielektrik metayüzey yapısının tasarımı için 24×24 birim hücreden oluşan "0" (koyu mavi) ve "1" (turkuaz) kodlama elemanları ile kodlama dizileri oluşturulmuştur. Yansıyan ışına ait ışıma örüntüsünü incelemek için metayüzey yapısının benzetimleri zaman bölgesi çözümleyicisi kullanılarak gerçekleştirilmiş ve Şekil 1(d)'de gösterildiği gibi yapıyı çevreleyen uzay x ve y eksenleri boyunca açık sınır koşulları, $+z$ yönünde açık ekle sınır koşulu ve $-z$ yönünde elektrik ($E_t = 0$) sınır koşulu ile sonlandırılmıştır. Metayüzey yapısı x-kutuplanmaya sahip düzlemsel dalga (plane wave) ile uyarılmıştır.



Şekil 1. (a) Kare şekilli DR tabanlı yansıtıcı metayüzey birim hücre şematikleri ve tasarım parametreleri. (b) Birim hücre benzetim düzeneği. (c) "0" ve "1" kodlama elemanlarının yansıma genlik (kesikli çizgi) ve faz (düz çizgi) spektrumları. (d) 1-bit kodlanmış metayüzey yapısının örnek şematiği ve benzetim düzeneği.

3. 1-Bit Kodlanmış Metayüzey Tasarımları ve Işıma Örüntüleri

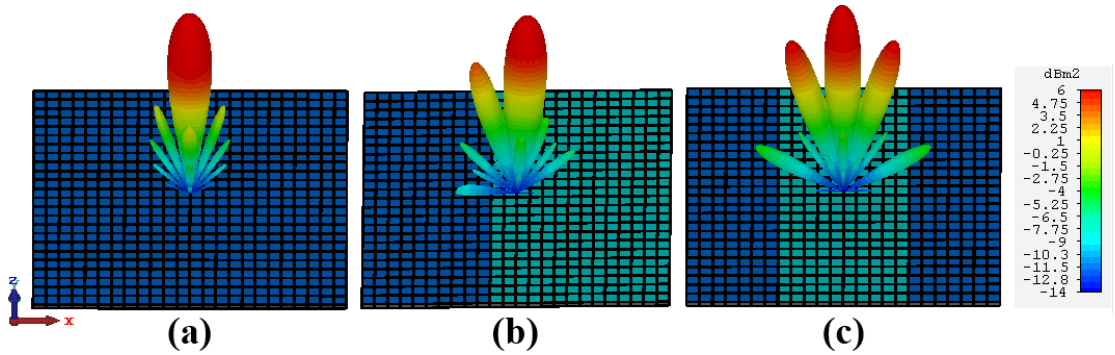
Bu çalışmada, yansıyan ışını bir, iki ve üç hüzmeye bölmek için "0" ve "1" elemanları kullanılarak üç farklı kodlama dizilimine sahip 1-bit kodlanmış dielektrik metayüzey yapıları önerilmiştir. İlk olarak gelen EM dalganın bir hüzmeye sahip olacak şekilde yansıması için Şekil 2(a)'da gösterildiği gibi yalnızca "0" kodlama elemanından oluşan bir metayüzey tasarlanmıştır. İkinci olarak yansıyan ışını iki hüzmeye bölmek için "0" ve "1" kodlama blokları ile asimetrik bir dizi oluşturulmuştur (Şekil 2(b)). Bu metayüzeyde bir satırda 10 adet "0" ve 14 adet "1" kodlama elemanı bulunmaktadır. Son olarak yansıyan ışını üç hüzmeye bölmek için "0", "1" ve "0" olmak üzere üç kodlama bloğunun ardışık bir şekilde dizilimi ile Şekil 2(c)'de sunulan metayüzey oluşturulmuştur. Bu metayüzeyin bir satırında sırasıyla 7 adet "0", 10 adet "1" ve 7 adet "0" kodlama elemanı bulunmaktadır. Tasarlanan kodlanmış metayüzeylerdeki eleman sayısı parametrik analizler ile belirlenmiştir.



Şekil 2. Yansıyan ışını (a) bir, (b) iki ve (c) üç hüzmeye bölmek için oluşturulan 1-bit kodlanmış metayüzeyler.

Önerilen 1-bit kodlanmış metayüzeylerin hüzme bölme performansını incelemek için 3 boyutlu ışıma örüntüleri çizdirilmiş ve Şekil 3'te sunulmuştur. Yalnızca "0" kodlama elemanından oluşan metayüzeye ait ışıma örüntüsü incelendiğinde yansıyan ışının z ekseni doğrultusunda 13,5 dBm^2 genliğe sahip dar, güçlü ve tek bir hüzmeye sahip olduğu görülmüştür (Şekil 3(a)). "0" ve "1" kodlama bloklarının asimetrik dizilimi ile oluşturulan metayüzeye ait ışıma örüntüsü incelendiğinde yansıyan ışının yaklaşık 10,1 dBm^2 ve 4,3 dBm^2 genliğe sahip iki hüzmeye

bölündüğü gözlemlenmiştir (Şekil 2(b)). Ancak hüzmelerin gücünün eşit olmadığı, "1" kodlama bloğu tarafına doğru yönelim gösteren hüzmenin daha güçlü olduğu gözlemlenmiştir. Son olarak "0", "1" ve "0" kodlama bloklarının ardışık dizilimi ile oluşturulan metayüzeye ait ışıma örüntüsü incelendiğinde yansıyan ışının sırasıyla yaklaşık 6,5 dBm^2, 10,5 dBm^2 ve 6,5 dBm^2 genliğe sahip üç hüzmeye ayrıldığı ve ortadaki hüzmenin yanlardaki hüzmelere göre nispeten daha güçlü olduğu gözlemlenmiştir. Tasarlanan 1-bit kodlanmış metayüzeyler ile hüzme bölme benzetim ortamında başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3. Yansıyan ışını (a) bir, (b) iki ve (c) üç hüzmeye bölmek için tasarlanan 1-bit kodlanmış metayüzeylere ait ışıma örüntüleri.

4. Tartışma

Bu çalışmada, X bantta yansıyan ışını bir, iki ve üç hüzmeye bölmek için kare şekilli DR tabanlı yansıtıcı yapılar ile 1-bit kodlanmış metayüzey tasarımları gerçekleştirilmiştir. Kare şekilli DR'nin geometrik boyutları sabit tutularak dielektrik sabiti sırasıyla 10 ve 34,2 olarak seçilmiş; böylece 0 ve π faz tepkilerine karşılık gelen "0" ve "1" kodlama elemanları elde edilmiştir. Farklı dielektrik sabitine sahip iki kodlama elemanı arasında 11 GHz'de yaklaşık 180° faz farkı sağlanmıştır. Ardından, "0" ve "1" kodlama elemanlarının üç farklı kombinasyonda dizilmesiyle 1-bit kodlanmış dielektrik metayüzey yapıları elde edilmiştir. Yapılan analizler sonucunda yansıyan ışının, birim hücrelerin tamamının "0" kodlama elemanına sahip olduğu durumda tek bir hüzmeye; "0" ve "1" kodlama bloklarının asimetrik ikili dizilimi ile iki hüzmeye ve "0", "1" ve "0" kodlama bloklarının üçlü dizilimi uygulandığında ise üç hüzmeye bölündüğü gözlemlenmiştir.

Kaynaklar

[1]. Caloz C. ve Deck-Leger Z. L., "Spacetime Metamaterials-Part I: General Concepts", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, cilt.68 no.3, s.1569-1582, 2020.

[2]. Cui T. J., Smith D. ve Liu R., Ed., Metamaterials: theory, design, and applications. Springer, Boston, MA, 2010.

[3]. Cui T.J., Qi M.Q., Wan X., Zhao J. ve Cheng Q., "Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials", Light Sci. Appl., cilt.3, s.e218, 2014.

[4]. Cui T.J., Liu S. ve Zhang L., "Information metamaterials and metasurfaces", J. Mater. Chem. C, cilt.5 no.15, s.3644–3668, 2017.

[5]. Saifullah Y., Waqas A.B., Yang G.M. ve Xu F., "Multi-bit dielectric coding metasurface for EM wave manipulation and anomalous reflection", Opt. Express, cilt.28 no.2, s.1139-1149, 2020.

[6]. Shao L., Zhu W., Leonov M.Y. ve Rukhlenko I.D., "Dielectric 2-bit coding metasurface for electromagnetic wave manipulation", J. Appl. Phys., cilt.125 no.20, s.203101, 2019.

[7]. Shao L., Premaratne M. ve Zhu W., "Dual-Functional Coding Metasurfaces Made of Anisotropic All-Dielectric Resonators", IEEE Access, cilt.7, s.45716-45722, 2019.

[8]. Zhu L., Li T.C., Huang J.H., Dong L., Li H.D., Zhou W.J. ve Zhao C.H., "Frequency coding all-dielectric metasurface for flexible control of electromagnetic radiation", Appl. Phys. A, cilt.127, s.131, 2021.

[9]. Karacan N. ve Ekmekci E., "An all-dielectric microwave absorber composed of a dielectric hollow cylinder filled by chemical liquids and its application on sensing", Sens. Actuat. A-Phys., cilt.314, s.112235, 2020.

[10]. CST STUDIO SUITE®, Dassault Systèmes, the 3DEXPERIENCE® Company. www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/.

İki Aşamalı Genetik Algoritma ve Açıklanabilir Yapay Zeka Kullanılarak Pikselli Yama Anten Optimizasyonu

Osman Ensar Karahan, Ahmet Faruk Karahan, Hulusi Açıkgöz
Ankara Medipol Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
osman.karahan@std.ankaramedipol.edu.tr, ahmet.karahan@std.ankaramedipol.edu.tr,
hulusi.acikgoz@ankaramedipol.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, elektromanyetik simülasyonların hesaplama yükünü azaltmak amacıyla LSBoost vekil modelleriyle bütünleşik iki aşamalı Genetik Algoritma (GA) tabanlı pikselli yama anten optimizasyon çerçevesi sunulmaktadır. İki aşamalı GA ile üretilen 11.919 konfigürasyona aktif öğrenme ve doğrulama adımları eklenerek süreç yalnızca 11.959 tam dalga değerlendirmesiyle tamamlanmıştır. Tüm arama uzayının veya geleneksel GA yaklaşımlarının gerektireceği değerlendirme sayısına kıyasla, bu yöntem %99,4 oranında hesaplama tasarrufu sağlamıştır. Elde edilen nihai anten 1,9640 GHz'de çalışmakta; 20,84 MHz bant genişliği ve 8,48 dBi tepe kazancı sunmaktadır.*

Abstract: *This paper presents a pixelated patch antenna optimization framework using a two-stage Genetic Algorithm (GA) coupled with LSBoost surrogate models. Integrating active learning and validation steps with 11,919 initially generated configurations, the optimization process concluded with only 11,959 full-wave evaluations. Compared to exhaustive searches or conventional GA approaches, this method provides a 99.4% reduction in computational burden. The final optimized antenna operates at 1.9640 GHz with a 20.84 MHz bandwidth and an 8.48 dBi peak gain.*

1. Giriş

Modern iletişim sistemlerinde sıkı boyut ve entegrasyon kısıtlamalarını karşılamak için kompakt antenlere ihtiyaç duyulmaktadır [1]. Sabit düşük frekanslarda fiziksel küçültme, Chu-Harrington limitine göre bant genişliğini daraltmaktadır [1]. İstiflenmiş kısa devreli yamalar veya çip yüklemesi gibi çeşitli küçültme stratejileri araştırılmaktadır [2]. GA tabanlı optimizasyon yöntemleri geniş tasarım uzaylarındaki esnekliklerıyle yaygın kullanılmaktadır [3–5]. Pikselli anten yapıları, ikili (binary) piksel dizilimlerine dayalı ayrık (kombinatoryal) optimizasyonla uyumludur [6]; ancak adayların Momentler Yöntemi (Method of Moments-MoM) tabanlı çözücülerle [7] ayrı ayrı çalıştırılması hesaplama maliyetini aşırı artırır. Makine öğrenmesi (Machine Learning-ML) vekil modelleri bu yükü hafifletip [8,9]; aktif öğrenme ile birleştiğinde yalnızca belirsizliğin yüksek olduğu bölgelerde veri talep eden kapalı döngülü sistemler oluşturur [10]. Açıklanabilir Yapay Zeka (xAI) teknikleri model çıktılarını fiziksel içgörülere dönüştürür [11]; LSBoost'un yerleşik öznitelik önem skorları LIME/SHAP gibi yöntemlere kıyasla ek maliyet yaratmaz [12,13].

2. Yöntem

2.1. Anten Tasarım Alanı ve Geometri

Tasarım alanı, 100×100 mm zemin üzerindeki 53×53 mm'lik yama alanından oluşmaktadır. 16×16 piksel ızgara (3,3125×3,3125 mm kare pikseller), hava substratı (ε_r=1, kalınlık: 4,3 mm) ve 2,6 GHz referans rezonansıyla boyutlandırılmıştır. Simetri kısıtlamasıyla bağımsız değişken sayısı 64 ikili piksele inmiş; arama uzayı $2^{64} \approx 1{,}84\times10^{19}$ varyanta ulaşmıştır [bkz. Denklem (1)]. Koaksiyel besleme (merkeze göre X=12, Y=0, çap: 1,3 mm) ve çevresindeki 2×2 piksel bloğu (toplam 8 piksel) daima aktif tutulmuştur.

$$N_{toplam} = 2^K, \quad K = 64 \tag{1}$$

2.2. Vekil Modelleme ve Aktif Öğrenme

Optimizasyonda yüksek boyutlu ikili uzaylarda güçlü performans sergileyen LSBoost vekil modelleri tercih edilmiştir [13]. GA optimizasyonuyla oluşturulan 11.919 konfigürasyon; tam bağlantılılık, $S_{11} \leq -10$ dB ve ≥ 3 MHz bant genişliği kriterleriyle filtrelenerek 2.203 geçerli örneğe düşürülmüştür. Bu verilerle rezonans, bant genişliği ve kazancı öngören üç LSBoost modeli eğitilmiştir.

2.3. İki Aşamalı GA ve Aktif Öğrenme Döngüsü

Optimizasyon üç fazdan oluşmaktadır.

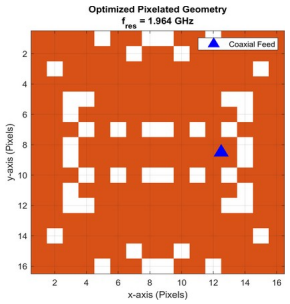
Faz 1: 4x4 kaba ızgara sonuçları 8x8'e aktarılmış, iki aşamalı GA ile 11.919 konfigürasyon üretilmiştir. Aday tasarımların değerlendirilmesinde kullanılan uygunluk fonksiyonu; frekans (=0,60), bant genişliği () ve kazanç () hedeflerine dayalı ağırlıklı maliyetin yanı sıra bir topolojik süreklilik cezası () içermektedir [bkz. Denklem (2)]. Bu ceza parametresi (), pikselli geometride fiziksel olarak üretilemeyen veya elektromanyetik akım sürekliliğini bozan izole pikselleri ve yalnızca köşelerden temas eden (dama tahtası benzeri) kopuk yapıları engellemek amacıyla optimizasyona dahil edilmiştir. Ayrık parçalar barındıran aday tasarımların uygunluk skorları bu parametre ile cezalandırılarak (düşürülerek), genetik algoritmanın üretim kısıtlarına uygun, elektriksel olarak bütünleşik ve besleme noktasına kesintisiz bağlılığı olan topolojilere yakınsaması güvence altına alınmıştır. **Faz 2:** 2.203 filtrelenmiş örnekle eğitilen LSBoost üzerinde çalışan bağımsız iç GA, 10 aktif öğrenme döngüsünde aday tasarımları MoM'a doğrulatarak eğitim kümesini genişletmiştir. **Faz 3:** En iyi 30 aday tasarım doğrudan MoM ile test edilerek nihai optimum yapı belirlenmiştir. Böylece; Faz 1'deki ilk GA üretimi (11.919), Faz 2'deki aktif öğrenme döngüsü (10) ve Faz 3'teki son doğrulama (30) testleri birleştirildiğinde, optimizasyon süreci boyunca gerçekleştirilen toplam elektromanyetik değerlendirme sayısı tam olarak 11.959'da tutulmuştur.

$$\text{Uygunluk} = w_1 \cdot S_{Frek} + w_2 \cdot S_{BG} + w_3 \cdot S_{Kazanç} + P_{Ceza} \quad (2)$$

3. Bulgular ve Tartışma

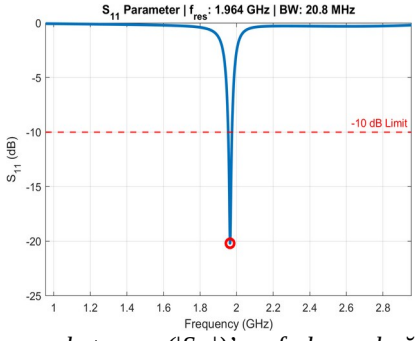
3.1. Optimize Edilen Antenin EM Performansı

Vekil model destekli GA çerçevesi tarafından belirlenen optimum pikselli anten geometrisi Şekil 1'de sunulmuştur. Referans 2,6 GHz yamasına kıyasla %24,5 oranında minyatürleşme sağlanarak temel rezonans frekansı 1,9640 GHz'e indirilmiştir. Sayısal analizler sonucunda, optimize edilen antenin empedans bant genişliği 20,84 MHz ve tepe kazancı (peak gain) 8,48 dBi olarak elde edilmiştir. Ayrıca antenin ışıma verimi (radiation efficiency) %100, toplam verimi ise %99,04 seviyesindedir.



Şekil 1. Optimize edilmiş pikselli yama geometrisi.

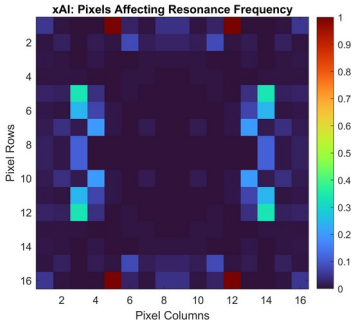
Optimizasyon sonrası nihai antenin frekansa bağlı olarak yansıma katsayısı Şekil 2'de gösterilmiştir; 1,9640 GHz'deki −20,19 dB rezonans güçlü empedans uyumunu kanıtlamaktadır. Antenin tam dalga elektromanyetik simülasyonundan elde edilen merkez rezonans frekansının (f_{res}), empedans bant genişliğine (BW) oranlanmasıyla hesaplanan kalite faktörü (); anteni içine alan en küçük kürenin yarıçapı (a) ve çalışma frekansındaki dalga sayısı (k) kullanılarak hesaplanan Chu-Harrington teorik minimum değerinin () yaklaşık 102 katına karşılık gelmekte olup, antenin temel fiziksel sınırlara yakınsadığını doğrulamaktadır.



Şekil 2. Yansıma katsayısı ($|S_{11}|$)'nın frekansa bağlı değişimi.

3.2. xAI Öznitelik Önem Haritası

Bölüm 2.2'de elde edilen 2.203 geçerli konfigürasyona, 10 iterasyonluk aktif öğrenme döngüsünden gelen ve fiziksel olarak anlamlı rezonans sergileyen 9 yeni tasarımın eklenmesiyle nihai eğitim veri seti 2.212 konfigürasyona ulaşmıştır (aktif öğrenme fazındaki bir aday, 3.0 GHz üzerinde hayalet rezonans – phantom resonance sergilediği için veri setinden dışlanmıştır). Bu 2.212 konfigürasyonla eğitilen LSBoost modelinin simetrikleştirilmiş önem haritası Şekil 3'te sunulmaktadır. (1. satır 5. ve 12. sütun) ile simetrik karşılıklarındaki dört köşe pikseli en yüksek normalleştirilmiş önem değerine (1,0) ulaşmıştır. Besleme yakınındaki dikey bantlar yüksek önem taşırken iç piksellerin etkisi ihmal edilebilir kalmıştır (< 0,2). Bu bulgular, modelin klasik mikroşerit boşluk teorisi ilkelerini bağımsız olarak öğrendiğini kanıtlamaktadır.



Şekil 3. LSBoost modelinden türetilen xAI öznitelik önem haritası.

4. Sonuç

Sunulan vekil model destekli iki aşamalı GA çerçevesi; başlangıç veri üretimi, aktif öğrenme ve nihai doğrulama adımlarını kapsayarak toplam MoM hesaplama sayısını 11.959'da tutmuş ve geleneksel yöntemlere kıyasla hesaplama maliyetini %99,4 oranında azaltmıştır. Optimum pikselli anten 2,6 GHz referans yapıya kıyasla %24,5 minyatürleşme sağlamış; 1,9640 GHz'de çalışarak 20,84 MHz bant genişliği ve 8,48 dBi kazanç sunmuştur. xAI önem haritası model davranışını mikroşerit anten teorisiyle ilişkilendirerek tasarıma yorumlanabilirlik kazandırmıştır (kara kutu yapay zekanın aksine, hangi pikselin rezonansta ne kadar etkili olduğunun fiziksel olarak anlaşılmasını sağlamıştır). Gelecek çalışmalarda kayıplı radyo frekansı (RF) substratları ve prototip ölçümleriyle doğrulama planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1]. Balanis C. A., Antenna Theory: Analysis and Design, 4. baskı. John Wiley & Sons, 2016.
[2]. Wong K. L., Compact and Broadband Microstrip Antennas. John Wiley & Sons, 2002.
[3]. Rahmat-Samii Y. ve Michielssen E. (Ed.), Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms. John Wiley & Sons, 1999.
[4]. Johnson J. M. ve Rahmat-Samii Y., "Genetic Algorithms in Engineering Electromagnetics," IEEE Antennas Propag. Mag., c. 39, s. 7–40, 1997.
[5]. Johnson J. M. ve Rahmat-Samii Y., "Genetic Algorithm and Method of Moments (GA/MOM) for the Design of Integrated Antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., c. 47, no. 10, s. 1606–1614, 1999.
[6]. Ullah M. A. ve diğ., "Low-profile dual-band pixelated defected ground antenna for multistandard IoT devices," Scientific Reports, c. 12, s. 15604, 2022.
[7]. Harrington R. F., Field Computation by Moment Methods. Macmillan, 1968.
[8]. Akinsolu M. O. ve diğ., "Machine Learning-Assisted Antenna Design Optimization: A Review and the State-of-the-Art," 14th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP), s. 1–5, 2020.
[9]. Rayas-Sánchez J. E., "EM-Based Optimization of Microwave Circuits Using Artificial Neural Networks: The State-of-the-Art," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., c. 52, no. 1, s. 420–435, 2004.
[10]. Liu B. ve diğ., "An Efficient Method for Antenna Design Optimization Based on Evolutionary Computation and Machine Learning Techniques," IEEE Trans. Antennas Propag., c. 62, no. 1, s. 7–18, 2014.
[11]. Gunning D. ve diğ., "XAI-Explainable artificial intelligence," Science Robotics, c. 4, no. 37, 2019.
[12]. Lundberg S. M. ve Lee S. I., "A unified approach to interpreting model predictions," Adv. Neural Inf. Process. Syst., c. 30, 2017.
[13]. Friedman J. H., "Greedy function approximation: A gradient boosting machine," Ann. Stat., c. 29, no. 5, s. 1189–1232, 2001.

Türkiye'de Radyo Astronomi Vizyonu: Milli Uzay Programı, Kurumsal Altyapılar ve Yeni Projeler

Mustafa Kürşad Yıldız*
Erciyes Üniversitesi
Astronomi ve Uzay Bilimleri Bölümü
Kayseri
mkyildiz@erciyes.edu.tr

Özet: *Bu bildiri, Türkiye'nin radyo astronomi alanındaki kurumsal vizyonunu, Milli Uzay Programı (2022-2030) hedefleri bağlamında stratejik bir yaklaşımla değerlendirmektedir. Türkiye'nin Square Kilometre Array Observatory (SKAO) organizasyonuna katılım stratejisi, küresel bilimsel işbirliklerinde donanım ve yazılım geliştiren aktif bir paydaş olma vizyonumuzu yansıtmaktadır. Çalışmada, UZAYBİMER ve Kreiken Rasathanesi gibi mevcut ulusal altyapılarımızın ekosisteme katkıları detaylandırılmaktadır. Ayrıca, Çok Uzun Baz Hattı İnterferometre (VLBI) ağına entegre olması planlanan Kayseri BURSTT istasyonunun donanım mimarisi, yüksek başarımlı hesaplama (HPC) entegrasyonu ve projenin "spin-off" hedefleri ulusal teknoloji geliştirme stratejimiz ekseninde sunulmaktadır.*

Abstract: *This paper evaluates Türkiye's institutional vision in radio astronomy with a strategic approach within the context of the National Space Program (2022-2030) objectives. Türkiye's participation strategy in the Square Kilometre Array Observatory (SKAO) organization reflects our vision of being an active stakeholder developing hardware and software in global scientific collaborations. The study details the contributions of existing national infrastructures such as UZAYBİMER and Kreiken Observatory to the ecosystem. Furthermore, the hardware architecture of the Kayseri BURSTT station, which is planned to be integrated into the Very Long Baseline Interferometry (VLBI) network, its high-performance computing (HPC) integration, and the "spin-off" goals of the project are presented within the axis of our national technology development strategy.*

1. Giriş

Türkiye, yakın zamanda uzay araştırmalarında Uluslararası Uzay İstasyonu'nda yürütülen bilimsel çalışmalardan Ay misyonuna, uzay havasından derin uzay gözlemlerine kadar uzanan yeni bir stratejik döneme giriş yapmıştır [1]. Radyo astronomi, evrenin anlaşılmasında kritik bir öneme sahip olmasının yanı sıra, gelişmiş mühendislik ve veri işleme teknolojilerinin kesişim noktasında yer alan devasa bir teknoloji geliştirme alanıdır. Türkiye'nin bu alandaki atılımları, yalnızca akademik bir hedef değil, 2022 yılında açıklanan ve 2022-2030 yıllarını kapsayan ülkemizin Milli Uzay Programı Stratejisinin temel yapı taşlarından biridir [1]. Milli Uzay Programı kapsamında belirlenen 10 temel hedefin dördü, doğrudan radyo astronomi konuları ile ilgili ve ülkemizin uluslararası mega projelere, örneğin Square Kilometre Array Observatory (SKAO) organizasyonuna üye olmasıyla örtüşmektedir. Aşağıda kısaca tanımlanan hedefler bu çalışmanın genel çerçevesini oluşturmaktadır:

- **3.5 Uzay Havasına İlişkin Teknolojik Araştırmalar:** Güneş patlamaları ve koronal kütle atımlarının (CME) radyo emisyonlarının incelenmesi ve uzay havasının teknolojik altyapılara etkisinin modellenmesi.
- **3.6 Uzay Nesnelerinin Yerden Gözlemi ve Takibi:** Radyo astronomi alanında yetişecek insan gücünün, Ay misyonunda ve uydu takibinde gerekli olacak yerden gözlem kapasitesine doğrudan entegrasyonu.
- **3.7 Uzay Sanayi Ekosisteminin Geliştirilmesi:** SKAO gibi projelerde elde edilecek ileri teknoloji bilgisinin (kriyojenik alıcılar, düşük RFI kontrol sistemleri vb.) Türk şirketlerine aktarılması.
- **3.9 Uzay Farkındalığı ve İnsan Kaynağının Geliştirilmesi:** Uluslararası dev ağlar vasıtasıyla büyük veri ve makine öğrenimi alanlarında genç mühendis ve astronomların eğitilmesi.

2. SKAO üyeliği ve Stratejik Kazanımlar

SKAO projesi, dünyanın en büyük radyo teleskop ağını kurmayı hedefleyen bir uluslararası işbirliğidir [2]. Türkiye'nin bu organizasyona üyeliği, ulusal uzay ve astronomi stratejilerimiz açısından dönüm noktası niteliği taşımaktadır. Bu global ağın pasif bir veri kullanıcısı olmak yerine, donanım ve yazılım geliştirme süreçlerine aktif katkı sağlayan bir paydaş konumuna sahip olmak ülkemizin Milli Uzay Programı ile doğrudan ilişkilidir. Bu entegrasyon sadece astronomi ile sınırlı kalmayıp kurumsal kapasiteyi disiplinlerarası bir boyuta taşımaktadır. SKAO bünyesindeki "High Energy Cosmic Particles" çalışma grubu, Large Hadron Collider ile ulaşılamayan

enerji seviyelerindeki parçacık etkileşimlerini inceleme olanağı sunmaktadır [2]. Bu bağlamda, Erciyes Üniversitesi'nde Nötrino Araştırma Grubu tarafından yürütülen ve 7/24 aktif kozmik müon verisi alınan deney düzenekleri, SKAO hedefleriyle stratejik bir paralellik göstermekte ve ulusal insan kaynağımızı (Astronomi ve Uzay Bilimleri araştırmacıları dahil) doğrudan bu yüksek enerji fiziği problemlerine entegre etmektedir.

Temel bilimlerde yapılan çalışmaların dışında SKAO öncü (precursor) projeleri, dünya çapında QuasarSat ve EMSS Antennas gibi ileri teknoloji start-up firmalarının doğmasına öncülük etmiştir. Türkiye'nin SKAO üyesi olması durumunda ülkemizde benzer spin-off donanım firmalarını ulusal ve uluslararası ekosistemde oluşmasına öncülük edecektir.

3. Türkiye'de Radyo Astronomi Altyapısı

SKAO gibi uluslararası ağlara üye olmak için ulusal düzeyde altyapılarımızın da kapasitesinin maksimize edilmesi önemli bir konudur.. Türkiye'de radyo astronomi çalışmalarını sistematik hale getiren ilk kurumsal merkezlerden biri, 2007 yılında Devlet Planlama Teşkilatı (DPT) desteğiyle kurulan Erciyes Üniversitesi Astronomi ve Uzay Bilimleri Gözlemevi Uygulama ve Araştırma Merkezi, UZAYBİMER'dir. Tesis bünyesindeki 12.8 metrelik parabolik radyo teleskop; Güneş, nötral hidrojen (HI) ve pulsar gözlemleri olmak üzere üç ana stratejik alanda insan kaynağı yetiştirmeyi amaçlamaktadır. UZAYBİMER Merkezinde bulunan 5 metrelik çanak antenler ve 90 cm'lik alternatif bir anten ile 2.8 GHz bandında Güneş radyo akısı ve Ay gözlemleri başarıyla tamamlanmıştır [3]-[4]. Yürütülen araştırmalardan başka birisi, erken-tür gökadalarda nötral hidrojen (HI) gazı dağılımı ve kinematiğinin incelenmesidir. Yürütücülüğünü üstlendiğimiz ve TÜBİTAK 3501 Kariyer Geliştirme Programı kapsamında desteklenen proje ile, erken-tür gökadaların evrimsel sürecinde gökadaların oluşum mekanizmaları radyo frekanslarında detaylı olarak analiz edilmektedir [5]. Bu araştırma süreci, yalnızca astrofiziksel bulgular elde etmekle kalmayıp; elde edilen devasa radyo astronomik ölçümlerin işlenmesi ve RFI (Radyo Frekans Karışışımı) etkilerinin giderilmesi süreçlerinde Python tabanlı karmaşık veri analizi algoritmalarının kullanılmasıyla ulusal bilimsel hesaplama kapasitemize doğrudan katkı sağlamaktadır.

Sanayi-akademi işbirliğinin bir diğer örneği, Ankara Üniversitesi Kreiken Rasathanesi'nde yaşanmaktadır. 12 Aralık 2022 tarihinde Hello Space ile imzalanan bilimsel protokol kapsamında kurulan radyo gözlem istasyonu, 1-150 GHz aralığında çalışabilen 5 metrelik ve 1-100 GHz aralığında çalışabilen 2.5 metrelik iki adet radyo teleskop ile 150-400 MHz aralığında çalışan 6 metrelik YAGI anten donanımına kavuşmuştur. Bu altyapı, uydu gözlem, galaktik incelemeler ve Jüpiter radyo gözlem çalışmaları için tahsis edilmiştir [6].

Gelecek yatırımlar için, Türkiye Ulusal Radyo Astronomi Gözlemevi Yer Seçimi projesi kapsamında ülkemizdeki birçok noktada atmosferik, meteorolojik ve radyo frekans analizleri gerçekleştirilmiş ve sonucunda elektromanyetik kirlilikten izole edilmiş bir "radyo sakin bölge" (radio quiet zone) belirlenmiştir [7]. Bu alan seçimi, Türkiye'nin mega radyo teleskop projelerine kendi coğrafyasında ev sahipliği yapma stratejisinin kurumsal temelini oluşturmaktadır.

4. BURSTT Projesi ve Kıtalararası VLBI Mimarisi

Bustling Universe Radio Survey Telescope in Taiwan (BURSTT), milisaniye mertebelerinde gerçekleşen ve kökeni henüz bilinmeyen kozmolojik olaylara dayanan son derece yüksek enerjili (tek bir atımda 1031 - 1033 Joule) Hızlı Radyo Patlamalarını (FRB) tespit etmek amacıyla kurulan yeni nesil bir radyo teleskop projesidir [5]. Geleneksel teleskoplar gökyüzünün çok dar bir alanını tarayabildiği için bu nadir olayların çoğu kaçırılmaktadır [5].

BURSTT projesinin ülkemizin Milli Uzay Programı ile kesiştiği nokta, global Çok Uzun Baz Hattı İnterferometrisi (VLBI) ağının genişlemesidir. BURSTT Ağı; merkezi Tayvan (Nantou, Fugui) olmak üzere, Japonya (Ogasawara - 2000 km) ve Hawaii (7800 km) dış istasyonlarından oluşmaktadır [8]. Hawaii sistemin en doğu dış istasyonu olurken, yaklaşık 7900 km uzaklıktaki Kayseri'de kurulacak istasyon ise bu kıtalararası ağın en batı ucundaki kritik "outrigger" noktası olacaktır. Bu bağlamda, ülkemizin bu ağa katılımı için Tayvan'dan alınan resmi davet ile Erciyes Üniversitesi yürütücülüğünde Cumhurbaşkanlığı Strateji Bütçe Başkanlığına 2027-2030 yıllarını kapsayan bir proje sunulmuştur.

5. BURSTT Temel Mühendislik Kavramları ve HPC Entegrasyonu

Kayseri'de kurulması planlanan istasyon, 64 adet Log-Periyodik Dipol Anten (LPDA) diziliminden oluşacak ve 300-700 MHz frekans bandında çalışacaktır. Antenlerden alınan zayıf kozmik sinyallerin güçlendirilmesi ve

sistem gürültüsünden arındırılması, projenin en temel zorluklarındandır. İstasyonunun donanım mimarisinde düşük radyo sinyalleri bir dizi Düşük Gürültü Amplifikatörler (LNA) ve bant geçiren filtreler (BP Filter) ile alınacaktır [8]. Ancak bu projedeki asıl teknolojik sıçrama "arka uç" (Back-End) mimarisi ile veri işleme safhasındadır. Sistem, 14 bit ADC ve 1.6 GS/s örnekleme hızına sahip dijitalleştiriciler kullanmaktadır [8]. Dijital sinyal işleme aşamasında, gerçek zamanlı hüzme oluşturma (beamforming) işlemleri için Xilinx ZCU216 platformu gibi RFSOC ve FPGA teknolojileri kullanılacaktır [5]. Veri yönetiminde ise, AVX-512 ve AMX komut setleriyle optimize edilmiş algoritmalar kullanılarak bir günde elde edilecek olan terabaytlarca ham verinin "ring-buffer" yönetimi ve tetikleme (trigger) mekanizmaları yüksek başarımlı hesaplama (HPC) entegrasyonu ile sağlanacaktır [8].

6. FRB Ötesi: Bilimsel Araştırmalar

BURSTT Türkiye projesi, ülkemizin Milli Uzay Programı stratejisi doğrultusunda [1] bilimsel, teknolojik ve disiplinlerarası sinerjik çalışmalar kabiliyetlerine çok önemli imkanlar sunacaktır. Bunlar arasında en öne çıkan kazanımlar şu şekilde sıralanabilir:

- BURSTT Türkiye ülkemizi interferometrik radyo astronomi ligine güçlü bir şekilde katacaktır.
- Radyo teleskop anten tarlası yöntemi ülkemizde ilk kez hayata geçirilecektir.
- Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği disiplinleri için yenilikçi anten uygulamalarına zemin hazırlayacaktır.
- Bilgisayar ve Elektronik Mühendisliği odaklı ileri sinyal işleme ve verilerin anlamlandırılması kabiliyetleri geliştirilecektir.
- BURSTT Türkiye ile 7/24 elde edilecek veriler, Güneş aktivitelerinin ve iyonosferik etkilerinin takibi olanağı sunacaktır. Meteoroloji, Afet Yönetimi ve Elektronik Mühendisliği sahalarında iyonosferik değişimlerin ve yakın uzay dinamiklerinin izlenmesine imkan tanınacaktır.
- Proje tamamlandığında, radyo teleskop tarlasına sahip olan Türkiye, gelecek 50 yılın en büyük radyo astronomi projesi olan SKAO konsorsiyumuna, bilgi ve teknoloji üreten paydaş olarak katılabilecektir.
- Ülkemizin, Avrupa Araştırma Altyapılarına (ESFRI-ERIC), özellikle radyo interferometre konusunda var olan üç büyük altyapı projelerine (LOFAR-ERIC, JIV-ERIC, SKAO ESFRI) katılmasını veya bu projelere ortak olmasını kolaylaştıracaktır.

7. Sonuç

Türkiye'nin radyo astronomi stratejisi; sadece evrenin derinliklerini anlama arzusu etrafında değil, mevcut UZAYBİMER ve Kreiken Rasathanesi altyapılarının maksimize edilmesi ve BURSTT gibi küresel VLBI projelerine aktif donanım/yazılım entegrasyonu ekseninde şekillenmektedir. Bu stratejik vizyon, donanım tasarımı (RF/Anten) ve ileri yazılım mimarilerinde (HPC/FPGA) ulusal ekosistemimizi güçlendirerek Milli Uzay Programı hedefleriyle tam uyumlu bir teknoloji ve insan kaynağı seferberliği oluşturmaktır.

Kaynaklar

[1]. Türkiye Uzay Ajansı, "Milli Uzay Programı Strateji Belgesi (2022-2030)", T.C. Cumhurbaşkanlığı, Ankara, Türkiye, 2022.

[2]. Dewdney P. E., Hall P. J., Schilizzi R. T. ve Lazio T. J. L., "The Square Kilometre Array", Proceedings of the IEEE, cilt.97, no.8, s.1482-1496, 2009.

[3]. Öz G. K., ve Küçük İ., "2.8 GHz'de Güneş Radyo Akısı Gözlemleri İçin Radyo Teleskop Tasarımı", TJAA, c. 1, sy 2, ss. 633–635, Ara. 2020.

[4]. Yusifov İ., Küçük İ., Yıldız M. K., Sarıkaya M., Avcı A., Sönmez T. N., "ERT-5 Radio Telescope: Technical Properties and Calibrating Observations" 24. International Physics Congress, ss.789-793, Aralık 2008.

[5]. Yıldız, M. K., "Erken-Tür Gökadaların Dış Bölgelerindeki Nötral Hidrojen Gaz Yapısının Derin-Radyo Gözlemleri İle İncelenmesi" TÜBİTAK Proje No: 124F480, Erciyes Üniversitesi, Kayseri, 2025.

[6]. Ankara Üniversitesi, Kreiken Rasathanesi, Yıllık Faaliyet Raporları, 2022.

[7]. Küçük, İ., vd., "Site selection for a radio astronomy observatory in Turkey: atmospherical, meteorological, and radio frequency analyses", Experimental Astronomy, cilt.33, s.1-26, 2012.

[8]. Lin, H. H., vd., "BURSTT: Bustling Universe Radio Survey Telescope in Taiwan", Publications of the Astronomical Society of the Pacific, cilt.134, s.094106, 2022.

Ayarlı Hat ve Fraktal Kapalı Halka Rezonatörü Yapıları ile Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık Tabanlı Sensör Tasarımı

Hasan Çetin[1,2], Evren Ekmekçi[1]

[1]Süleyman Demirel Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Isparta
hasan.cetin@sdu.edu.tr, evrenekmekci@sdu.edu.tr

[2]Uşak Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Uşak
hasan.cetin@usak.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada mikroşerit iletim hattı ile uyarılan kapalı halka rezonatörü (KHR) ile ayarlı hat (AH) yapıları birlikte kullanılarak üç farklı Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık (EİS) benzeri yapı tasarlanmıştır. Klasik bir kare kesitli KHR yapısı ve bu yapıdan türetilen fraktal formdaki iki farklı KHR yapısı karanlık mod rezonatör, uygun rezonans frekanslarında tasarlanan AH yapıları ise aydınlık mod rezonatör olarak kullanılmıştır. KHR yapılarının üst yüzey merkezine konumlandırılan 20×20×1 mm³ boyutundaki analitlerin dielektrik sabitleri 1 ile 5 arasında değiştirilerek saydamlık pencerelerindeki kayma nümerik olarak analiz edilmiştir. Fraktal yapıların sensör performansını artırdığı tespit edilmiştir.*

Abstract: *In this study, three different Electromagnetically Induced Transparency (EIT)-like structures are designed by combining closed ring resonator (CRR) and open stub (OS) structures with microstrip transmission line excitation. A classical square cross-section CRR structure and two different fractal-form CRR structures are used as dark mode resonators, OS structures having suitable resonance frequencies are used as bright mode resonators. The shift in transparency windows is numerically analyzed by varying the dielectric constants of the 20×20×1 mm³ analytes positioned at the top surface center of the CRRs between 1 and 5. It has been determined that fractal structures improved sensor performance.*

1. Giriş

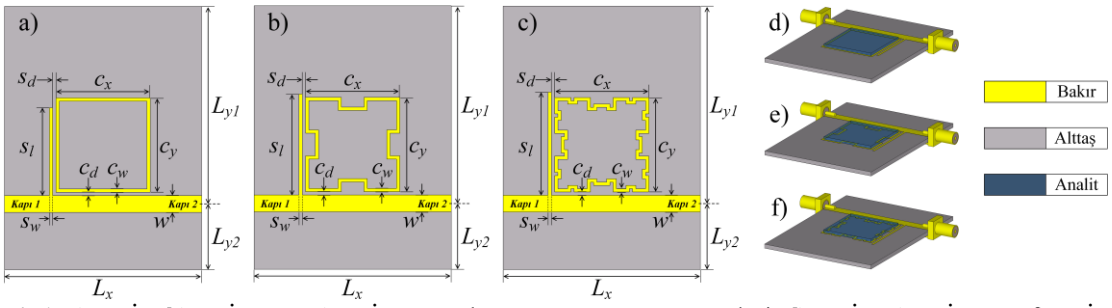
Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık (EİS), geniş bir soğurma bandına eşlik eden bir durdurma bandında keskin bir saydamlık penceresi oluşumunu tanımlayan ve farklı uyarım yollarındaki kuantum girişim etkisi ile ortaya çıkan bir olgudur [1,2]. İlk olarak üç seviyeli atomik sistemlerde gözlemlenen olgu [2], rezonatör tabanlı metamalzemeler gibi klasik sistem benzeşimleri ile terahertz [3] ve mikrodalga frekans bölgesinde [4-7] popüler bir araştırma konusu olmuştur. EİS benzeri yapılar, mikrodalga bölgesinde boş uzay [4], dalga kılavuzu [5] ve mikroşerit iletim hattı uyarımları ile karakterize edilmektedir [1,2,6-9]. Mikroşerit iletim hattı uyarımında aydınlık mod rezonansa sahip ayarlı hat (AH) yapısı sıklıkla kullanılırken [1,2,6-9], iletim spektrumunda saydam pencerenin oluşumu için AH'nin ayrık halka rezonatörü (AHR) gibi karanlık mod rezonansa sahip yapılarla [1,6-8] bağlaşımı gerekmektedir. AH yapılarının EİS benzeri sensör uygulamalarında kullanımı da yaygındır [1,2,7,8]. Dalga kılavuzu ve boş uzay uyarımında aydınlık mod rezonansa sahip olan kapalı halka rezonatörü (KHR) yapıları [4,5] EİS benzeri sensör uygulamalarında sıklıkla kullanılırken [5] mikroşerit iletim hattı ile uyarıldığı kombinasyonların eksikliği gözlemlenmiştir. Literatürde elektriksel küçük rezonatör yapıların tasarımında kullanılan ve pek çok mikroşerit iletim hattı uyarımlı yapıya uyarlanan Minkowski fraktal şekillerin [10-12] metalik KHR'ye uyarlanması ile EİS benzeri etki elde edildiği çalışmalar mevcuttur [4]. Minkowski fraktal yapıların sensör uygulamalarında kullanıldığı varyasyonlarda hassasiyetin arttığı rapor edilmiştir [11,12].

Bu çalışmada, üç farklı EİS benzeri yapı tasarlanmış ve sensör uygulaması gösterilmiştir. Öncelikle klasik kare kesitli KHR yapısı KKHR ve bu yapıya Minkowski benzeri fraktal dönüşüm kuralı uygulanarak oluşturulan fraktal KHR yapıları FKHR-1 ve FKHR-2 tasarlanmış, yapıların karanlık mod rezonansa sahip olduğu gösterilmiştir. Ardından KKHR, FKHR-1 ve FKHR-2 yapıları, hat uzunlukları değişen üç farklı AH yapısı ile ikili olarak kombine edilerek EİS benzeri yapılar KEİS, FEİS-1 ve FEİS-2 oluşturulmuş, fraktal geometrideki KHR yapılarının EİS benzeri kalite faktörüne etkisi incelenmiştir. KEİS, FEİS-1 ve FEİS-2 yapılarındaki kapalı halkalar ile eş eksenli yerleştirilen 20×20×1 mm³ boyutundaki analit malzemenin dielektrik katsayısı ε_{an} 1'den 5'e 1 adım aralıkları ile artırılarak iletim pencerelerindeki kayma incelenmiştir.

2. Tasarımlar ve Benzetimler

Bu çalışmada tasarlanan KEİS, FEİS-1 ve FEİS-2 yapılarının şematikleri ve tasarım parametreleri Şekil 1.a)-Şekil 1.c)'de gösterilmiştir. Yapıların tasarımı, 10 GHz frekansında ε_r = 3; tanδ = 0,0013 değerlerine sahip olan 1,524 mm yüksekliğindeki CLTE-AT™ alttaş üzerinde gerçekleştirilmiştir. Metalik yapılar, yüksekliği 17,5 µm ve iletkenliği σ = 58 MS/m olan bakır ile modellenmiştir. Tasarımlar ve benzetimler CST Studio Suite® ortamında

frekans bölgesi çözücüsü ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 1.d)-Şekil 1.f)'de EİS benzeri yapıların sensör uygulaması için analit yerleşimleri sunulmuştur. 20×20×1 mm^3 boyuttaki özdeş analitler şematiklerde saydam koyu mavi renkte gösterilmiş ve KKHR, FKHR-1 ve FKHR-2 yapıları ile eş eksenli olarak yerleştirilmiştir. Yapıların uyarımı 50 Ω mikroşerit iletim hattı ile gerçekleştirilmiş ve iletim spektrumlarındaki saydamlık pencereleri incelenmiştir. Şekil 1'de görülen tasarımların parametre değerleri Tablo 1'de verilmiştir.



Şekil 1. a) KEİS, b) FEİS-1 ve c) FEİS-2 yapılarının tasarım parametreleri, d) KEİS, e) FEİS-1 ve f) FEİS-2 yapılarının sensör uygulaması için sensör-analit yerleşimi.

Tablo 1. EİS benzeri yapıların tasarım parametresi değerleri (mm cinsinden).

	L_x	L_{y1}	L_{y2}	c_d	c_w	c_x	c_y	s_d	s_l	s_w	w
KEİS	45	45	15	0,75	0,75	21,5	21,5	0,75	20	0,75	3,823
FEİS-1	45	45	15	0,75	0,75	21,5	21,5	0,75	23	0,75	3,823
FEİS-2	45	45	15	0,75	0,75	21,5	21,5	0,75	23,5	0,75	3,823

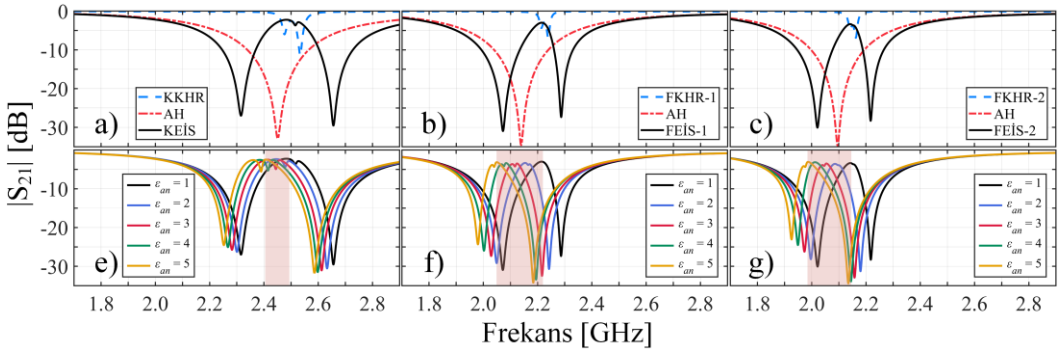
Şekil 2'de KKHR yapısına uygulanan Minkowski benzeri fraktal dönüşüm kuralının başlangıç ve ilk iki iterasyonu gösterilmiştir. Başlangıçta üç eşit kesite ayrılan N birim uzunluğundaki bir doğru parçasında, ortadaki kesitin N/3 birim derinliğe itilmesi ile 1. iterasyon oluşturulmaktadır. Oluşan yeni şekilde üst yatay dallar düz fraktal dal, alt yatay dal ise ters fraktal dal olarak isimlendirilmiştir. Dikey dallar ise sabit dal olarak nitelendirilmiştir. Düz fraktal dallar aşağı yönde dönüşüme tabi tutulurken, ters fraktal dallar ters yönde dönüşüme uğramaktadır. Sabit kollara herhangi bir dönüşüm uygulanmamaktadır. 2. iterasyon, düz ve ters fraktal dalların dönüşümü ile oluşturulmuştur. KKHR yapısı üzerinde kuralın 1. iterasyonunun uygulanmasıyla FKHR-1, 2. iterasyonun uygulanmasıyla da FKHR-2 yapısı tasarlanmıştır. Mikroşerit hatlar, çizgisel şeklin dışına doğru çıkıntı olacak şekilde eklenmiştir.



Şekil 2. Fraktal KHR yapılarının tasarımında kullanılan Minkowski benzeri fraktal dönüşüm kuralı.

3. Bulgular

Bu çalışmada tasarlanan yapıların iletim spektrumları Şekil 3.a)-Şekil 3.c)'de gösterilmiştir. Şekil 3.a)'da KKHR yapısı 2,534 GHz'de iletim minimumuna sahipken AH yapısı 2,45 GHz'de rezonans göstermektedir. KEİS yapısının 2,483 GHz'de 157 MHz yarı güç bant genişliği (YGBG) olan bir saydamlık penceresine sahip olduğu tespit edilmiştir. Şekil 3.b)'de, FKHR-1'in 2,238 GHz'de iletim minimumuna ve AH'nin 2,138 GHz'de rezonansa sahip olduğu, bununla birlikte FEİS-1'in saydamlık penceresinin 2,214 GHz'de 80 MHz YGBG'ye sahip olduğu görülmektedir. Şekil 3.c)'de, FKHR-2'nin 2,142 GHz'de iletim minimumuna ve AH'nin 2,096 GHz'de rezonansa sahip olduğu gözlemlenmiştir. FEİS-2'nin saydamlık penceresinin 2,142 GHz'de 75 MHz YGBG'ye sahip olduğu görülmektedir. Buradan, fraktal yapılarda EİS benzeri saydamlık penceresinin YGBG değerinin belirgin bir şekilde azaldığı, kalite faktörünün ise arttığı görülmektedir. Şekil 3.d)-Şekil 3-f)'de KEİS, FEİS-1 ve FEİS-2 yapılarının sensör uygulamasında analit dielektrik katsayısının (ε_{an}) 1 ile 5 arasında değiştirilmesi ile elde edilen iletim spektrumları görülmektedir. Şekil 3.d)'den ε_{an} 1 ile 5 arasında değiştirildiğinde KEİS yapısının saydamlık penceresinin iletim tepe frekansının 2,483 GHz'den 2,406 GHz'e doğru 77 MHz kaydığı gözlemlenmiştir. Şekil 3.e)'den ise FEİS-1'in sensör uygulamasında saydamlık penceresindeki frekans kaymasının 2,214 GHz'den 2,05 GHz'e doğru 164 MHz olduğu görülmüştür. Şekil 3.f)'de ise FEİS-2'nin saydamlık penceresi frekansı 2,142 GHz'den 1,986 GHz'e doğru 156 MHz kaymıştır. Buradan KHR tasarımları için fraktal yapıların EİS benzeri sensörde hassasiyeti artırdığı görülmektedir. Δf sensör uygulamasındaki mutlak frekans kayması ve $\Delta\varepsilon$ mutlak dielektrik katsayısı değişimi olmak üzere $\%S = 100\times(\Delta f/(\Delta\varepsilon\times f_0))$ [1,5,11] olarak verilen mutlak hassasiyet değeri ve diğer veriler Tablo 2'de gösterilmiştir.



Şekil 3. a) KEİS, b) FEİS-1 ve c) FEİS-2 yapılarını iletim spektrumları, d) KEİS, e) FEİS-1 ve f) FEİS-2 sensör yapılarının değişen analit dielektrik katsayısı ε_{an} ile elde edilen iletim spektrumları.

Tablo 2. EİS benzeri sensörlerin hassasiyet verileri.

	f_0 (GHz)	Δf (MHz)	$\Delta\varepsilon$	*YGBG* (MHz)	Q (f_0/*YGBG*)	%S
KEİS	2,483	77	4	157	15,815	0,775
FEİS-1	2,214	164	4	80	27,675	1,851
FEİS-2	2,142	156	4	75	28,560	1,820

4. Sonuç ve Tartışma

Bu çalışmada klasik ve fraktal KHR yapıları ile AH yapıları birlikte kullanılarak EİS benzeri saydamlık pencereleri oluşturulmuştur. Saydamlık pencerelerinin YGBG değerlerinin fraktal yapılarla azaltıldığı gösterilmiştir. Özdeş analitlerin değişen dielektrik katsayısı değerleri ile EİS benzeri saydamlık pencerelerindeki kayma analiz edilmiştir. Sonuçlar neticesinde fraktal yapıların kullanılması ile hassasiyetin %0,775'ten %1,851'e yükseldiği tespit edilmiştir. Çalışmanın, mikrodalga bölgesinde katı analit algılama uygulamalarına katkı sağlayacağı düşünülmektedir.

Kaynaklar

[1]. Xu, Z., Wang, Y. ve Fang, S., "Dielectric characterization of liquid mixtures using EIT-like transmission window", IEEE Sens. J., cilt.21 no.16, s.17859-17867, 2021.

[2]. Almoneef, T. S., Amin, M., Al-Yousef, R., Mohamed, A. M., Alrasheedi, H., Izhar, R. ve Siddiqui, O. F., "EIT-based differential sensors for nondestructive evaluation of concrete structures", IEEE Sens. J., cilt.25 no.17, s.32621-32630, 2025.

[3]. Liu, Y., Zheng, D., Chen, P., Feng, Q. ve Lin, Y. S., "Tunable terahertz metamaterial using fractal microheater for refractive index sensing application", J. Mater. Sci., cilt.57, s.21935–21945, 2022.

[4]. Demirkap, O., Bagci, F., Yilmaz, A. E. ve Akaoglu, B., "Design of a polarization-independent dual-band electromagnetically induced transparency-like metamaterial", Adv. Electromagn., cilt.8 no.2, s.63–70, 2019.

[5]. Cetin, H. ve Ekmekci, E., "Metamaterial-based electromagnetically induced transparency-like sensor design with low-volume sliding dielectric loadings", Int. J. Microw. Wirel. Technol., cilt.16 no.2, s.227-236, 2024.

[6]. Feng, T., Wang, L., Li, Y., Sun, Y. ve Lu, H., "Voltage control of electromagnetically-induced-transparency-like effect in metamaterials based on microstrip system", Prog. Electromagn. Res. Lett., cilt.44, s.113-118, 2014.

[7]. Liu, S. ve Xue, F., "Miniaturized and wide-range microwave-permittivity sensor based on electromagnetic-induced transparency", Photonics, cilt.12 no.3, s.283, 2025.

[8]. Lin, X. Q., Peng, J., Chen, Z., Yu, J. W. ve Yang, X. F., "A group-delay-based sensor using active EIT-like effect with double sensing applications", IEEE Sens. J., cilt.18 no.22, s.9251-9256, 2018.

[9]. Amin, M., Ramzan, R. ve Siddiqui, O., "Slow wave applications of electromagnetically induced transparency in microstrip resonator", Sci Rep, cilt.8, s.2357, 2018.

[10]. Alqaisy, M., Chakrabraty, C., Ali, J. ve Alhawari, A. R. H., "A miniature fractal-based dual-mode dual-band microstrip bandpass filter design", Int. J. Microw. Wirel. Technol., cilt.7 no.2, s.127-133, 2015.

[11]. Kaur, S., Singh, S. ve Sinha, M. M., "A low-profile microwave planar sensor for precise analysis of soil moisture dynamics influenced by organic matter variability", IEEE Internet Things J., cilt.12 no.23, s.49097-49106, 2025.

[12]. Gulsu, M. S., Bagci, F., Can, S., Yilmaz, A. E. ve Akaoglu, B., "Minkowski-like fractal resonator-based dielectric sensor for estimating the complex permittivity of binary mixtures of ethanol, methanol and water", Sens. Actuator A-Phys., cilt.330, s.112841, 2021.

Afet Sonrası Uydu Haberleşme Uygulamaları İçin GPS L1/L2 Bantlarında Çalışan Konikal Log-Spiral Antenin Tasarımı ve Analizi

Mahmutcan DEMİR*, İsmail YARİÇİ
Aydın Adnan Menderes Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Aydın
demirmahmutcan26@gmail.com, ismail.yarici@adu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, afet sonrası uydu haberleşme uygulamalarında kullanılmak üzere GPS sistemlerinde kullanılan L1 (1.575 GHz) ve L2 (1.227 GHz) frekans bantlarında çalışan çift kollu konikal logaritmik spiral anten tasarlanmış ve CST Studio Suite ortamında elektromanyetik performansı analiz edilmiştir. Antenin empedans uyumu, yansıma katsayısı (S11), gerçekleşen kazanç, yönlendiricilik ve uzak alan ışıma örüntüleri incelenmiştir. Simülasyon sonuçları, antenin her iki çalışma frekansında da S11 < −10 dB kriterini sağladığını göstermektedir. Gerçekleşen kazanç değerleri ise L2 bandında 7.462 dBi ve L1 bandında 7.295 dBi olarak hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen anten yapısının afet sonrası uydu haberleşme uygulamaları için uygun bir alternatif olduğunu göstermektedir.*

Abstract: *In this study, a dual-arm conical logarithmic spiral antenna operating in the L1 (1.575 GHz) and L2 (1.227 GHz) frequency bands used in GPS systems for post-disaster satellite communication applications was designed, and its electromagnetic performance was analyzed in the CST Studio Suite environment.The antenna's impedance matching, reflection coefficient (S11), realized gain, directivity, and far-field radiation patterns were evaluated. Simulation results show that the proposed antenna satisfies the S11 < −10 dB criterion at both operating frequencies.The realized gain values were calculated as 7.462 dBi at the L2 band and 7.295 dBi at the L1 band. The obtained results demonstrate that the proposed antenna is a suitable candidate for post-disaster satellite communication applications.*

1. Giriş

Büyük ölçekli doğal afetler sonrasında karasal haberleşme altyapısında meydana gelen hasarlar, arama-kurtarma ekipleri ile kriz yönetim merkezleri arasındaki iletişimi önemli ölçüde zorlaştırmaktadır. Özellikle baz istasyonlarının, enerji iletim hatlarının ve kablolu haberleşme altyapısının kullanılamaz hale gelmesi veya aşırı trafik nedeniyle hizmet verememesi, afet bölgesinde güvenilir veri iletişiminin sağlanmasını güçleştirmektedir [1,2]. Bu nedenle, mevcut altyapıdan bağımsız çalışabilen uydu haberleşme sistemleri, hasar gören veya kapasitesi yetersiz kalan karasal haberleşme altyapısını destekleyen ya da yerine geçebilen etkili bir çözüm olarak değerlendirilmektedir [3].

Uydu haberleşme sistemlerinde anten performansı, bağlantının sürekliliğini doğrudan etkileyen temel unsurlardan biridir. Antenin yeterli kazanç sağlaması, hedef frekanslarda iyi empedans uyumuna sahip olması ve dairesel polarizasyon karakteristiği göstermesi, uydu sinyallerinin güvenilir şekilde alınabilmesi açısından önem taşımaktadır [4]. Geniş bant çalışma özellikleri ve dairesel polarizasyon sağlayabilmeleri nedeniyle log-spiral antenler uzun yıllardır uydu haberleşme uygulamalarında tercih edilmektedir [5]. Konikal geometri ise spiral antenlerin yönlendiriciliğini artırarak daha kararlı bir ışıma karakteristiği elde edilmesine katkı sağlamaktadır [6].

Bu çalışmada, afet sonrası uydu haberleşme uygulamalarında kullanılmak üzere GPS sistemlerinde kullanılan L1 (1.575 GHz) ve L2 (1.227 GHz) frekans bantlarında çalışan çift kollu konikal logaritmik spiral anten tasarlanmış ve elektromanyetik performansı CST Studio Suite ortamında analiz edilmiştir. Antenin empedans uyumu, yansıma katsayısı (S11), gerçekleşen kazanç, yönlendiriciliği ve uzak alan ışıma örüntüleri değerlendirilerek hedef frekans bantlarındaki performansı incelenmiştir.

2. Anten Tasarımı ve Simülasyon Süreci

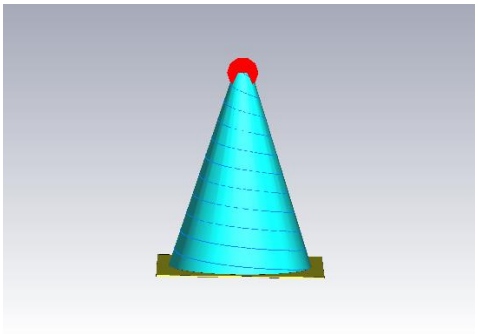
GPS sistemlerinde kullanılan L1 (1.575 GHz) ve L2 (1.227 GHz) frekanslarında çalışacak şekilde çift kollu konikal logaritmik spiral anten tasarlanmış ve geometrik modeli oluşturulmuştur. Antenin optimize edilen son geometrisi, 285 mm yüksekliğe, 13 mm üst yarıçapa ve 103 mm alt yarıçapa sahip konik bir yapı üzerine modellenmiştir. Spiral iletkenler 6 mm çapında tanımlanmış ve koninin tabanından başlayarak tepe noktasına doğru toplam 5.2 tur oluşturacak şekilde modellenmiştir. İki spiral kol, koni tabanında birbirine 180° karşılık

gelecek şekilde yerleştirilmiştir. Spiral kolların geometrisi aşağıdaki parametrik denklemler kullanılarak tanımlanmıştır:

$$r(t) = Rmin + (Rmax - Rmin)t \quad (1)$$
$$x(t) = r(t)\cos(2\pi Nt) \quad (2)$$
$$y(t) = r(t)\sin(2\pi Nt) \quad (3)$$
$$z(t) = -Ht, 0 \leq t \leq 1 \quad (4)$$

Burada $Rmin$ ve $Rmax$ sırasıyla koninin üst ve alt yarıçapını, H koni yüksekliğini, N spiral tur sayısını ve t ($0 \leq t \geq 1$) parametrik değişkeni ifade etmektedir. Tasarımda $Rmin$=13mm $Rmax$= 103mm H=285mm ve N=5.2 olarak alınmıştır. Spiral iletken genişliği 6mm ve besleme empedansı 300 Ω olarak belirlenmiştir.

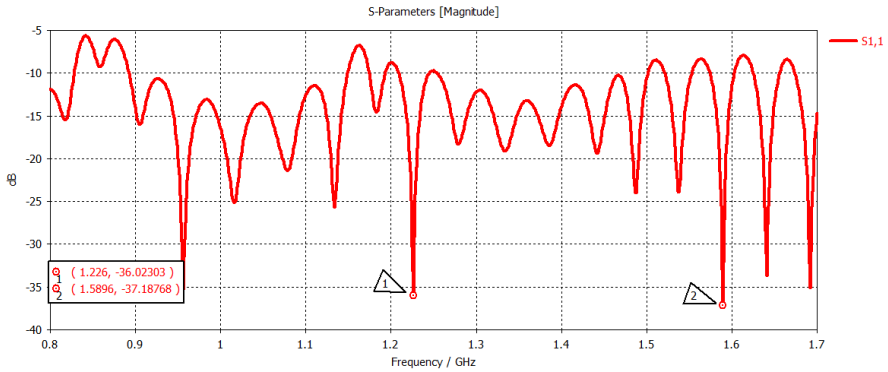
Anten modeli CST Studio Suite ortamında oluşturulmuş ve elektromanyetik performansı benzetim çalışmaları ile değerlendirilmiştir. Simülasyon sürecinde farklı besleme empedansı değerleri incelenmiş ve analizlerde 300 Ω besleme empedansı kullanılmıştır. Yapılan optimizasyon çalışmaları sonucunda, hedef frekans bantlarında daha uygun empedans uyumu sağlanması nedeniyle analizler 300 Ω besleme empedansı üzerinden gerçekleştirilmiştir. Antenin standart 50 Ω RF sistemleri ile kullanılabilmesi için 300 Ω dengeli besleme ile 50 Ω sistem arasında 6:1 empedans dönüşümü sağlayan uygun bir balun yapısının kullanılması öngörülmektedir.



Şekil 1. Konikal logaritmik spiral antenin CST ortamında oluşturulan üç boyutlu modeli**.**

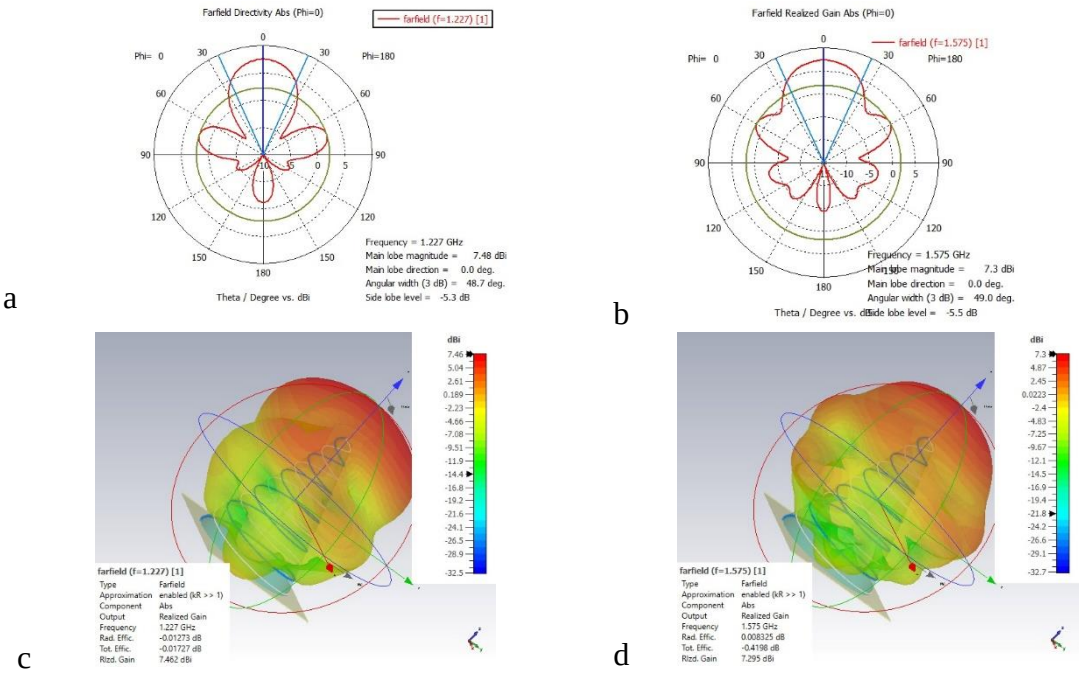
3. Simülasyon Sonuçları ve Analiz

Tasarlanan antenin performansı CST Studio Suite ortamında gerçekleştirilen simülasyonlar ile değerlendirilmiştir. Antene ait S11, gerçekleşen kazanç, yönlendiricilik ve uzak alan ışıma deseni sonuçları incelenmiştir. Şekil 2'de antenin S11 grafiği verilmiştir. Sonuçlara göre anten, GPS L2 ve GPS L1 bantlarında S11 < −10 dB kriterinin sağlandığı görülmüştür.



Şekil 2. Tasarlanan antenin S_{11} frekans karakteristiği

Antenin uzak alan ışıma örüntüsü sonuçları Şekil 3'te gösterilmektedir. H = 285 mm olan optimize edilmiş anten geometrisi için gerçekleştirilen simülasyonlarda, GPS L2 bandında yönlendiricilik 7.79 dBi ve gerçekleşen kazanç 7.462 dBi olarak elde edilmiştir. GPS L1 bandında ise yönlendiricilik 7.715 dBi ve gerçekleşen kazanç 7.295 dBi olarak hesaplanmıştır.



Şekil 3. a) 1.227 GHz farfield 1D görünümü , b) 1.575 GHz farfield 1D görünümü, c) 1.227 GHz farfield 3D görünümü , d) 1.575 GHz farfield 3D görünümü

4. Sonuç

Bu çalışmada, afet sonrası uydu haberleşme uygulamalarında kullanılmak üzere GPS L1 ve L2 frekans bantlarında çalışan çift kollu konikal logaritmik spiral anten tasarlanmış ve CST Studio Suite ortamında elektromanyetik performans analizleri gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları, antenin her iki çalışma frekansında da uygun empedans uyumu sağladığını ve hedeflenen performans değerlerine ulaştığını göstermektedir. Simülasyon sonuçlarına göre antenin −10 dB sınırları için bant genişliği GPS L2 bandı için yaklaşık 36 MHz, GPS L1 bandı için ise yaklaşık 29 MHz olarak elde edilmiştir. Tasarlanan antenin geometrik parametreleri belirlenerek farklı tasarım parametreleri üzerinden optimizasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Antenin L2 ve L1 bantlarında gerçekleşen kazanç değerleri sırasıyla 7.46 dBi (@1.226 GHz) ve 7.29 dBi (@1.59) olarak hesaplanmıştır. Çalışma simülasyon seviyesinde gerçekleştirilmiş olup fiziksel anten prototipi henüz üretilmemiştir. Gelecek dönem çalışmalarda antenin fiziksel olarak gerçekleştirilmesi, 300 Ω–50 Ω empedans dönüşümü için uygun balun yapısının entegre edilmesi ve deneysel ölçümlerle simülasyon sonuçlarının doğrulanması planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1]. S. Kose, E. Koytak and Y. S. Hascicek, "An overview on the use of satellite communications for disaster management and emergency response," *International Journal of Emergency Management*, vol. 8, no. 4, pp. 350–382, 2012.

[2]. Aytaç, Ayhan. "Deprem Ve Afet Anlarina Yönelik Bir Haberleşme Sistemi Önerisi:“Milli Telsiz Haberleşme Sistemi”." *Avrasya Dosyası* 14.1, s.125-145, 2023

[3]. C. Franck, B. Gineste, P. Gelard and J. Radzik, "On the role of satellite communications for emergency situations with a focus on Europe," *International Journal of Satellite Communications and Networking*, vol. 29, no. 4, pp. 387–399, 2011.

[4]. Balanis C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4. Baskı, Wiley, A.B.D., 2016.

[5]. Dyson J., “The equiangular spiral antenna,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 7, no. 2, s. 181–187, 2003

[6]. W.-J. Kim, J.-H. Lee, and Y.-J. Choi, "S-Band Conical Dual-Spiral Antenna for Satellite Performance Testing", *Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 36, no. 7, pp. 624–627, 2025.

Log-Periyodik Antenlerde Boyut Küçültme Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Mehmet Can Özgönül [(1)], Yavuz Aşcı [(2)], Mustafa Seçmen [(3)]
[(1)] Manisa Celal Bayar Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Manisa
mc_ozgonul@hotmail.com,

[(2)] Uşak Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Uşak
yavuz.asci@usak.edu.tr

[(3)] Yaşar Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
İzmir
mustafa.secmen@yasar.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, baskı devre kartı (PCB) antenlerde boyut küçültme yöntemlerinden olan Koch-fraktal ve meander (kıvrımlı) geometrileri sırasıyla standart log-periyodik (SLP) anten kollarına uygulanmıştır. Bu geometrik yapıların SLP antenin kolları yerine kullanılmasının antenin performans parametrelerine ve anten boyutlarına (enine uzunluğuna) etkisi incelenmiştir. Böylelikle, her iki geometrinin anten karakteristiğine sağladığı avantajlar ve dezavantajlar karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. Elektromanyetik benzetim sonuçları 0.9–2.5 GHz çalışma bandı için, kıvrımlı yapının SLP ve fraktal geometriye göre daha fazla bant genişliği sunduğu, Koch-fraktal geometrinin ise diğer geometrilere göre, fiziksel boyutları daha fazla küçülttüğü ve kıvrımlı yapıya göre daha iyi kazanç performansı/kararlılığı sağladığını göstermektedir.*

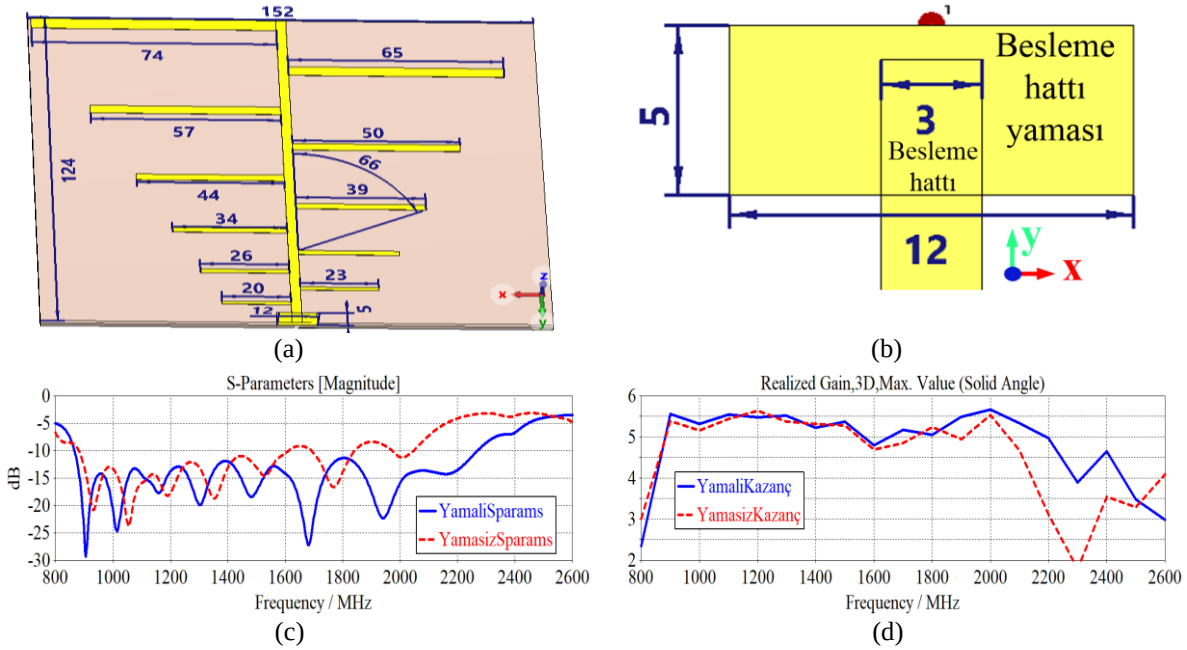
Abstract: *In this study, Koch-fractal and meander line structures, which are size-reduction methods used in printed circuit board (PCB) antennas, are respectively applied to a log-periodic dipole antenna. The effects of using these geometric structures instead of the dipole arms of a standard log-periodic antenna on the antenna's performance parameters, as well as the extent to which they reduce the antenna dimensions (transverse lenght), are investigated. Thus, the advantages and disadvantages provided by both structures to the antenna characteristics are comparatively analyzed. The electromagnetic simulation results conducted for the 0.9 GHz - 2.5 GHz operating band indicate, the meander structure provides wider bandwidth compared to the SLP and fractal geometries, whereas the Koch fractal geometry reduces physical dimensions and provide better gain performance compared to the meander structure.*

1. Giriş

Görece basit geometriye sahip olmalarına rağmen, geniş çalışma bandı boyunca sergilediği kararlı performans parametreleri, Log-periyodik antenleri (LPA) radyo frekansı spektrum izleme, Ultra Geniş Bant (UBW), 3G, 4G/LTE, 5G gibi birçok haberleşme uygulaması ve EMI/RFI ölçümleri gibi birçok uygulama için önemli bir seçenek haline getirmektedir [1,2]. Temelleri Isbell'in çalışmalarına dayanan ve Carrel tarafından tasarım metodolojisi standartlaştırılan bu anten mimarisi, geometrik boyutları ve yerleşim aralıkları logaritmik bir oran ile değişen eş düzlemli doğrusal çift kutuplardan oluşur [3,4]. Literatürde genellikle 5–7 dBi aralığında orta düzey kazanç sağlayan bir anten olarak sınıflandırılan LPA'lar frekans bandının tamamında ışıma örüntüsünü ve kazanç değerini büyük ölçüde korur. Ek olarak, bu yönlü antenler hem sinyal iletimi hem de algılama süreçlerinde çift yönlü (alıcı/verici) modda kullanılabilmektedir [1]. LPA tasarımlarında, hedef haberleşme sistemlerine empedans uyumu, ışıma örüntüsü ve kazanç gibi anten parametrelerinin optimize edilmesinin yanı sıra, yapısal boyutların minimize edilmesi pratik entegrasyon süreçleri açısından önemlidir. Bu doğrultuda; üretim kolaylığı, düşük profilleri ve maliyetleri ile öne çıkan basılı (printed) anten mimarileri, geleneksel silindirik çubuk yapılara kıyasla modern uygulamalarda kullanılabilmektedir [5–9]. Bu çalışmanın temel motivasyonu; standart LPA geometrisine Koch-fraktal ve meander (kıvrımlı) geometrilerini entegre etmektir. Böylece, söz konusu modifikasyonların antenin empedans bant genişliği ve çalışma frekansı boyunca tepe kazanç değeri üzerine etkisini incelemek ve hangi geometrinin daha kompakt olduğunu belirlemektir. Çalışmada, Üçüncü Nesil (3G) mobil sistemleri, Bluetooth ve 2.4 GHz Kablosuz Yerel Alan Ağlarını (Wi-Fi) kapsayacak şekilde 0.9–2.5 GHz frekans aralığı hedef alınmıştır. LPA'nın enlemesine uzunluğunu azaltmanın bir yolu çift kutupların elektriksel uzunluğunu koruyarak, geleneksel düz yapılar yerine farklı geometriler kullanmaktır. Koch-fraktal geometrileri ile LPA'nın enlemesine boyutunu küçülten çalışmalar mevcuttur [5, 6]. Ayrıca, kıvrımlı geometrilerin LPA'lara uygulandığı çalışmalar da vardır [7, 8]. Bu çalışmada, daha önce sunduğumuz standart LPA geometrisi referans alınmıştır [2, 9].

2. Standart Log-periyodik çift kutuplu anten (LPA)

Önceki çalışmamızda sunulan, LPA'nın geometrisi ve ilgili boyutları Şekil 1(a)'da verilmiştir [2]. Bu antenin tasarım parametreleri sırasıyla, anten boyutlarının periyodik ilişkisini tanımlayan ölçekleme katsayısı (τ), çift kutuplar arası mesafeyi tanımlayan boşluk faktörü sigma (σ), yarı açıklık açısı alfa (α) ve eleman sayısı (N) oluşturmaktadır. Antenin fiziksel boyutlarını minimize etmek ve kararlı bir orta kazanç profilinde kalmasını sağlamak adına τ değeri 0.88, σ değeri ise 0.06 seçilmiştir. Bu değerlere bağlı olarak hesaplanan diğer tasarım parametreleri α = 26.6° ve N = 11 şeklindedir. Tasarım, 1.56 mm kalınlığı, 4.3 dielektrik sabiti (ε_r) ve 0.025 kayıp tanjanta (tan δ) sahip çift taraflı FR4 alttaş üzerinde, alt ve üst yüzeyler birbirinin simetriği (ayna görüntüsü) olacak biçimde modellenmiştir. Benzetim sonuçlarına göre, yapının 0.9–2.5 GHz hedef bandını kapsayamadığı, özellikle 2 GHz sonrasında geri dönüş kaybının en az 10 dB olma kriterini sağlayamadığı tespit edilmiştir. Yüksek frekanslardaki bu empedans uyumsuzluğunu gidermek ve üst bant genişliğini artırmak adına, antenin her iki yüzünün besleme hattına 12 mm × 5 mm'lik dikdörtgen yama eklenmiştir (Şekil 1 (b)). Şekil 1(c)'den, uygulanan bu teknikle, alt kesim frekansı sabit tutulurken üst bant sınırı başarılı bir şekilde 2 GHz'den 2.3 GHz'e çıkarılmış ve tepe kazancında ortalama 1.5 dB'lik bir artış sağlanmıştır (Şekil 1 (d)). Fakat bu iyileşmeye rağmen üst frekans bandı istenen seviyeye çıkmamış ve antenin enlemesine uzunluğu görece fazla olmuştur (152 mm).

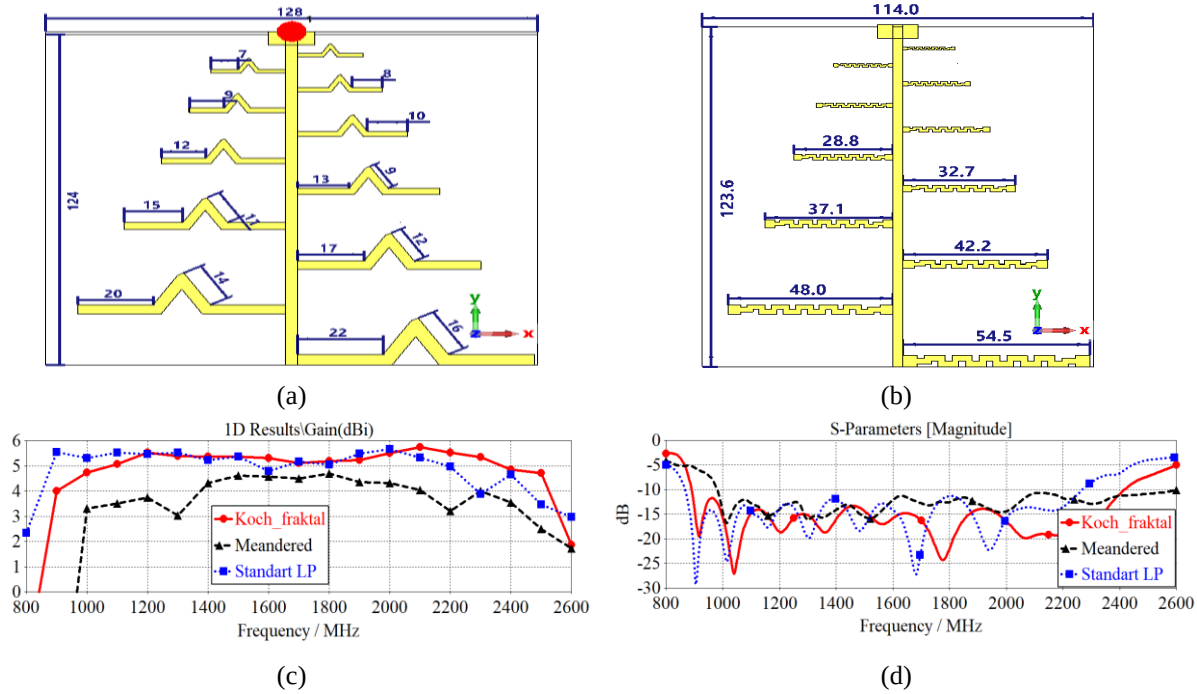


Şekil 1. (a) Besleme hattına dikdörtgen yama eklenmiş LPA geometrisi ve boyutları, (b) Büyütülmüş besleme hattı görünümü; yamasız ve yamalı besleme hattına sahip LPA'lerin benzetim sonuçları: (c) Yansıma katsayısı ($|S_{11}|$) ve (d) Tepe kazanç (dBi) değişimleri (Tüm boyutlar mm cinsindendir).

3. Koch-fraktal ve Kıvrımlı Geometrili Log-periyodik Antenler

Bu aşamada önerilen geometrilerin antenin performansına ve boyutlarına etkisi simülasyonlarla incelenmiştir. Geleneksel LPA'lerin boyutlarını küçültmek için Koch-fraktal ve ayrıca kıvrımlı geometrilerin kullanıldığı çalışmalar incelenerek ilk bölümde belirtilen antendeki düz çift kutuplar yerine bu yapılar kullanılmıştır. Standart LPA düz kolları yerine Koch-fraktal ve kıvrımlı geometrilerinin kullanıldığı LPA'ler sırasıyla Şekil 2 (a) ve Şekil 2 (b)'de gösterilmiştir. Şekil 2(c) ve (d)'de her üç LPA'nın 800–2600 MHz bandındaki tepe kazanç ve bant genişliği performansları sırasıyla sunulmuştur. Şekil 2(c)'den, standart LPA'nın düşük frekanslarda (800–900 MHz) daha yüksek bir başlangıç kazancına sahip olduğu görülmektedir. Ancak çalışma bandının genelinde Koch fraktal LPA, standart tasarıma oldukça yakın ve kararlı bir kazanç grafiği sergilemiştir. Kıvrımlı LPA, tüm çalışma bandı boyunca diğer iki tasarıma kıyasla belirgin şekilde tepe kazancı daha düşüktür. Şekil 2(d)'den görüldüğü üzere, -10 dB bant genişliği kriterine göre Standart LPA, yaklaşık 850–2250 MHz, Koch fraktal LPA yaklaşık 900–2400 MHz, Kıvrımlı LPA ise 1000–2600 MHz bant aralıklarını sağlamaktadır.

Tablo 1'de önerilen fraktal ve kıvrımlı geometrili ve standart LPA'nın, bant genişliği, boyutları milimetre ve merkez frekansta dalga boyu (λ_c) cinsinden verilmiştir. Tablo 1'den görüldüğü üzere fraktal ve kıvrımlı geometrili LPA'lar, standart LPA'ya göre hem bant genişliği hem de boyut /en oranı olarak üstünlük sağlamıştır. En geniş bant genişliği kıvrımlı yapının fakat en düşük profilin ise fraktal yapının sağladığı görülmektedir.



Şekil 2. LPA Geometrileri (a) Koch-fraktal (b) Kıvrımlı; geometrilerin anten parametrelerine etkileri (c) kazanç (dBi değeri) (d) yansıma katsayısı ($|S_{11}|$).

Tablo1. Önerilen standart, Fraktal ve meander geometrili LPA'ların bant genişliği ve boyutları.

LPA	$f_{başlangıç}$ (MHz)	$f_{bitiş}$ (MHz)	Bant genişliği	w (mm)	l (mm)	h (mm)	$w_{\lambda c}$	$l_{\lambda c}$	$h_{\lambda c}$
Standart	850	2.25	1.40	152	114	1.6	0.79	0.59	0.01
Fraktal	900	2.40	1.50	128	114	1.6	0.70	0.63	0.01
Kıvrımlı	1000	2.60	1.60	124	114	1.6	0.74	0.68	0.01

4. Sonuç

Bu çalışmada, PCB antenlerde boyut küçültme yöntemlerinden olan Koch-fraktal ve kıvrımlı geometrileri LPA'daki düz çift kutuplar yerine uygulanmıştır. Benzetim sonuçlarına göre Koch-fraktal ve kıvrımlı geometrileri, standart LPA'nin enlemesine boyutunu sırasıyla %12 ve %7 azaltmıştır. Koch-fraktal geometrisi bant genişliğini standart LPA yapısına kıyasla 100 MHz arttırmış ve çalışma frekansı boyunca daha kararlı bir anten tepe kazancı sunmuştur. Kıvrımlı geometrisi ise standart bant genişliğinde 200 MHz bir artış sağlamış fakat çalışma frekansı boyunca daha fazla tepe kazanç dalgalanmasına sebep olmuştur. Özetle; kıvrımlı geometri en geniş bant genişliği sunarken Koch-fraktal geometrisi daha yüksek boyut küçültme oranı ve kararlı tepe kazancı vermiştir. Gelecek çalışmalar bu iki geometrinin hibrit bir tasarımı üzerine odaklanacaktır.

Kaynaklar

[1] Balanis C.A., Antenna Theory: Analysis and Design, Cilt 4, John Wiley & Sons, New York, A.B.D., 2016.
[2] Ozgonul, M. C. ve Seçmen, M. "Kablosuz haberleşme uygulamaları için boyutu küçültülmüş basılı log-periyodik çift kutuplu anten. Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, 35(3), 1631-1646, 2020.
[3]. Isbell D. E., "Log periodic dipole arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., 8, s. 260-267, 1960.
[4]. Carrel R., The design of LP dipole antennas, Institute of Radio Engineers Int. Conv. Rec., 9, s. 61-75, 1966.
[5]. Chairunnisa, D.F.S. ve Munir A., "Size reduction of printed log-periodic dipole array antenna using fractal koch geometry," Int. Journal on Electrical Engineering and Informatics, 7, s. 226-236, 2015.
[6]. Hsu H. ve Huang T., "A koch-shaped LPDA)antenna for universal ultra-high- frequency (UHF) radio frequency identification (RFID) handheld reader," IEEE Trans. Antennas Propag., 61 (9), s. 4852-4856, 2013.
[7]. Kwon O. H., Lee S., Lee J. M., A Compact, Low-Profile Log-Periodic Meandered Dipole Array Antenna with an Artificial Magnetic Conductor, Int. J. Antennas Propag., 2018, s. 1-9, 2018.
[8]. Gheethan A. A. ve Anagnostou D. E., "Reduced size planar LPDAs using rectangular meander line elements," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, s. 1-4, 2008.
[9]. Ozgonul M. C., Secmen M. ve Okuyucu S., "Compact printed log periodic dipole antenna with second order semi-circle iteration," in Proc.2017 25th Telecommunication Forum (TELFOR), s. 1-4. 2017.

Periyodik Yarık Kullanarak Geniş Bantlı SIW Faz Kaydırıcı Tasarımı

Mustafacan Kaldırım, Funda Akleman,
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Bölümü
İstanbul
kaldirimm23@itu.edu.tr, akleman@itu.edu.tr,

Özet: *Bu çalışmada taban malzemeye bütünleşik dalga kılavuzu (TMBDK/SIW) için geniş bantlı bir faz kaydırıcı yapısı sunulmuştur. Faz kaydırma, dalga kılavuzunun geniş duvar kenarlarına açılan yarıkların oluşturduğu yükleme etkisi ile elde edilmektedir. Yarıkların genişlik ve uzunlukları değiştirilerek faz farkının frekansa bağlı değişimi kontrol edilebilmektedir. Yapılan optimizasyon sonucunda X bandında yaklaşık sabit faz farkı sağlayan bir yapı geliştirilmiştir. Yarıkların uygun aralıklarla periyodik olarak yerleştirilmesiyle faz farklarının doğrusal olarak toplanabildiği analiz edilmiştir. Böylece yapının ölçeklenmesiyle, yapının fiziksel boyutları değiştirilmeden farklı faz kaydırma değerlerinin elde edilebildiği gösterilmiştir.*

Abstract: *This study presents a broadband phase shifter for substrate integrated waveguide (SIW) technology. Phase shifting is achieved through the loading effect introduced by slots etched along the edges of the broad wall of the waveguide. By varying the slot width and length, the frequency dependent phase response can be controlled. Through optimization, a structure providing an approximately constant phase shift across the X-band has been developed. Analysis shows that phase shifts from periodically arranged slots add linearly. Thus, different phase shifts can be achieved without changing the waveguide dimensions.*

1. Giriş

2000'li yıllardan itibaren taban malzemeye bütünleşik dalga kılavuzu (TMBDK/SIW) olarak adlandırılan yeni bir mikrodalga devre sınıfı ortaya konmuştur [1]. SIW, düşük iletim kaybı ve yüksek güç taşıma kapasitesi gibi geleneksel dikdörtgen dalga kılavuzlarının avantajlı özelliklerini bünyesinde barındırmakta, buna ek olarak düzlemsel sistemlere kolaylıkla entegre edilebilmekte ve standart baskı devre kartı (PCB) üretim süreçleriyle gerçekleştirilebilmektedir. Bu avantajlar sayesinde, bağlaçlar [2], filtreler [3] ve faz kaydırıcılar gibi çeşitli mikrodalga bileşenleri SIW teknolojisi kullanılarak tasarlanmıştır. Varaktör diyotlar [4] ve endüktif via yapıları [5] gibi tekniklere dayanan çeşitli SIW faz kaydırıcı tasarımları literatürde rapor edilmiştir. Ancak bu yaklaşımlar sınırlı bant genişliği dezavantajına sahiptir. Bant genişliği kısıtını aşmak amacıyla, dengeleme yapıları kullanan faz kaydırıcılar [6] ve genişliği kademeli olarak değiştirilen yapılar [7] gibi çeşitli geniş bantlı SIW faz kaydırıcıları önerilmiştir. Bununla birlikte, bu tasarımlar faz kaydırıcının veya referans SIW hattının genişlik ve uzunluk gibi fiziksel boyutlarının değiştirilmesine dayanmaktadır. Bu durum, birçok sistem seviyesindeki uygulamada pratik olmayabilmektedir.

Bu makalede, geniş duvara açılan yarıklarla faz kayması sağlayan tek katmanlı geniş bantlı bir SIW faz kaydırıcı yöntemi sunulmaktadır. Önerilen faz kaydırma mekanizması, SIW'nın geniş duvarına yerleştirilen periyodik yarıklar aracılığıyla baskın modun elektrik alan dağılımının değiştirilmesine dayanmaktadır. Bu yaklaşım, geniş bir frekans aralığında yaklaşık sabit bir faz cevabı sağlarken, hem faz kaydırıcının hem de referans SIW iletim hattının uzunluk ve genişlik gibi geometrik boyutlarının korunmasına olanak tanımaktadır.

2. Faz Kaydırıcı Yapısı

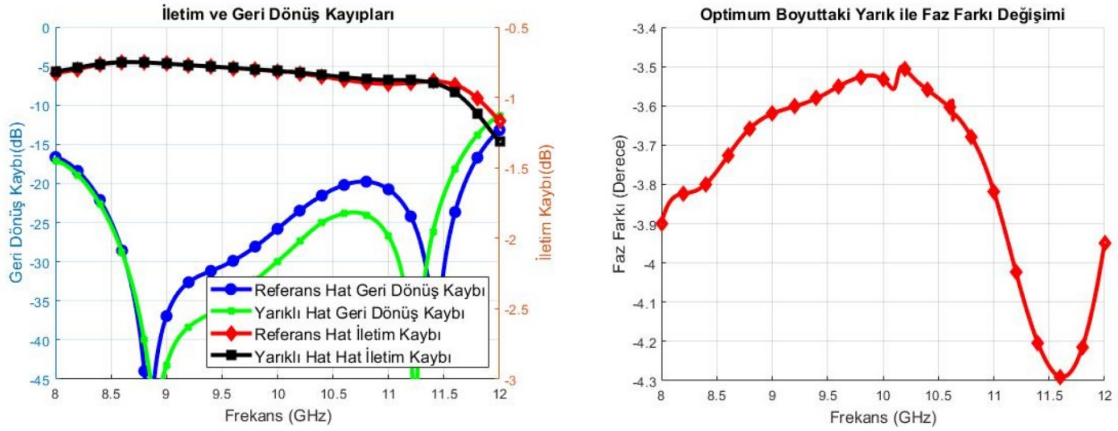
Periyodik enine yarıklar, dalga kılavuzlarında yayılım sabitini değiştirmek amacıyla kullanılabilmektedir [8]. Referans hattının yayılım sabiti β_{ref}, faz kaydırıcının yayılım sabiti ise β_{fk} olarak tanımlanırsa faz farkı,

$$\Delta\varphi = (\beta_{fk} - \beta_{ref})L_{fk} \quad (1)$$

ifadesiyle verilir. Burada L_{fk} faz kaydırıcı hattın fiziksel uzunluğunu temsil etmektedir.
Referans hat, yalnızca baskın TE_{10} modunu destekleyen geleneksel bir TMBDK yapısıdır. Bu nedenle yayılım sabiti, etkin genişlik kullanılarak hesaplanan klasik TMBDK bağıntıları ile ifade edilebilir [9]. Açılan yarıkların oluşturduğu yükleme B, SIW hattının normalize süseptansı (susceptance) Y_0 alınırsa, faz kaydırıcının yayılım sabiti [10]'da paylaşılan denklem ile hesaplanabilir.

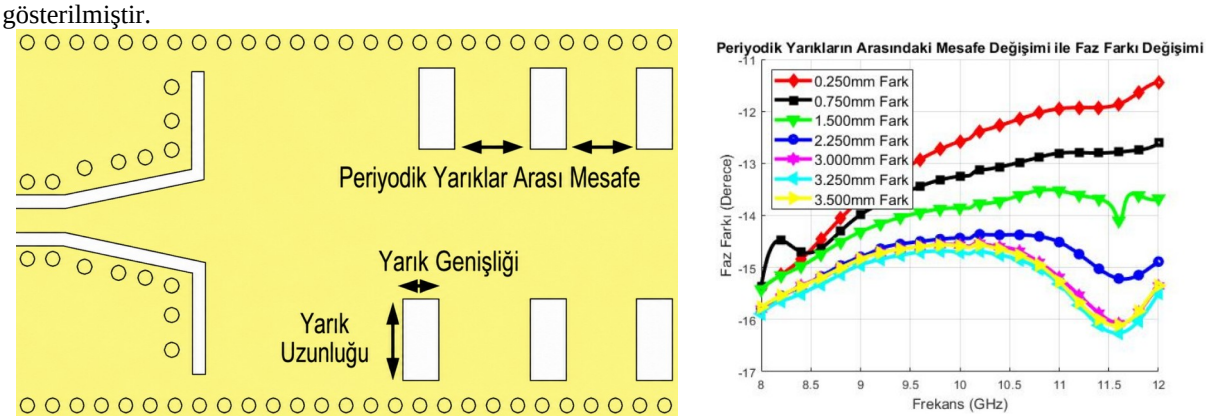
$$\cos(\beta_{fk}L_{fk}) = \cos(\beta_{ref}L_{fk}) - (B/Y_0)\sin(\beta_{ref}L_{fk}) \quad (2)$$

Analitik modellerin yarık genişliği konusunda kısıtlı olması nedeniyle, bu çalışmada yarık boyutları CST Microwave Studio kullanılarak optimize edilmiştir. Yarık uzunluğunun veya yarık genişliğinin artması faz farkını arttırmaktadır. Bununla birlikte yarık uzunluğu arttıkça faz cevabının frekansa bağlı değişim yönü değişmekte, yarık genişliği ise bunun ters yönde etki göstermektedir. Yarık boyutlarının belirli bir değerin üzerine çıkarılması empedans uyumunu bozmakta, geri dönüş kaybını kötüleştirerek iletim kaybı ve faz performansında bozulmaya neden olmaktadır. Bu gözlemler doğrultusunda, X bandının tamamında çalışacak şekilde optimize edilmiş bir yapı tasarlanmıştır. Referans hat ve optimize yarıklı yapının geri dönüş kayıpları ve iletim kayıpları Şekil 1(a)'da, birbirleri arasındaki faz farkı Şekil 1(b)'de verilmiştir.



Şekil 1: (a) Referans Hat ve Optimize Yarıklı Yapıların İletim ve Geri Dönüş Kayıpları, **(b)** Optimize Edilmiş Yarık ile Elde Edilen Faz Farkı

Tek bir yarık yapısı kullanıldığında 3.8° faz farkı ile elde edilebilmektedir. Bu fark oldukça küçük olduğu için daha yüksek faz farkı elde etmek amacıyla aynı yapı periyodik olarak tekrarlanmıştır. Şekil 2(a)'da dört adet yarık içeren faz kaydırıcı yapısı, Şekil 2(b)'de bu yapıda yarıklar arasındaki mesafenin parametrik değişim analizi sonucu gösterilmiştir.



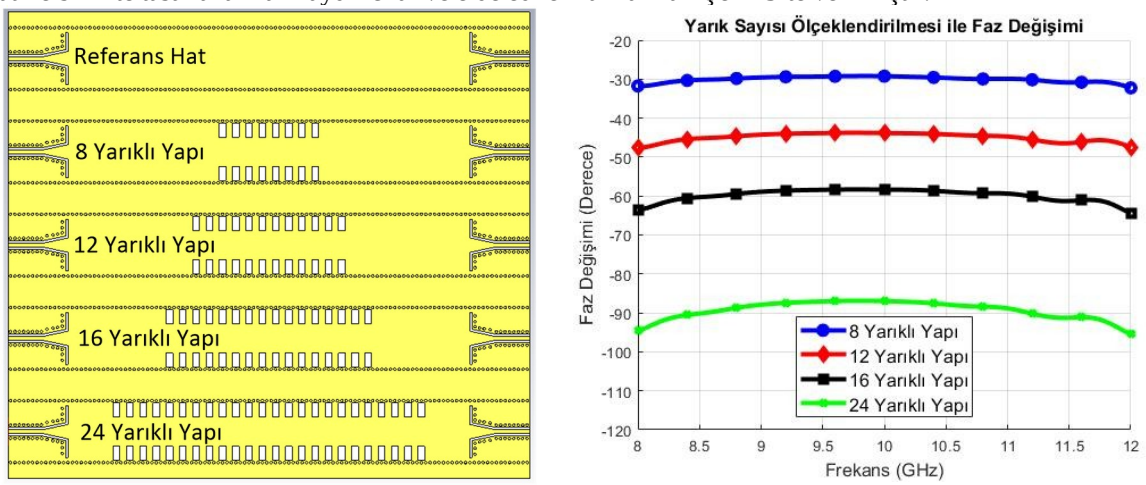
Şekil 2: (a) Periyodik Yarık Yapısı, **(b)** Mesafe Değişimi ile Elde Edilen Faz Farkı

Bu analiz, yarıkların periyodik bir şekilde yerleştirilmesi durumunda aralarındaki mesafenin, oluşan faz farkının frekans eğiminde oldukça önemli bir etkisi olduğunu göstermektedir. Yarıklar birbirlerine çok yakın yerleştirildiklerinde yapının frekans cevabı bozulmaktadır. Mesafe arttırıldığında frekans cevabı tek yarıklı yapının katlarına yakınsamaktadır. Mesafenin belli bir miktardan sonra arttırılması ise faz eğimini ihmal edilebilir bir seviyede etkilemekte fakat yapının boyutunu büyütmektedir. Bu bilgilere dayanarak yarıklar arası mesafenin 3mm (10GHz'de ~$\lambda_g/4$) olmasının hem lineer faz farkı toplamı elde etmek için hem de yapının gereksiz büyümemesi için ideal olduğu anlaşılmaktadır.

3. Tasarım ve Benzetim

Tek yarık ve periyodik yarık analizlerinden elde edilen sonuçlar doğrultusunda referans hat sabit tutularak farklı faz farkı veren yapılar tasarlanmıştır. Bu yapılar tasarlanırken optimize edilmiş yarık ve faz farkının lineer toplanabilmesi için 3 mm yarıklar arası mesafe kullanılmıştır. Bir adet yarık yapısının 3.8° faz farkı verdiği baz alındığında 30°, 45°, 60° ve 90° faz kaydırıcıları için 8, 12, 16 ve 24 adet yarık yapısı kullanılması gerekmiştir.

Analizlerde, düşük kaybı ve dayanıklı yapısından dolayı taban malzeme olarak RO4003C kullanılmıştır. Referans hat ile birlikte tasarlanan faz kaydırıcılar ve elde edilen faz farkları Şekil 3'te verilmiştir.



Şekil 3: (a) Faz Kaydırıcı Tasarımları, **(b)** Elde Edilen Faz Farkları

Analiz sonuçları incelendiğinde, 8 yarıklı yapının 30+/-2°, 12 yarıklı yapının 45+/-2°, 16 yarıklı yapının 60 +/-4°, 24 yarıklı yapının ise 90 +/-4° faz farkı verdiği görülmektedir. Yapı, lineer olarak toplandığı için faz farkı ile birlikte faz hatası da artış göstermiştir. Bu sonuçlar, yarık yapısının ölçeklenmesiyle referans hattı değiştirilmeden geniş bantta farklı faz farklarının elde edilebileceğini kanıtlamaktadır.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, geniş duvar üzerine açılmış yarıklar kullanılarak yeni bir sabit faz kaydırıcı tasarımı sunulmuştur. Yarık boyutları, düz bir faz farkı elde etmek amacıyla optimize edilmiştir. Önerilen yapı, SIW'nin tüm çalışma bant genişliği boyunca neredeyse sabit bir faz farkı sağlamaktadır. Ayrıca düşük kayıp, geniş bant genişliği ve standart baskılı devre kartı (PCB) üretim süreçleriyle kolaylıkla üretilebilmesi gibi avantajlar sunmaktadır. Literatürdeki geniş bantlı faz kaydırıcıların aksine, önerilen yapı referans hattın fiziksel boyutlarını ve geometrisini koruyarak faz kaydırma işlemini gerçekleştirmektedir ve farklı faz farklarının yapının ölçeklenmesi ile basit bir şekilde elde edilmesi de mümkündür.

Kaynaklar

[1]. D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, cilt. 11, no. 2, s. 68-70, Şubat 2001

[2]. Ji-Xin Chen, W. Hong, Zhang-Cheng Hao, Hao Li and K. Wu, "Development of a low cost microwave mixer using a broad-band substrate integrated waveguide (SIW) coupler," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, cilt. 16, no. 2, s. 84-86, Şubat 2006

[3]. Xiaoping Chen, W. Hong, T. Cui, Jixin Chen and K. Wu, "Substrate integrated waveguide (SIW) linear phase filter," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, cilt. 15, no. 11, s. 787-789, Kasım 2005

[4]. Y. Fei, Y. Hong-xi, Z. Bo, Z. Ying and Z. Zheng-xian, "Substrate integrated waveguide phase shifter," 2011 International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC), Ningbo, Çin, 2011, s. 3966-3968

[5]. K. Sellal, L. Talbi, T. Denidni and J. Lebel, "A New Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter," 2006 European Microwave Conference, Manchester, Birleşik Krallık, 2006, s. 72-75

[6]. Y. J. Cheng, K. Wu and W. Hong, "Substrate integrated waveguide (SIW) broadband compensating phase shifter," 2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, MA, ABD, 2009, s. 845-848

[7]. A. Gupta, M. K. Mandal and V. Dixit, "A Wideband X-band Phase Shifter in SIW Technology," 2022 IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON), Bangalore, Hindistan, 2022, s. 820- 822

[8]. R. Hyneman, "Closely-spaced transverse slots in rectangular waveguide," in IRE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 7, no. 4, s. 335-342, Ekim 1959

[9]. Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, cilt. 12, no. 9, s. 333-335, Eylül 2002

[10]. A. J. Simmons, "Phase Shift by Periodic Loading of Waveguide and Its Application to Broad-Band Circular Polarization," in IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt. 3, no. 6, s. 18-21, Aralık 1955

Şekillendirilmiş Alt Reflektörlü Cassegrain Reflektör Tasarımı

Koray TAP, Fatma Ecem DOĞAN
ASELSAN A.Ş.
Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı
Ankara
ktap@aselsan.com , faecemdogan@aselsan.com

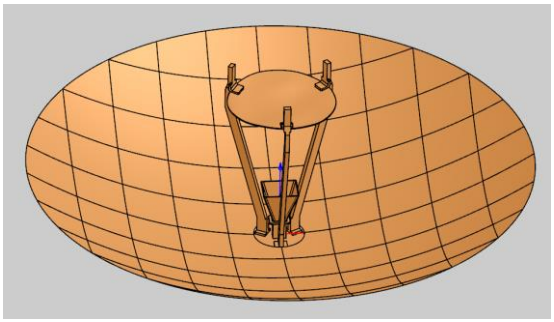
Özet: *Bu çalışmada, 5.5-5.9 GHz frekans bandında çalışan, yanca ve yükseliş düzlemlerinde farklı yarı güç hüzme genişliklerine sahip ve 29 dBi ve üzeri boresight kazanç sağlayan bir Cassegrain reflektör anten tasarlanmıştır. Hazır bir parabolik ana reflektör kullanılarak istenilen ışınım karakteristikleri yalnızca alt reflektörün şekillendirilmesiyle elde edilmiştir. Alt reflektör, TICRA Payload Optimisation Software (POS) kullanılarak fiziksel optik yöntemiyle optimize edilmiş ve tasarım Momentler Yöntemi ile doğrulanmıştır. Simülasyon sonuçları, antenin hedeflenen performans gereksinimlerini sağladığını göstermektedir. Önerilen tasarım, elektronik harp uygulamaları için düşük maliyetli ve uygulanabilir bir reflektör anten çözümü sunmaktadır.*

Abstract: *In this study, a Cassegrain reflector antenna operating in the 5.5-5.9 GHz frequency band was designed to provide different half-power beamwidths (HPBWs) in the azimuth and elevation planes while achieving a boresight gain of more than 29 dBi. A standard parabolic main reflector was employed, and the desired radiation characteristics were achieved solely by shaping the sub reflector. The sub reflector was optimized using the Physical Optics (PO) method in the TICRA Payload Optimisation Software (POS), and the final design was validated using the Method of Moments (MoM). Simulation results demonstrate that the proposed antenna satisfies the targeted performance requirements. The proposed design offers a cost-effective and practical reflector antenna solution for electronic warfare applications.*

1. Giriş

Yüksek kazançlı reflektör antenler; radar, uydu haberleşmesi ve elektronik harp sistemlerinde dar veya şekillendirilmiş ışınım desenleri elde edebilme kabiliyetleri nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Dar (kalem) hüzmeli anten uygulamalarında çoğunlukla dönel simetrik parabolik reflektörler tercih edilmektedir. Bununla birlikte özellikle elektronik harp uygulamalarında, yanca ve yükseliş düzlemlerinde farklı hüzme genişliklerine sahip ışınım desenlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu gereksinim, reflektör yüzeyinin elektromanyetik performans hedeflerine göre şekillendirilmesiyle karşılanabilmektedir.

Bu çalışmada 5.5-5.9 GHz frekans bandında çalışan, yanca ve yükseliş düzlemlerinde farklı yarı güç hüzme genişliklerine sahip ve 29-31 dBi boresight kazanç sağlayan bir reflektör anten tasarlanmıştır. İlk olarak merkezden beslenen tek reflektörlü anten mimarisi değerlendirilmiştir. Bu mimaride horn anten yüzeyi şekillendirilmiş bir reflektörü besleyerek uzak alanda istenilen şekilli hüzmeyi oluşturmaktadır. Bu mimaride biri tasarımsal, diğeri üretimsel iki zorluk ortaya çıkmaktadır. Besleme anteni reflektörden uzak olarak yerleştiğinden elektromanyetik enerjinin uzun kablo ile reflektör arkasındaki güç yükselteçten besleme antenine iletilmesi kayıplara neden olmaktadır. Diğer bir zorluk ise tasarlanan büyük boyutlu (çap> 1,5 metre) reflektör antenin standart olmayan yüzey şeklinden dolayı üretiminin maliyetli olmasıdır. Alternatif olarak bu çalışmada düşük maliyetli performans etkin bir çözüm oluşturabilmek için standart parabolik ana reflektöre sahip Cassegrain çift reflektörlü anten mimarisi tercih edilmiştir [4]. Bu çözümde büyük boyutlu standart parabolik ana reflektör (f/D= 0.38) düşük maliyetle hazır olarak temin edilebilmektedir. Daha küçük boyutlu (çap= 38,4 cm) alt reflektörün yüzeyi şekillendirilerek istenilen ışıma örüntüsü gereksinimleri sağlanmaktadır. Söz konusu boyutlardaki şekilli alt reflektörün üretimi çok daha düşük maliyetler ile gerçeklenebilmektedir. Bu mimarinin bir diğer avantajı da Şekil-1'de görüldüğü gibi besleme anteninin girişi reflektörün arkasında olduğunda kablolu iletim hattı kısadır ve gerçekleşen RF kayıplar düşük seviyededir. Literatürde şekillendirilmiş Cassegrain reflektör çalışmaları çoğunlukla açıklık veriminin artırılması, taşma kayıplarının azaltılması veya yapısal deformasyonların etkilerinin giderilmesine odaklanmaktadır [5],[6]. Bu çalışmada ise alt reflektör şekillendirmesi, yanca ve yükseliş düzlemlerinde farklı hüzme genişliklerine sahip hedef ışınım örüntüsünün elde edilmesi amacıyla gerçekleştirilmiştir.



Şekil 1. Cassegrain çift reflektörlü anten mimarisi

2. Anten Tasarımı

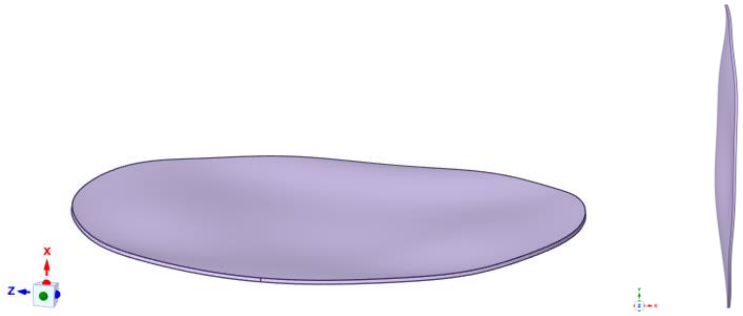
Tasarlanan anten, standart parabolik ana reflektör, şekillendirilmiş alt reflektör ve horn tipi besleyiciden oluşan Cassegrain mimarisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Horn anten, yüksek aydınlatma verimi ve düşük çapraz kutuplama özellikleri nedeniyle reflektör besleyicisi olarak tercih edilmiştir. Alt reflektörün optimizasyonunda TICRA Payload Optimisation Software (POS) kullanılmıştır. POS içerisinde reflektör yüzeyi spline tabanlı parametrik bir yüzey olarak tanımlanmakta ve yüzeyi temsil eden polinom katsayıları optimize edilmektedir. Her iterasyonda fiziksel optik yöntemi kullanılarak ışınım karakteristikleri hesaplanmakta, elde edilen sonuçlar hedef değerlerle karşılaştırılarak yüzey güncellenmektedir.

Optimizasyon sırasında yalnızca elektromanyetik performans değil, üretilebilirlik de dikkate alınmıştır. Reflektör yüzeyinde yüksek eğrilik oluşturan ani değişimlerin önüne geçebilmek amacıyla polinom katsayılarına yüzey sürekliliğini koruyan kısıtlamalar uygulanmıştır. Böylece üretilebilir ve düzgün yüzeyli bir alt reflektör elde edilmiştir.

Alt reflektör, horn besleyiciye metal destek çubukları ile bağlanmıştır. Hareketli platform koşullarında yeterli mekanik rijitliği sağlamak amacıyla tasarlanan bu destekler, ilave açıklık blokaj etkisini azaltmak için alt reflektörün gölge bölgesinde konumlandırılmıştır. Söz konusu destek yapılarının etkisi elektromanyetik benzetimlere dahil edilmiştir.

3. Sonuçlar ve Tartışma

Alt reflektör geometrisi, TICRA Payload Optimisation Software (POS) kullanılarak optimize edilmiştir. Optimizasyonda Min-Max algoritması kullanılmış ve hedef fonksiyonu, yanca ve yükseliş düzlemlerinde istenen hüzme genişliklerini sağlayacak uzak alan patern şablonu olarak tanımlanmıştır. Optimizasyon sonucunda elde edilen alt reflektör geometrisi Şekil 2'de verilmiştir.

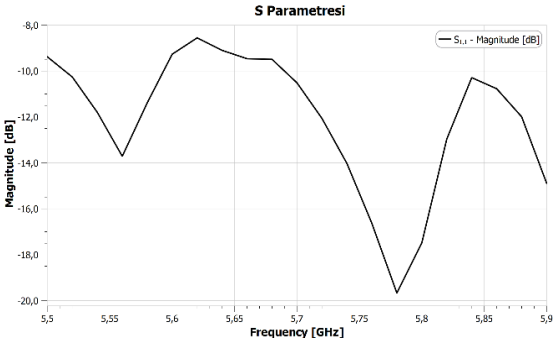


Şekil 2. Alt reflektör geometrisi

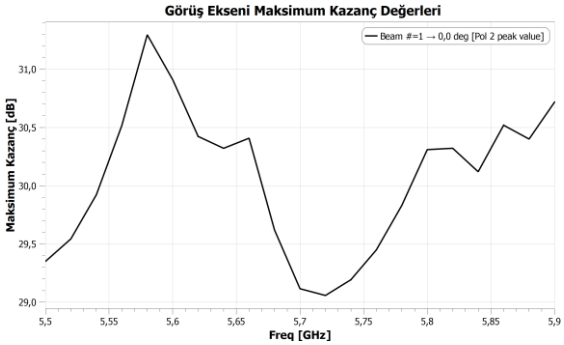
Optimize edilen anten yapısının elektromanyetik performansı Momentler Metodu (MoM) kullanılarak doğrulanmıştır. Bu analizlerde alt reflektör ve destek yapılarının blokaj ve saçılma etkileri de dikkate alınarak antenin nihai ışınım karakteristikleri elde edilmiş ve tasarım doğrulanmıştır.

Antenin empedans uyumu Şekil 3'te verilen S11 grafiği ile gösterilmektedir. Çalışma frekans aralığı boyunca S11 değerinin −8,5 dB'nin altında kaldığı görülmektedir. Bu değer, giriş gücünün yaklaşık %86'sının antene iletildiğini göstermektedir. Tasarımda öncelikli hedefler olan hüzme genişliği, kazanç ve ışınım örüntüsü gereksinimleri sağlandığından, elde edilen empedans uyumu uygulama açısından yeterli kabul edilmiştir.

5.5 GHz frekansında elde edilen yanca ve yükseliş düzlemi ışınım desenleri sırasıyla Şekil 5 ve Şekil 6'da sunulmuştur. Sonuçlar, antenin çalışma bandı boyunca yanca düzleminde yaklaşık 2,5°, yükseliş düzleminde ise 6° yarı güç hüzme genişliği sağlayarak hedeflenen ışınım karakteristiklerini koruduğunu göstermektedir.

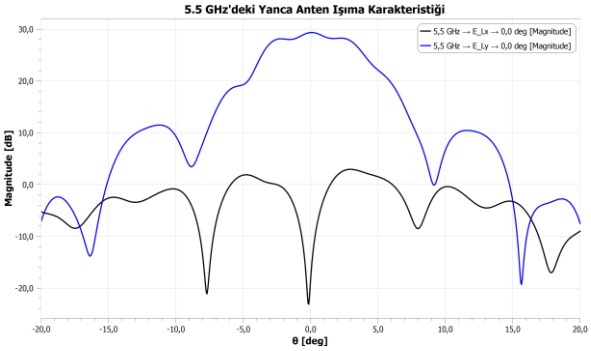


Şekil 3. S parametre grafiği

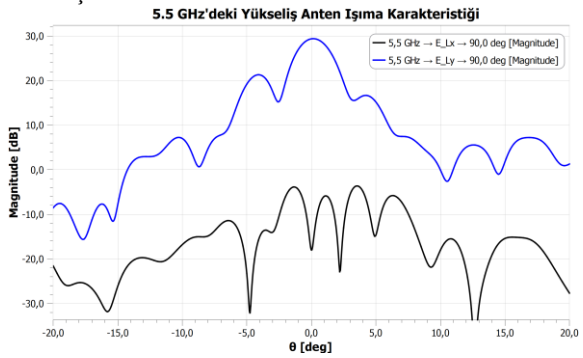


Şekil 4. Frekansa bağlı maksimum kazanç eğrisi

Metal destek çubuklarının anten performansına etkisi ayrıca incelenmiş olup, kazançta bant boyunca yaklaşık 0,2-0,8 dB azalma oluşturduğu belirlenmiştir. Buna rağmen sağladığı mekanik dayanım göz önüne alındığında bu kayıp kabul edilebilir seviyededir. Tasarlanan anten Şekil 4'te gösterildiği gibi 5.5-5.9 GHz frekans bandında 29-31 dBi boresight kazanç sağlayarak tasarım gereksinimlerini karşılamaktadır.



Şekil 5. Yanca anten ışıma karakteristiği



Şekil 6.Yükseliş anten ışıma karakteristiği

Bu çalışmada önerilen anten tasarımı sayısal benzetimler ile doğrulanmıştır. Deneysel doğrulama bu çalışma kapsamında gerçekleştirilmemiş olup, gelecekte üretilecek anten prototipi üzerinde tarama yöntemi kullanılarak anten ölçümlerinin yapılması ve sayısal sonuçların deneysel olarak doğrulanması planlanmaktadır.

4. Sonuç

Bu çalışmada farklı düzlemlerde farklı hüzme genişliği sağlayan yüksek kazançlı bir Cassegrain reflektör anten tasarlanmıştır. Hazır temin edilen standart bir ana reflektör kullanılarak yalnızca alt reflektör yüzeyi optimize edilmiş, böylece hem üretim süreci kolaylaştırılmış hem de geliştirme maliyeti azaltılmıştır. Alt reflektör optimizasyonu fiziksel optik yöntemi ile gerçekleştirilmiş, nihai tasarım Momentler Yöntemi ile doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen tasarımın elektronik harp ve benzeri yüksek kazanç gerektiren reflektör anten uygulamaları için uygulanabilir bir çözüm olduğunu göstermektedir.

Kaynaklar

[1]. TICRA, *TICRA Tools User's Manual*, Sürüm 25.0 Kopenhag, Danimarka: TICRA, 2026.

[2]. Gupta, R. C., Sagi, S. K., Raja, K. P., Sharma, N. K. ve Jyoti, R., "Shaped Prime-Focus Reflector Antenna for Satellite Communication," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, c. 16, ss. 1945–1948, 2017.

[3] S.Rao,S.Sharma ve L.Shafai," Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems", Volume II:Applications of Reflectors. Boston, MA, USA: Artech House,2013.

[4] D. Gupta and R. A. Deshpande, "A Review on Designing of the Dual Reflector Axially Symmetric Cassegrain Antenna," IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE), vol. 4, no. 1, pp. 48–51, Nov.–Dec. 2012, doi: 10.9790/2834-0414851.

[5] C. M. Holler, R. E. Hills, M. E. Jones, K. Grainge, and T. Kaneko, "Implementation of an optimized Cassegrain system for radio telescopes," *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, vol. 384, no. 3, pp. 1207–1210, Mar. 2008, doi: 10.1111/j.1365-2966.2007.12792.x.

[6] B.-B. Xiang, C.-S. Wang, P.-Y. Lian, N. Wang, and Y. Ban, "Optimal subreflector position determination of shaped dual-reflector antennas based on the parameters iteration approach," *Research in Astronomy and Astrophysics*, vol. 19, no. 4, Art. no. 062, Apr. 2019, doi: 10.1088/1674-4527/19/4/62

Piksel Tabanlı Yama Anten Optimizasyonunda Shapley Değerleri ile Yorumlanabilirlik

Mustafa Bora Çelik, Ceren Çelik, Hulusi Açıkgöz
Ankara Medipol Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
mustafa.celik1@std.ankaramedipol.edu.tr, ceren.celik1@std.ankaramedipol.edu.tr,
hulusi.acikgoz@ankaramedipol.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, piksel tabanlı mikroşerit yama anten optimizasyonunda Shapley değerlerine dayalı bir yorumlanabilirlik analizi sunulmaktadır. Genetik algoritma ile optimize edilmiş 14 × 14 piksel yapısına sahip yama anten üzerinde, her pikselin rezonans frekansı, bant genişliği ve kazanç performansına olan bireysel katkısı kooperatif oyun teorisinden türetilen Shapley değerleri aracılığıyla hesaplanmaktadır. Elde edilen ısı haritaları, kenar ve köşe yakını piksellerin elektromanyetik açıdan en kritik bölgeler olduğunu ortaya koymakta; buna karşın merkeze yakın bir piksel alt kümesi belirgin biçimde daha düşük Shapley büyüklüğü sergilemektedir. Bu düşük-önemli piksellerin fiziksel olarak kaldırılabilirliği tam-dalga simülasyonuyla ayrıca sınanmış; sonuçlar, per-piksel SHAP öneminin elektromanyetik duyarlılığı yakaladığını fakat geometrik bağlantı kritikliğini tek başına temsil etmediğini göstermiştir. Çalışma, aktarılabilir tasarım kuralları ile birlikte vekil model doğruluğu ve örneklem duyarlılığına ilişkin nicel bir değerlendirme sunmaktadır.*

Abstract: *This paper presents a Shapley-value-based interpretability analysis for pixel-based microstrip patch antenna optimization. For a genetically optimized 14 × 14 pixelated patch antenna, the individual contribution of each pixel to resonance frequency, bandwidth, and gain is quantified using Shapley values derived from cooperative game theory. The resulting importance heatmaps reveal that edge and near-corner pixels are the most electromagnetically critical regions, while a subset of near-center pixels shows markedly lower Shapley magnitude. The physical removability of these low-importance pixels was additionally tested via full-wave simulation; results show that per-pixel SHAP importance captures electromagnetic sensitivity but does not by itself represent structural (connectivity) criticality. The study reports transferable design rules together with a quantitative assessment of surrogate-model accuracy and sample-size sensitivity.*

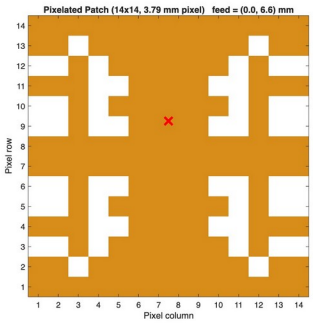
1. Giriş

Piksel tabanlı anten tasarımında yama yüzeyi N × N ikili ızgaraya bölünür; GA gibi metasezgisel yöntemler bu arama uzayında etkin çözümler üretir [1], [2], ancak kara-kutu niteliktedir. Shapley değerleri, kooperatif oyun teorisinden [3] türeyip makine öğrenmesine genelleştirilen [4] bir XAI aracı olarak, her girdinin çıktıya marjinal katkısını adil biçimde ölçer. Anten tasarımında XAI uygulamaları henüz sınırlıdır [5], [6].

2. Yöntem

2.1 Referans Anten

Anten, 53 × 53 mm bakır yamadan oluşmakta; 4,3 mm hava substrat üzerinde 100 × 100 mm zemin düzlemine yerleştirilmiştir (f0 = 2,6 GHz) [7]. Yama 14 × 14 piksele bölünmüş, çeyrek simetriyle doğrusal polarizasyon sağlanmıştır. GA sonucunda fr = 2,025 GHz (%22,1 azalma), BW = 46,9 MHz, kazanç = 8,44 dBi, S11 = -21,2 dB elde edilmiştir (Şekil 1).



Şekil 1. Optimize edilmiş 14 × 14 piksel topolojisi (turuncu: metal, beyaz: kaldırılmış). Kırmızı çarpı besleme konumunu göstermektedir.

2.2 Shapley Değeri Hesaplama Yöntemi

Analiz üç adımdan oluşur: (i) şampiyon etrafında 40 rastgele piksel alt kümesi örneklenmesi, (ii) her alt kümenin MoM simülasyonuyla değerlendirilmesi, (iii) GSR vekil modeli üzerinden MATLAB shapley() ile piksel başına Shapley değeri hesaplanması. fr, BW, kazanç ve bileşik uygunluk için ayrı ısı haritaları üretilmiştir. Ham değerler her metrik için mutlak maksimuma bölünerek [−1,1]'e normalize edilmiştir (min-max değil).

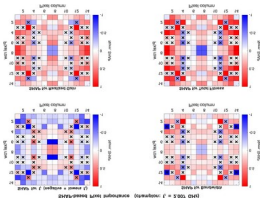
2.3 Vekil Model Doğrulama ve Kararlılık Analizi

40 örneklem üzerinde 5-kat çapraz doğrulama (20 tekrar) uygulanmış; dört metrik için de düşük/negatif ortalama R^2 elde edilmiştir (fr: −0,09±0,06; BW: −0,10±0,07; kazanç: −0,02±0,05; fitness: −0,04±0,04), bu da modelin bu örneklem büyüklüğünde zayıf genelleme sergilediğini göstermektedir. 30 kez bootstrap yeniden örneklemede, ortalama harita ile orijinal harita arasında yüksek korelasyon (r=0,93–0,98) bulunmasına karşın, en düşük öneme sahip piksel kümesi (Kural 3) örneklemeler arasında yalnızca %24 örtüşmüştür — genel örüntü kararlı, piksel düzeyi ince ayrımlar örneklem boyutuna duyarlıdır.

3. Sonuçlar ve Tartışma

3.1 Shapley Isı Haritaları

Tüm haritalarda ortak bir örüntü gözlemlenmektedir: en yüksek mutlak Shapley değerleri yama çevresinde, özellikle kenar ve köşe yakını piksellerde yoğunlaşmaktadır. Merkez pikseller görece daha düşük önem değerleri sergilemekle birlikte sıfırdan farklı katkılar göstermektedir. Şekil 2'deki "×" işaretleri, ilgili pikselin şampiyon tasarımda boşluk (hava, kaldırılmış) olduğunu belirtmektedir; bu pikseller için hesaplanan Shapley değeri, o piksele metal eklenmesi durumunda ortaya çıkacak karşı-olgusal (counterfactual) etkiyi yansıtmaktadır. İşaretsiz hücreler ise şampiyon tasarımda halihazırda metal olan pikselleri temsil etmektedir.



Şekil 2. Dört tasarım metriğine ait Shapley değeri ısı haritaları (fr, BW, kazanç, bileşik uygunluk). Sıcak renkler pikselin varlığının metriği iyileştirdiğini göstermektedir.

3.2 Nicel Bulgular

Tablo 1'de en yüksek bileşik uygunluk Shapley değerine sahip ilk 10 piksel listelenmektedir. En kritik pikseller anten kenarı boyunca simetrik konumlanmış olup (7,1), (8,1), (7,14) ve (8,14) piksel çiftleri 1,000 normalize değerine ulaşmaktadır. Bu pikseller, besleme noktasına yakın konumlarda bulunmakta ve rezonant akım döngüsünü sabitlemektedir. Piksel konumları burada ve Tablo 1'de tutarlı biçimde (satır, sütun) sırasıyla verilmekte olup Şekil 2'deki "Pixel row" ve "Pixel column" eksen etiketleriyle birebir örtüşmektedir; örneğin (7,1) 7. satır, 1. sütun pikselini ifade eder. Bu kurala göre (7,1), (8,1), (7,14) ve (8,14) pikselleri anten yüksekliğinin orta kesiminde, sol ve sağ kenar sütunlarında (1. ve 14. sütun) yer almakta ve bileşik uygunluk haritasında beklendiği gibi tam doygun kırmızı (1,000) renkte görünmektedir.

Tablo 1. En Yüksek Bileşik Uygunluk Shapley Değerine Sahip İlk 10 Piksel

Sıra	Piksel (satır, sütun)	SHAP Değeri
1	(7, 1)	1.000
2	(8, 1)	1.000
3	(7, 14)	1.000
4	(8, 14)	1.000
5	(4, 1)	0.963
6	(11, 1)	0.963
7	(4, 14)	0.963
8	(11, 14)	0.963
9	(3, 3)	0.947
10	(12, 3)	0.947

3.3 Tasarım Kuralları

Kural 1: (3,3) pikseli fr üzerinde en güçlü etkiye sahiptir (|SHAP|=1,000); besleme çevresindeki rezonant akım döngüsünü tanımlar.

Kural 2: (3,1) pikseli BW'yi en çok etkileyen pikseldir (|SHAP|=1,000); besleme yakını kenar piksellerinin empedans eşleşmesini doğrudan etkilediği görülür.

Kural 3 (revize): Düşük Shapley değerli pikseller (~%16, merkezi sütunlarda yoğun) başlangıçta kaldırılabilir bir aday küme olarak öngörülmüş; bu öngörü bağlantı kısıtı ve tam-dalga simülasyonuyla sınanmıştır. En düşük öneme sahip piksel bile — bağlantı testinden geçmesine rağmen — kaldırıldığında BW tamamen kaybolmaktadır (43,4 MHz → 0 MHz). Bu, bazı düşük-SHAP piksellerin geometriyi bağlayan kritik "köprüler" olduğunu; per-piksel SHAP öneminin tek başına fiziksel kaldırılabilirlik için yeterli olmadığını gösterir — yorumlanabilirlik haritaları, tasarım-küçültme öncesi yapısal kritiklik analiziyle birlikte değerlendirilmelidir.

Kural 4: Merkez piksellerin ortalama önemi köşeye kıyasla düşüktür; oran, pencere tanımına bağlı olarak 0,43–0,68 arasında değişmekte olup tek bir kesin değer yerine aralık olarak yorumlanmalıdır.

4. Sonuç

Bu çalışmada piksel tabanlı yama anten optimizasyonu için Shapley değeri tabanlı bir yorumlanabilirlik çerçevesi sunulmuş ve güvenilirliği çapraz doğrulama, öz-yükleme kararlılık analizi ve tam-dalga doğrulama simülasyonlarıyla sınanmıştır. Analiz, kenar ve köşe yakını piksellerin elektromanyetik açıdan en kritik bölgeler olduğunu güvenilir biçimde ortaya koymuştur (Kural 1, 2). Buna karşın, düşük öneme sahip piksellerin doğrudan kaldırılabileceği yönündeki başlangıç varsayımı tam-dalga doğrulamasıyla desteklenmemiş; bu piksellerin bir kısmının EM açıdan pasif görünse de yapısal olarak kritik olduğu belirlenmiştir. Bu bulgu, SHAP tabanlı yorumlanabilirliğin değerli fakat tek başına yeterli olmayan bir araç olduğunu, yapısal bağlantı analiziyle birlikte kullanılması gerektiğini göstermektedir. Sunulan sonuçlar tek bir anten geometrisi ve tek bir frekans bandı (2,6 GHz civarı) için elde edilmiş olup genellenebilirlikleri henüz doğrulanmamıştır. Gelecek çalışmalarda daha büyük örneklem boyutlarıyla Shapley tahminlerinin güvenilirliğinin artırılması, yapısal kritiklik ile elektromanyetik önemi birleştiren bileşik bir piksel-kaldırma kriteri geliştirilmesi ve çerçevenin farklı substrat/geometri/frekans bantlarına aktarılabilirliğinin sınanması hedeflenmektedir.

Kaynaklar.

[1]. Johnson J. M. ve Rahmat-Samii Y., "Genetic algorithms in engineering electromagnetics," IEEE Antennas Propag. Mag., cilt 39, no. 4, s. 7–21, 1997.

[2]. Tucek J., Capek M., Jelinek L. ve Sigmund O., "Density-based topology optimization in method of moments," IEEE Trans. Antennas Propag., 2024.

[3]. Shapley L. S., "A Value for n-Person Games," in Contributions to the Theory of Games II (Annals of Mathematics Studies No. 28), H. W. Kuhn ve A. W. Tucker, Ed. Princeton, NJ: Princeton University Press, 1953, s. 307–317.

[4]. Lundberg S. M. ve Lee S.-I., "A unified approach to interpreting model predictions," in Advances in Neural Information Processing Systems 30 (NeurIPS), Long Beach, CA, 2017, s. 4765–4774.

[5]. Omrani N., Ghorbani F., Beyraghi S., Oraizi H. ve Soleimani H., "Interpretable artificial intelligence for modulated metasurface antenna design using SHAP and MLP," Sci. Rep., cilt 15, 2025.

[6]. Koziel S. ve Pietrenko-Dabrowska A., "Antenna optimization using machine learning with reduced-dimensionality surrogates," Sci. Rep., cilt 14, no. 21567, 2024.

[7]. Balanis C. A., Antenna Theory: Analysis and Design, 2. baskı. John Wiley & Sons, New York, 1997.

Pikselleştirilmiş Mikroşerit Antenin NSGA-II ile Optimizasyonu

Enes Öden, Doç. Dr. Hulusi Açıkgöz

Ankara Medipol Üniversitesi,

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,

Ankara

enes.oden@std.ankaramedipol.edu.tr, hulusi.acikgoz@ankaramedipol.edu.tr

Özet: Bu bildiri, pikselleştirilmiş bir mikroşerit yama antenin minyatürleştirilmesi için MATLAB tabanlı ve NSGA-II (Non-dominated Sorting Genetic Algorithm) odaklı çok amaçlı bir optimizasyon sunmaktadır. Tasarımda, tam dalga simülasyon yükünü azaltmak amacıyla geometrik kontroller, hızlı başarısızlık bariyerleri ve iki aşamalı frekans taraması uygulanmıştır. Optimizasyon sonucunda elde edilen en iyi anten geometrisi, 2,6 GHz referans rezonansına kıyasla %23,86'lık bir azalma sağlayarak LTE/UMTS uygulamaları için uygun olan 1,9797 GHz'de rezonansa girmektedir. Bu süreçte, minyatürleştirme ile bant genişliği arasındaki ödünleşme (trade-off) göz önüne alınarak, hedeflenen kabul edilebilir sınırın üzerinde 28,1 MHz, -10 dB empedans bant genişliği elde edilmiş ve referans antene kıyasla rekabetçi olan 7,86 dBi simüle edilmiş gerçekleşen kazanç değeri sağlanmıştır. Sonuçlar, önerilen optimizasyon yönteminin kazanç ve bant genişliği kayıplarını optimum seviyede tutarak başarılı bir minyatürleştirme gerçekleştirdiğini ortaya koymaktadır.

Abstract: This paper presents a MATLAB-based multi-objective optimization framework using the NSGA-II (Non-dominated Sorting Genetic Algorithm) for the miniaturization of a pixelated microstrip patch antenna. To reduce full-wave evaluation costs, the fitness pipeline incorporates geometric checks, fast-fail threshold barriers, and a two-stage frequency sweep. The optimal antenna geometry achieved through the optimization provides a 23.86% frequency reduction compared to the 2.6 GHz reference, resonating at 1.9797 GHz, which is suitable for LTE/UMTS applications. Considering the miniaturization-bandwidth trade-off, this optimal design achieves a -10 dB impedance bandwidth of 28.1 MHz, which is above the targeted acceptable threshold, and provides a competitive simulated realized gain of 7.86 dBi compared to the reference antenna. These results demonstrate that the proposed optimization method successfully achieves antenna miniaturization while keeping gain and bandwidth degradation at optimal levels.

1. Giriş

Mikroşerit yama antenlerde alanın sabit tutularak rezonans frekansının düşürülmesi sürecinde, empedans bant genişliğinin ve anten kazancının makul seviyelerde tutulması zor bir tasarım problemidir. Bu çalışmada; 4,3 mm hava tabakası üzerindeki 2,6 GHz rezonanslı, 20 MHz bant genişlikli ve 8,2 dBi kazançlı katı referans anten temel alınmıştır. Temel amaç; antenin polarizasyon ve ana huzme yönünü koruyarak rezonans frekansını düşürmek, minyatürleşmenin doğası gereği daralan bant genişliğini kabul edilebilir bir eşikte tutarak kazancı maksimize etmektir. Bu problemi çözmek için sabit yama alanı üzerinde algoritma destekli koordine boşluklar açılarak akım yolu uzatılmış ve çok amaçlı bir evrimsel strateji olan NSGA -II (Non-dominated Sorting Genetic Algorithm) ile performans parametreleri optimize edilmiştir [1]. MoM (Method of Moments) tabanlı elektromanyetik çözücü simülasyon süreçleri MATLAB Antenna Toolbox kullanılarak gerçekleştirilmiştir [2].

2. Anten Tasarım Problemi

Anten tasarımında, hava tabakası ve toprak düzlemi üzerindeki ışıyan yama bölgesi 32x32'lik bir ızgaraya bölünerek pikselleştirilmiş şekli ve besleme konumu optimize edilmiştir. MATLAB optimizatörü bir

minimizasyon problemini çözdüğü için; minyatürleştirme hedefi doğrultusunda doğrudan minimize edilmesi gereken rezonans frekansı pozitif işaretle, maksimize edilmesi gereken -10 dB empedans bant genişliği (BW) ve maksimum uzak alan kazancı (G_{ant}) ise negatif işaretlerle Denklem (1)'deki gibi amaç fonksiyonuna dahil edilmiştir:

$$F(x) = [f_{res}(x), -BW_{10dB}(x), -G_{ant}(x)] \tag{1}$$

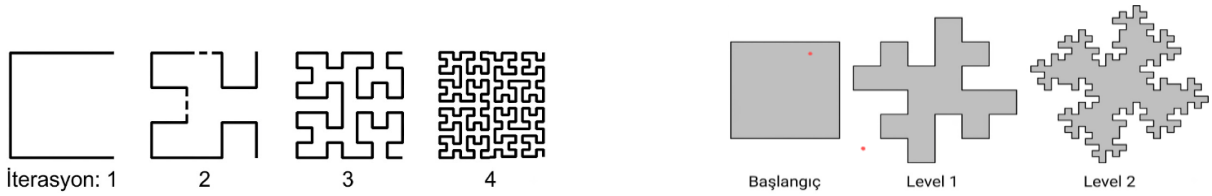
3. Optimizasyon Metodolojisi

Optimizasyon yöntemi olarak tek boyutlu genetik algoritma yerine [3], çok parametreli genetik algoritma türü olan NSGA -II (Non-dominated Sorting Genetic Algorithm) tercih edilmiştir [1]. Bu algoritma antenlerde pikselizasyon yaparken elde ettiği bireyleri (antenleri) çaprazlayarak yeni bireyler oluşturarak süreç sonunda en iyi bireyleri bulmayı amaçlar.

A. Kromozom temsili: Kromozom, 16×16 piksellik çeyrek bölgeye ait 256 ikili gen ve besleme noktasının y-koordinatını belirleyen 1 sürekli genden oluşur. Dört katlı ayna simetrisiyle arama uzayı daraltılmıştır; merkez eksendeki besleme konumu, düşen frekansta en iyi S_{11} uyumunu yakalamak ve ana huzme sapmasını önlemek için dinamik olarak kaydırılmıştır.

B. Yapısal kısıtlamalar: Zaman alan EM çözümler öncesinde hızlı geometrik kontroller uygulanmıştır. Katı metal blokların dominasyonunu önlemek için maksimum metal oranı %75 ile sınırlandırılmıştır. Aynalama bağlantısını ve besleme kararlılığını sağlamak adacık oluşumlarını önlemek amacıyla sol üst çeyrekteki 16. sütun %100 dikey metal şerit yapılmış, 16. satırda ise en az %30 metal oranı zorunlu kılınarak kısıtlamaları aşan adaylara yüksek bariyer cezası atanmıştır.

C. Genetik operatörler ve Optimizasyon Parametreleri: Başlangıç popülasyonu; %10 Hilbert, %10 Minkowski fraktalları ve %80 rastgele tohumlama içeren karma yapıyla oluşturularak sürecin rastgele başlaması engellenmiştir. Kıvrımlı fraktal yapılar (Şekil 1a ve Şekil 1b), sınırlı anten alanında yüzey akım yolunu ve yama çevre uzunluğunu uzatarak rezonans frekansını düşürmekte ve verimli bir minyatürleşme etkisi sağlamaktadır.



(a) **(b)**

Şekil 1. Hilbert uzay dolgusu (space-filling) aşamalar (a), Minkowski fraktal geometrisi adımları (b)

Optimizasyon parametreleri; popülasyon boyutu 50, maksimum nesil sayısı (G_{max}) ise 100 olarak belirlenmiştir. Mutasyon işlemleri (bit çevirme, yarık ekleme, blok değiştirme, genişletme/aşındırma) için temel yoğunluk 0,015'e düşürülmüş ve nesle bağlı sönümleme formülü eklenmiştir:

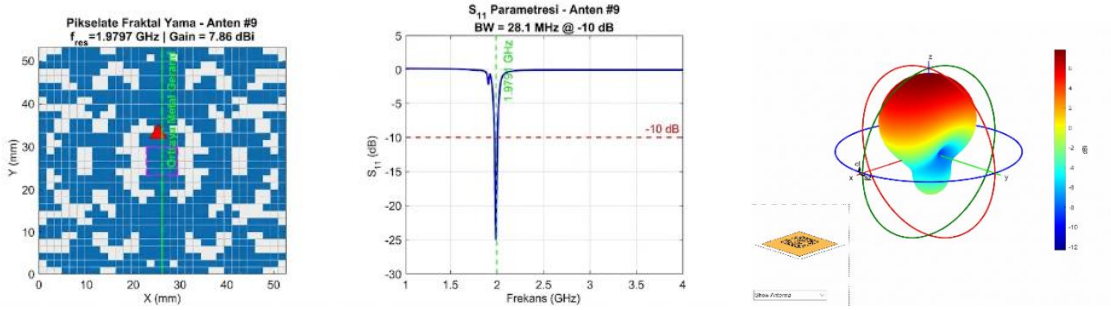
$$p_m(g) = 0.015 \cdot \max\left(0.1, 1 - \frac{g}{G_{max}} + 0.004\right) \tag{2}$$

Burada g mevcut nesli, G_{max} ise maksimum nesil sayısını (100) göstermektedir. Bu dinamik sönümleme, son nesillerde mutasyon baskısını azaltarak yerel yakınsama sağlar. MoM tabanlı tam dalga elektromanyetik çözücü

kullanıldığında tek bir bireyin analizi ortalama 1,5 saniye sürmüş olup, 50 birey ve 100 nesilden oluşan tüm optimizasyonun toplam zaman maliyeti bilgisayar ortamında yaklaşık 2 saat olarak gerçekleşmiştir.

4. Bulgular

Optimizasyonda hedeflenen çelişkili üç amaç doğrultusunda Şekil 2a'da sunulan nihai anten elde edilmiştir. Bu anten, 2,6 GHz referans antenine kıyasla %23,86'lık frekans azalması sağlayarak LTE/UMTS uygulamalarına uygun olan 1,9797 GHz'de rezonansa girmiştir. Referans antenin 20 MHz olan bant genişliği minyatürleşme ödünleşmesi sonucunda Şekil 2b'de görüldüğü üzere 28,1 MHz'e ulaşarak hedeflenen operasyon sınırlarını sağlamıştır. Referans antenin 8,2 dBi olan kazancı ise, literatürdeki benzer minyatürleştirme çalışmalarında görülen keskin kazanç düşüşlerine [3] kıyasla oldukça rekabetçi bir seviyede tutularak Şekil 2c'de gösterildiği gibi 7,86 dBi olarak elde edilmiştir.



(a) **(b)** **(c)**

Şekil 2. Yama geometrisi (a), S_{11} grafiği (b), 3D ışıma örüntüsü (c)

5. Sonuç

Bu çalışmada, mikroşerit antenin rezonans frekansını düşürmek ve minyatürleştirme-bant genişliği-kazanç ödünleşmesini en iyi şekilde dengelemek için MATLAB tabanlı bir NSGA-II çerçevesi geliştirilmiştir. MoM tabanlı elektromanyetik çözücü ile optimize edilen nihai anten, %23,86 frekans azalmasıyla LTE/UMTS gibi 1,9797 GHz bandındaki uygulamalar için tasarlanmış; bant genişliğini 28,1 MHz ve kazancı 7,86 dBi seviyesinde korumayı başarmıştır. Literatürde tek amaçlı GA (Genetik Algoritma) kullanılarak yüksek minyatürizasyon oranları elde edilse de, bu durum genellikle anten kazancının düşük kalmasına yol açmaktadır [4]. Önerilen NSGA-II tabanlı optimizasyon ile elde edilen antenin rezonans frekansı düşürülürken kazanç performansı (7.86 dBi) maksimize edilmiş ve literatüre kıyasla çok daha verimli bir performans dengesi elde edilmiştir. Gelecekte farklı topraklama yöntemleri ile rezonans frekansının değişiminin incelenmesi planlanmaktadır.

KAYNAKÇA

[1] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, ve T. Meyarivan, "A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II," IEEE Trans. on Evol. Comp., 2002.

[2] S. N. Makarov vd., Antenna and EM Modeling with MATLAB Antenna Toolbox, Wiley, 2021.

[3] J. M. Johnson ve Y. Rahmat-Samii, "Genetic algorithm and method of moments (GA/MOM) for the design of integrated antennas," IEEE Trans. on Ant. and Prop., 1999.

[4]Lamsalli M., El Hamichi A., Boussouis M., Touhami N. A. ve Elhamadi T. E., "Genetic algorithm optimization for microstrip patch antenna miniaturization," Progress In Electromagnetics Research Letters, cilt.60, s.113-120, 2016.

İki Aşamalı Memetik HBA ile Mikroşerit Anten Boyut Küçültmesi

Barın Kır, Salih Doğrusever, Hulusi Açıkgöz
Ankara Medipol Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
barin.kir@std.ankaramedipol.edu.tr, salih.dogrusever@std.ankaramedipol.edu.tr,
hulusi.acikgoz@ankaramedipol.edu.tr

Özet: *Düzlemsel mikroşerit antenlerin fiziksel boyutlarını küçültmek amacıyla verimli bir hesaplamalı çerçeve sunulmuştur. Işıyan yüzey, çift simetri mimarisiyle 32 × 32 boyutunda ikili piksel matrisi olarak yapılandırılmıştır. Sürekli arama uzaylarındaki tıkanmaları gidermek amacıyla klasik Bal Porsuğu Algoritması (HBA) iki aşamalı sıralı memetik yapıya dönüştürülmüştür. Ön simülasyon filtreleriyle üretilemez yapılar elenerek hesaplama maliyeti düşürülmüştür. Ayrık metal adacıkların parazitik kapasitif kuplajıyla anten rezonansı, boyut büyütülmeden 2.012 GHz'e düşürülmüş, -25.21 dB geri dönüş kaybı (S_{11}) ve 8.55 dBi tepe kazancı elde edilmiştir.*

Abstract: *An efficient computational framework is presented for the physical size reduction of planar microstrip antennas. The radiating surface is structured as a 32 × 32 binary pixel matrix confined via double-symmetry mapping. To eliminate continuous operational bottlenecks, the classical Honey Badger Algorithm (HBA) is modified into a two-phase sequential memetic framework. Fast structural viability filters eliminate non-viable configurations early, reducing computational costs. Floating metallic bodies introduce localized parasitic capacitive coupling, successfully lowering the resonance frequency to 2.012 GHz with a deep return loss of -25.21 dB (S_{11}) and a high realized gain of 8.55 dBi.*

1. Giriş

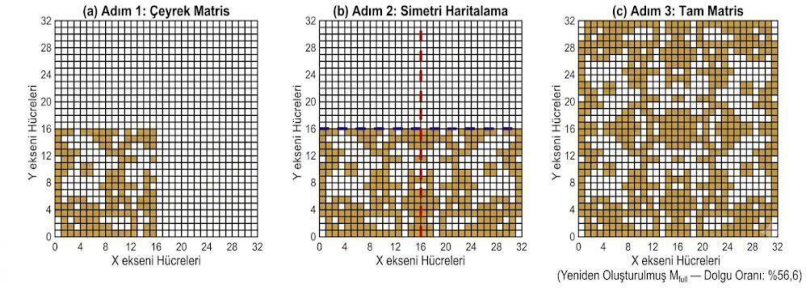
Düzlemsel mikroşerit yama antenlerin boyutları çalışma dalga boyuyla sınırlıdır. Yarık açma veya toprak düzlemini değiştirme gibi geleneksel manuel yöntemler küresel optimumu bulmada yetersiz kalmaktadır. Pikselizasyon, ışıyan yüzeyi hücre ızgarasına bölerek tasarımı ayrık bir optimizasyona dönüştürmüş ve sezgisel olmayan geometrilerin keşfini sağlamıştır [1]. Ancak Genetik Algoritma (GA) ve Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) gibi klasik doğa esinli yöntemler; erken yakınsama, bozuk akım yolları ve dağınık pikseller nedeniyle yüksek yansıma kayıplarına yol açmaktadır [2].

Bal porsuğunun yiyecek arama stratejilerinden ilham alan Bal Porsuğu Algoritması (HBA) güçlü bir meta-sezgisel yöntemdir [3]; ancak anten S_{11} parametresi gibi karmaşık arama uzaylarında erken yakınsama eğilimi gösterir [4]. Bu çalışmada, ayrık optimizasyon kararsızlıklarını önlemek amacıyla iki aşamalı sıralı memetik bir çerçeve kullanılmıştır. Geliştirilen iş akışı, yapılandırılmış başlangıç popülasyonuyla küresel keşif ve yerel ince ayar süreçlerini dengelerken, tam dalga analizi öncesinde çalışan yapısal filtrelerle hesaplama maliyetini büyük ölçüde düşürmüştür.

2. Anten Tasarımı ve Optimizasyon Mimarisi

a. Anten Geometrisi ve Çift Simetri Mimarisi

Işıyan yamanın fiziksel sınırları maksimum 53 × 53 mm² ile kısıtlanmıştır. Anten, 100 × 100 mm² boyutlarında kesintisiz bir toprak düzlemi üzerinde modellenmiştir; dielektrik kayıplarını sıfırlamak ve verimliliği maksimize etmek için dielektrik tabaka olarak 4.3 mm kalınlığında hava tabakası seçilmiştir. İletken yama, 32 × 32 piksellik bir ızgara yapısına bölünerek her bir hücresi 1.66 × 1.66 mm² alan kaplayan ikili bir matris dizisi formunda modellenmiştir. 32 × 32 boyutundaki serbest bir ikili ızgaranın doğrudan optimize edilmesi 2^{1024} olasılıktan oluşan devasa bir arama uzayı yaratmıştır [2]. Bu karmaşıklığı yönetmek adına yerleşimin yatay ve dikey eksenleri boyunca küresel simetri uygulanmıştır. Çift simetri deseniyle işlemler yalnızca 16 × 16 piksellik tek bir çeyrek matrise indirgenmiştir. Bu durum parametre uzayını %75 daraltarak değişken boyutunu 256'ya düşürmüştür (Şekil 1). Bu düzenleme, ana radyasyon huzmesini anten yüzeyine dik olarak kararlı hale getirmiş ve çapraz polarizasyonu bastırmıştır. Algoritma tarafından üretilen ve Şekil 1(c)'de verilen tam matris, nihai anten geometrisini temsil etmektedir



Şekil 1. Çift simetri mimarisinin ardışık aşamaları ve %56.6 doluluk oranına sahip optimize edilmiş nihai anten geometrisi.

b. Memetik Optimizasyon ve Geometrik Filtreleme

Arama sürecine yön vermek amacıyla başlangıç popülasyonu 12 ajan olarak belirlenmiş; tamamen dolu yama (Katı Sınır), merkezinde yarıklar içeren geometri (Yarık Düzenli) ve paralel metalik hatlardan oluşan profil (Şerit Parçalı) olmak üzere üç mühendislik tasarımıyla tohumlanmıştır. Konum güncellemeleri zamanla değişen adım boyutlarıyla kontrol edilerek küresel taramadan yerel ince ayara geçiş sağlanmıştır. Aşama 1 (60 iterasyon) ve Aşama 2 (40 iterasyon) için ağırlıklar doğrusal olarak azaltılmıştır. Süreç boyunca frekans doğruluğu, empedans uyumu, bant genişliği ve metal alan kısıtlamaları ağırlıklı bir uygunluk fonksiyonuyla dengelenmiş; besleme noktasına yakın bölgelerdeki metal yoğunluğu korunarak çapraz polarizasyon anomalileri engellenmiştir.

Tekrar edilebilirlik açısından, ağırlıklandırma katsayısı β Aşama 1'de $\beta_{maks} = 1.0$ değerinden Aşama 2'de $\beta_{min} = 0.1$ değerine doğrusal azaltılmıştır. Uygunluk fonksiyonu; frekans doğruluğu ($w_f = 0.45$), empedans uyumu ($w_z = 0.30$), bant genişliği ($w_{bw} = 0.15$) ve metal alan kısıtı ($w_A = 0.10$) bileşenlerinin ağırlıklı toplamıdır.

Söz konusu kriterleri değerlendiren tam dalga Moment Metodu (MoM) çözücülerinin yüksek hesaplama yükünü hafifletmek adına matrisler, öncelikle hızlı bir geometrik filtrelemeden geçirilmiştir: Direnç kayıplarına ve üretimsel bozulmalara yol açan tek piksellik köprü bağlantıları ve boştaki iletken hatlar yönlü bir uzamsal rutinle temizlenmiştir. Birbiriyle doğrudan teması olmayan bağımsız metal yapıları tespit etmek amacıyla bağlı bileşen etiketleme rutini yürütülmüştür. Bu aşamada, mikro ölçekli sayısal gürültülerin önüne geçmek amacıyla toplam alanı 2 pikselden küçük olan yalıtılmış yapılar sistemden temizlenmiştir. Buna karşın, rezonans frekansını aşağı çekmede kritik rol oynayan büyük parazitik metal adacıklar algoritma tarafından korunmuştur. Geriye kalan bu yüzen metalik yapılar, hava tabakası üzerinde parazitik elemanlar gibi davranarak lokal bir kapasitans (C) üretmiş ve fiziksel boyutları büyütmeden rezonans frekansını (f_{rez}) aşağıya çekmiştir (1):

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

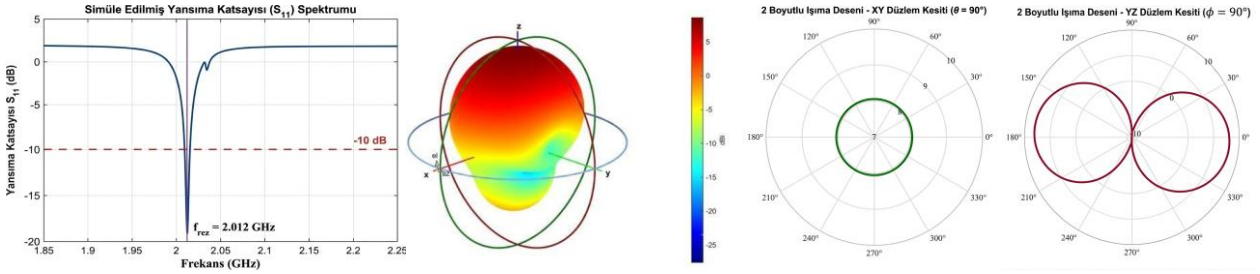
Burada L, ışıyan yama üzerindeki akım yollarının oluşturduğu efektif endüktansı; C ise yüzen metal adacıklar ile ana yama arasında oluşan parazitik kapasitansı ifade etmektedir.

3. Simülasyon ve Performans Sonuçları Analizi

Yerel ince ayarın ardından, kararlı bir empedans uyumu sağlamak amacıyla merkez hattı boyunca otomatik koaksiyel besleme noktası taraması yürütülmüştür. Literatürde de kabul gördüğü üzere, yama performansının koaksiyel prob koordinatlarındaki fraksiyonel kaymalara karşı aşırı hassas olması ve karmaşık sınır alanları nedeniyle, standart analitik el hesaplarıyla veya geleneksel parametrik taramalarla kesin bir 50 Ω empedans uyum noktası bulmak son derece zordur [5]. Serbest biçimli piksel topolojilerinde statik tahminler yetersiz kaldığından, ideal eşleşmeyi sağlamak için bu gerçek zamanlı optimizasyon yöntemi tercih edilmiştir.

Optimize edilen son anten tasarımında, %56.6'lık dengeli bir bakır doluluk oranı elde edilmiştir. Bu yapı, tam dalga simülasyon sonuçlarına göre 2.012 GHz'de net bir rezonans sergileyerek -25.21 dB'lik derin bir geri dönüş kaybı (S_{11}) değerine ve 25 MHz değerinde bir empedans bant genişliğine ulaşmıştır (Şekil 2a). Uzak alan ışıma örüntüleri, anten yüzeyine dik (+z yönünde) net ve geniş açılı bir huzme göstererek 8.55 dBi'lık bir tepe kazancı üretmiştir (Şekil 2b);

XY ve YZ düzlemlerindeki 2D ışıma örüntüleri Şekil 2c ve 2d'de verilmiştir. Merkez bölgedeki metal yoğunluğu kısıtlaması, mod bozulmalarını ve çapraz polarizasyon bileşenlerini başarılı bir şekilde bastırarak ışıma saflığını korumuştur.



(a) **(b)** **(c)** **(d)**

Şekil 2. S_{11} grafiği (a); 3D ışıma örüntüsü (b); 2D ışıma örüntüsü XY (c) ve YZ (d) düzlem kesitleri.

Pikselsiz referans yamanın 2.6 GHz olan rezonans frekansı, boyut büyütülmeden %22.6 oranında düşürülerek 2.012 GHz'e çekilmiştir. Bu frekans, IEEE S-bandı (2-4 GHz) ve TD-SCDMA/UMTS TDD (2.010–2.025 GHz) alt bandıyla örtüşmekte olup mobil haberleşme ve S-bandı kablosuz uygulamalara uygundur.

Toplam 5 saatlik hesaplama maliyetinin 32 dakikasını HBA optimizasyonu (100 iterasyon), kalan kısmını ise MoM simülasyonları oluşturmuştur. Literatürdeki GA tabanlı pikselizasyon çalışmasıyla [6] (10×10 matris, 2.16 GHz, -15 dB S_{11}, 5.82 dBi kazanç) kıyaslandığında; önerilen 32×32 çift simetrili memetik HBA mimarisi, parazitik kuplaj etkisiyle -25.21 dB S_{11} ve 8.55 dBi tepe kazancı elde ederek daha derin bir empedans uyumu ve yüksek kazanç sağlamıştır.

4. Sonuç

Bu çalışmada, mikroşerit anten boyut küçültmesi için çift simetrili pikselizasyon ile iki aşamalı Bal Porsuğu Optimizasyonunu birleştiren otomatik bir sentez iş akışı sunulmuştur. Elde edilen tasarım, fiziksel boyutları büyütmeden rezonans frekansını 2.012 GHz'e düşürmüş; -25.21 dB'lik bir geri dönüş kaybı ve kararlı yönlü bir kazanç profili elde edilmiştir.

Kaynaklar

1. Chen J. ve Sun X., "Accurate Modeling by Convolutional Neural-Network Regression of Resonant Frequencies of Dual-Band Pixelated Microstrip Antenna," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.20, sayı.12, s.2417-2421, Aralık 2021.
2. Ramahi O. M. ve ark., "A Systematic Approach for Mutual Coupling Reduction Between Microstrip Antennas Using Pixelization and Binary Optimization," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.19, sayı.12, s.2255-2259, Aralık 2020.
3. Hashim F. A., Houssein E. H., Hussain K., Mabrouk M. S. ve Al-Atabany W., "Honey Badger Algorithm: New metaheuristic algorithm for solving optimization problems," Mathematics and Computers in Simulation, cilt.192, s.84-110, 2022.
4. Nassef M. T., "Antenna S-parameter optimization based on golden sine mechanism based honey badger algorithm with tent chaos," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, cilt.33, sayı.11, s.2341-2356, 2023.
5. Ali F. A. ve Selvan K. T., "A study of PSO and its variants in respect of microstrip antenna feed point optimization," 2009 Asia Pacific Microwave Conference (APMC) Bildirileri Kitabı içinde, IEEE, s.1817-1820, 2009.
6. Lamsalli M., El Hamichi A., Boussouis M., Touhami N. A. ve Elhamadi T. E., "Genetic algorithm optimization for microstrip patch antenna miniaturization," Progress In Electromagnetics Research Letters, cilt.60, s.113-120, 2016.

Drone Tespiti ve Radar Uygulamaları İçin Sahte Yüzey Plazmon Polaritonlara Dayalı Çok Bantlı Uçtan Işımalı Anten

Göksel Turan
Karadeniz Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Trabzon
gokselturan@ktu.edu.tr

Özet: *Bu bildiri, drone tespiti ve radar uygulamaları için sahte yüzey plazmon polaritonlara (SYPP) dayalı uçtan ışımalı bir anten sunmaktadır. Antende uçtan ışıma ve çok bant yeteneği oluklu çift yüze yazdırılmış SYPP yapısı ve kesilmiş kollar ile elde edilmiştir. Anten 5.8, 7.5 ve 9.3 GHz bölgelerinde çalışmakta olup; kazancı 8 ile 10.2 dBi, verimliliği de %88 ile %98 aralığındadır. Anten çalışma bantları, uçtan ışımaya sahip yüksek yönlülüğü ve verimliliği ile drone tespiti ve çeşitli X bandı radarlar için kullanıma uygundur.*

Abstract: *This paper presents an endfire antenna based on spoof surface plasmon polaritons (SSPPs) for drone detection and radar applications. Endfire radiation and multiband capability are achieved by using a grooved double-sided printed SSPP structure and truncated arms. The antenna operates at 5.8, 7.5, and 9.3 GHz, with a gain ranging from 8 to 10.2 dBi and an efficiency ranging from 88% to 98%. With its operating bands, high directivity featuring endfire radiation, and high efficiency, the antenna is suitable for drone detection and various X-band radars.*

1. Giriş

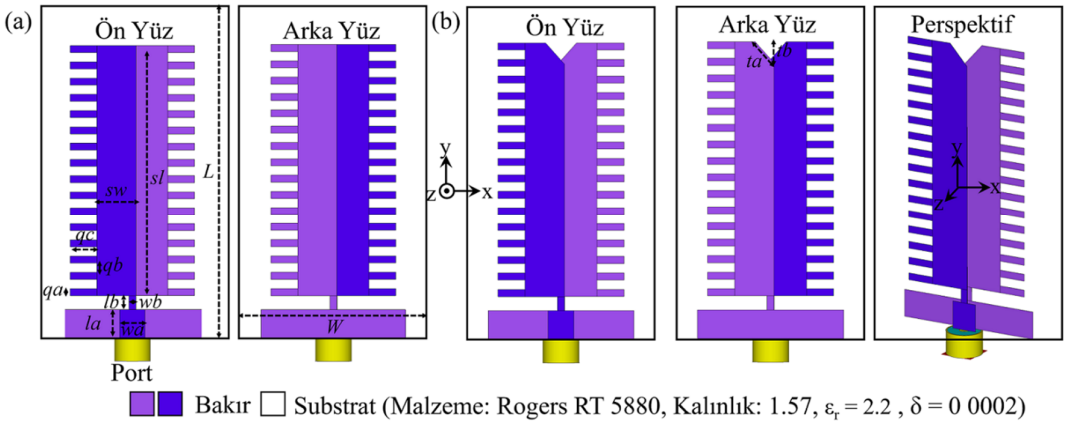
İnsansız hava araçlarının (İHA) son yıllarda hızla yaygınlaşması, hava sahasının güvenliği açısından yeni gereksinimleri de beraberinde getirmiştir. Özellikle küçük boyutlu ve düşük radar kesit alanına sahip dronların güvenilir biçimde tespit edilebilmesi, savunma, kritik tesis güvenliği ve sınır gözetleme gibi birçok alanda önem kazanmıştır. Bu doğrultuda radar sistemlerinin algılama performansını artırabilecek yüksek yönlülüğe ve yüksek kazanca sahip anten tasarımları üzerine yapılan çalışmalar hız kazanmıştır.

Sahte yüzey plazmon polariton (SYPP) yapıları, optik frekanslarda gözlenen yüzey plazmon polaritonların mikrodalga frekanslarındaki karşılığı olarak geliştirilmiş yapay elektromanyetik yapılardır [1]. Periyodik metalik geometriler kullanılarak oluşturulan bu yapılar, elektromanyetik enerjinin yüzey boyunca güçlü bir şekilde sınırlandırılmasına olanak tanırken aynı zamanda düşük kayıplı yayılım ve kompakt yapı avantajı sunmaktadır [1, 2]. Bu özelliklerin korunarak antene dönüştürülmesiyle yüksek kazançlı ve verimli SYPP tabanlı uçtan ışımalı antenler son yıllarda popülerlik elde etmişlerdir [2,3]. Uçtan ışımalı antenler, enerjiyi yayılım doğrultusunda odaklayabilmeleri sayesinde yüksek yönlülük gerektiren radar ve algılama uygulamalarında öne çıkmaktadır [4]. Bununla birlikte, sadece belirli frekans bantlarında çalışabilen antenlere duyulan ihtiyaç, çok bantlı tasarımların önemini artırmaktadır. Tek bir anten yapısıyla birden fazla çalışma bandının ortaya çıkarılması hem sistem karmaşıklığını azaltmakta hem de farklı uygulamalarda kullanım esnekliği sağlamaktadır [5]. Literatürdeki SYPP tabanlı uçtan ışımalı anten çalışmaları çoğunlukla geniş bantlı [6,7] veya çift bantlı [8,9] olmakla birlikte; üç veya daha fazla çalışma bandı içeren tasarımların sınırlı sayıdadır [10,13]. [10] çalışması yüksek kazanç varyasyonu gösterirken, [13] ise benzer tipteki antenlere göre 7.5 dBi civarı daha düşük kazanç seviyelerine sahiptir.

Bu bildiride; oluklu, çift yüze zıt yazdırılmış SYPP yapısı ile kesilmiş kolların birlikte kullanılarak uçtan ışımalı çok bant elde edilen bir anten tasarımı sunulmaktadır. Önerilen anten 5.8, 7.5 ve 9.3 GHz frekans bölgelerinde çalışmakta, 8–10.2 dBi arasında kazanç ve %88–%98 arasında verimlilik sağlamaktadır. Elde edilen simülasyon sonuçları, antenin yüksek yönlülüğü, yüksek verimliliği ve çok bantlı çalışma karakteristiği sayesinde drone tespiti ile çeşitli X bandı radar uygulamalarında kullanılabilecek uygun bir aday olduğunu göstermektedir.

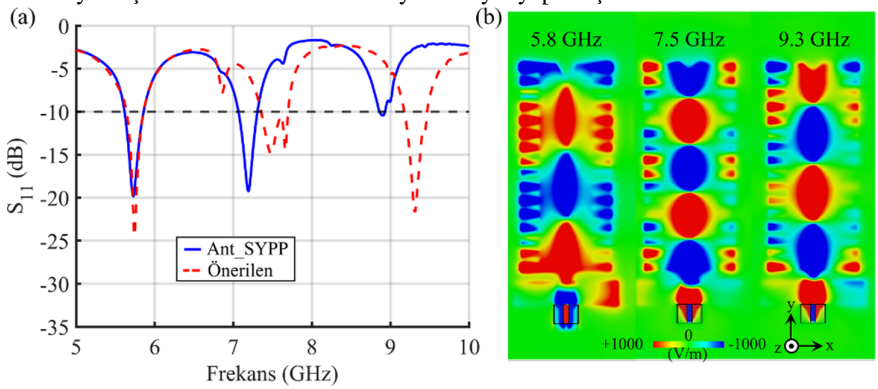
2. Anten Tasarımı

Şekil 1 (a)'da ilk tasarlanan çift bantlı SYPP anten yapısı (Ant_SYPP) mevcuttur. Anten tasarımında [9] çalışmasından ilham alınmıştır. Besleme olarak adımlı mikroşerit besleme kullanılmış olup, quasi-TEM modların SYPP modlarına dönüşümü kolaylaştırılmıştır [9]. Anten 50 ohm'luk SMA konnektörler ile simüle edilmiştir.



Şekil 1. (a) İlk SYPP anten yapısı. (b) Önerilen yapı. Anten uzunlukları (Birim: mm.): *W*=34, *L*=74, *wa*=4.75, w*b*=1.3, *la*=6, *lb*=3, *qa*=1.5, *qb*=2, *qc*=5, *sw*=6, *sl*=54, *ta*=5.7, *tb*=3.5.

Anten oldukça kolay üretilebilir yapıdadır. Anten tasarım parametreleri ve malzemeleri Şekil 1'de ve onun başlığında verilmiştir. Anten bir uçtan ışımalı anten tipi olan quasi-Yagi antenlerden ilham alınarak çift yüze zıt olarak yazdırılmıştır [11,12]. SYPP yapılarının en önemli özelliklerinden biri bu tür inişli çıkışlı, delikli veya oluklu yapılarla metal dielektrik arayüzde yüksek elektrik alan sınırlandırması yaratabilmeleridir [2,3]. Bu tasarımda da '*sw*', '*qb*' ve '*qc*' gibi kritik olan oluk ve oluğa geçiş parametreleri optimize edilerek yüksek alan sınırlama ve çift bant çalışma karakteristiği öncelikli olarak elde edilmiştir. Sonra kolların içe bakan uç tarafları kesilerek Şekil 1(b)'deki önerilen antene kavuşturulmuştur. Kolların kesilmesi empedans uyumunu artırmış ve 3 bantta da yüksek uyumla çalışan bir anten ortaya çıkarılmıştır. Bu durumlar sayısal ve görsel olarak sırasıyla Şekil 2 (a) ve (b)'de ifade edilmeye çalışılmıştır. Şekil 2 (a)'da ilk tasarım ve önerilen tasarımın yansıma katsayısı parametrelerinden görüleceği üzere ilk tasarım 5.7 ile 5.85 GHz aralığında ve 7.05 ile 7.35 GHz aralığında çalışmaktadır (S_{11} < -10 dB). 8.8 GHz bölgesindeki ise yani 3. bantta da düşük bir empedans uyumu vardır. Önerilen anten ile ilk çalışma bölgesi aynı kalmıştır ve ikinci bölge 7.4 ile 7.7 GHz'de çalışma göstermiştir. Aynı zamanda 3. bantta biraz kaymayla 9.2 ile 9.45 GHz arasında yüksek uyumlu bir çalışma gözlenmiştir. Rezonans kaymasının nedeni yapının kesilmesinden ötürü boyunun kısalmasıdır. Şekil 2 (b)'de önerilen antenin XY düzlemi elektrik alan dağılımı sunulmuştur. Görüleceği üzere SYPP yapısında yüksek bir elektrik alan sınırlaması mevcuttur, bu da uçtan ışımaya dönüşümde önemli bir katkı sunmaktadır. Yapının açık uçla sonlandırılmasıyla da yüksek empedans uyumlarına sahip uçtan ışımalı bir anten nihai olarak yaratılmıştır. Antenin tüm tasarım ve parametre optimizasyon aşamaları CST MWS ticari yazılımıyla yapılmıştır.

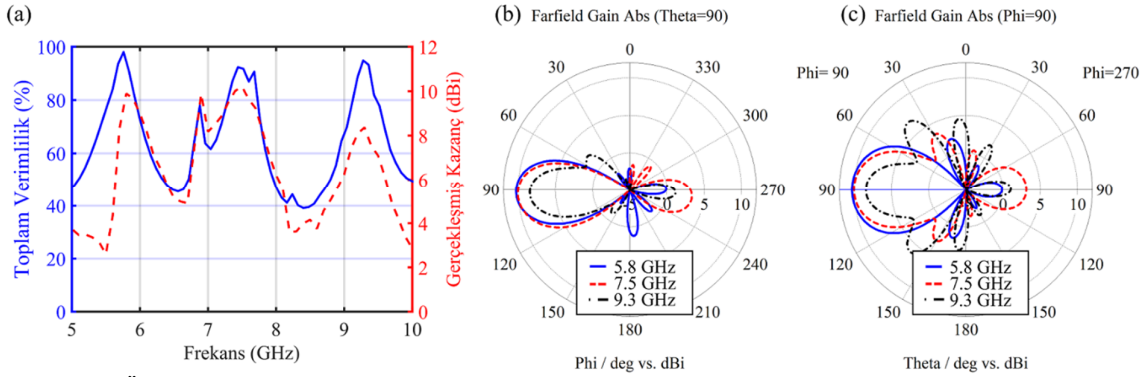


Şekil 2. (a) İlk anten tasarımıyla önerilen antenin büyüklük olarak simüle edilmiş S parametresi karşılaştırmaları. (b) Önerilen antenin 5.8, 7.5 ve 9.3 GHz'lerde XY düzlemi elektrik alan dağılımları (V/m).

3. Tartışma ve Sonuçlar

Şekil 2(a)'dan antenin çalışma yeteneğini yorumlayacak olursak anten 5.7 ile 5.85 GHz, 7.4 ile 7.7 GHz ve 9.2 ile 9.45 GHz aralıklarında -10 dB altı S_{11} ile 3 bantta çalışma göstermektedir. Özellikle 5.8 GHz bandının drone iletişimi için kritik olduğu bilinmektedir ve tespitinde önemli bir potansiyel yaratacağı beklenmektedir. Yine çeşitli bölgelere göre değişse de X bandı olarak kabul edilen 7.5 ile 12 GHz aralığında radar uygulamaları için de oldukça

yararlı olabileceği açıktır. Bunların yanı sıra 3 bandın tek antende çalışması da hem alansal olarak hem de maliyet olarak ona değerli bir ayrıcalık katmaktadır. Şekil 3 (a)'da önemli anten performans çıktıları olan gerçekleşmiş kazanç ve toplam verimlilik aynı grafikte birleştirilmiştir. Önerilen antenin toplam verimliliği %88 ile %98 aralığında iken, gerçekleşmiş kazancı 8 ile 10.2 dBi arasındadır. Antenin ilk iki bantta kazancı ortalama 10 dBi ile yüksek ve oldukça yönlü olup, 3. Bantta hafif azalmıştır. Ama bu halde bile oldukça kararlı kazanca sahip olduğu söylenebilmektedir. Aynı zamanda verimliliği de %98 seviyelerine çıkmasıyla çok iyi kabul edilebilir. Şekil 3 (b) ve (c)'de antenin yayılım desenleri 5.8, 7.5 ve 9.3 GHz çalışma noktalarında gösterilmektedir. Antenin 90º açısında yüksek seviyede uçtan ışıma gösterdiği ve farklı frekanslarda açısal bozulmaya uğramadığı çıkarılabilir. Yine geri radyasyonu da düşük olup oldukça kabul edilebilir seviyelerdedir. Anten yüksek verimliliği, yönlülüğü ve kolayca fabrike edilebilir yapısıyla güncel savaşlarının bir numaralı tehlikelerinden olan dronların tespitinde elektromanyetik harbe yüksek katkı sağlayabilir ve X bandında kullanılan çeşitli özel radarlar için ilgi çekici bir sistem elemanı olabilir.



Şekil 3. (a) Önerilen antenin simüle edilmiş toplam verimlilik ve gerçekleşmiş kazanç grafikleri. Antenin (b) XY ve (c) YZ düzlemi polar koordinat yayılım desenleri.

Kaynaklar

[1]. Pendry J. B., Martín-Moreno L. ve Garcia-Vidal F. J., "Mimicking surface plasmons with structured surfaces," Science, cilt.305 no.5685, s.847-848, 2004.

[2]. Geng J., Ren C., Wang K., Zhou H. ve Zhang J., Spoof Surface Plasmon Polaritons Antenna. Springer, 2022.

[3]. Turan, G., Ultra Wideband Planar Antennas Based on Spoof Surface Plasmon Polaritons for Microwave and Milimeter-Wave Applications, Wideband Wave-Propagating Components for Wireless RF Communications, IntechOpen, s.101-120, 2024.

[4]. Li Y., Yan N., Luo Y. ve Ma K., "Dual-Band Endfire Antenna for Radar Applications," 2025 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China), Çin, s.1-3, Ağustos 2025.

[5]. Kulkarni J., Sim C. Y. D., Siddiqui J. Y., Apte A., Poddar A. K. ve Rohde U., Multifunctional and Multiband Planar Antennas for Emerging Wireless Applications. CRC Press, 2023.

[6]. Xiao W. P. ve Li Y. F., "Ultrawideband high-gain planar endfire antenna utilizing higher-order modes of spoof surface plasmon polaritons," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.23 no.12, s.4663-4667, 2024.

[7] Liang Z., Qi S. S. ve Wu W., "Wideband vertically polarized planar endfire antenna based on spoof surface plasmon polaritons," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.22 no.9, s.2240-2244, 2023.

[8]. Zhao H., Li J., Zhang Q., Li S. ve Yin X., "Spoof surface plasmon polariton antenna with dual-band endfire gain and flexible small frequency ratio," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.70 no.11, s.11079-11084, 2022.

[9]. Turan G., "Dualband and tunable beam tilting wideband high gain compact endfire antennas based on spoof surface plasmon polaritons," 2023 Workshop on Microwave Theory and Technology in Wireless Communications (MTTW), Riga, Letonya, s.104-108, 2023.

[10]. Bai Y. ve Mao M., "A triple-band miniaturized end-fire antenna based on odd-mode spoof surface plasmonic polariton waveguide resonator," Optoelectronics Letters, cilt.21 no.8, s.462-467, 2025.

[11]. Turan G. ve Odabasi H., "A multiband quasi-Yagi antenna using stepped driver and slotted ground for 2.4/3.5/5.2 GHz bands applications," Microwave and Optical Technology Letters, cilt.65 no.7, s.2031-2038, 2023.

[12]. Turan G. ve Odabasi H., "A Simple dual-band quasi-Yagi antenna with defected ground structures," Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, cilt.30 no.1, s.158-166, 2022.

[13]. S. Sarkar ve B. Gupta, "A tri-band spoof surface plasmon polaritons based antenna for endfire radiation," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, cilt. 31, no. 7, s. e22668, 2021.

V2X Araç Üstü ve Yol Kenarı Birimlerinde Verici Gücü Kararlılığı İçin Adaptif İki Aşamalı Kalibrasyon Çerçevesi

Süleyman Melikşah Yayan
ULAK Haberleşme A.Ş.
Ankara
meliksah.yayan@ulakhaberlesme.com.tr

Özet: *Güvenilir V2X haberleşmesini ve mevzuat uyumluluğunu sağlamak amacıyla, seri üretilen donanımlar için ölçeklenebilir, iki aşamalı bir kalibrasyon yöntemi önerilmektedir. Çerçeve, üretim kaynaklı RF ön-uç uyumsuzluklarını bastırmak üzere adaptif parçalı-doğrusal regresyonu, ExtraDrive (exdr) adlı yinelemeli bir optimizasyon döngüsüyle bütünleştirmektedir. On iki OBU ve RSU kullanılarak 5,9 GHz spektrumunda doğrulanan yaklaşım, 8 dB'ye varan başlangıç güç sapmalarını başarıyla bastırmış; kalibrasyon sonrası ortalama mutlak hata (MAE) tüm kanallarda ±0,5 dB'nin altında kalmıştır (OBU: 0,34 dB, RSU: 0,26 dB). Bu son derece verimli rutin, akıllı ulaşım sistemlerinde yüksek doğruluklu verici gücü kontrolü için sağlam bir çözüm sunmaktadır.*

Abstract: *To ensure reliable V2X communication and regulatory compliance, we propose a scalable, two-stage calibration method for mass-produced hardware. The framework integrates adaptive piecewise linear regression with an iterative optimization loop, ExtraDrive (exdr), to suppress manufacturing-induced RF front-end mismatches. Validated across the 5.9 GHz spectrum using twelve OBUs and RSUs, the approach successfully suppressed initial power deviations of up to 8 dB; the post-calibration mean absolute error (MAE) remained below ±0.5 dB across all channels (0.34 dB for OBUs, 0.26 dB for RSUs). This highly efficient routine provides a robust solution for high-fidelity transmit power control in intelligent transit systems.*

1. Giriş

Akıllı Ulaşım Sistemleri (ITS) ve İşbirlikçi Akıllı Ulaşım Sistemleri (C-ITS), araç, altyapı ve yayaların gerçek zamanlı veri paylaşımı yoluyla trafik güvenliğini, verimliliğini ve sürdürülebilirliğini artırmayı hedefler [1]. Bu hedeflerin teknik temelini, Araçtan Her Şeye (V2X) haberleşmeyi destekleyen Araç Ağları (VANET) oluşturur ve bu ağlar üzerinden düşük gecikmeli, yüksek güvenilirlikli iletişim sağlanır [2]. Günümüzde V2X ekosisteminde IEEE 802.11p tabanlı ITS-G5/DSRC ile, LTE tabanlı sistemler ve 5G ile desteklenen hücresel V2X (C-V2X) teknolojileri [3] birlikte var olmakta, bu da 5,9 GHz bandında spektral girişim ve birlikte çalışabilirlik açısından önemli zorluklar doğurmaktadır [4], [5].

Bu ekosistemin güvenilirliği doğrudan Araç Üstü Birimlerin (OBU) ve Yol Kenarı Birimlerin (RSU) fiziksel katman performansına bağlıdır. Seri üretimde bileşen toleransları, PCB deki düzensizlikler ve termal kaymalar; verici gücünde tutarsızlıklara ve alan sahasında düzenleyici uygunsuzluğa yol açabilmektedir. Geleneksel laboratuvar karakterizasyonu doğru olmakla birlikte pahalı ortam odaları ve uzun test döngüleri gerektirdiğinden yüksek hacimli üretim hatları için ölçeklenebilir değildir; bu nedenle çevik ve tekrarlanabilir kalibrasyon yöntemlerine ihtiyaç duyulmaktadır [6], [7], [8].

Bu çalışma, OBU ve RSU birimlerinin verici gücünün kararlı hale getirilmesi için adaptif iki aşamalı bir kalibrasyon çerçevesi önermektedir. Yöntem, yüksek güvenilirlikli bir matematiksel taban oluşturan adaptif parçalı regresyon aşaması ile donanımı doğrusallaştıran yinelemeli bir 'ExtraDrive' (exdr) optimizasyon döngüsünü birleştirmektedir. Önerilen çalışma; 5855–5925 MHz ITS bandında, özellikle C-V2X ve DSRC teknolojilerinin ortak varoluş senaryoları açısından kritik öneme sahip olan 5860, 5890 ve 5920 MHz frekanslarında, 12 cihazlık bir filo üzerinde doğrulanmıştır.

2. Deneysel Düzenek ve Kalibrasyon Yöntemi

Deneysel değerlendirme, altısı RSU ve altısı OBU olmak üzere toplam 12 DSRC biriminden oluşan bir filo üzerinde gerçekleştirilmiştir. Her birim, DSRC modem ve Güç Amplifikatörü (PA)/Düşük Gürültülü Amplifikatör (LNA) içeren bir ön-uç modülünden (FEM) oluşan ortak bir RF mimarisi kullanmaktadır. OBU'lar FAKRA, RSU'lar ise N-tipi RF konnektörler kullandığından, birime özgü yol kayıpları kalibrasyon gereksinimini artırmaktadır.

Ölçümler, JRE 19″ raf-tipi RF yalıtımlı test kabini içinde, kalibre edilmiş bir Keysight FieldFox sinyal analizörü kullanılarak yapılmıştır. Anten portu referans düzleminde toplam 2,0 dB ekleme kaybı hesaba katılmış, birimler dahili DC fan ile 40 °C (±1 °C) sıcaklıkta termal olarak stabilize edilmiştir. Kalibrasyon, 5860, 5890 ve 5920 MHz kanallarında, 18–28 dBm güç aralığında yürütülmüştür.

Bu aşamada önce, dahili güç dedektörünün verdiği okuma (x) ile o noktada gerçekte ölçülen çıkış gücü (y) arasındaki ilişki, En Küçük Kareler (OLS) yöntemiyle tek bir doğrusal model olarak kurulur:

$$y = mx + c \tag{1}$$

Ardından, kalibrasyonda kullanılan her referans noktasında (1) numaralı modelin tahmini ile gerçek ölçüm arasındaki fark, yani kalıntı mutlak hata |ε|, hesaplanır. Herhangi bir noktada |ε| değeri 0,15 dB eşiğini aşarsa, bu durumun tipik olarak güç amplifikatörünün (PA) doyuma girdiği 28 dBm bölgesinde ortaya çıktığı defalarca görülmüştür, algoritma bunu (1) numaralı doğrusal modelin yetersiz kaldığının işareti olarak değerlendirir ve otomatik olarak iki parçalı (piecewise) regresyon moduna geçer: çalışma aralığı ikiye bölünerek her bölüm için ayrı bir doğrusal model kurulur. Bu adaptif strateji, PA doyumu gibi doğrusal olmayan sıkışma davranışını tek bir bölgeye izole ederek kalıntı hatayı çalışma aralığının tamamında 0,15 dB'nin altında tutar.

Regresyon aşamasının ardından, ölçülen ve hedef değerler arasındaki güç farkı (ΔP) hesaplanır ve orta-aralık merkezleme stratejisiyle bir ofset (δoffset) türetilir. Yinelemeli "exdr" döngüsü en fazla üç kez (exdr1–exdr3) uygulanır; üçüncü döngü sonunda hata eşiğin üzerinde kalırsa son bir manuel ince ayar adımı devreye girer. Bu hibrit yaklaşım, tüm birimlerin ±0,5 dB nihai doğruluk hedefine yakınsamasını sağlar.

3. Sonuçlar ve Tartışma

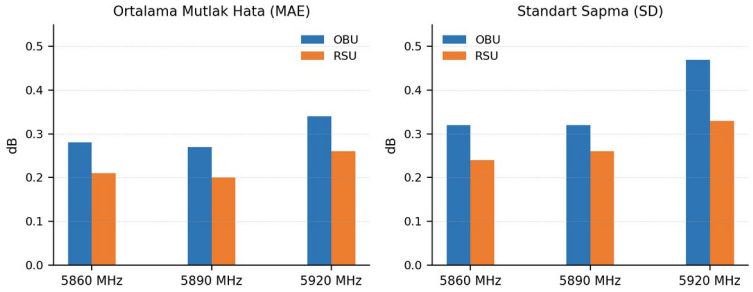
Kalibrasyon öncesi taban performans incelemesinde, OBU birimlerinde port başına maksimum güç doğruluğu hatası –4,74 dB ile 2,51 dB arasında; RSU birimlerinde ise 4,82 dB'ye varan sapmalar (minimum 0,2 dB) gözlenmiştir. Port-port tutarlılığında maksimum fark OBU'larda 2,05 dB iken RSU'larda 8,07 dB'ye ulaşmaktadır. Bu sonuçlar, tekil katsayılı bir kalibrasyonun yetersiz kaldığını ve birime özgü adaptif modellemenin gerekliliğini ortaya koymaktadır.

Adaptif regresyon aşamasının etkinliği, temsili örnek olarak incelenen O1 biriminde açıkça görülmektedir: tek doğrulu OLS modeli 18/23/28 dBm noktalarında sırasıyla 0,0245 dB, 0,2269 dB ve 0,2515 dB kalıntı hata vermiş, 0,15 dB eşiğinin aşılmasıyla algoritma otomatik olarak iki parçalı regresyona geçmiş ve tepe hatayı eşiğin altına indirmiştir. Filonun tamamında (O1–O6, R1–R6) en yüksek modelleme hatası RSU tarafında 0,134 dB (R1), OBU tarafında ise tam eşik değerinde 0,15 dB (O1) olarak kaydedilmiştir; bu değer, ±0,5 dB'lik hedef doğruluğun yaklaşık üçte biri kadar düşük kalarak, matematiksel tabanın hedeflenen doğruluktan belirgin biçimde daha hassas olduğunu göstermektedir.

Yinelemeli exdr optimizasyonu sonrasında OBU filosunda Port 1'de en yüksek sapma 1,03 dB'den 0,255 dB'ye düşürülmüş, tüm birimler ±0,5 dB sınırının içinde yakınsamıştır. RSU filosunda ise birimlerin çoğu regresyon aşamasından hemen sonra hedefi karşılamış; yalnızca R5 biriminde görülen 0,79 dB'lik sapma exdr mekanizmasını tetiklemiş ve donanımın ayrık kazanç-adımı çözünürlüğü nedeniyle ikincil bir nokta 0,77 dB'ye kaymıştır. Sistem kararlılığını önceliklendirmek amacıyla yineleme bu noktada bilinçli olarak durdurulmuştur. Kalibrasyon öncesi, regresyon sonrası ve nihai aşamalardaki maksimum mutlak hatanın kanal bazında ilerleyişi Tablo 1'de özetlenmektedir. Tablo 1'de görüldüğü üzere, regresyon aşaması tek başına maksimum hatayı ~4,8 dB'den ~0,8 dB'ye indirerek iyileştirmenin büyük kısmını sağlamakta; yinelemeli exdr optimizasyonu ise bu kalıntı hatayı büyük ölçüde ±0,5 dB hedefinin altına, en zorlu bant-kenarı kanalında (5920 MHz) ise 0,76–1,05 dB aralığına bastırmaktadır. Filo genelindeki ortalama mutlak hata (Mean Absolute Error, MAE) ve standart sapma (Standard Deviation, SD) metrikleri ise Şekil 1'de verilmektedir. MAE her birimin nihai hatasının mutlak değerce ortalamasını, SD ise bu hataların birimden birime ne kadar saçıldığını (tutarlılığı) ifade eder.

Aşama - Kanal	OBU (dB)	RSU (dB)
Kalibrasyon öncesi – 5890 MHz	4,74	4,82
Regresyon sonrası – 5890 MHz	0,83	0,79
Nihai – 5890 MHz	0,48	0,77
Nihai – 5860 MHz	0,50	0,58
Nihai – 5920 MHz	0,76	1,05

Tablo 1. Kalibrasyon aşamalarına göre maksimum mutlak hata (dB).



Şekil 1. OBU ve RSU filolarında kanal bazında ortalama mutlak hata (MAE) ve standart sapma (SD) karşılaştırması.

Şekil 1'de görüldüğü gibi, her iki filo için de MAE ve SD değerleri 5920 MHz'de göreli olarak en yüksek, 5860/5890 MHz'de ise daha düşük ve tutarlı seyretmektedir; bu durum, kanal kenarına yaklaştıkça PA doğrusalsızlığının hafifçe belirginleştiğine işaret etmektedir. Yine de tüm kanallarda MAE 0,34 dB, SD ise 0,47 dB sınırının altında kalmıştır. Bu sonuçlar, adaptif modelleme mantığının rastgele donanım varyasyonlarını etkin biçimde normalize ettiğini ve ITS bandı boyunca öngörülebilir bir bağlantı bütçesi sağladığını doğrulamaktadır.

4. Sonuç

Bu çalışmada, V2X haberleşme birimlerindeki donanım kaynaklı güç sapmalarını gidermek üzere adaptif iki aşamalı bir kalibrasyon çerçevesi sunulmuştur. Adaptif parçalı regresyon ile yinelemeli exdr optimizasyonunun birleştirilmesiyle, 8 dB'ye varan başlangıç hataları başarıyla bastırılmış; kalibrasyon sonrası ortalama mutlak hata (MAE) tüm kanallarda ±0,5 dB'nin altında kalmıştır (OBU: 0,34 dB, RSU: 0,26 dB). OBU ve RSU filolarının istatistiksel değerlendirmesi, sistemin 5855–5925 MHz ITS bandı boyunca bileşen toleranslarına ve frekansa bağlı kazanç kaymalarına karşı gürbüz olduğunu doğrulamaktadır. Yöntem, yüksek hacimli üretim için ölçeklenebilir ve zaman-verimli bir çözüm sunarak yeni nesil akıllı ulaşım sistemleri için gerekli RF kararlılığını sağlamaktadır.

Kaynaklar

[1] F. Arena ve G. Pau, "An Overview of Vehicular Communications," Future Internet, vol. 11, no. 2, p. 27, Feb. 2019.

[2] G. Karagiannis vd., "Vehicular Networking: A Survey and Tutorial on Requirements, Architectures, Challenges, Standards and Solutions," IEEE Commun. Surveys Tuts., vol. 13, no. 4, pp. 584–616, 2011.

[3] S. Chen vd., "Vehicle-to-Everything (V2X) Services Supported by LTE-Based Systems and 5G," IEEE Commun. Standards Mag., vol. 1, no. 2, pp. 70–76, 2017.

[4] J. B. Kenney, "Dedicated Short-Range Communications (DSRC) Standards in the United States," Proc. IEEE, vol. 99, no. 7, pp. 1162–1182, Jul. 2011.

[5] E. Moradi-Pari, D. Tian, M. Bahramgiri, S. Rajab ve S. Bai, "DSRC Versus LTE-V2X: Empirical Performance Analysis of Direct Vehicular Communication Technologies," IEEE Trans. Intell. Transp. Syst., vol. 24, no. 5, pp. 4889–4903, May 2023.

[6] J. Stellwagen, M. Deegener ve M. Kuhn, "Hybrid Vehicle-to-X Communication Network by Using ITS-G5 and LTE-V2X," IEEE Access, vol. 11, pp. 30783–30795, 2023.

[7] I. Mavromatis, A. Tassi, R. J. Piechocki ve A. Nix, "Agile Calibration Process of Full-Stack Simulation Frameworks for V2X Communications," Proc. 2017 IEEE Veh. Netw. Conf. (VNC), Torino, Italy, 2017, pp. 89–96.

[8] P. Große, C. Andrich, W. Kotterman, A. Ihlow ve G. Del Galdo, "Measuring ETSI ITS-G5 Communication Latencies with Commercial Off-the-Shelf Wi-Fi Hardware," Proc. 2018 IEEE MTT-S Int. Conf. Microwaves Intell. Mobility (ICMIM), Munich, Germany, 2018, pp. 1–4.

LoRa Haberleşmesine Yönelik Dairesel Polarize Minyatür PIFA Dizileri İçin Kompakt Stripline Besleme Ağı

Süleyman Melikşah Yayan
ULAK Haberleşme A.Ş.
Ankara
meliksah.yayan@ulakhaberlesme.com.tr

Özet: *LoRa haberleşme sistemlerinde, 863–870 MHz EU868 bandında dairesel polarizasyon ve yönlü ışıma sağlamak amacıyla, dört elemanlı ardışık döndürmeli bir PIFA dizisi için 50mm×50 mm* (0.14× 0.14) *boyutlarında kompakt bir stripline besleme ağı önerilmektedir. Geliştirilen ekranlı mimariyle, geleneksel mikroşerit ya da eş düzlemli dalga kılavuzu yapıların aksine besleme kaynaklı örüntü bozulmaları ve rezonans kaymaları engellenmiştir. Benzetimlerde, 800–900 MHz bandında |S11| <–17 dB ve merkez frekans olan 868 MHz'de |S11| <–23.8 dB elde edilmiştir. Bu frekansta, maksimum genlik dengesizliği 0.62 dB ve ardışık faz sapması hedef 90°'den en fazla ±3.7° olarak gözlenmiştir.*

Abstract: *A compact stripline feed network measuring 50mm×50 mm* (0.14× 0.14) *is proposed for a four-element sequentially rotated PIFA array, targeting circular polarization and directional radiation for LoRa communication systems in the 863–870 MHz EU868 band. Unlike conventional microstrip or coplanar waveguide structures, the developed shielded architecture prevents feed-induced pattern distortion and resonance shifts. CST Microwave Studio simulations show |S11| <–17 dB across the 800–900 MHz band and |S11| <–23.8 dB at 868 MHz operating frequency. At this frequency, the maximum amplitude imbalance is 0.62 dB, and the sequential phase deviation from the 90° target is at most ±3.7°.*

1. Giriş

LoRa, 863–870 MHz Avrupa ISM bandında (EU868) düşük güç tüketimiyle uzun menzilli iletişim sağlayan bir haberleşme teknolojisidir [1]. Bu özellik, sınırlı boyutlu düğüm cihazlarında minyatür anten çözümlerine olan ihtiyacı sürekli kılmaktadır. Bu teknoloji; akıllı şehir, tarımsal/çevresel izleme ve akıllı sayaç okuma gibi düşük veri hızlı, uzun pil ömürlü IoT uygulamalarında yaygın olarak tercih edilmektedir. Tekil PIFA (Planar Inverted-F Antenna) elemanları bu bantta yaygın olarak kullanılsa da [2], çoğu zaman bu yapılar doğrusal polarizasyona sahip ve düşük kazançlı bir karaktere sahiptirler.

Dört adet PIFA elemanının ardışık döndürme tekniğiyle 0°, 90°, 180° ve 270° faz farklarıyla beslenmesi, dizinin hem dairesel polarizasyon kazanmasını ve hemde yönlü bir ışıma örüntüsü sergilemesini sağlar; bu yaklaşım mikroşerit yama dizilerinde yaygın biçimde kullanılmaktadır [3], [4]. Ancak besleme ağının fiziksel olarak minyatür tutulması gerekliliği, hat topolojisinin seçimini kritikleştirmektedir.

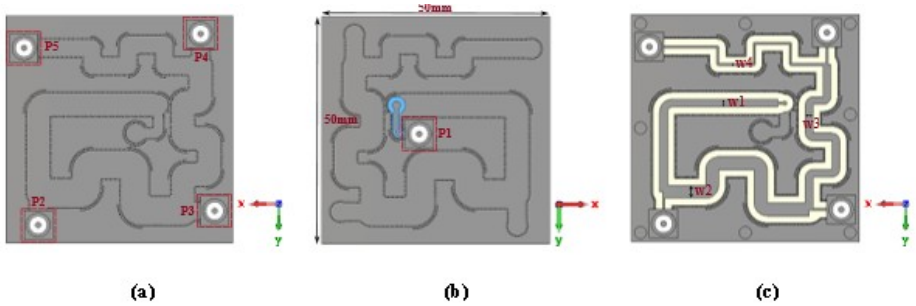
Koplanar veya mikroşerit besleme ağlarında, bölücü ve anten elemanı ayrı ayrı hedeflenen rezonans frekansına göre tasarlanmış olsa dahi, iki yapı bir araya getirildiğinde besleme ağının kalkansız yapısından kaynaklanan parazitik ışıma hem ışıma örüntüsünde belirgin bir bozulmaya hem de anten rezonans frekansında ciddi kaymalara yol açabilmektedir. Stripline mimarisi, iletkeni iki alttaş (substrate) katmanı arasına gömerek besleme ağını elektromanyetik olarak ekranladığından, bu istenmeyen besleme-anten etkileşimini büyük ölçüde ortadan kaldırır ve bölücü ile antenin ayrı ayrı tasarlanıp bir araya getirilmesini (entegrasyonunu) belirgin biçimde kolaylaştırır [5].

Bu çalışmada; 868 MHz merkez frekansında çalışan dairesel polarizasyonlu minyatür PIFA dizilerini beslemek amacıyla, 50mm ×50 mm boyutlarında kompakt bir pasif stripline besleme ağı tasarlanmış ve CST Microwave Studio ortamında analiz edilmiştir; elde edilen yansıma katsayısı, genlik dengesi ve faz doğruluğu sonuçları 800–900 MHz bandı genelinde detaylı olarak sunulmaktadır.

2. Besleme Ağı Tasarımı ve Yöntem

Besleme ağı, bir giriş (P1) ve dört çıkış portuna (P2, P3, P4 ve P5) sahiptir. Çıkış portlarında eşit genlik ve sırasıyla 0°, 90°, 180° ve 270° ardışık faz farkları üreten bu yapı, seri beslemeli (series-fed) bir bölücü topolojisine dayanmaktadır. Güç, tek bir giriş portundan başlayarak ardışık ayrım noktaları üzerinden çıkış portlarına aktarılmakta ve kollara eklenen fiziksel hat uzunluğu farkıyla hedeflenen faz kayması sağlanmaktadır. Tasarım, iletken hattın iki toprak referans düzlemi arasına gömüldüğü bir stripline mimarisiyle gerçekleştirilmiştir. Besleme ağına dair üst katman, alt katman ve arakatman görünümleri Şekil 1'de verilmektedir.

Düşük maliyet için 6 katmanlı standart FR-4 yığın yapısı (stackup) tercih edilmiştir. L1–L2 ve L5–L6 katmanları arasında yer alan ve Şekil 1(b)'de mavi bölgeyle gösterilen prepreg katmanları 0.0994 mm kalınlığında olup bağıl dielektrik sabiti εr = 4.08, kayıp tanjantı tanδ = 0.017 olarak tanımlanmıştır. L2–L3 ve L4–L5 katmanları arasında ise her biri 0.55 mm kalınlığında, εr = 4.1 ve tanδ = 0.014 değerlerine sahip iki adet core (çekirdek) katmanı yer almaktadır. Bu iki core katmanını birbirine bağlayan L3–L4 arasındaki prepreg katmanı ise 0.1088 mm kalınlığında olup εr = 4.15, tanδ = 0.015 olarak tanımlanmıştır; toplam kart kalınlığı 1.538 mm'dir. Stripline hattı, alt ve üst bakır düzlemleriyle tamamen ekranlanmış L4 katmanına yerleştirilmiştir. Bu stackup yapısında, 50 Ω karakteristik empedansa sahip iletim hatlarının genişliği mikrodalga tasarım kurallarına göre optimize edilerek belirlenmiştir [6]. Tasarım, 50mm×50 mm'lik kompakt bir alanda çalışacak şekilde optimize edilmiştir. 868 MHz, EU868 bandının (863–870 MHz) orta noktasına karşılık gelen ve LoRa uygulamalarında yaygın kullanılan nominal çalışma frekansı olduğundan merkez frekans olarak seçilmiştir.

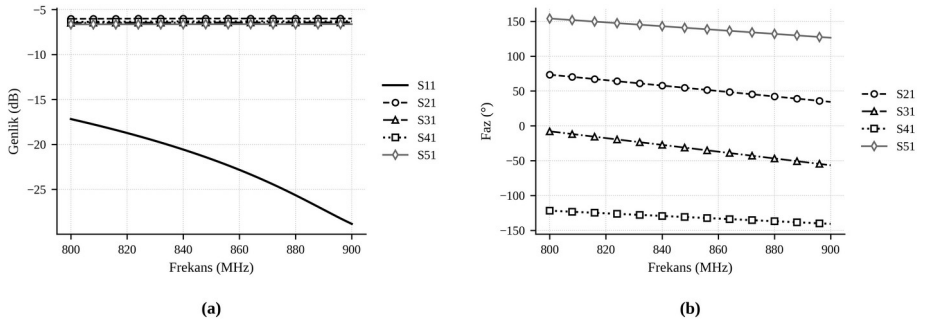


Şekil 1. Besleme ağının katman görünümleri: (a) üst katman, (b) alt katman, (c) ara katman.

Katmanlardaki iletken desenleri Şekil 1'de sunulmuştur. Kompakt alanda gerekli 90°'lik ardışık faz farklarını elde etmek için kıvrımlı hat geometrilerinden yararlanılmıştır. Karakteristik empedans sürekliliğini korumak amacıyla kıvrımlı hatların genişlikleri sabit tutulmuş; istenmeyen elektromanyetik kuplajı önlemek adına kıvrımlı hatlar çıkış portları arasında simetrik olarak ortalanmıştır. Kıvrımlı hat genişlikleri her bir kol için ayrı ayrı optimize edilmiş olup Şekil 1(c)'de gösterildiği gibi w1 = 1.76 mm, w2 = 2.91 mm, w3 = 1.71 mm ve w4 = 0.5 mm olarak belirlenmiştir [6]. Kıvrımlı hatlar, portlar arasında 90° faz farkı yaratacak efektif çeyrek dalga boyu uzunluk farkları hedeflenerek tasarlanmış; ancak bitişik kıvrımlar arasındaki kuplaj etkileri nedeniyle merkez hat boyunca ölçülen nihai uzunluklar ideal değerden saparak P2–P3'te 48.3 mm, P3–P4'te 47.4 mm, P4–P5'te 45.15 mm olarak gerçekleşmiştir. Benzetimlerin gerçekçi olması adına portlarda koaksiyel konnektörlerin 3D modelleri kullanılmıştır. Dış katmandaki konnektör petlerinden iç katmandaki stripline hattına geçişler, empedans süreksizliğini ve parazitik etkileri minimize edecek şekilde optimize edilen dikey geçiş yolları (vias) ile sağlanmıştır. Benzetim ortamında, 800–900 MHz aralığında S-parametre analizleri gerçekleştirilerek yansıma katsayısı (|S11|), iletim katsayıları (|S21|–|S51|) ve çıkış portları arası genlik/faz farkları incelenmiştir.

3. Sonuçlar ve Tartışma

Tasarlanan besleme ağına ait tüm benzetim sonuçları Şekil 2'de sunulmuştur (a: genlik, b: faz). Elde edilen sonuçlar incelendiğinde, giriş portu yansıma katsayısı (|S11|), 800–900 MHz bandının tamamında –17.2 dB'nin altında kalmış; 868 MHz'de yaklaşık –23.8 dB, 900 MHz'de ise –28.7 dB değerine ulaşmıştır. Bu durum, önerilen stripline yapısının geniş bir frekans bandında oldukça başarılı bir empedans uyumu sunduğunu kanıtlamaktadır.

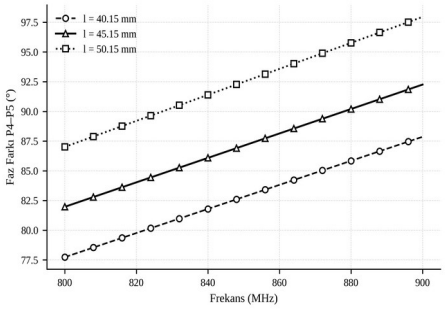


Şekil 2. (a) S-parametreleri genlik benzetim sonuçları, (b) çıkış portlarının ardışık faz farkları.

868 MHz merkez frekansında dört çıkış portunun iletim katsayıları (|Sn1|) incelendiğinde; ideal kayıpsız 4 yollu eşit güç bölücünün teorik değeri olan –6.02 dB referansına oldukça yakın sonuçlar elde edilmiştir. Bu frekansta, |

S21| iletim değeri –6.00 dB ile neredeyse ideal sınıra ulaşırken, diğer portların iletim değerleri sırasıyla |S31| = –6.43 dB, |S41| = –6.30 dB ve |S51| = –6.62 dB olarak hesaplanmıştır. En zayıf port olan |S51|'deki –0.60 dB'lik ek kayıp, aynı zamanda portlar arası maksimum genlik dengesizliğinin 0.62 dB seviyesinde kaldığını doğrulamaktadır.

Ardışık döndürmeli dairesel polarizasyon besleme yöntemi gereği, çıkış portları arasında hedef faz farkı her port çifti için 90°'dir. 868 MHz'de yapılan analizlerde portlar arası faz farkları; S21−S31 için 90.1° (+0.1° sapma), S31−S41 için 93.7° (+3.7° sapma) ve S41−S51 87.8° (–2.2° sapma) için olarak bulunmuştur. Maksimum faz sapmasının +3.7° ile sınırlandırılması, dairesel polarizasyon için kritik olan ±5°'lik tasarım toleransının başarıyla karşılandığını kanıtlamaktadır.



Şekil 3. Kıvrımlı hat uzunluğunun (l) P4–P5 faz farkına etkisi.

Kıvrımlı hat uzunluğunun (l) faz doğruluğu üzerindeki etkisini incelemek amacıyla, P4–P5 kolundaki hat uzunluğu, nihai tasarım değeri olan 45.15 mm etrafında ±5 mm değiştirilerek parametrik bir tarama gerçekleştirilmiştir. Bu taramaya dair sonuçlar Şekil 3'de paylaşılmıştır. 868 MHz'de l = 40.15,45.15 ve 50.15 mm için faz farkı sırasıyla 84.63°, 88.97° ve 94.46° (90°'den −5.37°/−1.03°/+4.46° sapma) olarak bulunmuştur. Bu sonuç, faz doğruluğunun hat uzunluğuna yaklaşık 1°/mm mertebesinde duyarlı olduğunu ve dairesel polarizasyon için kritik ±5° toleransının korunmasında milimetre-altı boyutlandırma hassasiyeti gerektiğini göstermektedir.

4. Sonuç

Bu çalışmada; 868 MHz LoRa haberleşmesinde dairesel polarizasyon ve yönlü ışıma sağlayan dört elemanlı bir PIFA dizisine yönelik, kompakt ve pasif bir besleme ağı tasarlanmıştır. Geleneksel mikroşerit yapıların kalkansız doğasından kaynaklanan parazitik ışıma ve rezonans kayması problemleri, besleme ağının stripline mimarisine dönüştürülmesiyle başarıyla çözülmüştür. 50mm×50 mm (0.14× 0.14) boyutlarındaki FR-4 tabanlı kompakt tasarım; 868 MHz merkez frekansında –23.8 dB yansıma katsayısı (|S11|), 0.62 dB'yi aşmayan genlik dengesizliği ve en fazla +3.7° sapma sergileyen ardışık faz farkları sunmaktadır; tüm parametreler ±5° kabul edilebilir faz toleransının başarıyla karşılandığını göstermektedir. Gelecek çalışmalarda, üretimi başlatılan prototipler üzerinde deneysel ölçümler gerçekleştirilecek; ardından besleme ağı PIFA dizi elemanlarıyla entegre edilerek tümleşik sistemin bant genişliği ve ışıma örüntüsü bütünlüğü doğrulanacaktır.

Kaynaklar

[1] M. S. Yahya, S. Soeung, S. K. Abdul Rahim, U. Musa, S. S. Ba Hashwan, Z. Yunusa ve S. A. Hamzah, "LoRa Microstrip Patch Antenna: A Comprehensive Review," Alexandria Eng. J., vol. 103, pp. 197–221, 2024.

[2] M. Tarbouch vd., "A Compact PIFA Antenna for Internet of Things Network LoRaWAN at 900 MHz Band," Colloque Int. Systèmes et Objets Connectés (COC'19), Casablanca, Morocco, 2019.

[3] A. Chen, C. Yang, Z. Chen, Y. Zhang ve Y. He, "Design of Multilevel Sequential Rotation Feeding Networks Used for Circularly Polarized Microstrip Antenna Arrays," Int. J. Antennas Propag., vol. 2012, Art. no. 304816, 2012.

[4] P. S. Hall, J. S. Dahele ve J. R. James, "Design Principles of Sequentially Fed, Wide Bandwidth, Circularly Polarised Microstrip Antennas," IEE Proc. H, Microwaves Antennas Propag., vol. 136, no. 5, pp. 381–389, Oct. 1989.

[5] E. Levine, G. Malamud, S. Shtrikman ve D. Treves, "Study of Microstrip Array Antennas with the Feed Network," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 37, no. 4, pp. 426–434, Apr. 1989.

[6] S. B. Cohn, "Characteristic Impedance of the Shielded-Strip Transmission Line," IRE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 2, no. 2, pp. 52–57, Jul. 1954.

V2X SDR Haberleşme Birimlerinde Alım Eşik Değeri Kalibrasyonunun Uzaktan Yazılım Arayüzü Tabanlı Otomasyonu

Süleyman Melikşah Yayan*
ULAK Haberleşme A.Ş.
Ankara
*meliksah.yayan@ulakhaberlesme.com.tr

Özet: *V2X haberleşme birimlerinde alıcı hassasiyetini doğrudan etkileyen alım eşik değerinin kalibrasyonu, geleneksel olarak zaman alıcı ve manuel yöntemlerle yapılmaktadır. Bu çalışmada, modem üretici arayüzü üzerinden çalışan, tamamen otomatik bir kalibrasyon algoritması geliştirilmiştir. Önerilen algoritma; kaba-dan-inceye adaptif adım boyutu, platon tespiti ve üç-kez-sıfır teyit mantığıyla arama sürecini yönetmektedir. RF kabin ortamında 5860–5920 MHz kanallarında, tekil ve eşzamanlı çift-port modlarında toplam 13 birim (7 RSU, 6 OBU) kalibre edilmiştir. Geliştirilen otomasyon sayesinde birim başına ortalama kalibrasyon süresi 1 saat 43 dakikaya indirilmiştir.*

Abstract: *In V2X communication units, calibrating the acquisition threshold, which directly impacts receiver sensitivity, is traditionally a time-consuming and manual process. This study presents a fully automated calibration algorithm operating via the modem manufacturer's interface. The proposed algorithm manages the search process utilizing a coarse-to-fine adaptive step size, plateau detection, and a triple-zero verification logic. A total of 13 units (7 RSUs, 6 OBUs) were calibrated in RF chambers across the 5860–5920 MHz channels under single and simultaneous dual-port modes. The developed automation successfully reduced the average calibration time to 1 hour and 43 minutes per unit.*

1. Giriş

İşbirlikçi Akıllı Ulaşım Sistemleri (C-ITS) uygulamalarının güvenilirliği, V2X haberleşme birimlerinin fiziksel katman performansına bağlıdır [1]. Bu bağlamda alıcı hassasiyeti (Rx sensitivity), fiziksel katman alım eşik değeri (acquisition threshold) ile doğrudan ilişkilidir [2]. Bu eşik, alıcının bir paketi geçerli kabul edip demodülasyona başlaması için gereken minimum algılama seviyesini belirler; donanım ve bileşen toleransları nedeniyle birimden birime farklılık gösterebilir. Eşik değeri gerekenden düşük ayarlanırsa gürültü kaynaklı sahte tetiklenmeler (false acquisition) artar; gerekenden yüksek ayarlanırsa ise gerçek paketler kaçırılarak alıcı hassasiyeti bozulur.

Bu değerin belirlenmesinde geleneksel yaklaşım, eşik değerinin bir operatör tarafından adım adım manuel olarak artırılıp test edilen porta artık hiçbir paketin alınmadığı duruma ulaşılana kadar tekrarlanmasıdır. Her adımda uzun süre gözlem gerektiğinden bu süreç hem zaman kaybettirici hem de zahmetli ve hataya açıktır. Onlarca kanal-port kombinasyonu içeren bir üretim hattında bu işlem birim başına saatler sürebilir ve sonuç operatörün tutarlılığına bağlı kalır.

Bu çalışmada, modem üretici firma tarafından sağlanan uzaktan yazılım arayüzünden (remote software interface) yararlanılarak tamamen otomatik bir kalibrasyon algoritması geliştirilmiştir; üretici arayüzü yalnızca düşük seviyeli komut/okuma imkânı sunar, eşik arama mantığının kendisi bu çalışma kapsamında tarafımızca tasarlanmıştır. V2X birimleri bir RF kabin içine yerleştirilip anten portları 50 Ω ile sonlandırılarak bu arayüz üzerinden kontrol edilmiştir. Geliştirilen algoritma, DSRC/ITS-G5 kanal planında yer alan ve C-V2X ile birlikte-var oluş senaryolarında öne çıkan 5860/5890/5920 MHz merkez frekanslarında [3], [4], 10 MHz bant genişliğinde, hem tekil port hem de eşzamanlı çift-port alım modları için eşik değerini otomatik olarak belirlemektedir.

2. Kalibrasyon Yöntemi ve Otomasyon

2.1 Güvenilirlik Kriteri

Otomasyonun tasarımında, bir eşik değerinin kesinleştirilebilmesi için o noktada belirli bir gözlem süresi boyunca hiçbir paketin (rastgele gürültüden kaynaklanan sahte alımlar dahil) alınmaması esas alınmıştır. Bu kriter algoritmaya şöyle gömülmüştür: eşik düşük bir başlangıç noktasından kademeli artırılır; 0 paket alımı art arda üç kez gözlendiğinde 5 dakikalık ek bir pencereyle son doğrulama yapılır ve bu doğrulama da 0 sonucu verirse değer kesinleştirilir, aksi halde arama daha büyük bir adımla sürdürülür.

2.2 Otomasyon Mimarisi

Otomasyon mimarisinde, kalibre edilecek tüm V2X birimleri bir RF kabin içine yerleştirilmiş, RF portları kabin bağlantı noktalarına bağlanarak 50 Ω ile sonlandırılmıştır. Birimlere üretici arayüzü üzerinden erişilmiş, kalibrasyon adımlarının tamamını yöneten adaptif arama algoritması ise bu çalışma kapsamında yazılmıştır. Bu yaklaşım, yüksek hacimli RF üretim testlerinde otomatik kalibrasyonun maliyet ve tekrarlanabilirlik açısından önemine dair literatürle örtüşmektedir [5].

2.3 Kalibrasyon Parametreleri

Kalibrasyon, 5860, 5890 ve 5920 MHz merkez frekanslarında (10 MHz BW) ve her frekansta üç paket alımı modunda — Port 1 tekil, Port 2 tekil ve eşzamanlı çift-port — gerçekleştirilmiştir; birim başına toplam 9 bağımsız kombinasyon taranmıştır.

2.4 Otomatik Eşik Belirleme Algoritması

Geliştirilen algoritma, her kombinasyon için düşük bir başlangıç eşiğinden (1000) itibaren arama yapar. Her adımda, kanal önce yakın bir yardımcı kanala alınıp yeni eşik değeri uygulanır, ardından asıl test kanalına dönülür; sayaçlar sıfırlanıp bir önceki ölçümdeki paket alımı sayısına bağlı olarak 15 veya 30 saniye beklenerek paket alımı sayısı okunur (düşük paket alımı sayımlarında daha uzun bekleme süresiyle istatistiksel güven artırılır).

Eşik artış adımı sabit değil, kaba-dan-inceye adaptif biçimde belirlenmektedir: paket alımı sayısı yüksekken (>100.000) büyük adımlarla (80.000), paket alımı sayısı azaldıkça giderek küçülen adımlarla (40.000 → 15.000 → 8.000 → 5.000 → 2.000 → 1.000) arama hassaslaştırılır. Ayrıca art arda ölçümde paket alımı sayısı belirgin biçimde azalmıyorsa (önceki değere göre 10'dan az düşüş, "platon/patinaj" durumu), adıma ek 15.000 eklenerek arama hızlandırılır.

Paket alımı sayısı 0 olduğunda eşik değeri sabit tutularak aynı nokta yeniden test edilir; bu, art arda 3 kez tekrarlandığında 5 dakikalık final bekleme uygulanıp son bir doğrulama yapılır. Doğrulama da 0 sonucu verirse eşik değeri o kombinasyon için kesinleştirilir; aksi halde sıfır sayacı sıfırlanıp eşik +2000 ile artırılarak arama sürdürülür. Güvenlik amacıyla eşik değeri 4.000.000'u aşarsa arama sonlandırılır. Tüm sonuçlar (anten modu, kanal, eşik, paket alımı sayısı, süre) kayıt altına alınmaktadır.

3. Sonuçlar ve Tartışma

Geliştirilen otomasyon ile toplam 13 V2X birimi (7 RSU, 6 OBU) 5860/5890/5920 MHz kanallarında, Port 1, Port 2 ve eşzamanlı çift-port modlarında kalibre edilmiştir. Birim başına ortalama kalibrasyon süresi Tablo 1'de özetlenmiştir; ortalama süre RSU birimlerinde 1 sa 49 dk, OBU birimlerinde 1 sa 35 dk, tüm filoda ise 1 sa 43 dk olarak gerçekleşmiş, bu da öngörülen 1,5–2 saatlik hedef aralıkla örtüşmektedir.

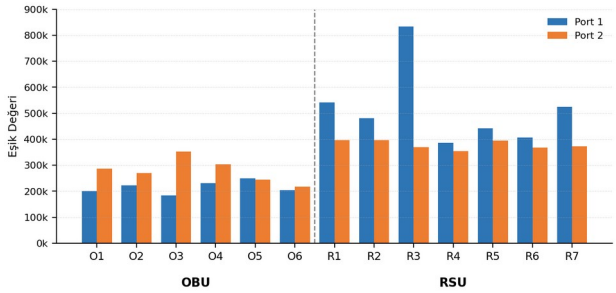
Birim	Adet	Ort. Süre	Min.	Maks.
RSU	7	01:49:31	01:27:09	02:08:38
OBU	6	01:34:49	01:26:32	01:42:30
Toplam	13	01:42:44	—	—

Tablo 1. Birim tipine göre otomatik kalibrasyon süresi (sa:dk:sn).

Port 1 ve Port 2 için elde edilen eşik değerlerinin birim tipine göre istatistikleri Tablo 2'de, birim başına dağılımı ise Şekil 1'de verilmiştir. RSU filosunda Port 1 eşik değerleri 386.000 ile 833.000 arasında, yaklaşık 2,2 kat bir yayılım göstermiştir; bu durum, bileşen ve tasarım toleranslarının birim bazında belirgin farklılıklara yol açtığını ve bu nedenle birim-özgü otomatik kalibrasyonun gerekliliğini doğrulamaktadır. Ancak aynı kartların Port 2'sinde çok daha dar bir dağılım (355.000–397.000) gözlenmesi, bu yayılımın tasarım veya bileşen kaynaklı olmadığını; bunun yerine test düzeneğinde Port 1 için kullanılan RF kablo/konnektör bağlantısına özgü bir etkenden kaynaklandığını düşündürmektedir. Buna rağmen, önerilen algoritmanın bu tür donanımsal/test kaynaklı belirsizlikler altında dahi her birim için eşik değerini başarıyla belirleyebilmesi, yöntemin sahadaki değişken koşullara karşı başarımını ortaya koymaktadır.

Birim / Port	n	Ortalama	Min.	Maks.
RSU – Port 1	7	516.429	386.000	833.000
RSU – Port 2	7	378.714	355.000	397.000
OBU – Port 1	6	215.167	184.000	249.000
OBU – Port 2	6	278.667	217.000	353.000

Tablo 2. Port 1 / Port 2 paket alımı eşik değeri istatistikleri (birimsiz kayıt değeri).



Şekil 1. Birim başına Port 1 / Port 2 eşik değerleri (O1–O6: OBU, R1–R7: RSU; birim etiketleri anonimleştirilmiştir).

Literatürde bilinen genel eğilime göre, doğru kalibre edilmiş bir eşik değeri sahte tetiklenmeleri en aza indirirken alıcı hassasiyetini de korur [6]; geliştirilen otomasyon, bu dengeyi her birim ve her kanal için ayrı ayrı, operatör müdahalesi olmadan güvenilir biçimde sağlamaktadır.

4. Sonuç

Bu çalışmada, V2X SDR haberleşme birimlerinde alım eşik değeri kalibrasyonu için RF kabin ve uzaktan yazılım arayüzü tabanlı tam otomatik bir yöntem geliştirilmiştir. Kaba-dan-inceye adaptif adım boyutu, platon tespiti ve üç-kez-sıfır teyit mantığını birleştiren algoritma, manuel sürecin yerini alarak 13 V2X biriminin (7 RSU, 6 OBU) birim başına ortalama 1 sa 43 dk'da, operatör müdahalesi olmadan kalibre edilmesini sağlamıştır. Gelecek çalışmalarda, eşzamanlı çift-port veri setinin genişletilmesi ve birim/seri numarası bazında ayrıntılı istatistiksel analiz sunulması planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1] F. Arena ve G. Pau, "An Overview of Vehicular Communications," Future Internet, vol. 11, no. 2, p. 27, Feb. 2019, doi: 10.3390/fi11020027.

[2] T. Abbas, J. Karedal ve F. Tufvesson, "Measurement-Based Analysis: The Effect of Complementary Antennas and Diversity on Vehicle-to-Vehicle Communication," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 12, pp. 309–312, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2250243.

[3] J. B. Kenney, "Dedicated Short-Range Communications (DSRC) Standards in the United States," Proc. IEEE, vol. 99, no. 7, pp. 1162–1182, Jul. 2011, doi: 10.1109/JPROC.2011.2132790.

[4] E. Moradi-Pari, D. Tian, M. Bahramgiri, S. Rajab ve S. Bai, "DSRC Versus LTE-V2X: Empirical Performance Analysis of Direct Vehicular Communication Technologies," IEEE Trans. Intell. Transp. Syst., vol. 24, no. 5, pp. 4889–4903, May 2023, doi: 10.1109/TITS.2023.3247339.

[5] E. J. Wyers ve M. A. Morton, "Calibration and Self-Test of RF Transceivers," Proc. IEEE Radio and Wireless Symp. (RWS), 2010.

[6] I. Mavromatis, A. Tassi, R. J. Piechocki ve A. Nix, "Agile Calibration Process of Full-Stack Simulation Frameworks for V2X Communications," Proc. 2017 IEEE Veh. Netw. Conf. (VNC), Torino, Italy, 2017, pp. 89–96, doi: 10.1109/VNC.2017.8275604.

Elektromagnetik Dalgaların Asimetrik-Düzlemsel Silindirden Saçılması - I

Filiz BİRBİR ÜNAL, Oğuzhan DEMİRYÜREK
Düzce Üniversitesi
Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü
Düzce
filizbirbir@duzce.edu.tr, oguzhandemiyurek@duzce.edu.tr

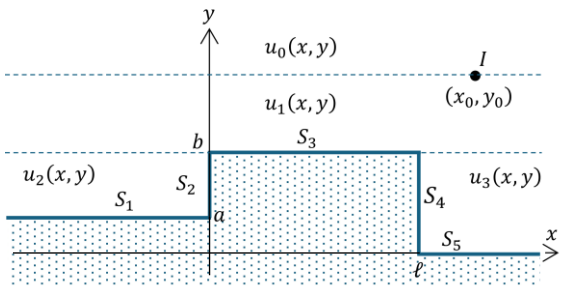
Özet: *Bu çalışmada, bir çizgisel kaynak tarafından uyarılan ve yüzeyi mükemmel elektrik iletken (PEC) özelliği gösteren asimetrik-düzlemsel bir silindirden elektromagnetik dalgaların saçılması Wiener–Hopf yöntemiyle incelenmiştir. Spektral bölgede formüle edilen problemin çözümünde ortaya çıkan kuple integral denklemleri, iteratif yöntemler yerine literatürde mevcut olan etkin ve doğrudan bir yaklaşımla çözülerek saçılan alana ait uzak alan ifadeleri elde edilmiştir. Elde edilen bulgular; sol basamak yüksekliğini belirleyen (a) parametresinin temel olarak yapının sol tarafındaki kırınan alanın genliğini etkilediğini, sağ basamak yüksekliğini temsil eden (b) parametresinin ise toplam kırınan alanın genliğini belirleyen baskın faktör olduğunu göstermektedir. Bu çalışma, asimetrik ve çok ayrıtlı geometrilerin analitik çözümü için literatüre özgün bir kanonik elektromagnetik saçılma problemi kazandırmaktadır.*

Abstract: *This study investigates the scattering of electromagnetic waves from an asymmetric-planar perfect electric conductor (PEC) cylinder excited by a line source using the Wiener–Hopf technique. The problem is formulated in the spectral domain, where the resulting coupled integral equations are solved via an efficient and direct approach available in the literature rather than iterative methods, yielding far-field expressions for the scattered field. The numerical findings reveal that parameter (a), which represents the left step height, primarily influences the behavior of the scattered field on the left side of the structure. Conversely, parameter (b), representing the right step height, acts as the dominant factor determining the overall amplitude of the total field. Furthermore, this work introduces a novel canonical electromagnetic scattering problem to the literature on asymmetric and multi-edge structures*

1. Giriş

Elektromagnetik dalgaların mükemmel iletken (PEC) yapılardan saçılması, radar kesit alanı hesaplamaları, anten tasarımı ve elektromagnetik uyumluluk uygulamalarında uzun yıllardır araştırılan temel problemlerden biridir. Özellikle kenar ve geometrik süreksizlik içeren yapılarda meydana gelen kırınım olaylarının doğru modellenmesi, saçılan alanın belirlenmesinde kritik öneme sahiptir.

Literatürde yarı sonsuz düzlemler, iletken şeritler, kamalar ve basamak süreksizlikleri gibi kanonik saçılma problemleri hem sayısal hem de analitik yöntemlerle yoğun bir şekilde incelenmiştir [1]-[2]. Sonlu Elemanlar Yöntemi (FEM), Sonlu Farklar Zaman Bölgesi Yöntemi (FDTD) ve Moment Yöntemi (MoM) gibi sayısal teknikler karmaşık geometrilere uygulanabilmelerine rağmen, kenar kırınımının fiziksel yorumlanması ve yüksek frekans davranışlarının incelenmesi açısından bazı sınırlılıklara sahiptir. Buna karşılık Wiener–Hopf (WH) yöntemi, yarı sonsuz geometriler ve keskin süreksizlikler içeren problemlerde kesin analitik çözümler sağlayarak kırınım olaylarının fiziksel yapısının net bir şekilde ortaya konulmasına olanak tanımaktadır [3]-[4]. Son yıllarda WH yöntemi kullanılarak çoklu ayrıta sahip iletken yapılar ve basamak süreksizlikleri üzerine çeşitli çalışmalar gerçekleştirilmiştir [4-6]. Ancak mevcut çalışmaların büyük bölümü simetrik geometriler veya tek basamaklı yapılarla sınırlıdır [1]-[3].



Şekil 1. İncelenen problemin yapısı

Bu çalışmada, Şekil 1'de görülen PEC düzlem üzerinde bulunan asimetrik çift basamaklı bir yapıdan elektromagnetik saçılma problemi ele alınmaktadır. Problem Fourier dönüşümü yardımıyla spektral bölgede formüle edilmekte ve WH yöntemi kullanılarak çözülmektedir. Elde edilen WH denklemlerinin çözümünde ortaya çıkan kuple integral denklemler, iteratif yaklaşımlar yerine [7]'de önerilen yöntem kullanılarak değerlendirilmektedir. Ayrıca basamak yükseklikleri a ve b'nin uzak alan saçılma karakteristikleri üzerindeki etkileri incelenmekte ve yapının asimetrisinin saçılan alan üzerindeki rolü ortaya konulmaktadır. Bu yönüyle çalışma, basamak süreksizliklerine sahip yapılar için analitik çözüm literatürüne katkı sağlamayı amaçlamaktadır.

2. Analiz

$$u(x,y) = \begin{cases} u_0(x,y)\,, y > y_0, x \in (-\infty,\infty) \\ u_1(x,y)\,, b < y < y_0, x \in (-\infty,\infty) \\ u_2(x,y)\,, a < y < b, x < 0 \\ u_3(x,y)\,, 0 < y < b, x > 0 \end{cases} \tag{1}$$

Toplam alan $u(x,y)$ bütün uzayda Helmholtz denklemini, bütün S_m ($m=1,2,\ldots,5$) yüzeylerinde sınır şartlarını ve $x \in (-\infty,\infty), y = y_0$ ile $y = b$ 'de $x < 0$ ile $x > l$ için süreklilik şartlarını sağlamaktadır. $u_m(x,y)$ alan ifadelerinin tanımlı oldukları bölgede Fourier dönüşümleri alınıp sırasıyla $G(\alpha,y) = G_-(\alpha,y) + G_1(\alpha,y) + e^{i\alpha\ell}G_+(\alpha,y)$, $H_-(\alpha,y)$, ve $H_+(\alpha,y)$ fonksiyonları kullanılarak $y = b$'deki sınır ve süreklilik şartları ile

$$\frac{H_-(\alpha,b)}{M_1(\alpha)} + e^{i\alpha\ell}\frac{H_+(\alpha,b)}{M_2(\alpha)} + \dot{G}_1(\alpha,b) = -2iK(\alpha)C(\alpha) + \sum_{m=1}^{\infty} f_m \frac{(-1)^m K_m}{(\alpha-\alpha_m)(\alpha+\alpha_m)} + e^{i\alpha\ell}\sum_{m=1}^{\infty} r_m \frac{(-1)^m \gamma_m}{(\alpha-\beta_m)(\alpha+\beta_m)} \tag{2}$$

üçüncü türden modifiye skaler WH denklemi elde edilir. Burada, $K(\alpha) = \sqrt{k^2-\alpha^2}$, $K(0) = k$ olmak üzere, $M_1(\alpha) = (\sin K(b-a))e^{iK(b-a)}/K$ ve $M_2(\alpha) = (\sin Kb)e^{iKb}/K$ fonksiyonlarıdır. WH denkleminin klasik yöntemle çözümünde karşılaşılan kuple integral denklemleri iteratif yöntemle çözülebilir. Bu çalışmada kuple integral denkleminin çözümünde [7]'de önerilen yöntem kullanılmıştır. Buna göre,

$$\begin{aligned} \frac{H_-(\alpha,b)}{M_1^-(\alpha)} = {} & 2\,u_i^A\, M_1^+(k\cos\phi_0^A)\frac{k\sin\phi_0^A}{(k\cos\phi_0^A-\alpha)} \\ & - ikZ_0 I M_1^+(\alpha)e^{i\alpha x_0}e^{iK(\alpha)(y_0-b)}\mathcal{H}[Im\{\alpha - k\cos\phi_0^A\}] \\ & + \sqrt{\frac{2k}{\pi\ell}}e^{-i\pi/4}e^{ik\ell}M_1^+(k)H_+(k,b)\left\{1-\mathcal{F}\left[k\ell\left(1-\frac{\alpha}{k}\right)\right]\right\} \\ & + \sum_{m=1}^{\infty}\frac{f_m}{(\alpha-\alpha_m)}\frac{(-1)^m K_m}{2\alpha_m}M_1^+(\alpha_m) \end{aligned} \tag{3}$$

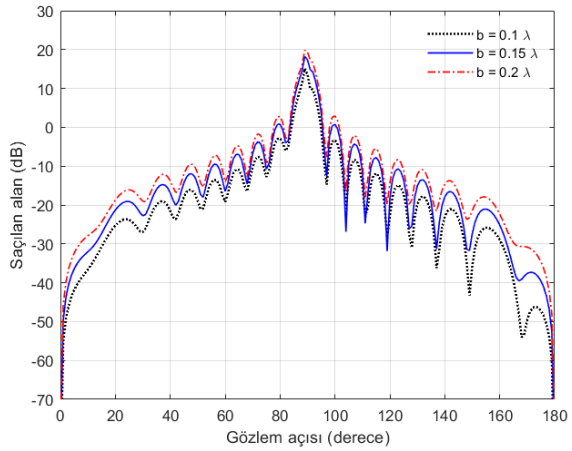
$$\begin{aligned} \frac{H_+(\alpha,b)}{M_2^+(\alpha)} = {} & 2\,u_i^B\, M_2^-(k\cos\phi_0^B)\frac{k\sin\phi_0^B}{(\alpha-k\cos\phi_0^B)} \\ & - ikZ_0 I M_2^-(\alpha)e^{i\alpha(x_0-\ell)}e^{iK(\alpha)(y_0-b)}\mathcal{H}[Im\{k\cos\phi_0^B - \alpha\}] \\ & + \sqrt{\frac{2k}{\pi\ell}}e^{i3\pi/4}e^{ik\ell}M_2^+(k)H_-(-k,b)\left\{1-\mathcal{F}\left[k\ell\left(1+\frac{\alpha}{k}\right)\right]\right\} \\ & - \sum_{m=1}^{\infty}\frac{r_m}{(\alpha+\beta_m)}\frac{(-1)^m\gamma_m}{2\beta_m}M_2^+(\beta_m) \end{aligned} \tag{4}$$

$$H_-(-\alpha_n,b) = -\frac{(b-a)}{2}\frac{(-1)^n}{K_n}f_n, \qquad H_+(\beta_n,b) = -\frac{b}{2}\frac{(-1)^n}{\gamma_n}r_n, \qquad n = 1,2,3,\ldots \tag{5}$$

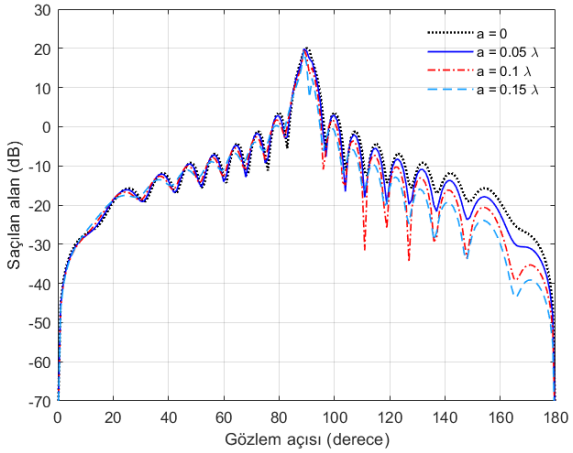
$\mathcal{H}$, Heaviside fonksiyonunu, $u_i^{A,B}$, $A(0,b)$ ve $B(l,b)$ ayrıtlarına gelen alanları [6] temsil etmektedir. (3)'de $\alpha = -\alpha_n$ ve (4)'de $\alpha = \beta_n$ yazılıp, (5) yerine konduğunda f_m, r_m ve $H_\pm(\pm k,b)$ bilinmeyenler olmak üzere sonsuz boyutlu lineer denklem sistemi elde edilir. $H_\pm(\pm k,b)$ bilinmeyenleri için ek denklemler $H_\pm(\alpha,b)$'nin sonuç

ifadelerinde α yerine k ve $-k$ yazarak elde edilir. Sonsuz bilinmeyenli denklem sisteminde görülen seriler bir N değerinde kesilerek, $(2N+2)^2$ boyutunda elde edilen lineer denklem sistemi çözülür. Sayısal sonuçlar için $N = 10$ alınmıştır. Saçılan alan $y > b$ bölgesinde ters Fourier dönüşümü ile elde edilir.

3. Sayısal Sonuçlar ve Tartışma



Şekil 2 b'deki değişimin saçılan alana etkisi
$a = 0.05\lambda, \ell = 8\,\lambda$



Şekil 3 a'daki değişimin saçılan alana etkisi
$b = 0.2\lambda, \ell = 8\,\lambda$

Bu çalışmada, çizgisel kaynağın asimetrik çift basamak yapısından saçılması WH yöntemiyle ele alınmıştır. Uygulanan bu yöntem, bütün yüzeylerde empedans sınır koşulunun geçerli olduğu durumlara da kolaylıkla genelleştirilebilir. Sayısal sonuçların elde edilmesinde $k\rho \gg 1$ için geçerli olan saçılan alanın asimptotik ifadelerinde, kaynağın orijine uzaklığı $\rho_0 = 420\lambda$ ve geliş açısı $\phi_0 = 90^\circ$ alınmıştır. Gözlem noktasının orijine uzaklığı ise $\rho = \rho_0$'dır. Asimetrik basamak yüksekliklerinin çeşitli değerleri için saçılan alanın davranışı incelenmiştir.

Şekil 2 incelendiğinde, b yüksekliğinin arttırılmasının, saçılan alan genliğini hemen hemen tüm gözlem açıları için yükselttiği görülmektedir. Özellikle ana lob seviyesinde belirgin artışlar gözlenmiştir. Bu sonuca göre, toplam saçılma karakteristiğinin büyük ölçüde b parametresi tarafından belirlendiği anlaşılmaktadır. Şekil 3 incelendiğinde ise, a yüksekliğinin özellikle geri saçılma bölgesindeki yan lob seviyelerini etkilediği görülmektedir. Buna karşın ana lob yönü büyük ölçüde korunmuştur.

Kaynaklar

[1] Zhang, T., ve Kobayashi, K., "Diffraction by a finite parallel-plate waveguide cavity with perfect electric conductor loading: The case of E polarisation." IET Microwaves, Antennas & Propagation 19.1, 2025.

[2] Wang, T. M., ve Ling, H. "A connection algorithm on the problem of EM scattering from arbitrary cavities". Journal of Electromagnetic Waves and Applications, cilt.5, no.3, s.301–314, 1991.

[3] Tayyar, I. H., ve Büyükaksoy A., "High-frequency diffraction by a rectangular impedance cylinder on an impedance plane."IEE Proceedings-Science, Measurement and Technology cilt.149, no.2, s. 49-59, 2002.

[4] Durgut, K., Çınar, G., ve Alkumru, A. "A Novel Approach to Solving Line Source Diffraction Caused by Perfectly Conducting Successive Steps," Journal of Electromagnetic Engineering and Science, cilt.25, no.4, s. 344-350, 2025.

[5]. Daniele, V. G., Lombardi, G. Spectral Analysis of Electromagnetic Diffraction Phenomena in Angular Regions Filled by Arbitrary Linear Media. Applied Sciences, cilt.14, no.19, 8685, 2024.

[6] Demiryürek, O., ve Ünal, F. B. "The effect of wall thickness on the scattering of electromagnetic waves by open-ended rectangular cavities".International Journal of Engineering Science, cilt. 219, 104419, 2026.

[7] Birbir F., Büyükaksoy A., Chumachenko V. P., "Wiener-Hopf analysis of the two-dimensional box-like horn radiator", International Journal of Engineering Science, cilt.40, no.1, s.51–66, 2002.

Elektromagnetik Dalgaların Asimetrik-Düzlemsel Silindirden Saçılması - II

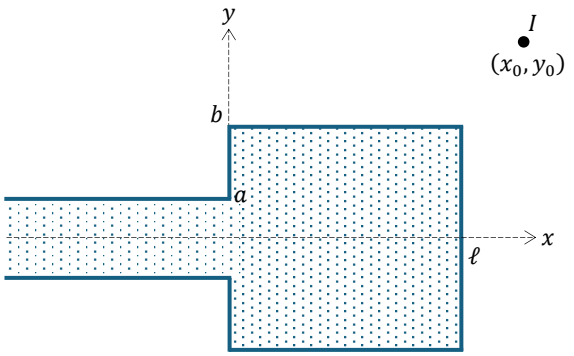
Oğuzhan DEMİRYÜREK, Filiz BİRBİR ÜNAL
Düzce Üniversitesi
Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü
Düzce
oguzhandemiyurek@duzce.edu.tr, filizbirbir@duzce.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, sonlu kalınlıktaki yarı sonsuz PEC şerit ile sonlu bir PEC bloğun birleşiminden oluşan çok ayrıtlı yapı incelenmiştir. Karmaşık geometri, görüntü ikiye bölme yöntemiyle uygun eşdeğer alt problemlere ayrıştırılmıştır. Analitik çözüm spektral bölgede Wiener-Hopf (WH) yöntemiyle gerçekleştirilmiştir. Formülasyon aşamasında, serinin ilk çalışmasında geliştirilen kanonik modelden yararlanılmıştır. Saçılan alana ait uzak alan ifadeleri doğrudan bir yaklaşımla türetilmiştir. Geometrik parametrelerin bistatik saçılma üzerindeki etkileri sayısal olarak sunulmuştur. Bu çalışma, çok ayrıtlı yapıların analitik çözümlerine özgün bir katkı sunmaktadır.*

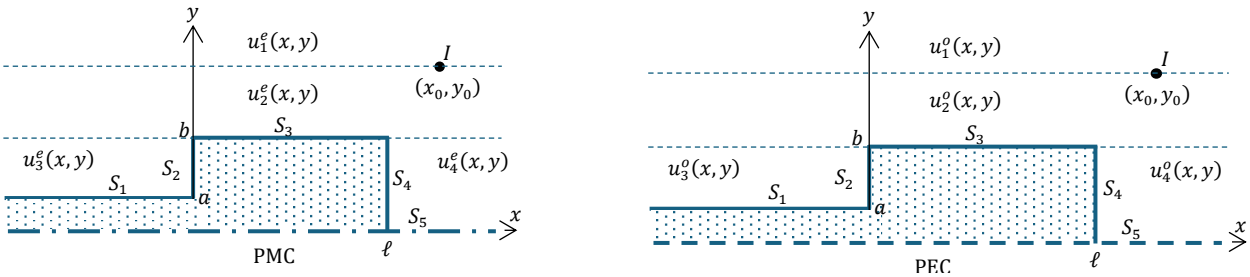
Abstract: *This study investigates electromagnetic scattering from a multi-edge structure consisting of a finite-thickness semi-infinite PEC strip joined with a finite PEC block. The complex geometry is decoupled into equivalent sub-problems using the image bisection method. The analytical solution is conducted in the spectral domain by employing the Wiener-Hopf (WH) technique. The formulation is based on the canonical model developed in the first part of this study. Far-field expressions for the scattered field are derived using a direct approach. The effects of geometric parameters on bistatic scattering are presented numerically. This work provides a novel analytical contribution to multi-edge scattering problems.*

1. Giriş

Kalınlığı sonlu yarı sonsuz iletken şeritler ile basamaklı yapılardan saçılma elektromagnetik teorinin zorlu problemlerindendir. Bu yapılarda birden fazla ayrıttan kırınım eş zamanlı olarak gerçekleşir. Bu durum, sınır değer problemlerinin analitik çözümünü karmaşık hale getirmektedir. Yarı sonsuz şerit ile sonlu bloğun birleştiği geometriler, ardışık kırınımlar içerir. Dolayısıyla, klasik tek basamak veya kalın yarım düzlem problemlerine göre daha karmaşık bir saçılma problemi oluşturur.



Şekil 1. İncelenen yapı



Şekil 2. Eşdeğer problem a) Çift mod uyarım b) Tek mod uyarım

Literatürde bu tür yapıların analizi için WH yöntemi yaygın olarak kullanılmaktadır. WH yöntemi bu tür problemlerin çözümünde yaygın bir araç olmasına rağmen, literatürdeki çalışmalar genellikle tek ayrıtlı veya simetrik yapılarla [2] sınırlı olup, Şekil 1'de gösterilen sonlu kalınlıktaki şerit ve blok birleşiminden oluşan çok ayrıtlı geometrilerin kesin analitik çözümleri oldukça kısıtlıdır.

Serinin ilk çalışmasında, çizgisel kaynakla uyarılan asimetrik çift basamaklı PEC yapı incelenmiştir. Söz konusu çalışma, çok ayrıtlı geometriler için temel bir kanonik çözüm sunmuştur. Bu çalışmada ise Şekil 1'de gösterilen yapı ele alınıp, Şekil 2'deki gibi görüntü yöntemi kullanılarak tek ve çift modları veren iki eşdeğer modele indirgenmiştir. Elde edilen alt problemler WH yöntemiyle ayrı ayrı çözülerek önceki formülasyon genişletilmiştir. Son olarak, geometrik parametrelerin saçılma karakteristiklerine etkileri sayısal sonuçlarla ortaya konmuştur.

2. Analiz

Toplam alan $u(x,y)$ bütün uzayda Helmholtz denklemini ve tanımlanan sınır şartlarını sağlamaktadır. Uzay, analiz kolaylığı açısından hem tek hem de çift mod uyarımı için dört temel bölgeye ayrılmıştır [3]. Tek ve çift mod uyarımları için tanımlı oldukları bölgelerde alan ifadeleri ile $y=b$ düzlemindeki süreklilik ve sınır koşulları Fourier dönüşümleri alınarak spektral bölgeye taşınmıştır. Formülasyon sonucunda, her iki mod için üçüncü türden modifiye skaler WH denklemleri (1) elde edilmiştir.

$$\frac{F_{-}^{e,o}(\alpha,b)}{M_1(\alpha)} + e^{i\alpha\ell}\frac{F_{+}^{e,o}(\alpha,b)}{M_2^{e,o}(\alpha)} + \dot{F}_1{}^{e,o}(\alpha,b) = -2iK(\alpha)C(\alpha) + \sum_{m=1}^{\infty} f_m^{e,o}\frac{(-1)^m K_m^{e,o}}{\alpha^2-(\alpha_m^{e,o})^2} + e^{i\alpha\ell}\sum_{m=1}^{\infty} g_m^{e,o}\frac{(-1)^m\gamma_m^{e,o}}{\alpha^2-(\beta_m^{e,o})^2} \tag{1}$$

Burada, $K(\alpha)=\sqrt{k^2-\alpha^2}$, $K(0)=k$ olmak üzere, $M_1(\alpha)=(\sin K(b-a))e^{iK(b-a)}/K$ ve $M_2(\alpha)=\cos Kb\, e^{iKb}$, $M_3(\alpha)=(\sin Kb)e^{iKb}/K$ fonksiyonlarıdır. WH denkleminin çözümünde ortaya çıkan kuple integral denklemleri, iteratif yaklaşımlar yerine literatürdeki doğrudan yöntemle çözülmüştür [1]. Buna göre,

$$\frac{F_{-}^{e,o}(\alpha,b)}{M_1^{-}(\alpha)} = 2\,u_i^A\,M_1^{+}(k\cos\phi_0^A)\frac{k\sin\phi_0^A}{(k\cos\phi_0^A-\alpha)} - iM_1^{+}(\alpha)\psi(\alpha)\mathcal{H}[Im\{\alpha-k\cos\phi_0^A\}] + \sqrt{\frac{2k}{\pi\ell}}e^{-i\pi/4}e^{ik\ell}M_1^{+}(k)F_{+}^{e,o}(k,b)\{1-\mathcal{F}[k\ell(1-\alpha/k)]\} + \sum_{m=1}^{\infty}\frac{f_m^{e,o}}{(\alpha-\alpha_m^{e,o})}\frac{(-1)^m K_m^{e,o}}{2\alpha_m^{e,o}}M_1^{+}(\alpha_m^{e,o}) \tag{2}$$

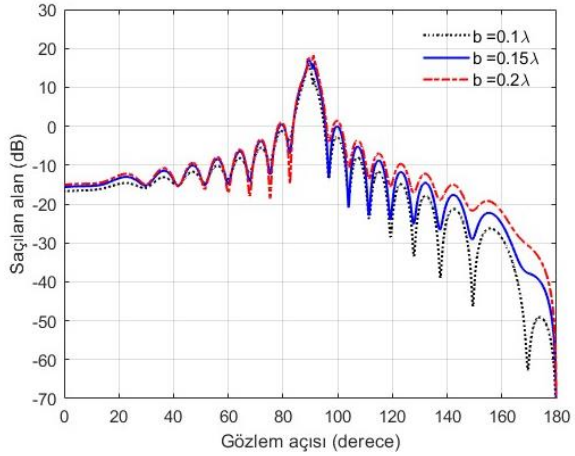
$$\frac{\sqrt{k+\alpha}}{M_2^{+}(\alpha)}F_{+}^{e}(\alpha,b) = 2\,u_i^B\,\frac{M_2^{-}(k\cos\phi_0^B)}{\sqrt{k-k\cos\phi_0^B}}\frac{k\sin\phi_0^B}{(\alpha-k\cos\phi_0^B)} - \frac{M_2^{-}(\alpha)}{\sqrt{k-\alpha}}\psi(\alpha)e^{-i\alpha\ell}\mathcal{H}[Im\{k\cos\phi_0^B-\alpha\}] + \frac{e^{ik\ell}}{\sqrt{\pi\ell}}e^{i\pi/4}M_2^{+}(k)F_{-}^{e}(-k,b)\{1-\mathcal{F}[k\ell(1+\alpha/k)]\} - \sum_{m=1}^{\infty} i\frac{g_m^e}{(\alpha+\beta_m^e)}\frac{(-1)^m\gamma_m^e}{2\beta_m^e}\frac{M_2^{+}(\beta_m^e)}{\sqrt{k+\beta_m^e}} \tag{3}$$

$$\frac{F_{+}^{o}(\alpha,b)}{M_3^{+}(\alpha)} = 2\,u_i^B\,M_3^{-}(k\cos\phi_0^B)\frac{k\sin\phi_0^B}{(\alpha-k\cos\phi_0^B)} - iM_3^{-}(\alpha)\psi(\alpha)e^{-i\alpha\ell}\mathcal{H}[Im\{k\cos\phi_0^B-\alpha\}] + \sqrt{\frac{2k}{\pi\ell}}e^{i3\pi/4}e^{ik\ell}M_3^{+}(k)F_{-}^{o}(-k,b)\{1-\mathcal{F}[k\ell(1+\alpha/k)]\} - \sum_{m=1}^{\infty}\frac{g_m^o}{(\alpha+\beta_m^o)}\frac{(-1)^m\gamma_m^o}{2\beta_m^o}M_3^{+}(\beta_m^o) \tag{4}$$

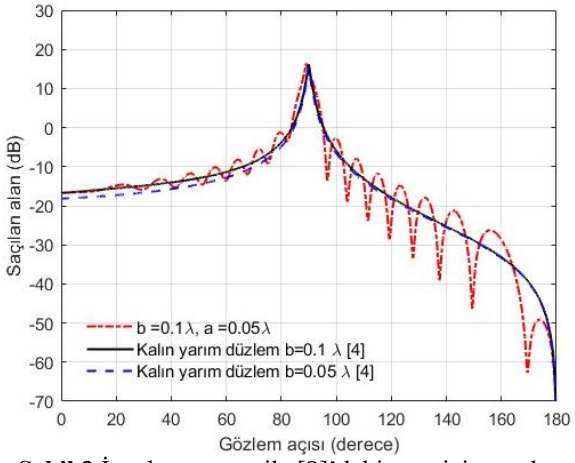
$$F^{e,o}\_(-\alpha_n^{e,o},b)=-\frac{(b-a)}{2}\frac{(-1)^n}{K_n^{e,o}}f_n^{e,o},\qquad F_+^{e,o}(\beta_n^{e,o},b)=-\frac{b}{2}\frac{(-1)^n}{\gamma_n^{e,o}}g_n^{e,o},\qquad n=1,2,3,\ldots \tag{5}$$

$\psi(\alpha)=kZ_0Ie^{i\alpha x_0}e^{iK(\alpha)(y_0-b)}$, $\mathcal{H}$, Heaviside fonksiyonunu, $u_i^{A,B}$, $A(0,b)$ ve $B(l,b)$ ayrıtlarına gelen alanları [3] temsil etmektedir. (2)'de $\alpha=-\alpha_n^{e,o}$, (3) ve (4)'de $\alpha=\beta_n^{e,o}$ yazılıp, (5)'de yerine konduğunda $f_m^{e,o}$, $g_m^{e,o}$ ve $F_\pm^{e,o}(\pm k,b)$ bilinmeyenler olmak üzere sonsuz boyutlu lineer denklem sistemi elde edilir. Bilinmeyen $F_\pm^{e,o}(\pm k,b)$ değerleri için ek denklemler $F_\pm^{e,o}(\alpha,b)$'nin sonuç ifadelerinde α yerine k ve $-k$ yazarak elde edilir. Her iki mod için ayrı sonsuz bilinmeyenli denklem sisteminde görülen seriler bir N değerinde kesilerek, $(2N+2)^2$ boyutunda elde edilen lineer denklem sistemi çözülür. Sayısal sonuçlar için $N=10$ alınmıştır. Saçılan alan $y>b$ bölgesinde ters Fourier dönüşümü ile elde edilir.

3. Sayısal Sonuçlar ve Tartışma



Şekil 2 b'deki değişimin saçılan alana etkisi $a=0.05\lambda,\ell=8\,\lambda$



Şekil 3 İncelenen yapı ile [3]'deki yapı için saçılan alan karşılaştırması $a=0.05\lambda,\ell=8\,\lambda$

Bu çalışmada, Şekil 1'de verilen yapıdan elektromagnetik saçılma problemi WH yöntemiyle ele alınmıştır. Uygulanan bu yöntem, bütün yüzeylerde empedans sınır koşulunun geçerli olduğu durumlara da kolaylıkla genelleştirilebilir. Sayısal sonuçların elde edilmesinde, serinin birinci bölümündeki [3] sayısal değerler kullanılmıştır. Şekil 2, b parametresinin bistatik saçılma diyagramı üzerindeki etkisini göstermektedir. Blok yüksekliğini gösteren a ve b parametrelerinin değişimi ile ana lob yönü ve saçılan alanın en düşük seviyeye ulaştığı gözlem açıları büyük ölçüde korunurken, özellikle orta ve büyük gözlem açılarında saçılan alan seviyelerinde belirgin değişimler meydana geldiği görülmüştür. Şekil 3'te bu çalışmada incelenen yapı ile [4]'te Jones'un ele aldığı kalın yarım düzlem karşılaştırılmıştır. Kalın yarım düzlemin yüksekliği bu çalışmadaki b ve/veya a değeri olarak alındığında saçılan alanın önemli ölçüde değiştiği görülmektedir. Özellikle gözlem açısının 90°'den büyük olduğu bölgede saçılan alanda görülen salınımlar kalın yarım düzlem ucundaki blok yüksekliği ve genişliğinin ihmal edilemeyecek parametreler olduğu görülmüştür.

Kaynaklar

[1] Birbir F., Büyükaksoy A., Chumachenko V. P., "Wiener-Hopf analysis of the two-dimensional box-like horn radiator", International Journal of Engineering Science, cilt.40, no.1, s.51–66, 2002.

[2] Tayyar, I. H., ve Büyükaksoy A., "High-frequency diffraction by a rectangular impedance cylinder on an impedance plane." IEE Proceedings-Science, Measurement and Technology cilt.149, no.2, s. 49-59, 2002.

[3] Ünal, F. B. ve Demiryürek, O. "Elektromagnetik Dalgaların Asimetrik-Düzlemsel Silindirden Saçılması - I", URSI-TÜRKİYE 2026 XIII. Bilimsel Kongresi.

[4] Jones, D. S. "Diffraction by a thick semi-infinite plate", Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Mathematical and Physical Sciences, cilt.217, no.1129, s.153-175, 1953.

TINYGS TABANLI DÜŞÜK BÜTÇELİ BİR UYDU YER GÖZLEM İSTASYONU: İSTASYOF

Ömer KASAR[1*], Taha Ege DAŞLAR[1],Esma KİBAR[1], Elif KOCA[1], Ayşenur NALDÖĞEN[1], Hayrunnisa UMUTLU[1], Göksel TURAN[1]
Karadeniz Teknik Üniversitesi
Of Teknoloji Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Trabzon, Türkiye
[*]omerkasar@ktu.edu.tr, tahaegedaslar@gmail.com, kibaresm445922@gmail.com, elifk.1015@gmail.com, aysenurnaldogen1@gmail.com, umutluhayrunnisa@gmail.com, gokselturan@ktu.edu.tr

Özet: Küp uydular, düşük maliyetleri sayesinde uzay teknolojilerine erişimi genişletmektedir; bu uyduların yer istasyonları aracılığıyla takip edilmesi ve telemetri verilerinin toplanması amatör ve akademik topluluklar için yaygın bir uygulama alanı hâline gelmiştir. Bu çalışmada, Karadeniz Teknik Üniversitesi bünyesinde yürütülen Uydu Haberleşmesi ve Amatör telsizcilik araştırma ve Eğitim İstasyonu Projesi (İstasyOF) kapsamında kurulan düşük bütçeli uydu yer gözlem istasyonu tanıtılmaktadır. Açık kaynaklı TinyGS altyapısı, UHF bandında çalışan çeyrek dalgaboyunda anten kullanılarak kurulan istasyon, ağırlıklı olarak LoRa tabanlı uyduları takip etmektedir. İstasyonun TinyGS konsol verilerine göre 23.465 doğrulanmış paket ve bunların içinden 5.441 telemetri paketi toplanmış, 3.282,7 km'lik bir kayıt mesafesine ulaşılmıştır.

Abstract: CubeSats have broadened access to space technologies due to their low cost; tracking these satellites via ground stations and collecting their telemetry data has become a widespread activity among amateur radio and academic communities. This study presents a low-budget satellite ground station established under the Satellite Communication and Amateur Radio Research and Education Station Project (İstasyOF), carried out at Karadeniz Technical University. Built using the open-source TinyGS infrastructure and a quarter-wavelength antenna operating in the UHF band, the station primarily tracks LoRa-based satellites. According to the station's TinyGS console data, 23,465 confirmed packets were received, including 5,441 telemetry packets, reaching a maximum recorded range of 3,282.7 km.

1. Giriş

Küp uydular, standartlaştırılmış yapıları ve geleneksel uzay misyonlarına kıyasla düşük maliyetleri sayesinde uzay teknolojilerine erişimi genişletmekte; bu uyduların takibi ve telemetri verilerinin toplanması amatör ve akademik topluluklar için önemli bir faaliyet hâline gelmektedir. TinyGS (Tiny Ground Station), 2019 yılında ESP32 tabanlı, LoRa haberleşmesini kullanan düşük maliyetli bir yer istasyonu projesi olarak başlamış ve zamanla dünya genelinde dağıtık, topluluk temelli bir açık kaynaklı yer istasyonları ağına dönüşmüştür [1], [2]. Sistem, düşük Dünya yörüngesindeki (LEO) uydulardan LoRa protokolü ile veri almak için ucuz ve yaygın bulunabilen ESP32 tabanlı LoRa kartlarını kullanmaktadır [1]. SatNOGS ile TinyGS, temel işlevleri bakımından örtüşmekle birlikte mimari yaklaşımları farklıdır: SatNOGS, SDR tabanlı, çok çeşitli frekans ve modülasyonu destekleyen daha esnek ama kurulumu görece daha karmaşık bir yapı sunarken; TinyGS, yalnızca LoRa modülasyonlu uydu/nesnelerle sınırlı olmasına karşılık sabit anten ile daha düşük maliyetli ve daha hızlı kurulabilen bir alternatif oluşturmaktadır [3]. LEO uydularının sürekli kapsanması için farklı coğrafi bölgelere dağılmış çok sayıda istasyona ihtiyaç duyulmaktadır; Türkiye'de bu tür TinyGS istasyonları Marmara, Ankara ve Karadeniz Bölgesi'nde yoğunlaşmakta olup sayıca yaklaşık 10 civarındadır.
Bu çalışma kapsamında, Karadeniz Teknik Üniversitesi Of Teknoloji Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'ne bağlı Uydu Haberleşmesi ve Amatör Telsizcilik Araştırma ve Eğitim İstasyonu Projesi (İstasyOF) çerçevesinde kurulan istasyonun kurulum süreci, teknik parametreleri ve ilk gözlem verileri paylaşılmaktadır. İstasyOF'un amaçlarından biri, uydu haberleşmesi ve amatör telsizcilik çalışmalarının eğitim-öğretim faaliyetlerine katkı sağlamak üzere materyal oluşturmak ve bu materyallerin kullanılabileceği altyapıyı temin etmektir.

2. Altyapı ve Sistem Bileşenleri

İstasyOF, Karadeniz Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesi Koordinatörlüğü tarafından sağlanan FAY-16449 numaralı altyapı projesi ile Of Teknoloji Fakültesi içerisindeki "yöresel mimari çivisiz yayla evi prototipi" içerisinde hayata geçirilmiştir. Bu altyapı hem amatör telsizcilik faaliyetlerini eğitim öğretimin bir parçası haline getirmek hem de Uydu haberleşmesi için bir altyapı sağlayarak eğitimin kalitesini arttırmak amaçlanmaktadır. İstasyon içerisinde karasal kısa dalga yayın, QO-100 uydusu üzerinden amatör telsiz

haberleşmesi yayın altyapısı, zayıf sinyal Propagasyon raporu devresi gibi pek çok amaör telsizcilik ve uydu haberleşmesi faaliyeti yapılabilecek altyapı mevcuttur. En güncel ve yeni çalışma da TinyGS Uydu-Yer gözlem sistemidir. Şekil 1'de İstasyOF altyapısı ve TinyGS anten yerleşimi gösterilmektedir.



Şekil 1. İstasyOF Altyapısı ve TinyGS sisteminin anten yerleşimi

2.1 Donanım Bileşenleri

İstasyOF sistemi, TinyGS projesi tarafından desteklenen ESP32 tabanlı bir LoRa geliştirme kartı üzerine kurulmuştur. Sistemin alıcı anteni, 400–470 MHz bandında (UHF) çalışan 1/4λ (lambda/4) ground plane tipi bir antendir. TinyGS konsolunda tanımlanan deniz seviyesinden yükseklik (altitude) parametresi 10,00 m olarak kayıtlıdır.

2.2 Yazılım Altyapısı ve Konfigürasyon

Sistemin kontrolü ve veri işleme görevleri, açık kaynaklı TinyGS yazılımı (versiyon 2603242) tarafından yürütülmektedir. TinyGS konsol arayüzünde istasyon adı, coğrafi konum (enlem/boylam ve QTH Locator), ağ bağlantısı ve zaman dilimi gibi temel parametreler tanımlanmıştır. İstasyOF için konum bilgisi 40,93°K, 40,277°D olarak girilmiş; bu koordinatlar QTH Locator sisteminde LN00DW karşılığına denk gelmektedir.

3. Gözlem Sonuçları ve Sistem Performansı

İstasyOF'un TinyGS konsolundan alınan çalışma parametreleri ve gözlem istatistikleri Tablo 1'de özetlenmiştir.

Tablo 1. İstasyOF Sistem Parametreleri ve Gözlem İstatistikleri (TinyGS Konsolu)

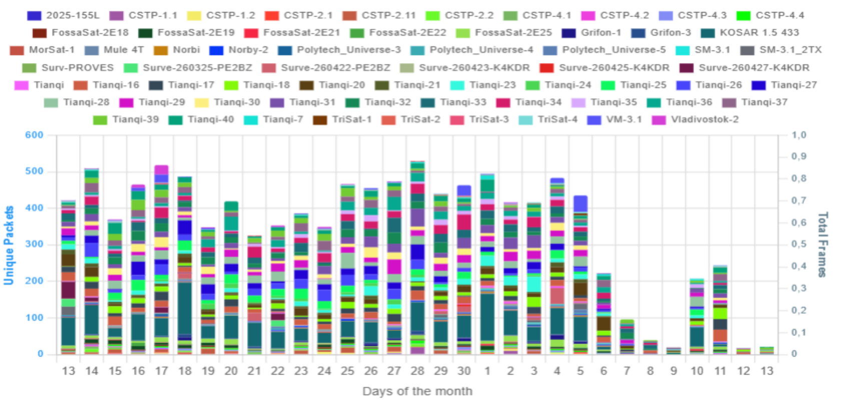
Parametre	**Değer**
İstasyon Adı ve Çağrı Kodu	İstasyOF YM7XOF
Bağlı Bulunduğu Kurum	KTÜ Of Teknoloji Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Konum (Enlem, Boylam)	40.93°K, 40.277°D
QTH Locator	LN00dw
Anten Tipi	1/4λ (lambda/4) Ground Plane
Çalışma Bandı	400–470 MHz (UHF)
Otomatik Ayar (Auto Tuning)	Açık — 433 MHz
Doğrulanmış Paket Sayısı	23.465 (15 Temmuz 2026 Tarihine Kadar)
Telemetri Paketi Sayısı	5.441 (15 Temmuz 2026 Tarihine Kadar)
Maksimum Kayıt Mesafesi	3.282,7 km (15 Temmuz 2026 Tarihine Kadar)

Konsol verilerine göre istasyon, 15 Temmuz 2026 Tarihine Kadar 23.465 doğrulanmış paket ve bunların içinden 5.441 telemetri paketi toplamış; elde edilen maksimum kayıt mesafesi 3.282,7 km olarak ölçülmüştür. Bu sonuçlar, 1/4λ ground plane gibi nispeten basit bir anten ile dahi LEO uydularından anlamlı düzeyde veri alınabildiğini göstermektedir.

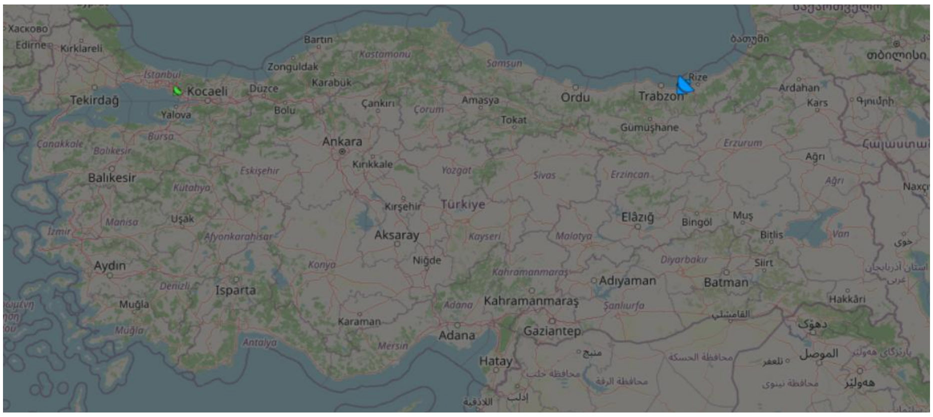
Şekil 2'de, istasyonun bir 30 günlük aralıkta farklı (13 Haziran-13 Temmuz 2026) günlerde aldığı benzersiz paket sayılarının uydu bazında dağılımı gösterilmektedir. Grafikte CSTP, FossaSat-2E, Grifon, KOSAR, Tianqi ve TriSat serisi gibi çok sayıda LORA tabanlı farklı uydudan gelen paketler günlük bazda ayrıştırılmış olarak yer almaktadır; bu da istasyonun tek bir uyduya değil, TinyGS ağı tarafından yönlendirilen çok sayıda LoRa uydusuna eş zamanlı hizmet vermektedir.

Şekil 3'te, TinyGS ağına bağlı istasyonların Türkiye üzerindeki dağılımından bir kesit yer almaktadır; haritada işaretli konumlardan biri, İstasyOF'un TinyGS konsolunda kayıtlı 40,93°K, 40,277°D koordinatlarıyla örtüşen

Karadeniz Bölgesi'ndeki konumudur. Bu görsel, çalışmanın Giriş bölümünde belirtilen bölgesel dağılıma (Marmara, Ankara civarı, Karadeniz) somut bir örnek teşkil etmektedir.



Şekil 2. İstasyOF tarafından alınan paket sayılarının uydulara göre günlük dağılımı (TinyGS istasyon paneli).



Şekil 3. Türkiye'deki TinyGS ağına bağlı istasyonların anlık görünümü (13/07/2026) (mavi olan İstasyOF)

4. Sonuç

Bu çalışmada, KTÜ Of Teknoloji Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü bünyesindeki İstasyOF Projesi kapsamında kurulan, TinyGS ağına bağlı düşük maliyetli bir uydu yer gözlem istasyonu tanıtılmıştır. Açık kaynaklı donanım ve yazılım bileşenleriyle kurulan istasyon, ağırlıklı olarak LoRa tabanlı uyduları UHF bandında takip etmekte ve konsol verilerine göre önemli sayıda doğrulanmış paket ve telemetri verisi toplamaktadır. Sonuçlar, benzer düşük bütçeli istasyonların mühendislik eğitimi ve amatör uydu takip faaliyetleri için uygun maliyetli bir seçenek olduğunu göstermektedir. İstasyOF'un bir diğer önemli işlevi, eğitim-öğretim faaliyetlerine katkı sağlamak amacıyla materyal üretmek ve bu materyallerin kullanılabileceği altyapıyı öğrencilere ve ilgili topluluklara sunmaktır. Gelecek çalışmalarda, farklı uydu frekanslarını destekleyecek anten çeşitliliğinin artırılması ve toplanan verilerin daha kapsamlı analiz edilmesi planlanmaktadır.

Teşekkür: Bu çalışma, KTU BAP Koordinatörlüğü tarafından FAY-2025-16449 projesi olarak desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1] TinyGS, "tinyGS — Open Ground Station Network," GitHub deposu. [Çevrimiçi]. Erişim: https://github.com/tinygs/tinyGS

[2] TinyGS, resmi web sitesi. [Çevrimiçi]. Erişim: https://tinygs.com

[3] J. Sá Gomes ve A. Ferreira da Silva, "TinyGS vs. SatNOGS: A Comparative Analysis of Open-Source Satellite Ground Station Networks," Telecom, c. 5, s. 1, ss. 228–254, 2024, doi: 10.3390/telecom5010012. [Çevrimiçi]. Erişim: https://www.mdpi.com/2673-4001/5/1/12

[4] TinyGS Wiki, "Ground Station configuration," GitHub. [Çevrimiçi]. Erişim: https://github.com/tinygs/tinyGS/wiki/Ground-Station-configuration

[5] SatNOGS, "SatNOGS — Open Source Global Network of Satellite Ground-Stations." [Çevrimiçi]. Erişim: https://satnogs.org

Levy Uçuşu Destekli QPSO ve Pikselizasyon ile Mikroşerit Yama Anten Minyatürleştirilmesi

Hakan Taşdemir, Hulusi Açıkgöz
Ankara Medipol Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Ankara
hakan.tasdemir@std.ankaramedipol.edu.tr, hulusi.acıkgoz@ankaramedipol.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, hava tabanlı mikroşerit yama antenlerin pikselizasyon yöntemiyle minyatürleştirilmesi için Levy Uçuşu Destekli Kuantum Davranışlı Parçacık Sürüsü Optimizasyonu (LF-QPSO) algoritması önerilmektedir. Anten yüzeyi piksellere ayrılmış, piksel konfigürasyonu ve besleme noktası çok çözünürlüklü bir optimizasyon stratejisiyle belirlenmiştir. Erken yakınsamayı önlemek amacıyla en düşük performanslı parçacıklara Levy Uçuşu uygulanmıştır. MATLAB benzetimleri, rezonans frekansının 2.6 GHz'den 2.038 GHz'e kaydırılarak 53 × 53 mm ışıma alanında %21.6 minyatürleştirme elde edildiğini göstermektedir. Optimize edilen anten, 27.3 MHz empedans bant genişliği ve 8.41 dBi tepe kazancı sağlayarak yüksek ışıma performansını korumuştur.*

Abstract: *This paper presents a Levy Flight-Enhanced Quantum-behaved Particle Swarm Optimization (LF-QPSO) algorithm for the miniaturization of an air-substrate microstrip patch antenna using pixelization. The antenna surface, pixel configuration and feed location are optimized through a multi-resolution strategy. Levy Flight is applied to the worst-performing particles to mitigate premature convergence. MATLAB simulations show that the proposed method shifts the resonance frequency from 2.6 GHz to 2.038 GHz, achieving a 21.6% miniaturization ratio within a 53 × 53 mm radiating area. The optimized design preserves high radiation performance with a 27.3 MHz bandwidth and an 8.41 dBi peak gain.*

1. Giriş

Modern havacılık ve haberleşme sistemlerindeki aerodinamik kısıtlamalar, mikroşerit yama antenler gibi düşük profilli ve kompakt tasarımları gerekli kılmakta, ancak rezonans frekansı ile fiziksel boyut arasındaki ters ilişki minyatürleştirmeyi zorlaştırmaktadır[1]. Yüzey pikselizasyonu ve sezgisel optimizasyon algoritmaları bu amaçla kullanılsa da, yüksek boyutlu arama uzaylarında erken yakınsama problemiyle karşılaşılmaktadır[2,3]. Bu çalışmada, hava tabanlı mikroşerit yama antenlerin minyatürleştirilmesi için pikselizasyon tabanlı geometri ile Levy Uçuşu Destekli QPSO (LF-QPSO) algoritmasını birleştiren ve literatürde daha önce rapor edilmemiş bir yaklaşım önerilmektedir[4,5].

2. Yöntem ve Anten Tasarımı

2.1. Anten Geometrisi ve Pikselizasyon Modeli

Anten, 100×100 mm PEC toprak düzlemi üzerinde 53×53 mm maksimum ışıma alanı ve 4.3 mm kalınlığında hava tabanı ile tasarlanmıştır. Hesaplama maliyetini azaltmak amacıyla üç aşamalı çok çözünürlüklü bir pikselizasyon stratejisi uygulanmıştır [3]: piksel boyutu 2 mm'den 0.5 mm'ye kademeli olarak küçültülmüş; ilk aşamada 2 mm (13×13), ikinci aşamada 1 mm (26×26) ve son aşamada 0.5 mm (52×52) ikili piksel matrisi kullanılmıştır. İkili matriste '1' iletken bakırı, '0' ise boşluğu temsil etmektedir. Algoritmanın oluşturduğu boşluklar yüzey akım yolunu uzatarak fiziksel boyutu değiştirmeden rezonans frekansını düşürmektedir [1, 3].

2.2. Levy Uçuşu Destekli QPSO (LF-QPSO)

Artan arama uzayı karmaşıklığı ve erken yakınsamayı önlemek amacıyla QPSO, Levy Uçuşu ile hibritlenmiştir [4,5]. QPSO, piksel konumlarını olasılıksal olarak güncelleyerek arama uzayının etkin şekilde keşfedilmesini sağlar [4]. Piksel konumu aşağıdaki eşitlikle güncellenmektedir:

$$X_i(t+1) = P \pm \alpha |M_{best} - X_i(t)| \ln\left(\frac{1}{u}\right) \qquad (1)$$

Yerel minimumlardan kaçınmak amacıyla seçici bir Levy Uçuşu mekanizması kullanılmıştır. Durgunluk durumunda, yalnızca en düşük performanslı parçacıklara Mantegna algoritması ($\beta = 1.5$) ile üretilen Levy Uçuşu adımları uygulanmaktadır [5]. Sürekli çözümler sigmoid fonksiyonu ile ikili piksel uzayına dönüştürülmektedir [2,4].

2.3. Elektromanyetik Amaç Fonksiyonu

LF-QPSO algoritması, ikili piksel konfigürasyonu ve besleme noktasını eşzamanlı olarak optimize etmektedir. Her aday çözüm MATLAB Antenna Toolbox'ta tam dalga analiz edilerek aşağıdaki amaç fonksiyonu (f) ile değerlendirilmektedir.

$$f = \frac{1}{|\sigma_{S11}|}\left[w_{freq} \cdot C_{freq} + w_{bw} \cdot C_{bw} + w_{gain} \cdot C_{gain} - B_{bw} - B_{gain}\right] \qquad (2)$$

Burada C_{freq}, C_{bw} ve C_{gain} sırasıyla rezonans frekansı, empedans bant genişliği ve tepe kazancı için maliyet terimlerini; B_{bw} ve B_{gain} ise yüksek performanslı tasarımlara atanan ödül terimlerini ifade eder.$|\sigma_{S11}|$, güçlü empedans uyumunu ödüllendiren normalizasyon çarpanıdır. Rezonans frekansı maliyet terimi aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır:

$$C_{freq} = \frac{f_{ref} - f_{res}}{f_{ref}} \qquad (3)$$

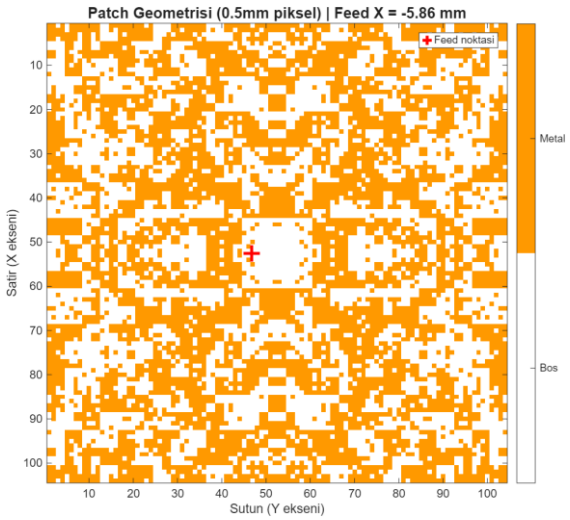
Bu ifade, rezonans frekansı referans değerin altına indikçe maliyetin azaldığını göstermektedir. C_{bw} ve C_{gain} terimleri bant genişliği ve empedans uyumu kısıtlarını ceza-ödül yapısıyla değerlendirmektedir. Ağırlık katsayıları ($w_{freq}, w_{bw}, w_{gain}$) optimizasyon aşamasına göre dinamik olarak güncellenir. Başlangıç aşamalarında frekans düşüşü önceliklendirilirken algoritma yakınsadıkça ağırlıklar hedef tasarım kriterlerini karşılayacak şekilde eşit bir dağılıma geçer.

3. Bulgular ve Tartışma

Önerilen LF-QPSO algoritması, üç aşamalı çok çözünürlüklü pikselizasyon stratejisi altında MATLAB Antenna Toolbox ortamında çalıştırılmış; optimize edilmiş piksel konfigürasyonu ve besleme noktası koordinatları elde edilmiştir.

3.1. Optimize Edilmiş Piksel Konfigürasyonu

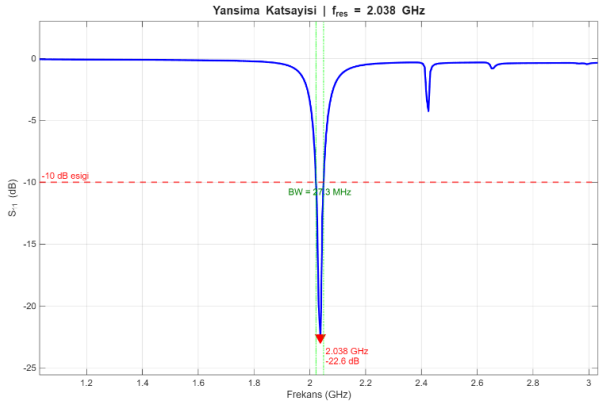
Şekil 1, algoritma tarafından son çözünürlük aşamasında (52×52 matris) belirlenen optimum ikili piksel matrisini göstermektedir. LF-QPSO ile keşfedilen boşlukların stratejik dağılımı, yüzey akım yollarını dolambaçlı hale getirerek antenin elektriksel boyutunu artırmıştır [1,3]. LF-QPSO, empedans uyumunu optimize etmek için besleme noktasını $X = -5.86$ mm koordinatında konumlandırmıştır. Uygulanan çeyrek simetri kısıtı sayesinde, karmaşık piksel dağılımına rağmen antenin ışıma örüntüsünde yapısal simetri ve kararlılık güvence altına alınmıştır.



Şekil 1. Optimize edilmiş pikselli anten geometrisi.

3.2. Yansıma Katsayısı (S_{11}) ve Kazanç Analizi

Şekil 2, optimize edilmiş antenin frekansa bağlı yansıma katsayısı (S_{11}) karakteristiğini göstermektedir. Simülasyon sonuçları, temel rezonans frekansının 2.6 GHz'den 2.038 GHz'e düşürüldüğünü ve %21.6'lık bir minyatürleştirme oranı sağlandığını göstermektedir. Rezonans noktasındaki S_{11} değeri -22.6 dB elde edilmiş ve güçlü bir empedans uyumu sağlanmıştır. Ayrıca, -10 dB eşiğindeki empedans bant genişliği 27.3 MHz olarak ölçülmüştür.



Şekil 2. Pikselli antenin frekansa bağlı S_{11} yansıma katsayısı.

Elde edilen sonuçlar, önerilen LF-QPSO algoritmasının pikselizasyon tabanlı anten minyatürleştirmesinde %21.6 rezonans frekansı düşüşü sağlarken, 27.3 MHz empedans bant genişliği ve 8.41 dBi gerçekleşen tepe kazancı elde ettiğini göstermektedir. Amaç fonksiyonunda tanımlanan çok parametreli optimizasyon yaklaşımı sayesinde düşük kazanç ve yetersiz bant genişliği sağlayan tasarımlar optimizasyon sürecinde elenmiş, böylece minyatürleştirme ile yüksek ışıma performansı arasında başarılı bir denge kurulmuştur. Bu bulgular, önerilen yaklaşımın anten minyatürleştirmesinde frekans–kazanç ödünleşimini etkin biçimde yönetebildiğini göstermektedir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, kısıtlı fiziksel alanlar için LF-QPSO algoritması ve çok çözünürlüklü pikselizasyon stratejisine dayanan yeni bir mikroşerit yama anten minyatürleştirme yöntemi sunulmuştur. Minyatürleştirme sürecinde, hava tabanının düşük dielektrik kayıpları ve çok parametreli amaç fonksiyonu sayesinde yüksek ışıma performansı korunmuştur. Elde edilen sonuçlar, önerilen LF-QPSO yaklaşımının yüksek boyutlu ayrık elektromanyetik arama uzaylarında etkili çözümler üretebildiğini ve anten minyatürleştirmesinde frekans–kazanç ödünleşimini başarıyla yönetebildiğini göstermektedir. Gelecek çalışmalarda, optimize edilen antenin prototip üretimi, VNA ve anekoik oda ölçümleri ile doğrulanması hedeflenmektedir.

Kaynaklar

[1]. Balanis C. A., Antenna Theory: Analysis and Design, 4. baskı. Hoboken, NJ, ABD: Wiley, 2016.

[2]. Kennedy J. ve Eberhart R., "Particle swarm optimization," Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks, Perth, WA, Avustralya, 1995, cilt 4, s. 1942-1948.

[3]. John M. ve Ammann M. J., "Optimization of a wideband printed antenna using a pixelated geometry," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 55, no. 10, s. 2933-2936, 2007.

[4].Sun J., Fang W., Wu X., Palade V., ve Xu W., "Quantum-behaved particle swarm optimization: Analysis of individual particle behavior and parameter selection," *Evolutionary Computation*, cilt 20, no. 3, s. 349–393, 2012.

[5]. Mantegna R. N., "Fast, accurate algorithm for numerical simulation of Lévy stable stochastic processes," *Physical Review E*, cilt 49, no. 5, s. 4677–4683, 1994.

Bütünleşik Algılama ve Haberleşme Sistemleri için Uzamsal Yol İndeks Modülasyonu

Ahmed Saleem, Ahmet Mete Elbir*
İstinye Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul
ahmed.saleem@istinye.edu.tr, ahmetmelbir@gmail.com

Özet: *Gelecek nesil kablosuz ağlar, spektral verimliliği (SV) artırma ve donanım maliyetini düşürme ikilemiyle karşı karşıyadır. Bütünleşik algılama ve haberleşme (BAH) çok amaçlı spektrum yeniden kullanımını sağlarken, yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzeyler (YAY) görüş hattı engelli senaryolarda kapsama alanını genişletir. Hibrit hüzme oluşturmanın sınırlı çoğullama kazancı SV'yi kısıtlamaktadır. Bu çalışma, RIS-BAH sistemlerinde SV'yi iyileştirmek için uzamsal yol indeks modülasyonu (UYİM) önermektedir. UYİM, seçilen yol indeksleriyle ek bitler iletir. Sayısal sonuçlar, önerilen yaklaşımın geleneksel tam sayısal ve hibrit hüzme oluşturuculara kıyasla sırasıyla yaklaşık %10 ve %20 daha yüksek SV sağladığını göstermektedir.*

Abstract: *Next-generation wireless networks face the dual challenge of improving spectral efficiency (SE) while reducing hardware cost. Integrated sensing and communications (ISAC) enables multi-purpose spectrum reuse, while reconfigurable intelligent surfaces (RISs) extend coverage in blocked line-of-sight scenarios. Meanwhile, the limited multiplexing gain of hybrid beamforming constrains SE. To improve SE in RIS-ISAC systems, this work introduces spatial path index modulation (SPIM), which exploits spatial diversity in millimeter-wave systems. SPIM conveys additional bits via selected path indices, while RIS enhances signal quality. Numerical results show that the proposed approach achieves approximately 10% and 20% higher SE than conventional fully digital and hybrid beamformers, respectively.*

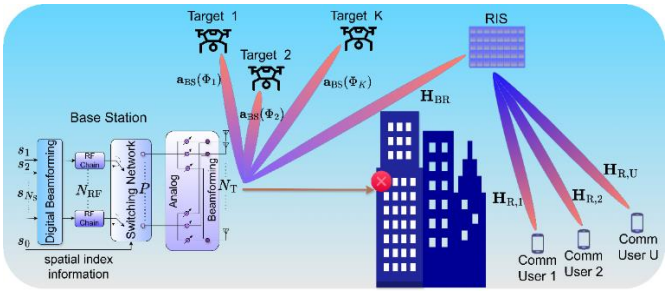
1. Giriş

Gelecek nesil kablosuz ağlar, artan veri talebi, sınırlı spektrum kaynakları ve yüksek donanım maliyetleri gibi önemli zorluklarla karşı karşıyadır. Bu zorlukların üstesinden gelmek için bütünleşik algılama ve haberleşme (BAH) kavramı önerilmiştir. BAH, algılama ve haberleşme işlevlerini aynı spektrum ve donanım platformunda birleştirerek spektrum kullanımını ve donanım verimliliğini artırmayı hedeflemektedir [1]. Milimetre dalga (mmWave) frekanslarında çalışan BAH sistemleri, şiddetli yayılım kaybı ve engeller nedeniyle zayıf kapsama alanı gibi önemli engellerle karşılaşmaktadır. Bu kapsama zorluklarını aşmak için yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzeyler (RIS) etkili bir çözüm sunmaktadır. RIS, pasif yansıtıcı elemanların faz kaymalarını ayarlayarak kablosuz yayılım ortamı üzerinde dinamik kontrol sağlar ve böylece tıkanmış görüş hattı senaryolarında kapsama alanını genişletir [2]. Öte yandan, devasa çoklu-giriş çoklu-çıkış (MIMO) sistemlerinde donanım karmaşıklığını azaltmak için kullanılan hibrit hüzme oluşturma mimarileri sınırlı çoğullama kazancına sahiptir ve bu durum spektral verimliliği (SV) kısıtlamaktadır. Bu sınırlamayı aşmak için indeks modülasyonu (IM) yenilikçi bir yaklaşım olarak önerilmiştir. IM, milimetre dalga kanallarındaki uzamsal çeşitlilikten yararlanarak seçili uzamsal yol indeksleri aracılığıyla ek bilgi bitleri iletmektedir [3].

Bu çalışmada, BAH sistemleri için RIS ve uzamsal yol indeks modülasyonunu (UYİM) birleştiren yeni bir yaklaşım sunuyoruz. Önerilen yöntem, RIS'in kapsama alanı genişletme avantajlarından ve UYİM'in SV iyileştirme yeteneklerinden eş zamanlı olarak yararlanmaktadır. Düşük karmaşıklıklı hibrit hüzme oluşturma tasarımı geliştirilmiş olup, analog hüzme oluşturucular tahmini algılama ve haberleşme yollarından, dijital hüzme oluşturucular ise kullanıcılar arası girişimi bastırmak için sıfırlamalı (zero-forcing) yöntemle tasarlanmıştır. Sayısal benzetimler, önerilen SPIM yaklaşımının geleneksel hibrit hüzme oluşturucuya kıyasla yaklaşık %20 ve tam sayısal (fully digital) hüzme oluşturucuya kıyasla yaklaşık %10 daha yüksek SV sağladığını göstermektedir [4].

2. SİSTEM MODELİ

Şekil 1'de gösterildiği gibi, N adet antene sahip doğrusal dizilim (ULA) ile donatılmış çift işlevli bir baz istasyonu (Bİ) düşünülmektedir. Bİ, U adet haberleşme kullanıcısına hizmet vermekte ve K adet hedefi algılamaktadır. Her kullanıcı $\bar{N}$ adet antene sahiptir. Bİ ile kullanıcılar arasındaki doğrudan görüş hattı (GH) bağlantıları engellidir ve haberleşme, M adet pasif yansıtıcı elemandan oluşan düzlemsel dizilim (UPA) ile donatılmış bir RIS üzerinden gerçekleştirilmektedir. Bİ, N_{RF} adet radyo frekansı (RF) zincirine sahip hibrit hüzme oluşturma mimarisi kullanmaktadır.



Şekil 1. RIS Destekli UYİM-BAH Sistem Modeli.

Milimetre dalga kanalları, Saleh-Valenzuela modeline göre sınırlı sayıda yayılım yolunun toplamı olarak modellenmektedir [4]. Bİ-RIS kanal matrisi $\mathbf{H}_{\mathrm{BR}} \in \mathbb{C}^{M\times N}$ ve RIS-kullanıcı-u kanalı $\mathbf{H}_{\mathrm{R,u}} \in \mathbb{C}^{\bar{N}\times M}$ sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilir

$$\mathbf{H}_{\mathrm{BR}} = \sqrt{\frac{NM}{L_{BR}}}\sum_{\ell=1}^{L_{BR}}\sum_{u=1}^{U}\alpha_{\ell,u}\boldsymbol{a}_{RIS}\left(\theta_{\ell,u}^{r},\phi_{\ell,u}^{r}\right)\boldsymbol{a}_{BS}^{\mathrm{H}}\left(\vartheta_{\ell,u}^{t}\right),$$

$$\mathbf{H}_{\mathrm{R,u}} = \sqrt{\frac{M\bar{N}}{L_{RU}}}\sum_{\ell=1}^{L_{RU}}\beta_{\ell,u}\boldsymbol{a}_{UE}\left(\vartheta_{\ell,u}^{r}\right)\boldsymbol{a}_{RIS}^{\mathrm{H}}\left(\theta_{\ell,u}^{t},\phi_{\ell,u}^{t}\right).$$

Burada $\alpha_{\ell,u}$ ve $\beta_{\ell,u}$ karmaşık yol kazançları, $\boldsymbol{a}_{BS}\left(\vartheta_{\ell,u}\right)$, $\boldsymbol{a}_{RIS}\left(\theta_{\ell,u},\phi_{\ell,u}\right)$, ve $\boldsymbol{a}_{UE}\left(\vartheta_{\ell,u}\right)$ sırasıyla Bİ, RIS ve kullanıcı yönlendirme vektörleridir. Varsayalım, $\boldsymbol{\Psi} = \mathrm{diag}\{e^{j\psi_1},\ldots,e^{j\psi_M}\}$ RIS faz kaydırma matrisini göstersin. RIS üzerinden Bİ'den kullanıcı-u'ya basamaklı kanal şu şekildedir

$$\mathbf{H}_{\mathrm{u}} = \mathbf{H}_{\mathrm{R,u}}\boldsymbol{\Psi}\,\mathbf{H}_{\mathrm{BR}} \in \mathbb{C}^{\bar{N}\times N}$$

Geleneksel APM sembollerinin ötesinde, uzamsal indeks sembolü s_0 tanıtılmakta ve bu sembol, N_{RF} RF zincirini analog hüzme oluşturucunun $P = K + UL$ adet giriş bağlantı noktasına dinamik olarak eşleyen bir anahtarlama ağına iletilmektedir [3]. UYİM için, mevcut L kullanıcı yolundan L_S alt kümesi veri iletimi için seçilirken, tüm K hedef yolu algılama için ayrılmıştır. Her kullanıcı için gerçekleştirilebilir uzamsal örüntü sayısı $S = 2^{\left\lfloor \log_2\left(\frac{L}{L_S}\right)\right\rfloor}$ olup, bu uzamsal alanın her kanal kullanımında $\left\lfloor \log_2\left(\frac{L}{L_S}\right)\right\rfloor$ adet indeks biti iletebileceğini göstermektedir. $L_S=1$ durumunda sistem tek-RF-zincirli kullanıcı işlemine indirgenir. $L_S = L$ durumunda ise hiçbir yol seçimi yapılmaz ve sistem UYİM'siz geleneksel BAH sistemine dönüşür.

Bİ, dijital hüzme oluşturucu $\mathbf{B}_i$ ve analog hüzme oluşturucu $\mathbf{A}_i$ aracılığıyla veri akışlarını iletmektedir. Analog hüzme oluşturucu $\left|[A_i]_{n_T,n_{RF}}\right| = 1/\sqrt{N}, \forall\, n_T, n_{RF}$ sabit-modülüs kısıtını sağlamakta ve güç kısıtı $|\boldsymbol{A_i}\mathbf{B_i}|_{\mathcal{F}}^2 = N_S$ olarak verilmektedir. İletilen sinyal $\mathbf{x}_i = \mathbf{A}_i\,\mathbf{B}_i\,\mathbf{s}$, olup, i-inci uzamsal örüntü için kullanıcı-u tarafından şu şekilde alınmaktadır

$$\mathbf{y}_{u,i} = \mathbf{H}_u\boldsymbol{A}_i\sum_{u'=1}^{U}\mathbf{b}_{u'i}s_{u'} + \mathbf{n}_u$$

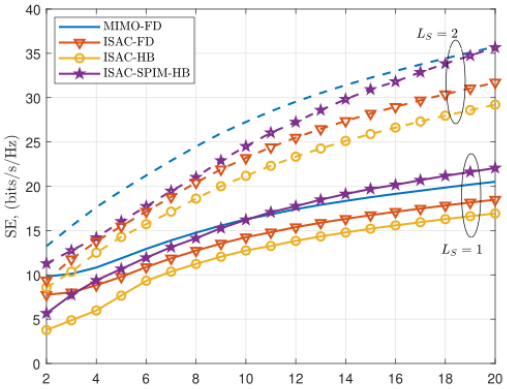
Burada $\mathrm{b}_{u'i} \in \mathbb{C}^{\mathrm{N_R}}$ kullanıcı-u' için taban bant hüzme oluşturucu sütunu ve $\mathbf{n}_u \sim \mathbb{CN}(0, \sigma_{n^2}\,\mathbf{I}_{\bar{N}})$ toplamsal beyaz Gauss gürültüsüdür.

3. ÖNERİLEN YÖNTEM

Önerilen hibrit hüzme oluşturma tasarımı, analog ve dijital aşamaların ayrıştırılmasıyla gerçekleştirilmektedir. Analog hüzme oluşturucu $\mathbf{A}_i$, algılama ve haberleşme yollarının yönlerinden elde edilen yönlendirme vektörleri kullanılarak oluşturulmaktadır. Algılama için, Bİ yansıyan işaretleri işleyerek hedef geliş açılarını (DoA) kestirmektedir [4]. Haberleşme için ise her kullanıcı yukarı bağlantı pilot sinyalleri göndermekte ve Bİ bu pilotları kullanarak yol yönlerini kestirmektedir [1]. Algılama yönleri $\{\widehat{\boldsymbol{\Phi}_{\boldsymbol{k}}}\}_{k=1}^{K}$ ve haberleşme yönleri $\{\theta_{u,\ell}\}_{\ell=1,u=1}^{L,U}$, kestirildikten sonra, analog hüzme oluşturucu aşağıdaki gibi oluşturulur

$$\mathbf{A}_i = \left[\mathbf{A}_R\middle|\mathbf{A}_C^{(i)}\right] \in \mathbb{C}^{N\times(K+UL_S)}$$

Burada $\mathbf{A}_{\mathrm{R}} = \left[\boldsymbol{a}_{\mathrm{BS}}\left(\widehat{\Phi_1}\right),\ldots,\boldsymbol{a}_{\mathrm{BS}}\left(\widehat{\Phi_K}\right)\right]$ algılama yönlerine karşılık gelen yönlendirme vektörlerini içermekte olup, $\mathbf{A}_{\mathrm{C}}^{(i)} = \mathbf{D}\mathbf{E}^{(i)}$ i-inci uzamsal örüntü için seçilen haberleşme yönlerini içermektedir. Burada $D = \left[a_{BS}\left(\theta_{1,1}\right),\ldots,a_{BS}\left(\theta_{L,U}\right)\right]$ tüm haberleşme yönlerini ve $\mathbf{E}^{(i)}$ ise $\mathrm{L_S}$ yolunu seçen bir matristir. Bu yapı, UYİM'in algılama hüzme örüntüsünü etkilememesini sağlamaktadır.



Şekil 2. Farklı Seçilen Yol Sayıları Için Yol Sayısına KarşıSpektral Verimlilik Performansı

Analog hüzme oluşturucu belirlendikten sonra, kullanıcılar arası girişimi bastırmak için dijital hüzme oluşturucu sıfırlamalı yöntemle tasarlanmaktadır. Etkin kanal $\overline{H}_i = [c_1^H \mathbf{H}_1 \mathbf{A}_i; \ldots; \boldsymbol{c}_U^H \mathbf{H}_U \mathbf{A}_i]$ olarak tanımlandıktan sonra, taban bant hüzme oluşturucu $\widetilde{B}_i = \overline{H}_i^+$ olarak hesaplanmakta ve daha sonra haberleşme-algılama ödünleşim parametresi ζ ile normalize edilmektedir. ζ=1 durumu haberleşme-odaklı, $\zeta = 0$ durumu ise algılama-odaklı tasarımı temsil etmektedir. RIS fazlarının optimizasyonu için, her kullanıcının belirli bir SINR eşiğini karşılaması hedeflenmektedir. $z_{u_1,u_2,i} = \text{diag}\{\boldsymbol{c}_{u_1}^H \mathbf{H}_{R,u_2}\} \mathbf{H}_{BR} \mathbf{A}_i b_{u_2,i} \in \mathbb{C}^M$ tanımlanarak, SINR ifadesi $\text{SINR}_{\text{ui}} = \frac{\frac{1}{U}|\boldsymbol{\psi}^{\text{H}} \boldsymbol{z}_{u,u,i}|^2}{\frac{1}{U}\sum_{u' \neq u}|\boldsymbol{\psi}^{\text{H}} \boldsymbol{z}_{u,u',i}|^2 + \sigma_n^2}$ şeklinde yazılabilir. $\text{SINR}_{\text{ui}} \geq \kappa_u$, $\forall u$ kısıtı altında $|\psi_m|$=1, $\forall m$ ile RIS fazları, $Z_{u,u',i} = z_{u,u',i} z_{u,u',i}^{\text{H}}$ ve $\boldsymbol{\Xi}$=$\boldsymbol{\psi}\boldsymbol{\psi}^{\text{H}}$ olmak üzere $\text{Tr}\{Z_{u,u,i}\boldsymbol{\Xi}\} \geq \kappa_u \sum_{u' \neq u} Tr\{Z_{u,u',i}\boldsymbol{\Xi}\} + \kappa_u \sigma_n^2$ olarak yeniden formüle edilmekte ve bu yarı-kesin programlama ile çözülmektedir [2]. Elde edilen çözümden ψ vektörü elde edilir.

4. DENEYLER VE SONUÇ

Önerilen UYİM yaklaşımının performansını değerlendirmek için 500 Monte Carlo deneyi üzerinden benzetimler gerçekleştirilmiştir. Baz istasyonunda N = 64 anten, her kullanıcıda $\bar{N}$ = 16 anten ve RIS'te M = 100 yansıtıcı eleman bulunmaktadır. U = 3 kullanıcı ve K = 3 hedef varsayılmıştır. Hedef ve kullanıcı yol yönleri [0°, 180°] aralığından rastgele seçilirken, yol kazançları $\gamma_l \sim N(1, (0.1)^2)$ olarak alınmıştır. SNR = 0 dB ve haberleşme-algılama ödünleşim parametresi ζ = 0.5 olarak belirlenmiştir. Karşılaştırma amacıyla, geleneksel hibrit hüzme oluşturucu (HB) ve tam sayısal (FD) hüzme oluşturucu sonuçları da sunulmaktadır.

Şekil 2, herbir kullanıcı için mevcut yol sayısı L'ye karşı spektral verimlilik (SV) performansını göstermektedir. L_S=1 ve L_S=2 durumları için elde edilen sonuçlar incelendiğinde, önerilen UYİM yaklaşımının her iki durumda da geleneksel HB ve FD yöntemlerine kıyasla daha yüksek SV sağladığı görülmektedir. L_S=2 durumu, daha fazla uzamsal çeşitlilik sunarak L_S=1'e göre belirgin bir iyileşme sağlamaktadır. Özellikle L ≥ 6 için UYİM, FD hüzme oluşturucuyu geride bırakmaktadır. Bu sonuçlar, UYİM'in uzamsal yol çeşitliliğinden yararlanarak daha az RF zinciri kullanmasına rağmen SV'de önemli kazançlar sağlayabileceğini göstermektedir.

5. Açıklama

Bu çalışma 125E365 nolu TÜBİTAK projesi kapsamında desteklenmektedir.

6. Kaynaklar

[1] W. Ke, B. Yasser, K. S. Ali, D. Jie and B. Pascal, "Integrated Sensing and Communication (ISAC) Transceiver: Hardware Architectures, Enabling Technologies, and Emerging Trends," *IEEE Journal of Selected Topics on Electromagnetics Antennas and Propagation*, vol. 1, no. 1, pp. 37 - 64, 2025.

[2] B. Ertugrul, "Reconfigurable Intelligent Surface-Based Index Modulation: A New Beyond MIMO Paradigm for 6G," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 5, pp. 3187 - 3196, 2020.

[3] G. Shuaishuai, Z. Haixia, Z. Peng, Z. Pengjie, W. Leiyu and A. Mohamed-Slim, "Generalized Beamspace Modulation using Multiplexing: A Breakthrough in mmWave MIMO," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 37, no. 9, pp. 2014 - 2028, 2019.

[4] A. M. Elbir, M. K. Vijay, A. Asmaa, C. Abdulkadir and A. M. Eltawil, , "Spatial Path Index Modulation in mmWave/THz Band Integrated Sensing and Communications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 23, no. 9, pp. 10788 - 10802, 2024.

Elektriksel Olarak Küçük Antenler İçin Negatif Empedans Dönüştürücü Devre Tasarımı ve Kararlılık Analizi

Mahmut Hakkı BARAN, Durmuş GEBEŞOĞLU,
ASELSAN A.Ş.
Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Başkanlığı
Ankara
mhakkibaran@aselsan.com, dgebesoglu@aselsan.com

Özet: *Bu çalışmada, elektriksel olarak küçük bir dipol antenin empedans uyumsuzluğunu gidermek için 20-250 MHz bandında çalışan kararlı bir Negatif Empedans Dönüştürücü (NED) devre tasarlanmıştır. NED devresindeki çapraz kuplajlı yapıdan kaynaklanan kararsızlık, Normalleştirilmiş Belirleyici Fonksiyon (NBF) analiziyle incelenmiş, paralel indüktör eklenerek çözülmüştür. NED devresinin antenin empedans uyumsuzluğunu önemli ölçüde iyileştirdiği simülasyon sonuçlarıyla desteklenmiştir. Bununla birlikte, simülasyon sonuçlarında NED devresinin uygulandığı, frekans bandının başlangıcında yaklaşık λ/75 cm uzunluğunda olan dipol antenin realize kazancının, empedans uyumsuzluğu giderilmemiş λ/37.5 cm uzunluğundaki dipol antenin realize kazancıyla benzer seviyede olduğu gösterilmiştir. Gerçekleştirilen tasarım ile birlikte antenin boyu yarı uzunluğuna düşürülmüş olup, kompakt bir anten tasarlanmıştır.*

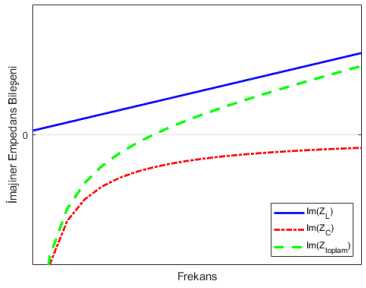
Abstract: *In this study, a stable Negative Impedance Converter circuit is designed to reduce the mismatch loss of an electrically small dipole antenna operating over 20-250MHz frequency range. The instability caused by the cross-coupled positive feedback is analyzed using Normalized Determinant Function and eliminated by adding a parallel inductor. The simulation results show the Negative Impedance Converter circuit significantly improves the antenna's impedance matching. In addition, it is shown in the simulation results that the realized gain of an approximately λ/75cm dipole antenna is comparable to that of the unmatched λ/37.5cm dipole antenna at the beginning of the frequency band.*

1. Giriş

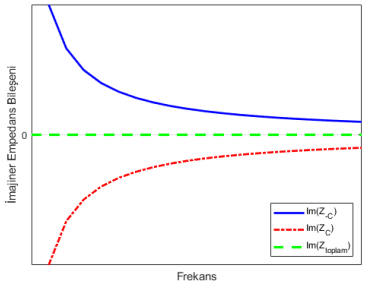
Günümüzde kompakt sistem ihtiyaçlarının artmasıyla birlikte, kompakt antenlerin tasarımı da bir zorunluluk haline getirmiştir. Bu tarz antenlere olan ihtiyaç özellikle HF (High Frequency) ve VHF (Very High Frequency) bantlarında daha belirgin bir hale gelmektedir. Çalışma frekansındaki dalga boyuna oranla fiziksel boyutu çok küçük olan anten elektriksel olarak küçük anten olarak adlandırılır. Bu durum matematiksel olarak, anteni çevreleyen en küçük kürenin yarıçapı a ve dalga sayısı k olmak üzere, ka<0.5 şartını sağlamasıyla ifade edilir [1]. Dalga boyunun HF ve VHF bantlarında büyük olması kompakt antenlerin elektriksel olarak küçük olmasına neden olmakta ve antenlerin performansını önemli ölçüde etkilemektedir. Bu sorunun temel sebebi elektriksel olarak küçük antenlerin giriş empedanslarının imajiner bileşeninin reel bileşenine oranla çok büyük olmasıdır [2]. Buna bağlı olarak empedans uyumsuzluğundan kaynaklanan realize kazanç kaybı önemli ölçüde artmaktadır. Pasif uyumlama devreleri sadece sınırlı bir frekans bandında empedans uyumlaması sağlayabilmektedir. Şekil 1'de bir kapasitörün (C), bir indüktörün (L) ve bu ikisinin seri bağlanması sonucu oluşan toplam empedans eğrileri verilmiştir. Toplam empedans eğrisinden de anlaşılacağı üzere pasif empedanslarla imajiner empedans iptali sadece sınırlı frekans bandında elde edilebilmektedir. Bu nedenle geniş bantlı anten uygulamalarında antenin giriş empedansının uyumlanması sınırlı bir frekans bandında sağlanabilmektedir. Buna karşın Non-Foster elemanlar kullanılarak empedans uyumlaması daha geniş bir frekans bandında gerçeklenebilmektedir. Pasif bir kapasitörün (C), negatif bir kapasitörün (-C) ve bunların seri bağlanması sonucu oluşan toplam empedans eğrileri Şekil 2'de verilmiştir. Toplam empedans eğrisinden de görüldüğü üzere ideal durumda imajiner empedansın sıfır olması beklenmektedir [2]. Negatif indüktörler veya kapasitörler, NED devreleri kullanılarak gerçekleştirilebilmektedir [3]. NED devreleri sayesinde anten performansında önemli iyileşmeler elde edilebilmekte ancak devreler doğaları gereği kararlılık problemleri içermektedir [1,2,4]. Devrelerin kararsız durumları osilasyon problemlerine neden olarak antenin performansını olumsuz etkileyebilmektedir.

Bu çalışmada, 20 cm uzunluğundaki bir dipol anten için 20-250 MHz bandında çalışan bir NED devresi tasarlanmıştır. Devrenin kararlılığı NBF analizi ile incelenmiş ve devreyi kararlı hale getirmek için devre üzerinde kararlılığı arttıracak değişiklikler yapılmıştır. Kararlı hale getirilen devre ile anten yapısı bir araya getirilmiş

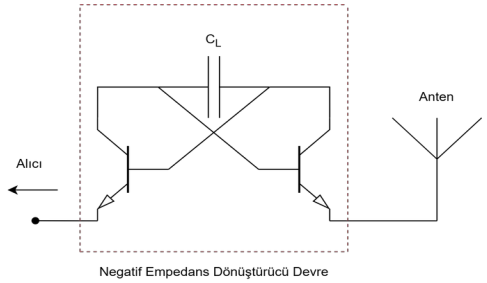
devrenin anten performansı üzerindeki iyileştirici etkisi incelenmiştir. Non-Foster elaman kullanılarak tasarlanan antenin realize kazancı farklı uzunluklardaki uyumlanmamış antenlerin realize kazançlarıyla karşılaştırılmıştır.



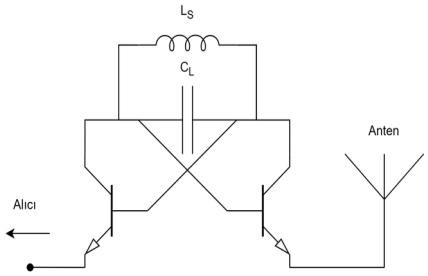
Şekil 1. Pasif Elemanlarla Empedans Uyumlaması



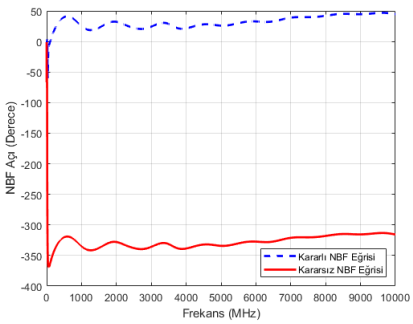
Şekil 2. Non-Foster Elemanlarla Empedans Uyumlaması



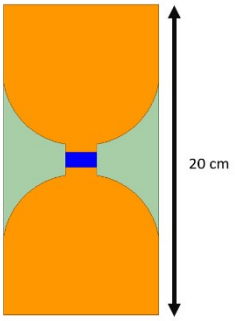
Şekil 3. Kararsız NED Devresi



Şekil 4. Kararlı NED Devresi



Şekil 5. Kararlı ve Kararsız NED Devrelerinin NBF Analizi



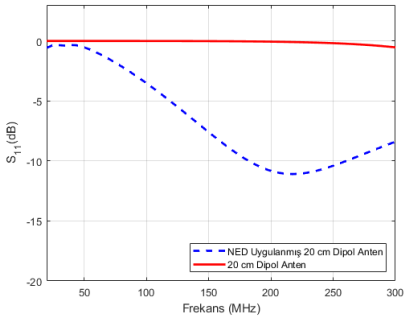
Şekil 6. 20 cm Uzunluğundaki Dipol Anten

2. Devre Tasarımı ve Kararlılık Analizi

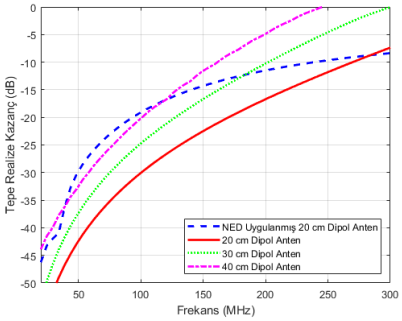
Elektriksel olarak küçük dipol antenlerin giriş empedansı kapasitif olmaktadır. Bu nedenle elektriksel olarak küçük dipol anten seri bağlı bir direnç ve kapasitörle modellenebilir [1]. Şekil 3'de gösterildiği gibi dipol antenin kapasitif etkisini nötrlemek için NED devre antene seri bağlanmıştır. Nötrlenmek istenen yük kapasitif olduğu için NED devrenin yüküne antenin giriş kapasitansına uygun değerde bir kapasitör (C_L) yerleştirilmiştir. NED devresinin transistörleri arasındaki çapraz kuplajlı pozitif geri besleme Şekil 3'de görülmektedir. Geri besleme yapısı bu devrelerde kararsızlık sorunlarına neden olabilmektedir. Kararsızlık sorunlarını çözmek için çeşitli analiz yöntemleri geliştirilmiş ve uygulanmıştır. Ancak bu yöntemler her durumda doğru sonuç vermemektedir [1,5]. Bu çalışmada tasarlanan devrenin kararlılığı NBF analiziyle simülasyon ortamında incelenmiştir. NBF analizinde, düzeltilmiş faz değerinin -360 derecenin altına düşmesi durumunda devrenin kararsız olduğu kabul edilir [4]. Şekil 3'deki devrenin düşük frekanslarda kararsız davranış sergilediği Şekil 5'de gösterilmiştir. Devrenin kararlılığını artırmak için NED devresinin kapasitörüne paralel bir indüktör (L_S) Şekil 4'teki gibi bağlanmıştır [1]. NBF analizine göre devrenin kararlı olduğu Şekil 5'de gösterilmektedir.

3. Simülasyon Sonuçları

Devre tasarımı ve kararlılık analizi tamamlandıktan sonra, devrenin antenin geri dönüş kaybı (S_{11}) üzerindeki etkisi incelenmiştir. 20 cm Uzunluğundaki dipol anten Şekil 6'da gösterilmiştir. Antenin NED devresi uygulanmadan önceki ve sonraki durumları için S_{11} sonuçları Şekil 7'da karşılaştırılmıştır. Tasarlanan devreyle birlikte, antenin S_{11} karakteristiği 20-250 MHz frekans bandında önemli ölçüde iyileşmiştir. Bununla birlikte, Şekil 8'de 20 cm uzunluğundaki dipol antenin devre ile birlikte olan realize kazancı, referans olarak seçilen empedans uyumlaması yapılmamış 20,30 ve 40cm uzunluklarındaki dipol antenlerin realize kazançları ile kıyaslanmıştır. NED devresiyle birlikte kullanılan 20 cm uzunluğundaki dipol antenin realize kazancı 20-250 MHz frekans bandında iyileştirilmiştir. 20-250 MHz bandında empedans uyumlaması yapılmamış 20 cm dipol antene göre band başında yaklaşık 10dB realize kazanç artışı elde edilmiştir. 20-140 MHz frekans bandında NED devresiyle birlikte kullanılan 20 cm uzunluğundaki dipol anten, empedans uyumlaması yapılmamış 30 cm uzunluğundaki dipol antene göre daha iyi performans göstermiştir. 20-120 MHz frekans bandında NED uygulanmış 20 cm uzunluğundaki dipol antenin realize kazancı, empedans uyumlaması yapılmamış 40 cm uzunluğundaki dipol antenin realize kazancına benzer bir performans göstermiştir. Bu sonuçlar, NED devresi ile kullanılan antenin, 20-120 MHz frekans bandında kendisinin fiziksel olarak 2 katı olan bir antenle benzer bir performans sergilediğini göstermektedir.



Şekil 7. NED Uygulanmış ve Uygulanmamış 20 cm Dipol Antenin Geri Dönüş Kaybı (S_{11})



Şekil 8. NED Uygulanmış 20 cm Uzunluğundaki Antenin NED Uygulanmamış Farklı Uzunluklardaki Antenlerle Realize Kazanç Karşılaştırması

4. Sonuç

Bu çalışmada, elektriksel olarak küçük boyutlardaki bir dipol antenin performansını artırmak amacıyla NED devre tasarlanmıştır. Devrenin kararlılığını kontrol etmek için NBF analizi uygulanmıştır. Devreyle birlikte antenin S_{11} karakteristiği ve realize kazancı, uyumlanmamış antenlerin S_{11} ve realize kazançlarıyla simülasyon ortamında kıyaslanmıştır. Tasarlanan devreyle birlikte anten kazancının çalışma frekansının başlangıcında yaklaşık 10dB artırıldığı gösterilmiştir. Üretim safhasında baskı devre yerleşim tasarımının devre kararlılığı üzerinde önemli etkisinin olacağı değerlendirilmektedir [5,6]. Çalışmanın bundan sonraki safhasında tasarlanan NED devresinin baskı devre yerleşim tasarımı da ele alınacak olup, kararlılık analizleri tekrarlanacak ve üretim aşamasına geçilecektir.

Kaynaklar

[1]. Song KS. *Non-Foster impedance matching and loading networks for electrically small antennas* (Doctoral dissertation, The Ohio State University).

[2]. Sussman-Fort SE, Rudish RM. Non-Foster impedance matching of electrically-small antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009 Jun 5;57(8):2230-41.

[3]. Linvill JG. Transistor negative-impedance converters. Proceedings of the IRE. 1953 Jun 30;41(6):725-9.

[4]. Tang Q, Xin H. Stability analysis of non-Foster circuit using normalized determinant function. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2017 Apr 12;65(9):3269-77.

[5]. Shen Y, Chio TH. Matching electrically small antenna using non-Foster circuit in the FM-band. InThe 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014) 2014 Apr 6 (pp. 333-336). IEEE.

[6]. Jaafar H, Lemur D, Collardey S, Sharaiha A. Parametric optimization of a non-foster circuit embedded in an electrically small antenna for wideband and efficient performance. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019 Mar 4;67(6):3619-28.

Uydu Navigasyon Sistemleri İçin U-Biçimli Yarık Yüklemeli Minyatürize Mikroşerit Yama Anten Dizisi

Yeşim Piroğlu, Fatih Korkmaz, Özgür Özdemir
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
piroglu22@itu.edu.tr, korkmazf20@itu.edu.tr, ozdemiroz3@itu.edu.tr

Özet: *Uydu temelli konumlandırma sistemleri içinde en yaygını Küresel Konumlandırma Sistemi (GPS)'dir. Bu çalışmada GPS L1 frekansında (1575.42 MHz) çalışan sağ-el dairesel polarize (SEDP), koaksiyel beslemeli bir yama anten tasarımı yapılmıştır ve dar alanlara uyum sağlayabilmesi için minyatürize edilmiştir. Anteni, bant genişliği kaybı yaşamadan minyatürize edebilmek için U-biçimli yarıklar kullanılmıştır. Sonrasında bu antenin boyutu optimize edilerek dörtlü anten dizisinde performansı geleneksel anten dizisinin performansıyla karşılaştırılmıştır. Yama antenin, tekil anten ve anten dizisi olarak performansında önemli bir düşüş gözlenmeden, anten başarıyla minyatürize edilmiştir.*

Abstract: *Among satellite-based positioning systems, the Global Positioning System (GPS) is the most commonly used one. This study presents a right-hand circularly polarized (RHCP) patch antenna with coaxial feed operating at the GPS L1 frequency (1575.42 MHz) and miniaturized for spatially limited places. Miniaturization was achieved with the addition of U-slots, while preserving the bandwidth. Miniaturized antenna was then simulated in a four-element array and compared with a traditional array, with the patch dimensions optimized during the process. The single patch antenna was successfully miniaturized without a significant decrease in performance in both single-element and array configurations.*

1. Giriş

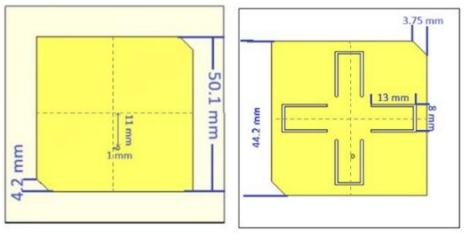
Küresel Navigasyon Uydu Sistemleri (GNSS), uydu sinyallerini kullanarak bir alıcının hızını, konumunu ve zamanlamasını belirlemek için birçok alanda kullanılır [1]. Farklı ülkeler tarafından geliştirilen çok sayıda uydu sistemi bulunmakta olup; GPS, en yaygın kullanılan GNSS' tir.

Bir yama antenin GNSS alıcısında kullanılabilmesi için, SEDP özelliğini sağlaması ve hedeflenen frekans bandına uygun olması gerekmektedir. Anten minyatürleştirmesi, antenin elektriksel uzunluğunu yani akım yolunu artırarak ve aynı anten boyutuna sahipken rezonans frekansını azaltarak elde edilir. Anten boyutunu küçültmenin dezavantajlarından biri bant genişliğidir. Yama anten minyatürleştirmesi için metamalzemeler [2], fraktal yapılar [3], yüksek dielektrik alt tabakalar ve yarık yükleme tekniği [4] gibi çeşitli teknikler önerilmiştir. [5]'te, bant genişliğinde azalma olmaksızın tek bir yama antenini küçültmek için bir U-şekilli yarık yapısı kullanılmıştır.

Bu çalışmada, GPS L1 bandında çalışan koaksiyel beslemeli, minyatürize edilmiş SEDP özelliğine sahip bir mikroşerit yama anten dizisi önerilmiştir. Anten boyutlarının küçültülmesi amacıyla, U-biçimli yarık yapıları temel alınarak, çoklu bir yarık yerleşimi optimize edilmiştir. İlk olarak, minyatürize edilmiş tek yama antenin performansı incelenmiş, ardından yana antenin boyutları düzenlenerek 2×2 anten dizisi tasarlanmıştır. Önerilen minyatürize anten dizisi ile geleneksel yama anten dizisine göre %20 oranında kenar uzunluğu küçültmesi sağlanırken, eksenel oran, giriş yansıma katsayısı ve kazanç performansının geleneksel anten dizisine yakın seviyede korunduğu gösterilmiştir. Bu çalışmada sunulan tüm benzetim sonuçları, CST Studio Suite elektromanyetik benzetim yazılımı kullanılarak elde edilmiştir.

2. Mikroşerit Yama Anten Tasarım ve Minyatürizasyonu

GPS L1 bandında çalışan minyatürize SEDP mikroşerit yama anten tasarımının ilk adımında, 1575.42MHz merkez frekansında çalışan bir SEDP mikroşerit yama anten tasarlanmıştır. Anten tasarımında, dielektrik sabiti (ε_r) 3.45 ve kayıp tanjantı (tan δ) 0.0031 olan, 0.018 mm bakır kaplama kalınlığına ve 1.524 mm alt tabaka yüksekliğine sahip Isola I-Tera MT-40 malzemesi kullanılmıştır. SEDP çalışma karakteristiğini elde etmek amacıyla, [6]'da açıklanan köşe kesme tekniği uygulanmıştır. Şekil 1a'da gösterildiği üzere, yama anten 50.1 mm kenar uzunluğuna sahip kare formda tasarlanmış ve 4.2 mm uzunluğunda köşe kesmeleri eklenmiştir. 50 Ω empedans uyumu sağlamak amacıyla, koaksiyel besleme noktası hem x hem de y eksenleri boyunca optimize edilmiştir. Optimum besleme noktası, x ekseninden 11 mm ve y ekseninden 1 mm uzaklıkta olacak şekilde belirlenmiştir. Tasarlanan yama antenin boyutunu küçültmek amacıyla, Şekil 1b'de görüldüğü üzere U-biçimli yarıklar eklenmiştir.

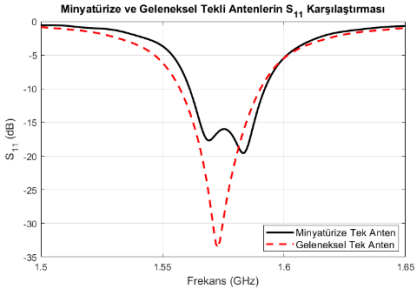


a b

Şekil 1. Geleneksel tek yama anten tasarımı (a), minyatürize tek yama anten tasarımı (b).

Yama anten yüzeyine dört adet U-biçimli aynı boyutta yarık birbirlerinin 90° döndürülmüş versiyonları olan eklenmiştir. İstenen S-parametreleri ve eksenel oran değerlerini elde etmek amacıyla parametrik optimizasyonlar gerçekleştirilmiştir. Şekil 1b'de görüldüğü üzere, bu tasarım yaklaşımı ile yama antenin kenar uzunluğu 44.2 mm'ye düşürülmüştür. Köşe kesim uzunluğu 3.75 mm, yarık taban uzunluğu 8 mm, kol uzunlukları 13 mm ve yarık genişliği 0.7 mm olarak belirlenmiştir. Ayrıca, yarıklar yama anten kenarlarından 3 mm içeride konumlandırılmıştır. Besleme noktası değiştirilmemiştir. Antenin ışıma karakteristiği incelendiğinde, üst yarı uzayda yoğun ışıma gerçekleştirdiği görülmektedir.

U-biçimli yarıklar akımı yönlendirirken, akımın yarıkların köşelerinde yoğunlaşmasına sebep olurlar. SEDP yama anten ve minyatürleştirilmiş yama antenin S-parametreleri Şekil 2'de verilmiştir.

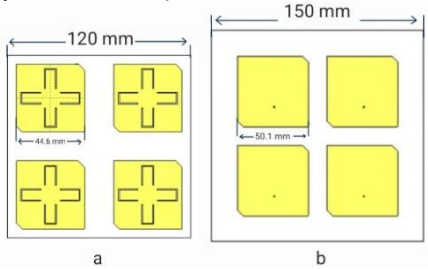


Şekil 2. Minyatürize ve geleneksel tek antenlerin S_{11} grafiği.

Geleneksel anten ve tasarlanan minyatürize antenin performans parametrelerine göre, anten boyutu 50.1 mm'den 44.2 mm'ye düşürülerek, performansta belirgin bir kayıp olmaksızın %11.7 oranında küçülme sağlanmıştır. Geleneksel yama antenin ana lob phi=90°, theta=0° yönünde realize kazancı 4.69 dBi ve bant genişliği 33 MHz iken, minyatürize antenin realize kazancı 4.42 dBi, bant genişliği 30 MHz seviyesine gerilemiştir. Bununla birlikte, her iki anten de phi=90°'de, 150°'den daha geniş bir theta ışıma açısı boyunca dairesel polarizasyon karakteristiğini korumaktadır. Ana lob yönünde, merkez frekansta eksenel oran 1.99 dB'den 2.06 dB'ye yükselmiştir.

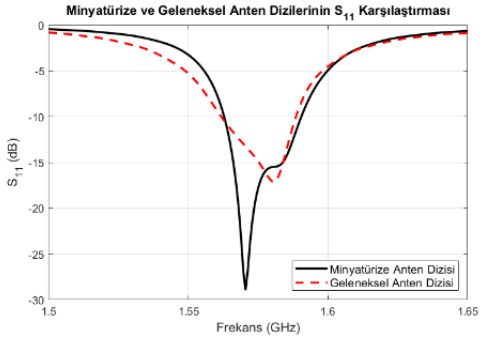
3. Minyatürize Yama Anten Dizisi Tasarımı

GNSS uygulamaları için 2×2'lik bir anten dizisi tasarlanmıştır. Kısıtlı alanlara sığmak için antenlerin merkezleri arası mesafe 63.49 mm (≈λ/3) olarak belirlenmiştir. Şekil 1b'de gösterilen anten tasarımıyla belirtilen uzaklıkta 2x2 anten dizisi simüle edildiğinde frekans bandında kayma gözlenmiştir. Frekans bandını, GPS L1 bandını kapsayacak şekilde ayarlamak için anten boyutlarında düzenleme yapılmıştır. Kare yama antenin kenar uzunluğu 44.2 mm' den 44.6 mm' ye ve köşe kesimlerinin uzunluğu 3.75 mm' den 4 mm' ye değiştirilmiştir. Şekil 3 (a) ve (b), sırasıyla minyatürize edilmiş ve geleneksel antenler için 2×2, antenlerin merkezleri arası mesafe ≈λ/3 olarak belirlenmiş dizileri göstermektedir. Şekil 4'te anten dizilerinin S_{11} grafiği verilmiştir. Geleneksel anten dizisinin boyutu 150 mm × 150 mm iken, minyatürize edilmiş anten dizisi 120 mm × 120 mm'ye küçültülmüştür.



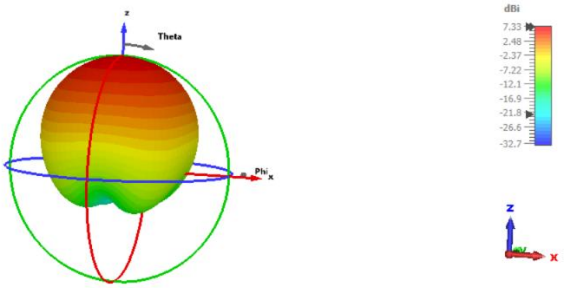
a b

Şekil 3. Minyatürize anten dizisi (a), geleneksel anten dizisi (b).



Şekil 4. Geleneksel ve minyatürize anten dizilerinin S_{11} parametreleri.

Buna karşılık geleneksel anten dizisinde merkez frekans 1575.42 MHz'de ana lob yönü olan phi=90°, theta=0° ışıma yönünde 6.3 dB olan eksenel oran, minyatürize dizide U-biçimli yarıkların ve köşe kesimlerinin optimizasyonuyla 3 dB seviyesine düşürülmüştür ve SEDP özelliğe sahiptir. Geleneksel anten dizisi merkez frekansta, ana lob yönünde 8.03 dBi realize kazanca sahipken, minyatürize dizinin realize kazancı 7.33 dBi'dır. Antenlerin giriş yansıma katsayısı değerleri incelendiğinde geleneksel anten dizisinde de minyatürize anten dizisinde de ortalama bant genişliği 28 MHz olarak gözlemlenmiştir. Minyatürize anten dizisinin ana lob yönünde, 1575.42 MHz merkez frekansındaki üç boyutlu ışıma karakteristiği Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5. Minyatürize anten dizisinin 1575.42 MHz merkez frekansındaki üç boyutlu ışıma karakteristiği.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, Küresel Navigasyon Uydu Sistemleri için SEDP özelliğine sahip yeni bir minyatürize anten dizisi tasarlanmıştır. Kenar uzunluğu 50.1 mm olan karesel yama anten, üzerine eklenen U-biçimli yarıkların akım yollarını uzatması sayesinde 44.2 mm kenar uzunluğuna indirgenmiştir. Minyatürize yama antenin anten dizisinde simülasyonunda yama anten boyutunda optimizasyon yapılmış ve karesel yama antenin boyutu 44.6 mm olarak düzenlenmiştir. Yama anten boyutlarında sağlanan bu küçültme ile 2×2 anten dizisinde yaklaşık %20 oranında kenar uzunluğu azaltımı elde edilmiştir. Sonuçlar, önerilen minyatürizasyon tekniğinin hem tekil anten hem anten dizisi performansında belirgin bir bozulmaya yol açmadan etkin bir boyut küçültme sağladığını göstermektedir.

Kaynaklar

[1]. U.S. Department of Defense, "Global Positioning System (GPS) Standard Positioning Service (SPS) Performance Standard," 2020, 5th ed.

[2]. R. O. Ouedraogo, E. J. Rothwell, A. R. Diaz, K. Fuchi, ve A. Temme, "Miniaturization of patch antennas using a metamaterial-inspired technique," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 60, no. 5, s. 2175–2182, 2012.

[3]. N. Gurgel, I. Queiroz, H. Andrade, ve T. Silveira, "Miniaturization of microstrip patch antennas using koch fractal geometry on the ground plane," 2021 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2021, s. 1–3.

[4]. H. T. Nguyen, S. Noghanian, ve L. Shafai, "Microstrip patch miniaturization by slots loading," in 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, cilt. 1B, 2005, s. 215–218.

[5] C. G. Farhad Gh. Khodaei, Javad Nourinia, "A practical miniaturized u-slot patch antenna with enhanced bandwidth," Progress In Electromagnetics Research B, cilt. 3, s. 47–62, 2008.

[6] E. A. Marranghelli, R. L. La Valle, ve P. A. Roncagliolo, "Simple and effective gnss spatial processing using a low-cost compact antenna array," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, cilt. 57, no. 5, s. 3479–3491, 2021.

6G ISAC Sistemlerinde Çatı Yüksekliği Tahmini İçin Sionna RT ve Analitik Ters Çözüm

Ömer Berkay ÖZYILMAZ , Fatma Sena TAŞCI , İpek YAZICI, Hulusi AÇIKGÖZ

Ankara Medipol Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ankara

omer.ozyilmaz@std.ankaramedipol.edu.tr , fatma.tasci@std.ankaramedipol.edu.tr , ipek.yazici@std.ankaramedipol.edu.tr , hulusi.acikgoz@ankaramedipol.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, kentsel alanlarda bina çatı yüksekliği tahmini IMT-2030/6G Entegre Algılama ve Haberleşme (ISAC) kapsamında 100 GHz sub-THz bandında incelenmiştir. Önerilen analitik diferansiyellenebilir görüntü yöntemi kullanılarak, Ankara Kızılay Açık Sokak Haritası (OSM) verileri ve NVIDIA Sionna RT ışın izleme motoru üzerinde üretilen kanal darbe yanıtları (CIR) kapalı formda ters çevrilerek bina yükseklikleri yüksek kararlılıkla tahmin edilmiştir. Bant sınırlı OFDM/CSI ortam ölçüm sistemi için Cramér-Rao Alt Sınırı (CRLB) türetilmiş, Monte-Carlo simülasyonlarıyla doğrulanmıştır. Yapısal tanımlanabilirlik sınırları ve çatı şekli model uyumsuzluğu nicel olarak çözümlenmiştir.*

Abstract: *This paper investigates building roof height estimation for IMT-2030/6G Integrated Sensing and Communications (ISAC) using a 100 GHz sub-THz carrier. Via the proposed analytical differentiable image method, channel impulse responses (CIR) generated by the NVIDIA Sionna RT ray tracer over an Ankara OpenStreetMap (OSM) scene are analytically inverted in closed-form to recover building heights with high robustness. The Cramér-Rao Lower Bound (CRLB) for a band-limited OFDM/CSI sounder is derived and validated via Monte Carlo simulations. Structural identifiability limits and roof-shape model mismatch are quantitatively analysed.*

1. Giriş

Entegre Algılama ve Haberleşme (ISAC), kablosuz iletişim ağlarının hem veri iletmesine hem de çevredeki nesneleri radarlar gibi yüksek hassasiyetle algılamasına olanak tanıyan bir teknoloji modelidir. ISAC, ITU-R IMT-2030 tarafından 6G ağlarına yönelik altı belirleyici kullanım senaryosundan biri olarak resmen onaylandı. [1] Bu çalışmada, OSM [2] üzerinden bilinen bina taban poligonlarının yalnızca düz çatı yüksekliklerinin bilinmediği bir senaryo ele alınmaktadır.

Anten irtifası sabit tutulduğu senaryoda çatı yükseldikçe çatı yansımasının yol uzunluğu azalır ve gecikme kısalır. Bu nedenle gecikme–yükseklik duyarlılığı $\frac{\partial \tau}{\partial h} \neq 0$ olup tahmin problemi yapısal olarak tanımlanabilir. Sionna RT [3], radyo yayılım modellemesi için diferansiyellenebilir bir ışın izleyici entegre ederek kanal darbe yanıtının gradyanlarını çevre parametrelerine göre hesaplamaya olanak tanır [4]. Ancak, geometrik ağ bileşenleriyle olan karmaşık etkileşimler otomatik diferansiyellenebilme (AD) akışını kısıtlayabilmektedir. Çözüm olarak analitik diferansiyellenebilir görüntü yöntemi geliştirilmiştir. Fiziksel doğruluk sınırı ise CRLB (Cramér-Rao Alt Sınırı) analizi ile belirlenmiştir.

2. Sistem Modeli

Ankara Kızılay meydanındaki 200×220 m'lik bir alanda 34 binalık sahne, Sionna RT üzerinden simüle edilmiştir. Taşıyıcı frekansı 100 GHz olarak belirlenmiş; seçilen 6 binanın ağırlık merkezi üzerinde, aralarında 1 m (±W/2 = ±0,5 m) yatay açıklık bulunan TX - RX anten çiftleri Z = 40 m sabit yüksekliğe yerleştirilmiştir. Hesaplamalarda, antenler arası doğrudan görüş hattı (LOS) ve çatılardan gelen tek seferlik pürüzsüz yansıma yolları temel alınmıştır. Düz çatı (h) için görüntü yöntemi ile kapalı-form gecikme eşitliği Denklem 1'de verilmiştir. Bu denklemin tersi, ölçülen gecikme $\hat{\tau}$ 'dan yüksekliği doğrudan verir. Bu durum Denklem 2'de verilmiştir.

$$\tau(h) = \frac{2\sqrt{(W/2)^2 + (Z - h)^2}}{c} \quad (1) \qquad \hat{h} = Z - 2\sqrt{\left(\frac{c\hat{\tau}}{2}\right)^2 - \left(\frac{W}{2}\right)^2} \quad (2)$$

Analitik model, Sionna RT PathSolver sonuçlarıyla karşılaştırılmış ortalama mutlak gecikme farkı $9{,}4\times10^{-6}$ ns olarak bulunmuştur. 6 binanın yükseklikleri 18, 18, 27, 24, 30 ve 18 m'dir.

Denklem 2, her birinde bağımsız bir 1-boyutlu gecikmeyle yükseklik tersini tanımlar; Seçilen 6 bina için ayrı ayrı yürütülen analitik ters çevrim işlemleri, gradyan tabanlı sayısal optimizasyon döngüsüyle de doğrulanmış ve iki yaklaşım arasındaki sapmanın (< 2,3 μm) 'nin altında kaldığı gözlenmiştir. Gürültüsüz Sionna gecikmeleri kullanıldığında RMSE =$1{,}35\times10^{-4}$ cm (Root Mean Square Error) elde edilmektedir.

Önerilen yöntemin doğruluğunu ölçmek adına, tarafsız bir tahmin yönteminin ulaşabileceği en alt hata limitini veren Cramér-Rao Alt Sınırı (CRLB) analizi yapılmıştır. Bant sınırlı OFDM/CSI kanal ölçüm mimarisi için M alt taşıyıcılı ToA CRLB'si [5],[6] ile bu değerin yükseklik tahminine yansıması ($|\partial\tau/\partial h| \approx 2/c$ duyarlılığıyla) sırasıyla Denklem 3 ve Denklem 4'te verilmiştir

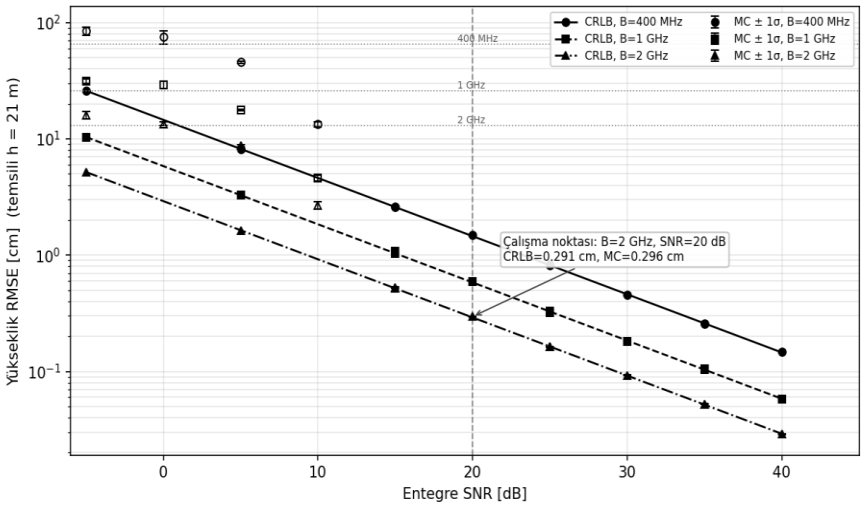
$$\sigma_\tau = \frac{\sqrt{6}}{2\pi B\sqrt{SNR_{int}}}\sqrt{\frac{M-1}{M+1}} \qquad (3) \qquad\qquad \sigma_h = \frac{\sigma_\tau}{|\partial\tau/\partial h|} \approx \frac{c}{2}\,\sigma_\tau \qquad (4)$$

B =2 GHz, M =256 ve SNR=20 dB'de $\sigma_h \approx 0{,}29$ cm elde edilir. 4000 denemeli Monte-Carlo (matched-filter periyodogram tahmin yöntemi) doğrulaması Tablo 1'de, teorik ve simülasyon eğrileri¸ Şekil 1'de verilmiştir. Bu çalışmada Monte-Carlo yöntemi, sistemin teorik olarak ulaşılabilecek en alt hata sınırına (CRLB) gerçek dünya şartlarında ve rastgele değişkenler altında ne kadar yaklaşabildiğini istatistiksel olarak doğrulamak için kullanılmıştır. Sistem eşik SNR değerinin(15 dB) altında kaldığında tahmin sonuçları belirlenen arama sınırları ile kısıtlanmakta ancak 20 dB'de asimptotik CRLB uyumu sağlanmıştır.

Tablo 1: B =2 GHz, M =256 için CRLB ve Monte-Carlo RMSE

SNR (dB)	CRLB (σ_h)	MC RMSE (cm)
0	2,91	13,47*
10	0,92	2,68*
20	0,29	0,3
30	0,09	0,09

*Eşikaltı (window-limited)



Şekil 1: Farklı bant genişlikleri (B = 400 MHz, 1 GHz, 2 GHz) için yükseklik RMSE'sinin entegre SNR'a göre değişimi: teorik CRLB (düz çizgi) ve Monte-Carlo simülasyonu (kesik çizgi).

3. Duyarlılık Analizi

Duyarlılık $\partial\tau/\partial h$ anten pozisyonu için analitik olarak türetilmiştir (Tablo 2). Sabit irtifada dikey kol (Z - h) yükseklikle değiştiğinden $\partial\tau/\partial h \neq 0$'dır. Çatı 1 m yükseldiğinde gidiş dönüş yansıma yolu yaklaşık 2 m kadar kısalır ve gecikme $2/c \approx 6.67$ ns/m oranında azalır. Yükseklik takipli sistemlerde anten yüksekliği binanın

yüksekliğine göre otomatik ölçeklenir (Z = h + sabit). Yansıma yolunun uzunluğu ve dolayısıyla gecikme yükseklikten bağımsızlaşır bunu takiben $\partial\tau/\partial h \equiv 0$ olur. Sokak seviyesi geometride ise alıcı ve verici sokak seviyesinde ($Z \approx 2$ m) bulunduğundan baskın yayılım yolu çatı yansımasını değil yer yansımasını oluşturmaktadır. Bu yolun uzunluğu bina yüksekliğini içermediğinden $\partial\tau/\partial h \equiv 0$ sonucuna yeniden ulaşırız. Bu iki geometride yükseklik, kullanılan optimizasyon algoritmasından bağımsız olarak yapısal tanımlanamazlık nedeniyle tahmin edilememektedir.

Tablo 2: Anten Pozisyonuna Göre Tanımlanabilirlik

Geometri	$\partial\tau/\partial h$(ns/m)	Tanımlanabilirlik
Sabit-irtifa havadan (bu çalışma)	-6,67	Evet
Yükseklik-takipli anten	0	Hayır
Sokak seviyesi yer yansıması	0	Hayır

Yöntemde, çatıyı düz bir yüzey kabul eden kapalı form denklemleri kullanılmaktadır. Gerçekte çatılar α açısıyla eğimli olabilir. Eğimli çatı için tam görüntü-yöntemi gecikmesi bağımsız bir analitik model olarak hesaplanmış, tahmin ise Denklem 2 ile yapılmıştır.

B = 2 GHz, SNR= 20 dB çalışma noktasında elde edilen sistematik hata değerleri Tablo 3'te verilmiş ve $\alpha > 2^\circ$ durumunda model uyumsuzluğundan kaynaklanan sistematik hata, gürültü tabanını (≈ 0,29 cm) geçmekte ve hesaplama hatasında baskın hale gelmektedir**.** Gürültü tabanı ayrı bir eşik değil, Tablo 1'de türetilen CRLB değeridir. Hata bant sınırlı termal gürültüden kaynaklanmakta, eğimle büyüyen hata ise düz çatı modeli ile eğimli çatı gerçeği arasındaki uyumsuzluktan kaynaklanmaktadır.

Tablo 3: Çatı Eğimine Göre Sistematik Hata Değerleri (SNR= 20 dB, B = 2 GHz)

Eğim α (°)	Yakınlık (cm)	Toplam RMSE (cm)
0	0,00	0,29
2	1,07	1,15
4	4,27	4,43
10	26,6	27,6
20	105,6	109,6

4. Sonuç

Bu çalışmada, 100 GHz sub-THz ISAC çerçevesinde sabit-irtifa havadan ölçüm geometrisi, Sionna RT ile doğrulanmış ve bina çatı yüksekliği tahmini analiz edilmiştir. Bant-sınırlı OFDM/CSI ortam ölçüm sistemi için türetilen CRLB, B=2 GHz ve SNR=20 dB'de teorik hassasiyet alt sınırı ortalama 0,29 cm'dir ve bu Monte-Carlo simülasyonlarıyla doğrulanmaktadır. Tanımlanabilirlik analizi, yalnızca sabit-irtifa geometrisinin çatı yüksekliğini gözlemlenebilir kıldığını; model uyumsuzluğu analizi ise $\alpha > 2^\circ$ çatı eğiminden itibaren düz-çatı sistematik hatasının gürültü alt sınırını aştığını ortaya koymaktadır. Pratik konuşlandırmada platform konum belirsizliği toplam hata analizinde CRLB tabanını domine edeceğinden, uçtan uca doğruluk cm mertebesinde sınırlanır.

Kaynaklar

[1]. Luo H., vd., "Integrated sensing and communications framework for 6G networks," *IEEE Wireless Communications*, cilt.32, no.6, s.102-109, Aralık 2025.
[2]. OpenStreetMap katkıda bulunanları, OpenStreetMap, https://www.openstreetmap.org/copyright, erişim: Temmuz 2026.
[3] Hoydis J., Cammerer S., Aït Aoudia F., Nimier-David M., Maggi L., Marcus G., Vem A. ve Keller A., Sionna, sürüm 2.0.1, https://nvlabs.github.io/sionna/, 2022.
[4]. Hoydis J., Aït Aoudia F., Cammerer S., Nimier-David M., Binder N., Marcus G. ve Keller A., "Sionna RT: Differentiable ray tracing for radio propagation modeling," arXiv:2303.11103, 2023.
[5]. Bayesteh A., He J., Chen Y., Zhu P., Ma J., Shaban A. W., Yu Z., Zhang Y., Zhou Z. ve Wang G., "Integrated sensing and communication (ISAC) — From concept to practice," *Communications of Huawei Research*, sayı 2, s.4-25, Eylül 2022.
[6] Li S., Sun R., Xu B. ve Liu Y., "Cramér-Rao bound for direct position estimation in OFDM based cellular systems," *2025 IEEE Workshop on Signal Processing Systems (SiPS)*, Hong Kong, Çin, s.1-5, Kasım 2025.

STL Uçak Geometrisi Üzerinde Lagrange Gevşetmesi Tabanlı EMC-Duyarlı Kablo Demeti Rotalaması: Kalkanlamanın Etkin Bir Rotalama Kaldıracı Olarak Kullanımı

Ümit Can ÜNAL, Ahmet KIZILAY
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
can.unal1@std.yildiz.edu.tr, akizilay@yildiz.edu.tr

Özet: *Uçak Elektriksel Kablaj Bağlantı Sistemleri (EWIS), ağırlık ve elektromanyetik uyumluluk (EMC) bakımından kritik bir alt sistemdir. Bu çalışmada kablo demeti rotalaması, doğrudan üç boyutlu STL gövde geometrisi üzerinde, kapasiteli bir Steiner ormanının Lagrange gevşetmesi olarak formüle edilir. SAE AS50881 / MIL-STD-461G sınıf ayrımı, minimum büküm yarıçapı ve çok katmanlı maliyet modeli kısıt olarak gömülür. Dört EMC sınıflı, 49 kablolu bir senaryoda kalkanlama, pasif bir son adım yerine etkin bir rotalama kaldıracı olarak kullanılır; seçici, kapalı-çevrim koruma sıfır EMC ihlaliyle %62,5 fiziksel demetlenme sağlar.*

Abstract: *Aircraft Electrical Wiring Interconnection Systems (EWIS) are critical for weight and electromagnetic compatibility (EMC). This work formulates cable-harness routing directly on three-dimensional STL fuselage geometry as a Lagrangian relaxation of a capacitated Steiner forest. SAE AS50881 / MIL-STD-461G class separation, minimum bend radius, and a multi-tier cost model are embedded as constraints. In a 49-cable, four-EMC-class scenario, shielding is used as an active routing lever rather than a passive post-step; a selective, closed-loop protection scheme attains 62.5% physical bundling with zero residual EMC violations, replacing manual CAD routing with a deterministic, certifiable tool.*

1. Giriş

Elektriksel Kablaj Bağlantı Sistemi (EWIS), büyük nakliye uçaklarında binlerce segment boyunca 200 km'yi aşan kablajıyla en kritik ve ağırlık-yoğun alt sistemlerden biridir [1]. TWA 800 (1996) kazasının ardından FAA ve EASA, EWIS'i güvenlik-kritik bir sistem olarak 14 CFR Bölüm 25.1707–1733 kapsamında düzenlemiştir [1]. Bu kurallar rotalamanın EMC sınıf ayrımını (MIL-STD-461G test sınırları [2]; AS50881 fiziksel ayrım [3]), minimum büküm yarıçapını, azami kelepçe aralığını ve yasak-bölge açıklığını sağlamasını; üreticinin ise ağırlık ve maliyeti eş zamanlı en aza indirmesini gerektirir.

Havacılıkta demet rotalaması hâlâ büyük ölçüde CATIA/Capital gibi ortamlarda elle yapılır; bu, iş gücü yoğun ve hataya açık bir süreçtir; bu nedenle otomatik ve kısıt-duyarlı rotalama yöntemleri önem kazanmıştır [4]. EMC açısından en zorlu kısıt sınıf ayrımıdır: Farklı sınıflardaki (Güç, Sinyal, Kontrol, Veri) kablolar birbirinden belirli mesafede tutulmalı, ancak aynı sınıftan kablolar ağırlık ve kelepçe tasarrufu için demetlenmeye teşvik edilmelidir. AS50881, kalkanlanmış kablajda ayrım mesafesinin azaltılmasına izin verir; yani kalkan, fiziksel mesafenin yerini alabilir. Bu çalışma bu izni pasif bir düzeltme değil, etkin bir tasarım kaldıracı olarak kullanır.

Katkılar: (1) Çok-kablolu rotalamanın kablo-başına EMC ceza tabloları ve sınırlı-yayılım yakınlık uygulamasıyla Lagrange gevşetmesi; (2) düzleştirilmiş merkez hatları üzerinde ölçülen geometrik demetlenme ölçütü ve koridor birleştirme; (3) tüm kelepçe sayımlarını tek bir geometrik geçişten türeten tutarlı model; ve (4) uyumlu çapraz-sınıf kabloları kalkanla sıkıca demetleyen seçici, kapalı-çevrim koruma-duyarlı eş-eniyileme.

2. Yöntem

Girdi, uçak dış yüzeyinin ikili STL modelidir. Ağdan vektörel örneklemeyle bir yüzey nokta bulutu üretilir ve alan, $\Delta = 80$ mm aralıklı eksen-hizalı bir voksel ızgarasına ayrıklaştırılır. Her Y-diliminde dışbükey zarfla gövde içi ve yüzeye yakın düğümler seçilir. Örnek gövdede 80 mm'lik çizge 16.078 düğüm ve 126.705 kenar içerir.

Problem, düğüm-seçim maliyetli bir Steiner ormanının [5] Lagrange gevşetmesidir [6], [7], [8]. düğüm-açma, ise k kablosunun yolu olmak üzere birincil amaç denklem (1)'de tanımlanır:

$$\min \sum w_h \cdot c_i \cdot x_i + \sum w_{(sp)} \cdot \sum c_{(uv)} \qquad (1)$$

Bu amaç, düğüm-kullanım eşleme kısıtına tabidir. Eşleme, λ çarpanlarıyla dualleştirildiğinde problem, incelemeyle çözülen bir düğüm-seçim alt problemine ve Dijkstra ile çözülen K bağımsız en-kısa-yol alt problemine ayrışır; çarpanlar altgradyan yöntemiyle güncellenir [9]. Alt sınır LB = + ile, ikilik açığı gap = ile izlenir. Çözücü iki geçişlidir: Birinci geçiş saf temel ağırlıklarla kaba yollar üretir; ikinci geçiş, aynı sınıf paylaşılan kenarlara demetlenme indirimi verirken gerekli ayrımın altına düşen çapraz-sınıf yakınlığına çarpımsal (×3,0) ceza uygular. Yakınlık cezaları yalnızca sınırlı-yayılım komşuluğunda enjekte edilerek çözüm süresi 10 saatten pratik bir bütçeye indirilmiştir. İç döngü, Numba-JIT Dijkstra'dır ve keskin dönüşleri caydırmak için, büküm yarıçapı R'yi denklem (2)'deki gibi hesaplayan satır-içi bir büküm cezası uygular:

$$R = L / (2 \cdot \sin(\theta/2)) \quad (2)$$

Aynı sınıf kabloların demetlenmesinin garanti olması için, her grup ortak bir giriş ve çıkış düğümüyle çapalanan tek bir paylaşılan hat (trunk) üzerinden geçirilir. Grafik-kenar ölçütü, bir voksel aralığındaki (≈80 mm) paralel kabloları ayrık saydığından demetlenmeyi olduğundan düşük gösterir; bu nedenle demetlenme, düzleştirilmiş merkez hatları üzerinde 50 mm yakınlıkta ölçülür. Koridor birleştirme, paralel koridorlardaki aynı sınıf kabloları tek bir merkez hattına çeker.

Kalkanlama geleneksel olarak, artık çapraz-sınıf yakınlığının kaldığı yerlere kılıf ekleyen pasif bir son adımdır. Bunun yerine kapalı-çevrim bir şema kullanılır: Rotalama tam (kalkansız) ayrım matrisiyle yürütülerek aynı sınıf paketleme baskısı korunur; ardından döngü (a) geometrinin hangi uyumlu çapraz-sınıf çiftlerini sürekli olarak birbirine yaklaştırdığını belirler, (b) yalnızca bu çiftlere koruma uygulayarak gerekli ayrımı düşürür, (c) etkilenen kabloları yeniden rotalayarak korunan segment boyunca sıkıca demetler ve (d) daha iyisini koruyan bir güvenceyle kararlılığa dek yinelenir. Ayrım matrisinin tümünü birden gevşeten saf bir küresel yaklaşımın demetlenmeyi düşürdüğü gözlenmiş; seçici döngü ise hem demetlenmeyi artırmış hem de ihlalleri çözmüştür.

3. Bulgular

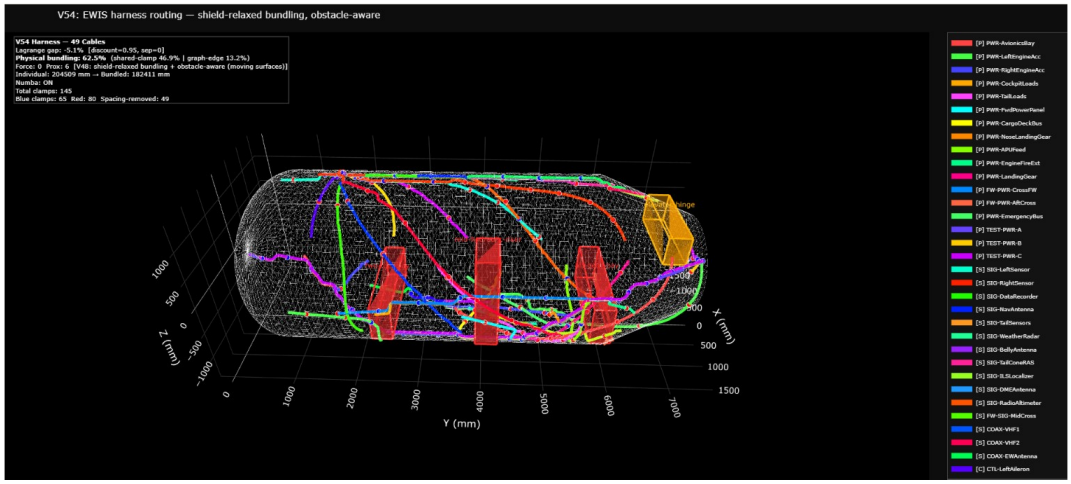
Yöntem, 80 mm'de ayrıklaştırılmış temsilî bir arka-kargo gövde kesitinde (≈3,0 × 7,4 × 2,7 m) 49 kablolu senaryoyla değerlendirilmiştir. Tablo 1, önerilen yöntemin nihai sonuçlarını bağımsız tabana göre özetler. Bağımsız taban, her kablonun tek başına, büküm-yarıçapı-duyarlı Dijkstra ile; demetlenme indirimi, EMC cezası veya geri besleme olmaksızın döşendiği referans durumu ifade eder.

Tablo 1. Nihai 49-kablolu demet sonuçları.

Ölçüt	**Sonuç (bağımsız tabana göre)**
Fiziksel demetlenme (geometrik)	%62,5 (grafik-kenar %13,2)
Toplam demet uzunluğu	182.411 mm (−%10,8)
Fiziksel kelepçe	145 (−%65; 65 paylaşımlı, 267 tasarruf)
EMC ihlali (nihai)	0
EMC kalkan (örgü kılıf)	28.612 mm
Büküm yarıçapı uyumu	%95,4 (uzunluk-ağırlıklı)
Engel çarpışması	5 → 1 (onarım sonrası)
Demet ağırlığı	58,8 kg

Önerilen yöntem, geometrik demetlenmeyi %62,5'e çıkarır, toplam uzunluğu %10,8 azaltır (204.509 → 182.411 mm) ve bağımsız rotalamada gereken 412 kelepçeyi 65'i paylaşımlı olmak üzere 145 fiziksel kelepçeye indirerek 267 destek tasarrufu sağlar (412 − 145 = 267; −%65). Kalkan kılıfı tam olarak etkinleştirdiği çapraz-sınıf demet segmentlerine yerleştirildiğinden nihai EMC ihlali sıfırdır. Seçici koruma yalnızca zorunlu çapraz-sınıf segmentlerine uygulandığından, 28,6 m'lik örgü kılıfın eklediği kütle ≈ 40 g/m doğrusal-kütle varsayımıyla yaklaşık 1,1 kg'dır — 58,8 kg'lık demetin ~%2'si; bu, çalışmanın ağırlık-kritik motivasyonuyla tutarlı biçimde küçük tutulmuştur. Rotalar ayrıca dört yasak bölgeden kaçınacak biçimde onarılarak çarpışma sayısı 5'ten 1'e düşürülmüştür; nihai demet ve kaçınılan bölgeler Şekil 1'de gösterilmektedir. Lagrange çözümü sıradan bir Colab donanımında yaklaşık 26 dakikada tamamlanmış; üst sınır 8 iterasyon boyunca değişmeyince maksimum 100 iterasyonun 15.'sinde erken durmuştur (ikilik açığı ≈ −%5,1; açığın negatifliği, kapalı-çevrim korumanın dual çözümden sonra seçili kabloları yeniden rotalamasından ileri gelir). Büküm yarıçapı uyumu, kurulmuş merkez hattı üzerinde uzunluk-ağırlıklı ölçüldüğünde %95,4'tür; kalan ihlaller, R_min'i (120–180 mm) 80 mm ızgara adımından büyük olan ağır kesitli güç kablolarında yoğunlaşır. Daha ince bir 60 mm ızgarada (~2,4× büyük çizge)

büküm uyumu %98,5'e çıkıp sürekli ihlaller 11'e inerek kalan ihlallerin büyük ölçüde ızgara-çözünürlüğü kaynaklı olduğunu doğrular; yöntem bu ~2,4× büyük çizgede de çözülebilmiş, yalnızca tam EMC yakınsaması orantılı olarak daha çok subgradient iterasyonu gerektirmiştir.



Şekil 1. Gövde üzerinde EMC sınıfına göre renklendirilmiş nihai kablo demeti ve yasak bölgeler: Statik bölgeler (yakıt hücresi, hidrolik hat, iniş takımı yuvası — kırmızı) ile hareketli elevatör menteşesi (kehribar) etrafından geçen çarpışmasız rota; paylaşımlı hatlar ve kelepçe işaretleri de görülmektedir.

4. Sonuç

STL gövde geometrisi üzerinde EWIS demet rotalaması için otomatik, çok aşamalı bir çerçeve sunulmuştur. Çalışmanın en vurucu bulguları şunlardır: Demetlenme çizge üzerinde değil geometri üzerinde ölçülmelidir; koruma en çok seçici, kapalı-çevrim bir kaldıraç olarak değerlidir (küresel gevşetme ters teper); ve uç-nokta tasarımı belirleyicidir. Temsilî gövdede nihai yapılandırma %62,5 fiziksel demetlenme, %10,8 uzunluk azalımı, 65'i paylaşılan 145 kelepçe (267 tasarruf) ve sıfır EMC ihlali elde etmiştir. Gelecek çalışmalar, büküm-yarıçapı artığı için daha ince/uyarlanır ızgaraları, sentetik gövdeler üzerinde sistematik genelleme çalışmasını ve sürrogat-eniyilenmiş ayrım mesafeleriyle sürekli EMC maliyet alanlarını [10] kapsayacaktır.

Kaynaklar

[1]. Federal Aviation Administration (FAA), "Aircraft Electrical Wiring Interconnection Systems (EWIS)," 14 CFR Part 25 Altbölüm H, Amdt. 25-123, Washington, D.C., A.B.D., 2007.

[2]. ABD Savunma Bakanlığı, Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment, MIL-STD-461G, A.B.D., 2015.

[3]. SAE International, Wiring, Aerospace Vehicle, SAE AS50881 Rev. H, Warrendale, PA, A.B.D., 2023.

[4]. F. Yang, P. Wang, R. Zhang, S. Xing, Z. Wang, M. Li ve Q. Fang, "A*–Ant Colony Optimization algorithm for multi-branch wire harness layout planning," Electronics, cilt.13, no.3, mak. 529, 2024, doi: 10.3390/electronics13030529.

[5]. L. Kou, G. Markowsky ve L. Berman, "A fast algorithm for Steiner trees," Acta Informatica, cilt.15, no.2, s.141-145, 1981.

[6]. T. Karlsson, Optimization of Cable Harness Routing: Mathematical Modelling, Lagrangian Relaxation, and Subgradient Optimization. Yüksek lisans tezi, Chalmers Teknik Üniversitesi, Matematik Bilimleri Bölümü, Göteborg, İsveç, 2020.

[7]. T. Karlsson, E. Åblad, T. Hermansson, J. S. Carlson ve G. Tenfält, "Automatic cable harness layout routing in a customizable 3D environment," Computer-Aided Design, cilt.169, mak. 103671, 2024, doi: 10.1016/j.cad.2023.103671.

[8]. M. L. Fisher, "The Lagrangian relaxation method for solving integer programming problems," Management Science, cilt.50, no.12, s.1861-1871, 2004.

[9]. M. Held ve R. M. Karp, "The traveling-salesman problem and minimum spanning trees," Operations Research, cilt.18, no.6, s.1138-1162, 1970.

[10]. J. Morio, I. Junqua, S. Bertuol ve J.-P. Parmantier, "Optimisation of segregation distances between electric cable bundles embedded in a structure," Applied Sciences, cilt.12, no.4, mak. 2132, 2022, doi: 10.3390/app12042132.

ISAR Görüntülerinde Periyodik Yatay Şerit Gürültüsünün Bastırılması

Burçin ÇALIKOĞLU[1], Mehmet Fatih ÇELİK[1], Deniz KARAÇOR[1], Okan Mert YÜCEDAĞ[2]
[1]Başkent Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
burcinca@aselsan.com, fcelik@stm.com.tr, denizkaracor@baskent.edu.tr

[2]BESASEM Teknoloji Müh. Ltd. Şti.
Ankara
omyucedag@besasem.com

Özet: *Ters Yapay Açıklıklı Radar (ISAR) sistemleri, hareketli hedeflerin yüksek çözünürlüklü iki boyutlu görüntülerinin elde edilmesinde önemli bir rol oynar. Ancak faz gürültüsü, benek gürültüsü ve yan hüzme sızıntıları, görüntülerde baskın yatay şeritler oluşturmaktadır. Faz bilgisi içermeyen JPEG genlik verilerinde geleneksel radar gürültü giderme yöntemlerinin yetersiz kalması nedeniyle, klasik filtreleme teknikleri ile makine öğrenmesi tabanlı yaklaşımlar karşılaştırılmış ve performans metrikleriyle analiz edilmiştir. Sonuçlar, önerilen yöntemlerin hedef saçılım yapılarını koruyarak gürültü tabanını sınıflandırma algoritmalarına uygun biçimde izole ettiğini göstermektedir.*

Abstract: *Inverse Synthetic Aperture Radar (ISAR) systems play a significant role in acquiring high-resolution two-dimensional images of moving targets. However, phase noise, speckle noise, and side-lobe leakage cause prominent horizontal streaks in the images. Since traditional radar noise reduction methods prove insufficient for JPEG amplitude data that lacks phase information, classical filtering techniques were compared with machine learning-based approaches and analyzed using performance metrics. The results show that the proposed methods isolate the noise background in a manner suitable for classification algorithms while preserving the target scattering structures.*

1. Giriş

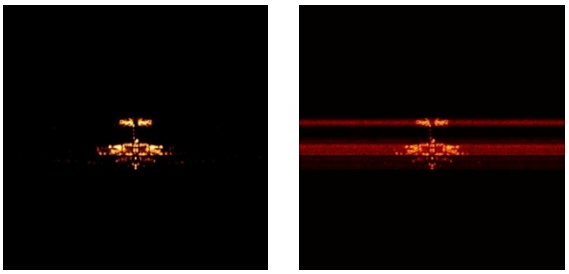
Ters Yapay Açıklıklı Radar (ISAR), hareketli hedeflerin menzil-Doppler düzleminde yüksek çözünürlüklü görüntülenmesini sağlayan önemli bir teknolojidir [1], [2]. Ancak radar sistemindeki faz hataları, hedef ile radar arasındaki göreli hareketten kaynaklanan hareket telafisi hataları, düşük SNR koşulları ve girişim kaynaklı periyodik bozulmalar ISAR görüntülerinde odak kaybına, geometrik bozulmalara, gürültü artışına ve şerit benzeri artefaktlara yol açabilmektedir [2], [3]. Bu bozulmalar, sahte özniteliklerin öğrenilmesine ve sınıflandırma başarımının düşmesine yol açarken, standart filtreler de kritik hedef detaylarını bulanıklaştırabilmektedir [4], [5]. Bu çalışmada, yalnızca genlik verisi içeren ve sınırlı sayıda örneğe sahip ISAR görüntülerinde gürültü giderme performansı incelenmiştir. Dokuz orijinal görüntüye yapay gürültü eklenerek oluşturulan veri seti üzerinde sekiz farklı yöntem uygulanmış ve başarımları PSNR ile SSIM metrikleri kullanılarak karşılaştırılmıştır.

2. ISAR Görüntülerinin Oluşturulması

Sanal ISAR görüntülerinin oluşturulması, hedef ile radar arasındaki göreceli hareketin modellenerek zaman-frekans uzayında yüksek çözünürlüklü görüntü elde edilmesine dayanır [1], [2]. Bu çalışmada kullanılan ISAR görüntüleri BESASEM Teknoloji şirketi tarafından geliştirilmiş ve seken ışın (Shooting and Bouncing Rays-SBR) yöntemini kullanan CORE SBR yazılımı ile bir kargo uçağı modelinin analizi sonucunda elde edilmiştir.

3. Gürültünün Modellenmesi

ISAR görüntülerindeki gürültü modeli, radarın koherent görüntüleme yapısı, faz hataları, hareket telafi kusurları, sistem faz gürültüsü, yan hüzme etkileri ve benek gürültüsü gibi radar fiziğine bağlı mekanizmalarla ilişkilidir [2], [4], [6]. Bu çalışmada, sistemdeki fiziksel bozulma mekanizmalarını yüksek doğrulukla yansıtan üç aşamalı bir gürültü modeli geliştirilmiştir: 0,8 radyan standart sapmalı Gauss dağılımıyla modellenen ile modellenen donanım kaynaklı faz hatası (azimuth smearing), yüzey pürüzlülüğünü temsil eden 0,75 varyanslı çarpımsal benek gürültüsü ve sistemin bant genişliği ile anten açıklığını temsil eden 15 × 45 boyutunda SINC tabanlı PSF konvolüsyonu. Bu ardışık yaklaşım, gerçekçi bir ISAR gürültü simülasyonu oluşturur. Şekil 1'de modellenen gürültünün eklendiği bir ISAR görüntüsü örneği gösterilmektedir.



(a) (b)

Şekil 1. (a) Orijinal ISAR Görüntüsü, (b) Gürültü Eklenmiş ISAR Görüntüsü

4. Kullanılan Filtreleme Yöntemleri

Yatay şerit gürültüsünün doğrusal ve periyodik doğası, onun belirli matematiksel uzaylarda ayrıştırılabilmesini sağlar [3]. Bu bölümde, hedefin parametrelerini ve saçıcılık sürekliliğini bozmadan gürültü sinyalini filtrelemek üzere kullanılan sekiz farklı yöntem detaylandırılmıştır. Yöntemlere ilişkin ayrıntılar Tablo 1'de verilmiştir.

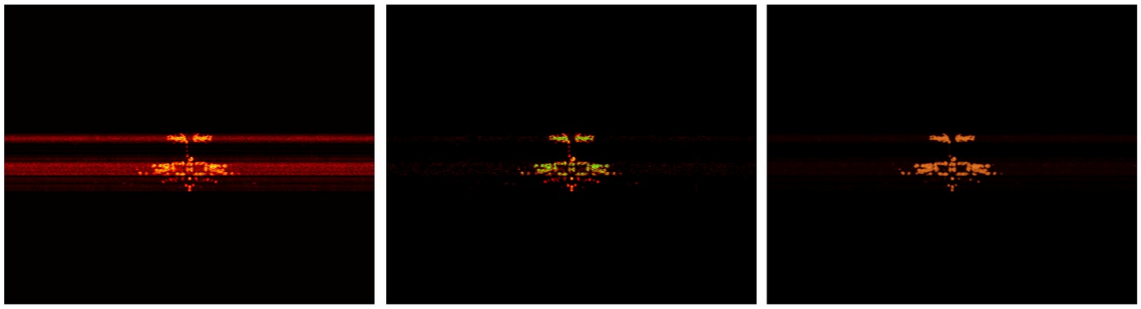
Tablo 1. Uygulanan Yöntemler

Yöntem	Temel yaklaşım	Öne çıkan özellik
2B FFT Notch [3]	Frekans uzayındaki periyodik şerit bileşenlerini bastırır.	Şerit yarı genişliği: 6 piksel; DC koruma mesafesi: 10 piksel; bastırma katsayısı: 0,0001; çıkış eşik değeri: 0,04
Profil Çıkarma [3]	Kenar bölgelerinden hesaplanan gürültü profili görüntüden çıkarılır.	Sağ ve sol kenar genişliği: görüntünün %12'si; parlaklık eşiği: 0,05; kontrast giriş aralığı: [0–0,9]; çıkış aralığı: [0–1]
Difüzyon [4]	Kenarları koruyarak çizgisel gürültüyü yumuşatır.	Gradyan eşiği: 0,12; iterasyon sayısı: 8; profil çıkarma kenarları: %10; çıkış eşiği: 0,05
Hanning [6]	Yan hüzme ve periyodik parazitleri azaltır.	Üstel pencere katsayısı: $\alpha = 0{,}35$; pencere uzunluğu: görüntü genişliği N; çıkış eşiği: 0,02
Uzaysal Baskılama [3], [6]	Yatay yapısal elemanla çizgi gürültüsünü ayırır.	Yatay yapısal eleman uzunluğu: $0{,}35 \times N$; yön: 0°; çıkış eşiği: 0,05; hedef maskesi eşiği: 0,25; dikey erozyon elemanı: 11 piksel, 90°
Morfolojik SVA [6]	Yerel enerji minimizasyonuyla yan hüzmeleri bastırır.	Morfolojik eleman uzunluğu: $0{,}40 \times N$; yön: 0°; çekirdek: 5-tap; geçerli piksel eşiği: denom > 10^{-2}; SVA katsayı sınırı: [-0,25, 0,25]; güçlü saçıcı modülasyonu: 0,05
Hibrit KNN-Lee [4]	Yerel istatistik ve komşuluk bilgisiyle gürültüyü azaltır.	Pencere: 5×5; yarı pencere: 2 piksel; komşu sayısı: 12; eksen uyum eşiği: 0,012; yerel değişim aralığı: 0,002–0,08; varsayılan gürültü katsayısı: 0,03; son eşik: 0,025
Yama Tabanlı CNN [5]	Filtreleme ve odak iyileştirmeyi veriden öğrenir.	$64 \times 64 \times 3$ yama; batch boyutu: 32; pooling yok; veri bölme oranı: 7:1:1; 3×3 konvolüsyon çekirdeği; epoch sayısı: 20

5. Sonuçlar ve Tartışma

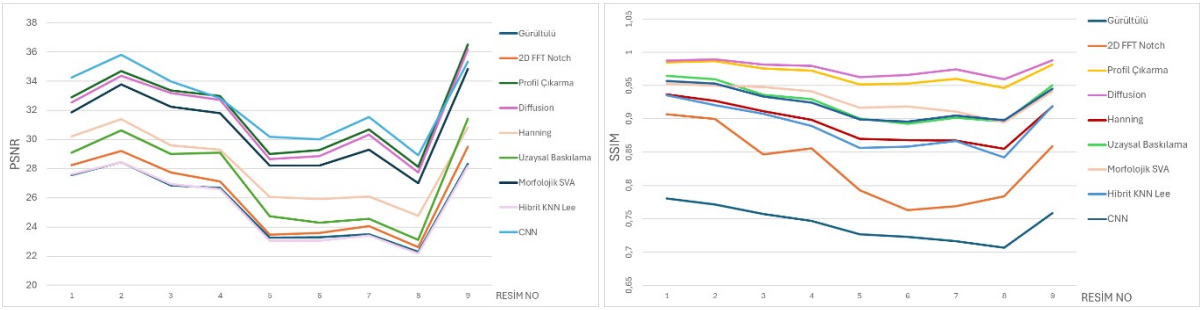
Filtreleme başarımının matematiksel değerlendirilmesinde PSNR ve SSIM metrikleri kullanılmıştır. PSNR, temiz referans ile filtrelenmiş görüntü arasındaki MSE'ye bağlı olarak dB cinsinden hesaplanırken, SSIM, parlaklık, kontrast ve yapısal benzerliği [0,1] aralığında ölçmektedir. Çalışma kapsamında oluşturulan özgün veri setindeki dokuz görüntüden elde edilen ortalama performans sonuçları Şekil 3 ve Tablo 2'de, örnek filtreleme çıktıları ise Şekil 2'de sunulmuştur.

Deneysel PSNR ve SSIM sonuçları, sekiz yöntem arasında belirgin performans farkları bulunduğunu göstermiştir. Profil Çıkarma ve Difüzyon, hedefin kritik saçılım merkezlerini ve geometrik bütünlüğünü koruyarak bu çalışma kapsamında geliştirilen ve kompakt yapısıyla gerçek zamanlı sistemlerde kullanıma uygun olan CNN yöntemiyle karşılaştırılabilir performans göstermiştir. 2B FFT Notch filtreleme, agresif spektral bastırma nedeniyle yapısal bilgi kaybına ve düşük SSIM değerlerine yol açarken, Morfolojik SVA, Uzaysal Baskılama ve Hibrit KNN-Lee genel olarak dengeli sonuçlar vermiş, ancak makro ölçekli periyodik parazitlerde sınırlı kalmıştır. Hanning pencereleme ise zayıf saçıcıları da bastırdığı için yetersiz kalmıştır.



(a) (b) (c)

Şekil 2. (a) Gürültülü Görüntü, (b) Profil Çıkarma Filtre Sonucu, (c) CNN Filtre Sonucu



(a) (b)

Şekil 3. (a) PSNR Sonuçları, (b) SSIM Sonuçları

Tablo 2. Metrik Sonuçlar

Yöntem	Ortalama PSNR	Ortalama SSIM	Yöntem	Ortalama PSNR	Ortalama SSIM
Gürültülü Giriş	25,58	0,74	**5: Uzaysal Baskılama**	27,33	0,92
1: 2B FFT Notch	26,17	0,83	**6: Morfolojik SVA**	30,81	0,93
2: Profil Çıkarma	31,94	0,96	**7: Hibrit KNN-Lee**	25,49	0,88
3: Difüzyon	31,62	0,97	**8: Yama Tabanlı CNN**	32,54	0,92
4: Hanning	28,24	0,89			

Bu çalışmada, faz bilgisi içermeyen JPEG formatlı ISAR görüntülerinden oluşturulan özgün veri seti üzerinde uzaysal, frekans, morfolojik, istatistiksel ve öğrenme tabanlı sekiz filtreleme yöntemi karşılaştırılmıştır. Dokuz görüntü üzerinde yapılan analizlerde geliştirilmiş profil çıkarma ve difüzyon yöntemlerinin yapısal benzerliği %96'nın üzerinde koruduğu ve en uygun ön işleme teknikleri olduğu belirlenmiştir. Ayrıca tarafımızca geliştirilen kompakt CNN modelinin, düşük hesaplama yükü sayesinde gerçek zamanlı sistemlerde kullanılabilecek nitelikte olduğu değerlendirilmiştir. Gelecek çalışmalarda, iyileştirilen özgün veri setinin hedef tanıma başarımına katkısı ve veri setinin büyütülmesiyle CNN tabanlı yöntemin performansındaki artış incelenecektir.

8. Kaynaklar

[1] R. Vehmas ve N. Neuberger, "Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging: A Historical Perspective and State-of-the-Art Survey", *IEEE Access*, c. 9, ss. 113917-113943, 2021

[2] L. Zhao, L. Wang, G. Bi, "An Autofocus Technique for High-Resolution Inverse Synthetic Aperture Radar Imagery", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, c. 52, sy. 10, ss. 6392-6403, 2014

[3] V. P. Yadav, G. Singh, Md. I. Anwar, ve A. Khosla, "Periodic noise removal using local thresholding", içinde *2016 Conference on Advances in Signal Processing (CASP)*, 2016, ss. 114-117

[4] F. Argenti, A. Lapini, T. Bianchi, ve L. Alparone, "A Tutorial on Speckle Reduction in Synthetic Aperture Radar Images", *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*, c. 1, sy. 3, ss. 6-35, 2013

[5] K. Zhang, W. Zuo, Y. Chen, D. Meng, ve L. Zhang, "Beyond a Gaussian Denoiser: Residual Learning of Deep CNN for Image Denoising", *IEEE Transactions on Image Processing*, c. 26, sy. 7, ss. 3142-3155, 2017

[6] X. Xu ve R. M. Narayanan, "Enhanced resolution in SAR/ISAR imaging using iterative sidelobe apodization", *IEEE Transactions on Image Processing*, c. 14, sy. 4, ss. 537-547, 2005

Otoenkoder Tabanlı Kablosuz Haberleşme Sistemi Tasarımı

Ömer Süha Aydoğdu, Bekir Levent Avan, Özgür Ertuğ
Gazi Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
omersuhaa@gmail.com, bekir.avann@gmail.com, ertug@gazi.edu.tr

Özet

Klasik haberleşme sistemlerindeki ayrı modülasyon ve ekolayzır bloklarının yerine geçen uçtan uca otoenkoder tabanlı fiziksel katman tasarımları, yeni nesil haberleşme ağları için esnek çözümler sunmaktadır. Bu çalışmada, kanal hafızasına duyarlı yapay zeka mimarileri kullanılarak bir haberleşme sistemi geliştirilmiştir. Hafızasız AWGN kanalı için Çok Katmanlı Algılayıcı (MLP), kısa yankılı 3-sekme (tap) sönümlemeli kanal için Conv1D ve ağır semboller arası girişimin (ISI) olduğu 7-sekmeli kanal için Transformer tabanlı modeller eğitilmiştir. Sonuçlar, yapay zeka tabanlı sistemlerin klasik QPSK alıcılarına benzer Bit Hata Oranı (BER) başarımına ulaştığını ve CVSD algoritmasıyla gerçek zamanlı ses iletiminde başarılı olduğunu göstermiştir.

Abstract

End-to-end autoencoder-based physical-layer designs, which replace classical modulation and equaliser blocks, offer flexible solutions for next-generation communication networks. In this study, a communication system is implemented using channel-memory-aware artificial intelligence architectures. A Multi-Layer Perceptron (MLP) for the memoryless AWGN channel, a Conv1D model for the short-delay 3-tap dispersive channel, and a Transformer-based architecture for the 7-tap channel with severe inter-symbol interference (ISI) were trained. Results demonstrate that AI-based systems achieve Bit Error Rate (BER) performance comparable to classical QPSK receivers and successfully perform end-to-end audio transmission using the CVSD algorithm.

Giriş

Geleneksel haberleşme sistemleri; kanal kodlama, modülasyon, senkronizasyon, kanal kestirimi ve ekolayzır gibi ayrı ayrı tasarlanan bloklardan oluşmaktadır. Bu yaklaşım yorumlanabilir ve güvenilir olmakla birlikte, güçlü frekans seçiciliği ve uzun gecikme yayılımı koşullarında alıcı tasarımı kanal modeline, kestirim doğruluğuna ve uyarlama parametrelerine daha duyarlı hâle gelmektedir.

O'Shea ve Hoydis, iletişim sisteminin bir otoenkoder olarak ele alınmasının verici ve alıcı bileşenlerini tek bir uçtan uca yeniden yapılandırma amacı altında ortak biçimde optimize etmeye olanak verdiğini göstermiştir [1]. Bu yaklaşımın yalnızca sayısal benzetimle sınırlı olmadığı; öğrenilmiş bir alıcı-verici zincirinin senkronize olmayan yazılım tanımlı radyolar üzerinden havadan iletimde de uygulanabildiği literatürde gösterilmiştir [3].

Bu çalışmanın temel katkısı, tüm kanal koşulları için tek bir ağ kullanmak yerine kanal hafızasına duyarlı bir mimari seçimi önermesidir. Hafızasız AWGN için Dense/MLP, kısa hafızalı 3-sekmeli yayılımlı kanal için Conv1D ve daha uzun hafızalı 7-sekmeli kanal için Transformer tabanlı alıcı kullanılmış; sonuçlar klasik QPSK zinciriyle karşılaştırılmıştır. Ayrıca sistemin sürekli veri akışındaki uygulanabilirliği, GNU Radio üzerinde CVSD tabanlı ses iletimiyle incelenmiştir.

Önerilen Sistem Modeli ve Yöntem

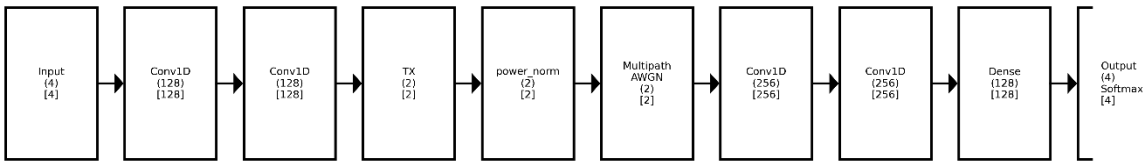
Sistemde M=4 mesaj kümesi kullanılmış ve her mesaj verici ağ tarafından iki boyutlu I/Q sembollerine dönüştürülmüştür. Kanal çıkışı alıcı ağa verilmiş ve alıcı, gönderilen mesaj sınıfını kestirecek biçimde eğitilmiştir. L-sekmeli kompleks taban bant kanal modeli (1) ile ifade edilmiştir:

$$y[k] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x[k-l] + n[k] \quad (1)$$

Burada toplam ℓ=0,…,L−1 aralığında alınmakta; hℓ kanal katsayılarını, x[k] gönderilen sembolleri ve n[k] kompleks Gauss gürültüsünü göstermektedir. AWGN için L=1, yayılımlı kanallar için ise sırasıyla L=3 ve L=7 seçilmiştir.

AWGN kanalı: Kanal hafızasız olduğundan, sembol kararları için Dense katmanlardan oluşan bir MLP alıcı kullanılmıştır. Bu yapı, zamansal bağlam gerektirmeyen örnekler için düşük karmaşıklıklı bir başlangıç modeli sağlamaktadır.

3-sekmeli yayılımlı kanal: Kısa süreli yankıların oluşturduğu yerel ISI örüntülerini yakalamak amacıyla alıcı tarafında Conv1D katmanları kullanılmıştır. Kayan evrişim çekirdekleri, komşu semboller arasındaki yerel bağımlılıkların öğrenilmesini sağlamaktadır.



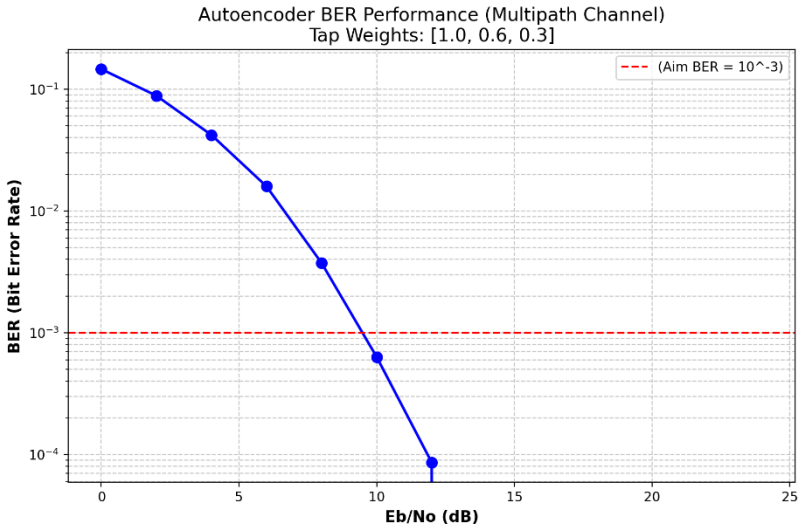
Şekil 1. 3-Sekmeli sönümlemeli kanalda Conv1D otoenkoder sistem blok modeli.

7-sekmeli yayılımlı kanal: Daha uzun kanal hafızasında semboller arası etkileşimi geniş bir bağlam üzerinden modellemek için öz-dikkat mekanizmalı Transformer alıcı tercih edilmiştir. Transformer mimarisi, yineleme veya evrişime zorunlu olmadan dikkat mekanizmalarıyla dizi bağımlılıklarını paralel olarak işleyebilmektedir [2].

Modeller Python ortamında TensorFlow/Keras kullanılarak eğitilmiş ve BER performansı aynı Eb/N0 noktalarında çalışan klasik QPSK zinciriyle karşılaştırılmıştır. Yazılım tabanlı uygulama doğrulamasında giriş sesi 8 kat örnek genişletme kullanan CVSD kodlayıcıyla ikili akışa çevrilmiş, haberleşme zincirinden geçirilmiş ve alıcı uçta yeniden oluşturulmuştur.

Simülasyon Bulguları ve Pratik Doğrulama

Eğitilen modellerin BER–E_b/N_0 eğrileri incelendiğinde, Dense otoenkoderin AWGN kanalında klasik QPSK referansına yakın bir başarım eğilimi sergilediği görülmüştür. Conv1D tabanlı alıcı ise 3-sekmeli yayılımlı kanalda yerel ISI etkilerini öğrenerek hedef BER düzeyine ulaşmıştır. Daha uzun kanal hafızasına sahip 7-sekmeli yayılımlı kanalda Transformer alıcı, geniş zamansal bağlamı kullanarak semboller arası bağımlılıkların modellenmesini sağlamıştır.



Şekil 2. 3-sekmeli yayılımlı çok yollu kanalda Conv1D otoenkoder başarım grafiği.

CVSD tabanlı ses deneyinde alıcı uçta anlaşılabilir sesin yeniden elde edilmesi, sistemin yalnızca rastgele bit dizilerinde değil, sürekli bir kaynak akışında da çalışabildiğini göstermiştir. Bununla birlikte bu doğrulama,

havadan RF iletiminden ziyade GNU Radio üzerindeki yazılım zincirini değerlendirmektedir; gerçek kanal, frekans/zaman senkronizasyonu ve donanım bozunumları sonraki çalışma aşamasında ayrıca ele alınmalıdır.

Sistem	Algoritma	E_b/N_0 (dB)
AWGN	**Dense**	**7**
3-Sekmeli Yayılımlı	**Conv1D**	**9**
7-Sekmeli Yayılımlı	**Transformer**	**9**

Tablo 1. Farklı sistemlerin BER (10^{-3}) hedefine ulaşma Eb/No'ları

Tablo 1'deki sonuçlar, kanal hafızası ve ISI etkisi arttıkça hedef hata oranına ulaşmak için daha yüksek E_b/N_0 ve daha gelişmiş alıcı mimarilerinin gerektiğini göstermektedir. 3-sekmeli dispersif kanal için verilen yaklaşık 9 dB değeri Şekil 2'deki mevcut eğriden okunmuştur; nihai eşik değeri ham simülasyon çıktıları üzerinden doğrulanmalıdır.

Sonuç

Bu çalışmada, kanalın hafıza özelliğine göre ölçeklenen otoenkoder tabanlı bir fiziksel katman yaklaşımı sunulmuştur. Hafızasız kanalda MLP, kısa hafızalı kanalda Conv1D ve daha uzun hafızalı kanalda Transformer kullanılması; tek bir mimarinin tüm kanal koşullarına uygulanmasından daha fiziksel ve yorumlanabilir bir tasarım çerçevesi oluşturmuştur. GNU Radio üzerindeki CVSD deneyi de öğrenilmiş zincirin sürekli ses verisiyle çalışabildiğini göstermiştir. Gerçekçi zaman ve frekans seçici OFDM kanallarında öğrenilmiş alıcıların pilot yükünü BER kaybı olmadan azaltabildiği raporlanmıştır [4]. Bu nedenle gelecek çalışmada sistemin OFDM, gerçek SDR bağlantısı, senkronizasyon hataları ve donanımın doğrusal olmayanlıkları altında sınanması planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1] O'Shea T. J. ve Hoydis J., "An Introduction to Deep Learning for the Physical Layer", IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, cilt.3 no.4, s.563-575, 2017.
[2] Vaswani A. ve arkadaşları, "Attention Is All You Need", Advances in Neural Information Processing Systems (NeurIPS), cilt.30, 2017.
[3] Dörner S., Cammerer S., Hoydis J. ve ten Brink S., "Deep Learning-Based Communication Over the Air", IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, cilt.12 no.1, s.132-143, 2018.
[4] Aoudia F. A. ve Hoydis J., "End-to-End Learning for OFDM: From Neural Receivers to Pilotless Communication", IEEE Transactions on Wireless Communications, cilt.21 no.2, s.1049-1063, 2022.

LEO Uyduları Fırsat Sinyallerinin Kör Doppler Takibi ile GNSS Bağımsız Konumlandırma Analizi

Melike KAYA, Tolga SÖNMEZ
NavAware Teknoloji ve Arge Ltd. Şti.
Ankara
melikekaya@navaware.com.tr, tolgasonmez@navaware.com.tr

Özet: *Bu çalışmada, GNSS sinyallerinin karıştırıldığı taktik ortamlar için Alçak Dünya Yörüngesi (LEO) uydularının fırsat sinyallerini kullanan seyrüsefer yöntemi incelenmiştir. Yazılım tabanlı alıcıda, Starlink Ku-bandı OFDM yayınları veri yükünden bağımsız, iki aşamalı kör Doppler izleme döngüleriyle takip edilmiştir. Elde edilen anlık frekans ölçümleri, yörünge mekaniği modelleriyle birleştirilerek kestirim algoritmasına aktarılmıştır. Benzetimlerde, yörünge hataları ve osilatör kaymalarının konumlandırma bütçesine etkileri analiz edilmiştir. Sonuçlar, yüksek dinamikli Doppler izleriyle başlangıç konum hatasının başarıyla sönümlendiğini göstermektedir.*

Abstract: *This study investigates a radio positioning method using Low Earth Orbit (LEO) satellite signals of opportunity (SoOP) for tactical environments degraded by GNSS interference. Within the software-defined receiver, Starlink downlink Ku-band OFDM signals are tracked via payload-independent, two-step blind Doppler estimation loops. Instantaneous frequency measurements are integrated with orbital mechanics models for stochastic estimation. Simulation campaigns analyze the impact of orbital deviations and clock drifts on the positioning budget. Results show successful error convergence, ensuring robust PNT capability.*

1. Giriş

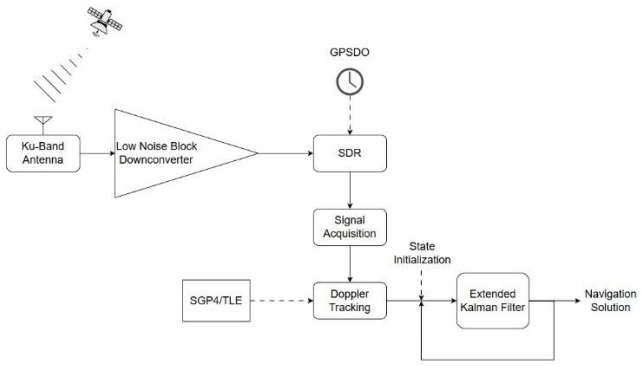
Taktik platformlar, kesintisiz Konumlandırma, Seyrüsefer ve Zamanlama (Positioning, Navigation and Timing – PNT) verilerine bağımlıdır. Ancak Orta Dünya Yörüngesi (Middle Earth Orbit – MEO) tabanlı geleneksel GNSS sinyalleri, yeryüzünde gürültü eşiğinin altında kalan güçleri (-160 dBW) sebebiyle karıştırma (jamming) ve yanıltmaya (spoofing) karşı tamamen savunmasızdır. Sinyal kesintilerinde ataletsel seyrüsefer sistemlerinin (Inertial Navigation System - INS) zamanla artan hata biriktirme eğilimi ise alternatif ve müdahaleye dirençli bir seyrüsefer katmanını zorunlu kılmaktadır.

Alçak Dünya Yörüngesi'nde (Low Earth Orbit - LEO) yer alan Starlink gibi uydular, yeryüzüne yakınlıkları sayesinde GNSS'ten 1000 kat (30 dB) daha güçlü sinyal ulaştırarak karıştırmaya ve çok yollu yansımaya (multipath) karşı doğal direnç sağlar. Öte yandan, bu yayınların seyrüsefer amaçlı tasarlanmaması, şifreli protokol yapısı, yüksek Doppler kaymaları ve yörünge belirsizlikleri (Two Line Element – TLE), sinyallerin konumlandırma bilgisine dönüştürülmesinde ciddi teknik zorluklar barındırır.

Bu çalışmada, ITAR kısıtlamalarından muaf ve donanım bağımsız yedekli bir seyrüsefer altyapısı sunulmuştur. Önerilen alıcı mimarisi, şifreli LEO yayınlarını deşifre etmeksizin (decoding-free) yalnızca taşıyıcıların fiziksel Doppler karakteristiklerini izlemektedir. Geliştirilen kestirim algoritmasının Yazılım Tabanlı Radyo (Software Defined Radio - SDR) üzerindeki PNT süreklilik başarımı benzetimlerle analiz edilmiştir.

2. Yöntem ve Tasarım

Bu çalışmada önerilen LEO fırsat sinyalleri tabanlı radyo konumlama sisteminin, ham RF işaret şartlandırma aşamasından nihai seyrüsefer çözümüne kadar olan uçtan uca veri ve algoritma akış şeması Şekil 1'de sunulmuştur.



Şekil 1. RF Ön-Yüz Alıcı Mimarisi ve Seyrüsefer Algoritması Akış Diyagramı.

2.1 Sinyal Yakalama ve Doppler Takibi (RF Ön-Yüz)

Starlink uyduları aşağı bağlantı iletiminde Ku-Bandı (10.7–12.7 GHz) frekans spektrumunu ve Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) tabanlı fiziksel katman yapısını kullanmaktadır [1]. Bu yüksek frekanslar, maliyet etkin SDR donanımlarının doğrudan örnekleme sınırlarının üzerinde olduğundan, ilk aşamada kararlı lokal osilatör içeren bir LNB ve Bias-Tee yardımıyla ara frekans (IF) olan L-Bandı (950–2150 MHz) seviyesine dönüştürülmektedir [1]. RF ön-yüzünden geçirilen sinyal, SDR tarafından eşfaz/dikfaz (I/Q) örneklerine dönüştürülerek açık kaynaklı sayısal sinyal işleme blokları aracılığıyla analiz katmanına aktarılmaktadır [2].

Yaklaşık 7.5 km/s hızla hareket eden LEO uydularının oluşturduğu yüksek dinamikli Doppler kaymalarını izlemek amacıyla, sinyaldeki deterministik senkronizasyon referansları FFT tabanlı spektral analiz ve PSD incelemeleriyle tespit edilmektedir [3]. 240 MHz'lik OFDM zaman-frekans ızgarasına yayılan bu referans işaretlerinin kör (blind) kestirimi sayesinde, düşük SNR koşullarında dahi yaklaşık 18 dB işlem kazancı (processing gain) elde edilerek kararlı Doppler takibi sağlanmaktadır [4]. Dinamiklerden kaynaklanan frekans değişimlerini gidermek ve yüksek frekans kararlılığı elde etmek amacıyla alıcıda harici bir hassas referans saat kaynağı (OCXO/TCXO) kullanılmaktadır [5]. Elde edilen Doppler gözlemleri, yazılımsal PLL ve FLL yapılarıyla sürekli izlenmekte; ani kanal sönümlemelerinde dahi takip kilidi korunarak yüksek doğrulukta Doppler ölçüleri seyrüsefer çözümleyicisindeki ES-EKF bloğuna aktarılmaktadır [6].

2.2 Seyrüsefer Matematiksel Modeli

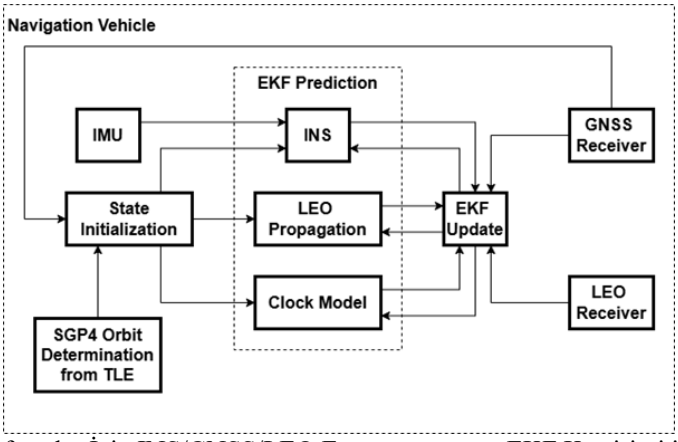
Takip döngülerinden elde edilen Doppler frekans değişimleri, konumlandırma için doğrusal olmayan sözde mesafe oranı (pseudo-range rate) gözlem modeline dönüştürülür. k anında, i numaralı uydudan gelen sinyal kullan oluşturulan matematiksel gözlem modeli Eşitlik (1)'de sunulmuştur:

$$\dot{\rho}_k^i = \left(v_r - v_k^i\right)^T \frac{\left(r_r - r_k^i\right)}{\left\|r_r - r_k^i\right\|} + c\left(\delta\dot{t}_r - \delta\dot{t}_k^i\right) + \omega_k^i \tag{1}$$

Burada r_r ve v_r alıcının/hedefin sırasıyla 3 boyutlu konum ve hız vektörlerini; r_k^i ve v_k^i ise İki Satırlı Eleman Seti (TLE) parametrelerini gerçek zamanlı çözen Simplified General Perturbation 4 (SGP4) analitik yörünge ilerleticisi yardımıyla hesaplanan i numaralı uyduya ait koordinatları belirtir. Ayrıca $\delta\dot{t}_r$ alıcı/hedef saat kayma oranını, $\delta\dot{t}_k^i$ uydu saat kayma oranını, c ışık hızını ve ω_k^i ise ölçüm gürültüsünü ifade eder.

Alıcının konum, hız ve zamanlama vektörünü kestirmek amacıyla kurgulanan seyrüsefer mimarisi, doğrusal olmayan en küçük kareler (Nonlinear Least Squares) ve durum hatalarını kestiren Hata Durumu Genişletilmiş Kalman Filtresi (Error State Extended Kalman Filter- ESEKF) mimarilerine dayanmaktadır [5].

Açık kaynaklı TLE verilerindeki kilometre seviyesindeki sabit kayma ve gürültü gibi yörünge belirsizlikleri ile yerel saat kaymalarının konumlandırma doğruluğunu bozmasını engellemek adına, sistemde "Hibrit Dinamik Kalibrasyon" yapısı kurulmuştur. GNSS sinyalleri mevcutken TLE verileri ile gerçek ölçümler arasındaki sapmalar arka planda analiz edilerek bir hata matrisi kurgulanır. GNSS kesintiye uğradığı veya karıştırmaya maruz kaldığı anda, sistem bu öğrenilmiş ve iyileştirilmiş düzeltme parametrelerini LEO Doppler gözlemleriyle birleştirerek konum ve hız hatasını sınırlandırır. Böylece uydu geometrisinin (Dilution of Precision - DOP) kısıtlı olduğu fazlarda dahi sistemin kararlılığı ve konumlandırma sürekliliği korunmuş olur. Önerilen filtre altyapısının taktik platform üzerindeki sensör seviyesi entegrasyon şeması Şekil 3'te detaylandırılmıştır.



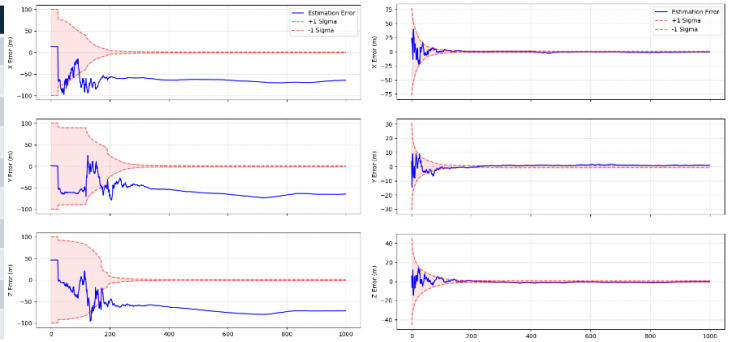
Şekil 3. Taktik Platformlar İçin INS/GNSS/LEO Entegrasyonu ve EKF Kestirimi ile Seyrüsefer Akışı

3. Benzetim Çalışmaları ve Bulgular

Önerilen LEO Doppler tabanlı seyrüsefer algoritmasının kestirim başarımı, Tablo 1'de parametreleri verilen benzetim ortamında test edilmiştir. TLE kaynaklı yörünge belirsizliklerinin konumlandırma doğruluğuna etkisini analiz etmek amacıyla yüksek ve düşük orbital hatası içeren iki senaryo koşturulmuştur. Dinamik kalibrasyonun olmadığı yüksek orbital hatası durumunda kestirim hatasının yakınsaması gecikmiş ve yörünge belirsizliğinin getirdiği sabit hatalar nedeniyle ±1 sigma sınırlarında sapmalar gözlenmiştir (Şekil 4a). Kalibrasyon döngüleriyle yörünge belirsizliklerinin en düşük seviyede olması durumunda ise konum kestirim hatasının saniyeler içerisinde hızla yakınsadığı ve hata payının ±1 sigma bandı içinde başarıyla sönümlendiği görülmüştür (Şekil 4b).

Simülasyon Parametresi	Değer
Uydu Sayısı	20
Başlangıç Konum Belirsizliği	$100\ m$
Başlangıç Hız Belirsizliği	$0.1\ m/s$
Süreç Konum Gürültüsü	$10^{-4}\ m$
Süreç Hız Gürültüsü	$10^{-5}\ m/s$
Doppler Ölçüm Gürültüsü	$0.1\ m/s$
Yörünge Konum Kayması	$0 - 50\ m$
Yörünge Hız Kayması	$0 - 0.1\ m/s$
Yörünge Konum Gürültüsü	$5\ m$
Yörünge Hız Gürültüsü	$0.05\ m/s$

Tablo 1. Konum kestirimi benzetim senaryosu parametre değerleri.



Şekil 4. Konum kestirim hatası yakınsama eğrileri: (a) Yüksek orbital hatası durumu, (b) Kalibrasyon destekli düşük orbital hatası durumu.

4. Sonuç

Bu çalışmada, geleneksel GNSS sistemlerinin elektronik harp zafiyetlerine karşı Alçak Dünya Yörüngesi (LEO) uydularını temel alan yerli bir radyo seyrüsefer çerçevesi incelenmiştir. Starlink uydu sisteminin şifreli aşağı bağlantı Ku-bandı yayınları, veri içeriğinin deşifre edilmesine ihtiyaç duyulmaksızın, yalnızca geliştirilen yazılım tabanlı kör Doppler izleme döngüleri üzerinden seyrüsefer girdisine dönüştürülmüştür. Benzetim çalışmalarında, açık kaynak TLE veri setlerindeki yörünge belirsizlikleri ile alıcı osilatörlerindeki frekans sürüklenmelerinin, kurgulanan dinamik kalibrasyon döngüleri yardımıyla başarıyla giderilebildiği raporlanmıştır. Elde edilen ilk analizler; uygun bir uydu geometrisi ve gözlem penceresi altında, kaba başlangıç konum hatasının başarıyla sönümlendiğini ve yatay konumlandırma hassasiyetinin 30 metrenin (RMS) altına indirilebileceğini göstermektedir. Geliştirilmekte olan yazılım aracı, yüksek maliyetli donanım bağımlılıklarını en aza indirerek taktik platformların operasyonel süreklilik yeteneğini korumayı hedeflemektedir. Projenin sonraki aşamalarında, kurgulanan bu teorik altyapının taktik sınıf ataletsel sensörler (IMU/INS) ile entegrasyon süreçlerinin tamamlanması ve nihai sistemin gerçek zamanlı donanım testleriyle doğrulanması planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1] T. E. Humphreys, P. A. Iannucci, Z. M. Komodromos ve A. M. Graff, "Signal Structure of the Starlink Ku-Band Downlink," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, cilt 59, sayı 5, s. 6016-6030, Ekim 2023.

[2] M. Neinavaie, J. Khalife ve Z. M. Kassas, "Acquisition, Doppler Tracking, and Positioning With Starlink LEO Satellites: First Results," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, cilt 58, sayı 3, s. 2606-2610, Haziran 2022.

[3] M. Neinavaie ve Z. M. Kassas, "Unveiling Starlink LEO Satellite OFDM-Like Signal Structure Enabling Precise Positioning," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, cilt 60, sayı 2, s. 2486-2489, Nisan 2024.

[4] S. Kozhaya, J. Saroufim ve Z. M. Kassas, "Starlink for PNT: A Trick or a Treat?," s. 3778-3787, 2024.

[5] D. Kök, "Conceptual Design of Starlink Based Radio Locationing System," Yüksek Lisans Tezi, Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Yakup Sabri Özkazanç, Hacettepe Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Eylül 2024, Yayın No. 899584, Yükseköğretim Kurulu Ulusal Tez Merkezi.

[6] S. Shahcheraghi, J. Saroufim ve Z. M. Kassas, "Acquisition, Doppler Tracking, and Differential LEO-Aided IMU Navigation With Uncooperative Satellites," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, cilt 40, sayı 5, s. 54-72, Mayıs 2025.

5G ve 6G Haberleşme Sistemleri İçin Kompakt Çok Katmanlı Ortak Açıklıklı Vivaldi–Dipol Çift Bant Anten Tasarımı

Zeynep ONAT[1], İsmail YARİÇİ[2*], Muhammed İKRAM[3]

[1]Ege Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
İzmir
zeynep.onat.eng@gmail.com

[2]Aydın Adnan Menderes Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Aydın
ismail.yarici@adu.edu.tr

[3] Kuveyt Amerikan Üniversitesi
Mühendislik ve Uygulamalı Bilimler Fakültesi
Kuveyt
m.ikram@ieee.org

Özet:
Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde kompakt, çok işlevli ve çok bantlı antenlere duyulan ihtiyaç sınırlı fiziksel alan içerisinde birden fazla frekans bandını destekleyebilen ortak açıklıklı anten mimarilerine olan ilgiyi artırmaktadır. Bu çalışmada, 5G ve 6G haberleşme sistemlerinde çalışabilen çift bantlı, daralan yapılı Vivaldi radyatörü ile dipol radyatörünü aynı fiziksel açıklık içerisinde birleştiren kompakt ve çok katmanlı bir anten tasarımı sunulmaktadır. Üst katmanda dairesel mikroşerit besleme hattı, orta katmanda Vivaldi geometrisini içeren toprak düzlemi ve alt katmanda dikdörtgen mikroşerit besleme hattı yer almaktadır. Vivaldi ve dipol radyatörleri sırasıyla 7.2 GHz ve 4.9 GHz'de −23.5 dB, −58 dB yansıma katsayıları sağlamıştır.

Abstract:
The increasing demand for compact, multifunctional, and multiband antennas in next-generation wireless communication systems has stimulated significant interest in shared-aperture antenna architectures capable of supporting multiple frequency bands within a limited physical footprint. In this study, a compact multilayer shared-aperture antenna is proposed for dual-band operation in 5G and 6G wireless communication systems by integrating a tapered Vivaldi radiator and a dipole radiator within the same physical aperture. The proposed antenna consists of a circular microstrip feed line on the top layer, a ground plane incorporating the Vivaldi geometry in the middle layer, and a rectangular microstrip feed line on the bottom layer. The Vivaldi and dipole radiators exhibit resonant frequencies at 7.2 GHz and 4.9 GHz, achieving reflection coefficients of −23.5 dB and −58 dB, respectively.

1. Giriş

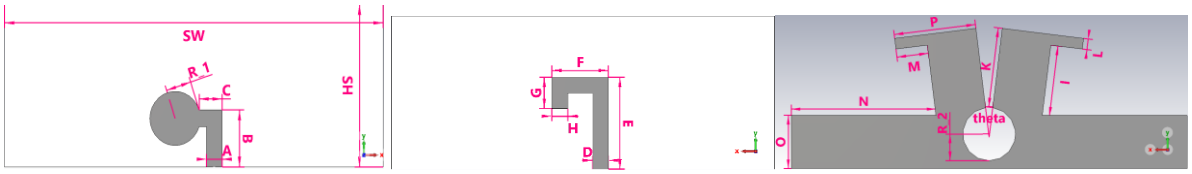
Kablosuz haberleşme teknolojilerindeki gelişmeler, sınırlı fiziksel boyutlar içerisinde birden fazla haberleşme standardını destekleyebilen kompakt, yüksek performanslı ve çok işlevli anten sistemlerine olan ihtiyacı artırmıştır. Beşinci nesil (5G) sistemlerin yaygınlaşmasının ardından araştırmalar giderek altıncı nesil (6G) sistemlerine yönelmiştir. 6G teknolojisinin Tbps seviyesinde veri hızları, yoğun cihaz bağlantısı, Nesnelerin İnterneti (IoT), bütünleşik algılama ve haberleşme (ISAC) gibi teknolojilerle entegrasyon sağlaması beklenmektedir. Bu nedenle geleceğin haberleşme sistemlerindeki antenlerin yalnızca geniş bantlı ve yüksek kazançlı olması değil, aynı zamanda kompakt, çok bantlı ve kolay entegre edilebilir olması önemlidir [1,2]. Son yıllarda çok bantlı ve çok işlevli antenlere yönelik yoğun çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Geleneksel anten tasarımlarında farklı frekans bantlarında bağımsız radyatörler kullanılması, entegrasyonu zorlaştırmakta ve istenmeyen elektromanyetik etkileşimler oluşturabilmektedir. Bu nedenle, mevcut fiziksel açıklığın daha verimli kullanılmasına olanak sağlayan ortak açıklıklı anten mimarileri önemli bir araştırma konusu olmuştur [3,4,5]. Ortak açıklıklı antenler, açıklık kullanım verimliliğini artırarak anten boyutunu küçültmekte ve çok bantlı sistemlerin entegrasyonunu kolaylaştırmaktadır. Bu avantajları sayesinde radar sistemleri, çoklu giriş çoklu çıkış (MIMO) sistemleri, uydu haberleşmesi ve 5G/6G haberleşme altyapılarında yaygın olarak araştırılmaktadır. Bu

antenlerde kullanılan en önemli ışıma elemanlarından biri Vivaldidir. Geniş bant genişliği, yüksek kazanç, uçtan ışıma yönlü ışıma karakteristiği sayesinde haberleşmede önemli bir yere sahiptir. Vivaldi antenlerin geometrik optimizasyon teknikleri kullanılarak hem kazançlarının arttırılabildiği hem de çalışma bantlarının genişletilebildiği görülmüştür [6]. Bu nedenle radar, mikrodalga görüntüleme uygulamalarında tercih edilmektedir. Dipol antenler; basit geometrileri, yüksek ışıma verimleri ve kararlı ışınım karakteristiğine sahiptir. Kolaylıkla üretim ve entegre edilebilmesi baz istasyonları, kablosuz erişim noktaları ve çok bantlı haberleşme sistemlerinde cazip hâle gelmiştir [7]. Literatürde son yıllarda ortak açıklıklı anten mimarilerine yönelik çok sayıda çalışma mevcuttur [3,4,5,8]. Ancak çalışmaların büyük kısmı faz dizili, yeniden yapılandırılabilir veya desen ve polarizasyon çeşitliliği sağlayan anten yapıları üzerine yoğunlaşmaktadır. Örneğin, [3]'de önerilen çift bantlı ortak açıklıklı anten yapısında, çanak biçimli monopol ışıma elemanı ile daralan yapılı Vivaldi anteni aynı açıklık içerisinde bütünleştirilmiş ve farklı frekans bantlarında farklı ışıma karakteristikleri elde edilmiştir. Chen ve ark. [5] tarafından geliştirilen yeniden yapılandırılabilir ortak açıklıklı anten ise dipol ve monopol modları arasında geçiş yapabilen bir yapı sunmaktadır. İlgili çalışmalar incelendiğinde, daralan yapılı Vivaldi ile baskılı dipol ışıma elemanlarını aynı fiziksel açıklık içerisinde bütünleştiren, bağımsız besleme portları kullanarak kompakt ve çok katmanlı bir yapıda çalışabilen ortak açıklıklı anten tasarımlarına literatürde sınırlı sayıda rastlandığı görülmektedir.

Önerilen çalışmada, 4.9 GHz'deki dipol rezonansı 5G NR n79 bandı içerisinde yer alırken, 7.2 GHz'deki Vivaldi rezonansı Wi-Fi 6E bandının (5.925–7.125 GHz) hemen üzerinde yer almaktadır. Önerilen anten mimarisi yeni nesil haberleşme sistemleri için umut vadeden bir çözüm sunmaktadır.

2. Anten Tasarımı ve Modelleme

Önerilen anten boyutları 75 × 30 mm² olup, yapı 1.6 mm kalınlığında ε_r= 4.3 dielektrik sabitine sahip FR4 altlık üzerine gerçekleştirilmiştir. Üç katmandan oluşan antenin, üst-alt ve ara katmanına ait geometrik yapı Şekil 1'de, optimize edilen geometrik boyutlar Tablo 1'de verilmiştir. Anten yapısı; iki dielektrik altlık, altlıklar arasında yer alan ortak metal katmandan ve besleme yapılarından oluşmaktadır. En üst katmandaki dairesel besleme yapısı elektromanyetik enerjinin ortak metal katmanda yer alan Vivaldinin daralan bölgesine daha kontrollü aktarılmasına katkı sağlamaktadır. Metal katmanda yer alan daralan açıklık, elektromanyetik dalgaların besleme bölgesinden açıklığa doğru kademeli olarak yayılmasını sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Metal katmanın üst kısmındaki dipol kollar dengeli akım dağılımı ve kararlı ışıma karakteristiği için tercih edilmiştir. En alt katmanda dikdörtgen besleme hattı metal katmanın üst kısmında yer alan dipol ışıma elemanını uyarmak üzere tasarlanmıştır. Dipol kollarının bağlandığı bölgeye eklenen metal dikdörtgen yapı yansıtıcı görevi görerek ışıma deseninin yönlü olmasını sağlamıştır. Özetle; dairesel besleme Vivaldiyi, dikdörtgen besleme de dipolü beslemektedir. Anten geometrisi, hedeflenen çalışma frekanslarına uygun olacak şekilde parametrik olarak belirlenmiştir.



a) (b) (c)

Şekil 1. Önerilen antenin (a) üstten (b) arkadan (c) ara katman yapısı gösterilmiştir.

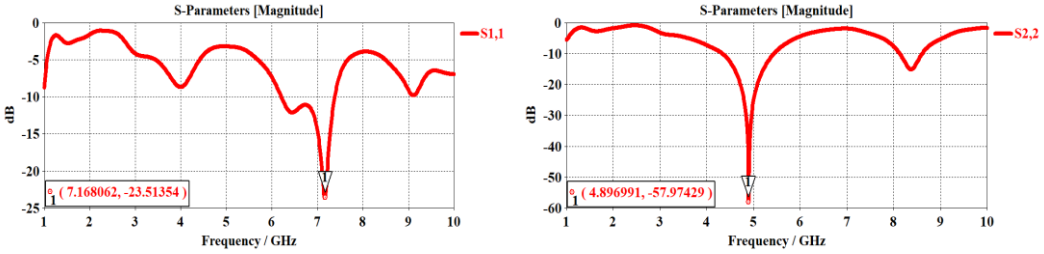
Tablo 1. Önerilen antenin geometrik boyutları.

Parametreler	**A**	**B**	**C**	**R_1**	**SH**	**SW**	**D**	**E**	**F**	**G**
Boyutlar (mm)	3.10	10.50	4.55	5	30	75	3.10	18	11.10	6.10
Parametreler	**H**	**I**	**K**	**L**	**M**	**N**	**O**	**P**	**theta**	**R_2**
Boyutlar (mm)	3.10	13.27	13	2	6.50	27.42	10	16	14	5

3. Benzetim Sonuçları

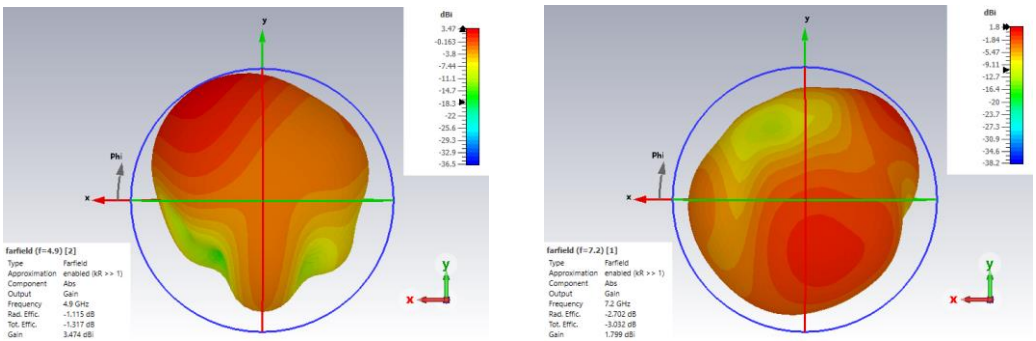
Önerilen antenin elektromanyetik performansı elektromanyetik benzetim yazılımı ile analiz edilmiştir. Yansıma katsayısı (S11 ve S22) ile üç boyutlu (3B) uzak alan ışıma deseni incelenmiş olup sonuçlar sırasıyla Şekil 2 ve 3'de sunulmuştur. Şekil 2'de verilen S11 ve S22 sonuçlarına göre, 7.2 GHz ve 4.9 GHz frekansında sırasıyla −23.5

dB, −58 dB minimum yansıma katsayısı elde edilmiştir. Antenin uzak alan ışıma performansı, çalışma frekansları olan 7.2 GHz ve 4.9 GHz da elde edilen 3B ışıma desenleri kullanılarak değerlendirilmiştir. 3B grafiklerinden anten ışımasının yönlü bir karakteristiğe sahip olduğu görülmüştür.



(a) (b)

Şekil 2. Önerilen antenin a) 7.2 GHz'deki S11 b) 4.9 GHz'deki S22 grafiği.



(a) (b)

Şekil 3. Önerilen antenin 3B Uzak alan deseni a) 4.9 GHz b) 7.2 GHz grafiği.

Sonuçlar, çok katmanlı ortak açıklıklı anten yapısının iki farklı ışıma mekanizmasına sahip ışıma elemanını aynı fiziksel açıklık içerisinde başarıyla çalıştırabildiğini ve 5G/6G kablosuz haberleşme için uygun bir performans sunduğunu göstermektedir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, 5G/6G haberleşme sistemlerine yönelik kompakt, çok katmanlı ve ortak açıklıklı bir Vivaldi–dipol anten tasarımı sunulmuştur. Vivaldi ve dipol ışıma elemanları için sırasıyla 7.2 GHz ve 4.9 GHz çalışma frekanslarında −23.5 dB ve −58 dB yansıma katsayıları elde ederek her iki bantta da başarılı empedans uyumu sağlamıştır. Farklı katmanlarda konumlandırılan bağımsız besleme yapıları sayesinde ortak açıklık korunurken her iki ışıma elemanının etkin şekilde çalıştırılabildiği gösterilmiştir.

5. Kaynaklar

[1]. Guo Y. J., Guo C. A., Li M. ve Latva-aho M., "Antenna Technologies for 6G–Advances and Challenges", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt.74 no.5, s.3865-3880, 2026.

[2]. Jahanbakhsh Basherlou H., Ojaroudi Parchin N. ve See C. H., "Antenna Design and Optimization for 5G, 6G, and IoT", *Sensors*, cilt.25 no.5, s.1494, 2025.

[3]. Cheng J., Gao T., Han D. ve Zhou C., "Dual-Band Shared-Aperture Antenna with Pattern and Polarization Diversity", *Applied Sciences*, cilt.15 no.2, s.878, 2025.

[4]. Arda K. ve Dural G., "A Novel Design Technique for Ultrawideband Shared Aperture Connected Dipole Arrays", *Microwave and Optical Technology Letters*, cilt.67 no.7, s.e70294, 2025.

[5]. Chen M., Hu H., Lei S., Sun K., Tian J. ve Chen B., "A Shared Aperture Antenna with Reconfigurable Pattern by Common and Differential Modes", *Microwave and Optical Technology Letters*, cilt.66 no.1, s.e33888, 2024.

[6]. Li J., He H., Xiong S., Feng G. ve Wang Y., "A Novel High-Gain Antipodal Vivaldi Antenna for 5G MM-Wave Applications", *AEU–International Journal of Electronics and Communications*, cilt.177, s.155160, 2024.

[7]. Peng Y. ve Liu C., "A Broadband and Wide-Scanning Dual-Polarized Dipole Array with Low Profile", *Electronics*, cilt.13 no.24, s.4976, 2024.

[8]. Ikram M., Nguyen-Trong N. ve Abbosh A. M., "Common-Aperture Sub-6 GHz and Millimeter-Wave 5G Antenna System", *IEEE Access*, cilt.8, s.199415-199423, 2020.

Mikrodalga Hipertermi Fantomlarının 2 Boyutlu Kesit Sınıflandırmasında Eşikleme Yöntemlerinin Karşılaştırmalı Analizi

Onur Çamlı, Cemanur Aydınalp, Gülşah Yıldız
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
camli24@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, mikrodalga hipertermi uygulamalarında kullanılan fantomların 2 boyutlu kesitlerinin sınıflandırılması için eşik bulma yöntemleri karşılaştırılmıştır. Doku kesitleri fibroglandüler doku oranına göre dört sınıfa ayrılmıştır. Bu amaçla; Çoklu-Otsu, K-Means Kümeleme, Gauss Karışım Modeli ve Jenks Doğal Kırılımlar yöntemleri birbirine son derece yakın eşik değerleriyle tutarlı bir sonuç (Eşikler ≈* ***0.21 / 0.31 / 0.44****) oluştururken, Çekirdek Yoğunluk Tahmini ve Kapur Entropisi yöntemleri veri karakteristiğine uyum sağlayamayarak kararsız sonuçlar üretmiştir. Elde edilen bu sınıflandırma sınırlarının başarısı, Varyans Uyum İyiliği, Silüet Skoru ve Davies-Bouldin Endeksi parametreleriyle analiz edilmiştir.*

Abstract: *This study evaluates and compares thresholding methodologies for classifying 2D slices of phantoms utilized in microwave hyperthermia applications. Tissue cross-sections are categorized into four distinct classes based on their fibroglandular tissue ratio. The experimental results demonstrate that the Multi-Otsu, K-Means, Gaussian Mixture Model and Jenks Natural Breaks algorithms achieve a robust consensus, yielding highly consistent and closely aligned threshold values (Thresholds ≈* ***0.21 / 0.31 / 0.44****). Conversely, the Kernel Density Estimation and Kapur Entropy methods fail to adapt to the underlying data characteristics, resulting in unstable outputs. The efficacy of the established classification boundaries is quantitatively analyzed using the Goodness of Variance Fit, Silhouette Score, and Davies-Bouldin Index metrics.*

1. Giriş

Tüm dünyada kadınlarda ikinci en sık görülen kanser türü olan meme kanserinin tedavi yöntemleri olarak kemoterapi, radyoterapi gibi yöntemler uygulanmaktadır [1]. Vücut için deforme edici olan bu tedaviler yerine tümörün dokusunu 41−45°C'ye kadar ısıtmaya yönelik mikrodalga hipertermi yöntemini kullanmak hem daha az maliyetli hem de vücut için daha az deforme edicidir. Bu yöntemin uygulanmasında vücuttaki tümörlü dokunun etrafındaki sağlıklı dokuya zarar gelmemesi için elektrik alan dağılımı noktasında çok hassas hesaplama yapılması gerekmektedir [2]. Bu hesaplamanın titizlikle yapılmasında dokunun fibroglandüler doku yoğunluğuna göre sınıflandırılması önemli bir yer almaktadır.

Mevcut literatürde bu sınıflandırma yöntemleri genellikle 3 boyutlu (3B) fantomlar üzerinden ve bir Radyolog eşliğinde yapılmakta, görüntü işleme metotları kullanılarak eşik değer bulmak için bir standart bulunmamaktadır [3-5]. Bu çalışmada literatürdeki bu boşluğu doldurması amacıyla yöntemlerin karşılaştırılması hedeflenmiştir. Çoklu-Otsu (Multi-Otsu – MO), K-Means Kümeleme (K-Means Clustering - KMC), Gauss Karışım Modeli (Gaussian Mixture Model - GMM) ve Jenks Doğal Kırılımlar (Jenks Natural Breaks - JNB), Çekirdek Yoğunluk Tahmini (Kernel Density Estimation – KDE) ve Kapur Entropisi (Kapur Entropy – KE) sınıflandırma algoritmaları Python üzerinden uygulanmış, elde edilen eşik değerleri karşılaştırılarak optimum eşik değerlerinin belirlenmesi amaçlanmıştır.

2. Yöntem

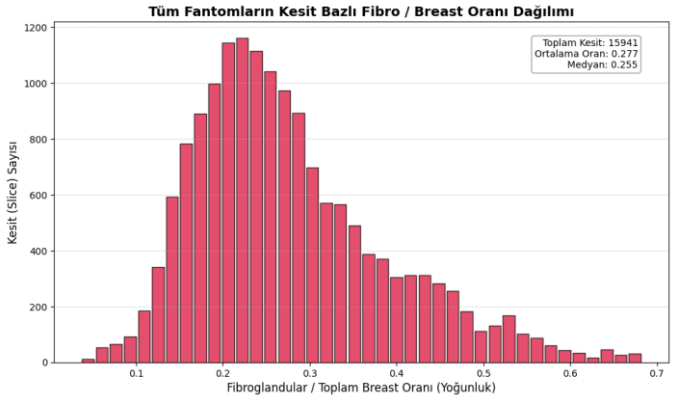
Bu çalışmada kullanılan veri seti mikrodalga teşhis ve tedavi simülasyonlarında kullanılan ve gerçek hastaların Manyetik Rezonans Görüntüleme görüntülerinden üretilen Pelicano ve ark. [6] tarafından oluşturulan veri setinden elde edilmiştir. Veri setindeki 3B fantomlardan alanı 19.6 cm^2'den küçük olanlar (çapı 5 cm olacak şekilde) filtrelenerek aksiyal eksenden kesit alınmıştır. Elde edilen 15941 adet kesitte doku yoğunluğunu ifade etmek amacıyla her bir kesit için boyutsuz bir fibroglandüler doku oranı (F) hesaplanmıştır. N; kesitteki ilgili doku tipindeki piksel sayısı olmak üzere, F hesaplanırken (1) ve (2) kullanılmıştır.

$$N_{\text{toplam}} = N_{\text{fibro}} + N_{\text{geçiş}} + N_{\text{tümör}} + N_{\text{yağ}} + N_{\text{deri}} + N_{\text{kas}} \quad (1)$$

$$F = \frac{N_{\text{fibro}} + N_{\text{geçiş}} + N_{\text{tümör}}}{N_{\text{toplam}}} \quad (2)$$

Her bir kesit için elde edilen bu oranlardan bir histogram dağılımı (Şekil 1) oluşturulmuş ve eşikleme algoritmaları doğrudan bu histogram verisi üzerinden çalıştırılmıştır. Algoritmalar Amerikan Radyoloji Koleji (ACR) tarafından

belirlenen BI-RADS (Breast Imaging Reporting and Data System) standardındaki dört meme yoğunluk kategorisine A, B, C, D (yağlı, dağınık fibroglandüler, heterojen yoğun ve çok yoğun) doğrudan karşılık gelmesi için üç adet sınır (T1, T2, T3) verecek şekilde çalıştırılmıştır [7].



Şekil 1. Fibro Oranlarına Göre Histogram Grafiği

Bu algoritmalar şu şekildedir: Histogram tabanlı; sınıf içi varyansı minimize edip sınıflar arası varyansı maksimize etmeye dayalı MO metodu [8], her bir kesitin F değerini dairesel varyansları eşit kabul ederek en yakın merkeze olan Öklid uzaklığına göre iteratif olarak gruplayan KMC [9], histogram dağılımını sınıf sayısı kadar farklı normal dağılımın toplamı olarak varsayıp olasılıksal kesişim noktalarından çizen GMM [10], Varyans Uyum İyiliği (Goodness of Variance Fit – GVF) değerini maksimize etmeye çalışan JNB [11], histogram dağılımını süreklileştirip birinci ve ikinci türev testlerini kullanarak doğal vadi (çukur) noktalarını sınır kabul eden KDE [12] ve son olarak bilgi teorisini temel alarak bölünmüş sınıfların toplam Shannon entropisini maksimize edecek sınırları arayan KE [8].

Ardından bu algoritmalardan elde edilen eşik değerleri; sınıf içi homojenliği ölçen GVF [13], kesitin kendi sınıfına aitlik derecesini en yakın sınıra olan uzaklığıyla ölçen Silüet Skoru (Silhouette Score - SS) [14] ve merkezler arasındaki mesafe ve sınıfın kendi içindeki yayılım ile algoritmanın başarısını ölçen Davies-Bouldin Endeksi (Davies-Bouldin Index – DBI) [14] metrikleri kullanılarak eşik bulma algoritmaları karşılaştırılmıştır. Algoritmalar ve metrikler Python üzerinden uygulanmıştır.

Metot Adı	GVF (↑)	SS (↑)	DBI (↓)
MO	0.8975	0.5300	0.5561
KMC	0.8975	0.5297	0.5556
GMM	0.8972	0.5304	0.5581
JNB	0.8972	0.5301	0.5558
KDE	0.5011	0.4828	0.4266
KE	0.8651	0.5362	0.5331

Tablo 1. Küme Geçerlilik (İçsel) Metrikleri Karşılaştırma Tablosu

3. Bulgular

Eşikleme için en çok kullanılan yöntemlerden biri olan MO, KMC, GMM ve JNB birbirine çok yakın sonuçlar (T1≈0.21/T2≈0.31/T3≈0.44) vermektedir. Aksi yönde KDE ve KE verdiği eşik değerlerinin daha farklı olduğu görülmektedir. Eşik değerlerine paralel olarak karşılaştırma metriklerinde de ilk dört metot birbirine çok yakın değerler üretmekte; KE yalnızca GVF'de, KDE ise üç metriğin tamamında bu örüntünün dışında kalmaktadır. KDE ve KE her ne kadar bir metrikte diğerlerinden öne çıksa da veri setinde oluşan asimetri onları uygulanabilir bir yöntem olmaktan çıkarmaktadır.

GVF değerini optimize etmeye dayalı MO ve JNB yöntemlerinin başarılı sonuç vermesi beklenen bir durum olsa bile gerek diğer metriklerde verdikleri başarılı sonuçlar gerek diğer iki yöntemle verdikleri benzer sonuçlar sayesinde başarılı bir sonuç verdikleri söylenebilir. KE ve KDE sırasıyla SS ve DBI metriklerinde öne çıksa da bu üstünlük, Tablo 2'de görüldüğü üzere kesitlerin büyük bölümünü tek bir sınıfta toplayan dengesiz bölünmelerinin bir yan ürünüdür; nitekim sınıf içi homojenliği ölçen GVF değerleri her iki yöntemde de diğerlerinin altında kalmaktadır. Kullanılan altı metottan dördünün benzer sonuçlar ve başarı oranı vermesine dayanarak bu veri setinde **T1 ≈ 0.21 / T2 ≈ 0.31 / T3 ≈ 0.44** eşik değerlerinde uzlaşı sağlandığı görülüyor. Ancak MO, KMC ve JNB benzer amaç fonksiyonlarını çözdüğünden ve metrikler de aynı varyans temelli ölçütlere dayandığından bu uzlaşı doğruluğu değil içsel tutarlılığı göstermektedir.

Metot	T1	T2	T3	A	B	C	D
MO	0.21	0.31	0.44	31.20%	38.52%	20.22%	10.07%
KMC	0.21	0.31	0.44	30.93%	38.34%	20.53%	10.20%
GMM	0.22	0.32	0.45	33.47%	37.93%	19.07%	9.52%
JNB	0.21	0.31	0.44	31.83%	37.95%	20.29%	9.93%
KDE	0.45	0.50	0.63	90.62%	4.52%	4.17%	0.70%
KE	0.25	0.39	0.55	48.48%	36.26%	12.89%	2.38%

A: Yağlı, B: Dağınık fibroglandüler, C: Heterojen yoğun, D: Çok yoğun yoğunluk sınıflarını ifade etmektedir.

Tablo 2. Elde Edilen Eşikler ve Sınıf Dağılımları

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, mikrodalga hipertermi simülasyonları için 3B fantomlardan üretilen 2 boyutlu kesitlerde denetimsiz bir eşikleme (unsupervised thresholding) altyapısı kurulmuştur. Dört farklı yöntemin (MO, KMC, GMM, JNB) asimetrik histogram üzerinde aynı eşik değerlerinde (0.21/0.31/0.44) uzlaşması, sonuçların kararlılığını ve tekrarlanabilirliğini kanıtlamaktadır. Belirlenen bu standart sınırlar, hipertermi planlamasında elektrik alan dağılımlarının hesaplanması ve sağlıklı dokuların korunması için sayısal bir ön adım olmuştur. Gelecek çalışmalarda, bu modelin derin öğrenme tabanlı elektromanyetik alan tahmin algoritmalarına ön işleme adımı olarak entegre edilmesi planlanmaktadır.

5. Teşekkür

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu **(**TÜBİTAK) projesi (Proje no: 125E412) ve İstanbul Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesi (İTÜ BAP) Proje No. MAB-2024-45450 tarafından desteklenmektedir.

6. Kaynaklar

[1] National Cancer Institute. Breast Cancer. Erişim tarihi: 2026. Çevrimiçi erişilebilir: https://www.cancer.gov/types/breast

[2] Altintas, G.; Akduman, I.; Janjic, A.; Yilmaz, T. A Novel Approach on Microwave Hyperthermia. Diagnostics 2021, 11, 493. https://doi.org/10.3390/diagnostics11030493

[3] S. Ciatto *ve ark.*, "A first evaluation of breast radiological density assessment by QUANTRA software as compared to visual classification," *Breast*, c. 21, no. 4, s. 503–506, 2012, doi: 10.1016/j.breast.2012.01.005.

[4] D. Van Der Waal *ve ark.*, "Comparing visually assessed BI-RADS breast density and automated volumetric breast density software: A cross-sectional study in a breast cancer screening setting," *PLoS One*, c. 10, no. 9, Eylül 2015, doi: 10.1371/journal.pone.0136667.

[5] E. Regini *ve ark.*, "Radiological assessment of breast density by visual classification (Bi–rads) compared to automated volumetric digital software (quantra): Implications for clinical practice," *Radiologia Medica*, c. 119, no. 10, s. 741–749, Ekim 2014, doi: 10.1007/s11547-014-0390-3.

[6] A. C. Pelicano *ve ark.*, "Development of 3D MRI-Based Anatomically Realistic Models of Breast Tissues and Tumours for Microwave Imaging Diagnosis," 2021, doi: 10.3390/s21248265.

[7] D. A. Spak, J. S. Plaxco, L. Santiago, M. J. Dryden, ve B. E. Dogan, "BI-RADS® fifth edition: A summary of changes," *Diagn. Interv. Imaging*, c. 98, no. 3, s. 179–190, Mart 2017, doi: 10.1016/J.DIII.2017.01.001.

[8] M. Amiriebrahimabadi, Z. Rouhi, ve N. Mansouri, "A Comprehensive Survey of Multi-Level Thresholding Segmentation Methods for Image Processing," Ağustos 01, 2024, *Springer Science and Business Media B.V.* doi: 10.1007/s11831-024-10093-8.

[9] A. Likas, N. Vlassis, ve J. J. Verbeek, "The global k-means clustering algorithm," 2003. [Çevrimiçi]. Erişilebilir: www.elsevier.com/locate/patcog

[10] Z. K. Huang ve K. W. Chau, "A new image thresholding method based on Gaussian mixture model," *Appl. Math. Comput.*, c. 205, no. 2, s. 899–907, Kasım 2008, doi: 10.1016/j.amc.2008.05.130.

[11] M. A. North, "A method for implementing a statistically significant number of data classes in the Jenks algorithm," *6th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, FSKD 2009*, 2009, s. 35–38. doi: 10.1109/FSKD.2009.319.

[12] S. Korneev, J. Gilles, ve I. Battiato, "Multiclass histogram-based thresholding using kernel density estimation and scale-space representations," Şubat 2022, [Çevrimiçi]. Erişilebilir: http://arxiv.org/abs/2202.04785

[13] M. Lux ve S. Rinderle-Ma, "DDCAL: Evenly Distributing Data into Low Variance Clusters Based on Iterative Feature Scaling," *J. Classif.*, c. 40, no. 1, s. 106–144, Nisan 2023, doi: 10.1007/s00357-022-09428-6.

[14] D. Chicco, A. Campagner, A. Spagnolo, D. Ciucci, ve G. Jurman, "The Silhouette coefficient and the Davies-Bouldin index are more informative than Dunn index, Calinski-Harabasz index, Shannon entropy, and Gap statistic for unsupervised clustering internal evaluation of two convex clusters," *PeerJ Comput. Sci.*, c. 11, 2025, doi: 10.7717/peerj-cs.3309.

Dört Sektör Hüzme Anahtarlamalı Konformal Anten Sistemi

Efe Berke Erdar, Ömürcan Aydın, Aybüke Begüm Kolsuz, Sude Yıldız, Mehmet Çiydem
Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Mühendislik Fakültesi, Gazi Üniversitesi
Ankara
eberke.erdar@gazi.edu.tr, omurcan.aydin@gazi.edu.tr , abegum.kolsuz@gazi.edu.tr , sude.yildiz2@gazi.edu.tr, mehmetciydem@gazi.edu.tr
Çağlayan Durlu, Melih Aslan
Türk Havacılık ve Uzay Sanayi A.Ş.
Ankara
caglayan.durlu@tai.com.tr, melih.aslan@tai.com.tr

Özet: *Bu çalışmada, füze ve seyir mühimmatı burun konisine yerleştirilmek üzere dört doğrusal polarizasyonlu konformal mikroşerit yama antenden oluşan anahtarlamalı sektör anten sistemi geliştirilmiştir. Antenler azimut düzleminde 90° aralıklarla konumlandırılarak SP4T anahtar üzerinden tek bir RF zincirine bağlanmıştır. Alınan RF güç seviyeleri logaritmik güç dedektörü ve MCU kullanılarak karşılaştırılmış, iletim en güçlü sinyalin algılandığı sektör üzerinden gerçekleştirilmiştir. 5,2 GHz'de −14,5 dB S_{11}, 64° ana hüzme yönü ve 77,6° yarı güç hüzme genişliği elde edilmiştir.*

Abstract: *This study presents a switched-sector antenna system consisting of four linearly polarized conformal microstrip patch antennas designed for integration into the nose cone of a missile or cruise munition. The antennas are positioned at 90° intervals in the azimuth plane and connected to a single RF chain through an SP4T switch. The received RF power levels are compared using a logarithmic power detector and an MCU, and transmission is performed through the sector with the strongest signal. At 5.2 GHz, an S_{11} of −14.5 dB, a main beam direction of 64°, and a half-power beamwidth of 77.6° were achieved.*

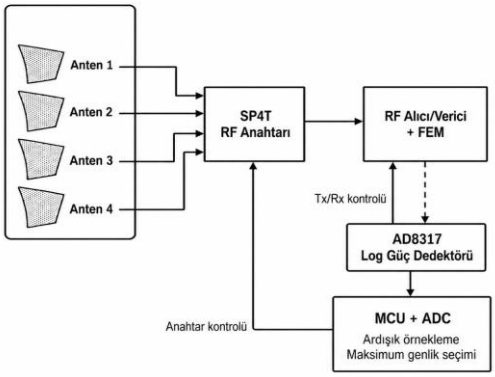
1. Giriş

Geleneksel çok yönlü antenler geniş kapsama sağlamalarına rağmen düşük kazanç ve sınırlı bağlantı bütçesi dezavantajlarına sahiptir. Faz dizili anten sistemleri ise yüksek yönlülük sunabilmekle birlikte faz kaydırıcılar, çoklu RF zincirleri ve karmaşık kontrol devreleri nedeniyle donanım maliyetini ve güç tüketimini artırmaktadır [1]. Bu nedenle, tek bir RF zinciri kullanılarak farklı uzaysal sektörler arasında seçim yapılmasına olanak sağlayan anahtarlamalı hüzme anten sistemleri, düşük karmaşıklığa sahip bir alternatif olarak değerlendirilmektedir [2]-[3]. Ayrıca konformal mikroşerit antenler, aerodinamik yüzeylere uyumlu yapıları nedeniyle füze ve benzeri hava platformlarında kullanım avantajı sağlamaktadır [4].

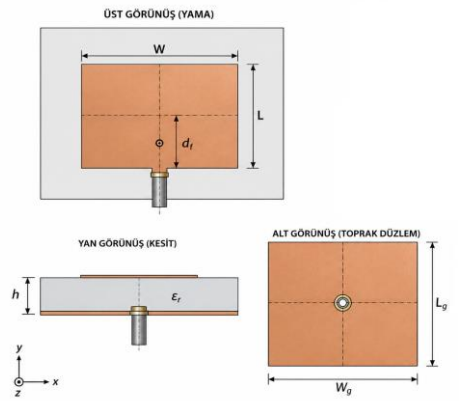
Bu amaçla önerilen sistemde, burun konisi çevresine azimut düzleminde 90° aralıklarla yerleştirilen dört doğrusal polarizasyonlu konformal mikroşerit anten, tek bir RF alıcı-verici zincirine SP4T anahtar üzerinden bağlanmıştır. Dinleme aşamasında antenler ardışık olarak etkinleştirilmekte, her sektörden alınan RF güç seviyesi AD8317 logaritmik güç dedektörü kullanılarak MCU tarafından örneklenebilecek bir DC gerilime dönüştürülmektedir. MCU, dört sektöre ait genlik değerlerini karşılaştırarak en yüksek alınan güce sahip anteni belirlemekte ve anahtarı ilgili konumda tutarak iletimi aynı anten üzerinden gerçekleştirmektedir. Anten elemanları 5.15–5.25 GHz U-NII-1 bandında çalışacak şekilde tasarlanmış ve konformal yerleşimin neden olduğu empedans ile ışıma örüntüsü değişimleri elektromanyetik benzetimler yoluyla optimize edilmiştir.

2. Sistem Mimarisi ve Anten Tasarımı

Sistemin blok yapısı Şekil 1'de gösterilmektedir. Füze/seyir mühimmatı burun konisi çevresine yerleştirilen dört konformal anten, PE42441 absorptif SP4T RF anahtarı üzerinden ortak bir RF alıcı-verici zincirine bağlanmaktadır. PE42441'in iki bitlik kontrol girişleri kullanılarak dört RF portundan biri seçilmekte ve kullanılmayan portlar dahili olarak 50 Ω ile sonlandırılmaktadır. Anahtar, 10 MHz–8 GHz çalışma aralığına sahip olup 3–6 GHz aralığında yaklaşık 1 dB tipik ekleme kaybı ve aktif portlar arasında yaklaşık 39 dB tipik yalıtım sağlamaktadır. Tipik 5 µs anahtarlama süresi, dört sektörün kısa bir tarama çevrimi içerisinde örneklenmesine olanak vermektedir. Şekil 2'de antenin geometrik yapısı gösterilmektedir.



Şekil 1. Sistem Blok Diyagramı



Şekil 2. Füze üzerindeki konformal anten geometrisi

Seçilen anten yolu, 5 GHz bandında çalışan SKY85712-21 RF ön uç modülüne bağlanmaktadır. Bu modül, güç yükselteci, düşük gürültülü yükselteç ve gönderme/alma anahtarını bütünleşik bir yapıda barındırdığından harici RF devre sayısını ve sistem hacmini azaltmaktadır. Anahtarlamalı anten mimarilerinde ortak bir RF zincirinin birden fazla sabit hüzme arasında paylaşılması, faz kaydırıcı kullanan dizilere göre daha düşük donanım karmaşıklığı sağlayabilmektedir [2], [5].

Dinleme durumuna (Rx) SP4T anahtarın dört konumu sırayla taranmakta ve her anten üzerinden alınan RF güç seviyesi logaritmik güç dedektörü aracılığıyla giriş gücüyle ilişkili bir DC gerilime dönüştürülmektedir. Ardışık anten örnekleme yaklaşımı, literatürde tek bir alıcı kanalına bağlı anahtarlamalı antenlerle sektör veya geliş yönü belirlemek amacıyla kullanılmaktadır [5]-[6]. Dedektör çıkışı MCU'nun analog-sayısal dönüştürücüsü tarafından örneklenerek dört sektöre karşılık gelen V_1, V_2, V_3, V_4değerleri elde edilmektedir. Aktif sektör

$$i^* = \arg\max \mathrm{i} \in \{1,2,3,4\}\, V_i \tag{1}$$

bağıntısıyla belirlenmekte, tarama sonunda RF anahtarı en yüksek genliğin ölçüldüğü konumda tutulmakta ve iletim aynı anten üzerinden gerçekleştirilmektedir. Kontrol ve örnekleme işlemleri, GPIO ve ADC birimlerine sahip ESP32-C5 tabanlı gömülü denetleyici tarafından yürütülmektedir. Tablo 1'de tasarlanan doğrusal polarizasyonlu mikroşerit yama antenin malzeme ve geometrik parametreleri verilmiştir. Anten, bağıl dielektrik sabiti 3.48 ve kalınlığı 0.762 mm olan Rogers RO4350B alttaş üzerinde, 5.20 GHz merkez frekansına göre boyutlandırılmıştır. Tablo 2'de ise sistem için belirlenen temel performans isterleri sunulmaktadır.

Tablo 1. Tasarım Parametreleri

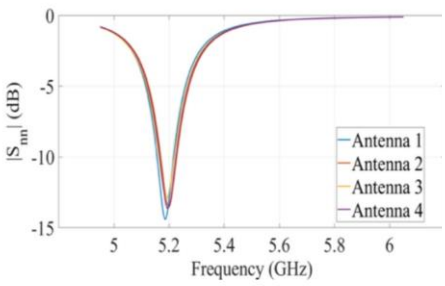
Tanım	Parametre	Değer
Polarizasyon	—	Doğrusal
Alttaş malzemesi	—	Rogers RO4350B
Bağıl dielektrik sabiti	(ε_r)	3.48
Alttaş kalınlığı	(h)	0.762 mm
Tasarım merkez frekansı	(f_0)	5.20 GHz
Yama genişliğ	(W)	15 mm
Yama uzunluğu	(L)	15 mm
Besleme noktası uzaklığı	(d_f)	5.007 mm

Tablo 2. Hedeflenen Teknik İsterler

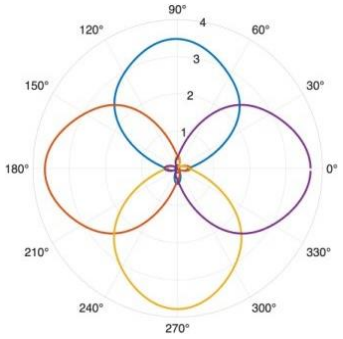
Tanım	Değer
Çalışma frekans bandı	5.15–5.25 GHz
Giriş empedansı	50 Ω
Geri dönüş kaybı (S_{11})	<−10 dB
Antenler arası kuplaj	<−20 dB
Anten kazancı	7-8 dBi
Yarı güç hüzme genişliği	75° ± 5°

3. Benzetim Çalışmaları ve Ölçümler

Tasarlanan konformal mikroşerit antenin elektromanyetik analizi CST Microwave Studio ortamında gerçekleştirilmiştir. Belirtilen geometride yapılan simülasyonlarda Şekil 3'te ifade edildiği üzere anten yaklaşık 5.2 GHz'de rezonansa girmekte ve bu frekansta S_{11} değeri yaklaşık -14.5 dB olarak elde edilmektedir. Bu değer 1.46 VSWR'ye ve giriş gücünün %3,5'inin yansıdığını göstermektedir. Böylece tasarlanan antenin hedef çalışma frekansında -10 dB giriş uyumu koşulunu sağladığı görülmektedir.



Şekil 3. S-parametresi benzetim sonuçları



Şekil 4. Kutupsal düzlemde



Şekil 5. Sistemin üretim sürecinde fiziksel yapısı

Şekil 4'te önerilen konformal anten dizisinin ışıma karakteristikleri kutupsal düzlemde sunulmaktadır. Benzetim sonuçlarına göre ana hüzme θ=64° doğrultusunda oluşmaktadır. Bu yönelim, antenin konformal olarak yerleştirildiği burun konisinin yüzey normaline bağlı olarak ışımanın füzenin ön yarım küresine yönelmesini sağlamaktadır. Antenin yarı güç hüzme genişliği 77.6°, yan lob seviyesi ise yaklaşık −8.4 dB olarak hesaplanmıştır. Geniş ana hüzme, komşu sektör antenlerinin örüntüleri arasında genlik karşılaştırması için gerekli açısal örtüşmenin oluşmasına katkı sağlamaktadır. Şekil 5'te ise sistemin fiziksel gerçekleme süreci devam ederken antenin eğim verilmemiş temsili radom başlığı üzerindeki konumlaması gösterilmektedir.

4. Sonuç ve Genel Değerlendirme

Bu çalışmada, füze/seyir mühimmatı burun konisine uyum sağlayacak biçimde dört doğrusal polarizasyonlu konformal mikroşerit antenden oluşan anahtarlamalı bir sektör anten sistemi tasarlanmıştır. Antenlerin 90° aralıklarla yerleştirilmesi ve tek bir RF zincirine SP4T anahtar üzerinden bağlanması sayesinde faz kaydırıcı, çoklu alıcı kanalı ve karmaşık eşzamanlama devrelerine ihtiyaç duyulmadan azimut düzleminde sektörel kapsama elde edilmiştir. Dinleme aşamasında antenlerden alınan güç seviyeleri ardışık olarak örneklenmiş, MCU tarafından en yüksek genliğe sahip sektör belirlenmiş ve iletim aynı anten üzerinden gerçekleştirilmiştir. Bu yaklaşım; donanım karmaşıklığını, sistem hacmini, güç tüketimini ve maliyeti azaltırken burun konisinin aerodinamik yapısıyla bütünleşebilen kompakt bir mimari sunmaktadır. Elektromanyetik benzetimlerde antenin 5.2 GHz civarında -14.5 dB S_{11}, 64°ana hüzme yönü ve 77.6°yarı güç hüzme genişliği sergilediği görülmüştür. Elde edilen sonuçlar, önerilen yapının düşük karmaşıklıklı yön seçimi ve yönlü haberleşme uygulamaları için uygulanabilir ve geliştirilebilir bir çözüm olduğunu göstermektedir.

Kaynaklar

[1] X. Gao, L. Dai ve A. M. Sayeed, "Low RF-complexity technologies to enable millimeter-wave MIMO with large antenna array for 5G wireless communications," IEEE Communications Magazine, c. 56, sayı 4, s. 211-217, Nisan 2018.

[2] Y. Yashchyshyn, K. Derzakowski, G. Bogdan, K. Godziszewski, D. Nyzovets, C. H. Kim ve B. Park, "28 GHz switched-beam antenna based on S-PIN diodes for 5G mobile communications," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, c. 17, sayı 2, s. 225-228, Şubat 2018.

[3] F. Abdul Ghani, A. M. Ahmadi Najafabadi, H. Saleh, M. K. Yapici ve I. Tekin, "A 28 GHz 2 × 2 antenna array with 10 beams using passive SPDT switch beamforming network," Sensors, c. 21, sayı 21, Makale no. 7138, Ekim 2021.

[4] J. Wu, J. Yu ve Q. Tao, "Design of a missile-borne conformal microstrip navigation antenna," MATEC Web of Conferences, c. 232, Makale no. 04080, 2018.

[5]. Han S. ve Jang B.-J., "Drone's angle-of-arrival estimation using a switched-beam antenna and single-channel receiver," *Sensors*, cilt 25, sayı 8, Makale no. 2376, 2025.

[6]. Su Y.-H., Yang J., Hwang E. ve Sample A. P., "Single packet, single channel, switched antenna array for RF localization," Proceedings of the ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies, cilt 7, sayı 2, 2023.

Taşınabilir Vektör Ağ Analizörü Tabanlı Kablosuz Erişimli S-Parametre Ölçüm Platformunun Geliştirilmesi ve Doğrulanması

Nil Yildirim, Fulya Bagci
Ankara Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi, Fizik Mühendisliği Bölümü
Ankara
yildirimnil2004@gmail.com, fbagci@eng.ankara.edu.tr

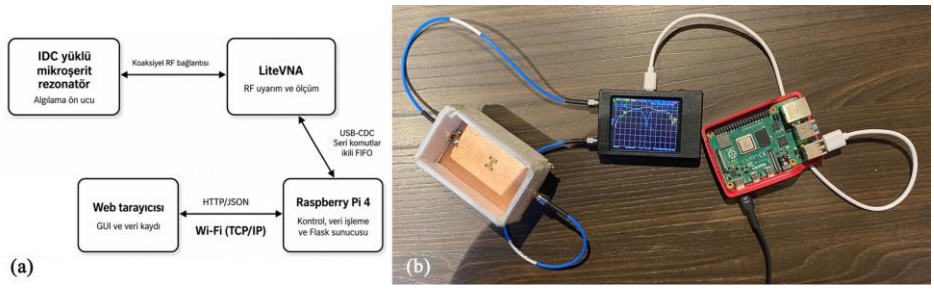
Özet: *Bu çalışmada, taşınabilir bir vektör ağ analizörü olan LiteVNA ile Raspberry Pi 4'ü bütünleştiren kablosuz erişimli ve düşük maliyetli bir S-parametre ölçüm platformu geliştirilmiştir. Sistem, kısa-açık-yük-geçiş tabanlı kalibrasyonun ardından iki portlu, interdijital kapasitör yüklü bir mikroşerit rezonatörün S-parametrelerini ölçmekte; elde edilen verileri Raspberry Pi üzerinde yerel olarak işleyerek gerçek zamanlı olarak tarayıcı tabanlı bir kullanıcı arayüzünde görüntülemektedir. Kullanıcı, web arayüzü üzerinden frekans aralığı ve tarama noktası sayısı gibi tarama parametrelerini ayarlayabilmekte, ölçüm sonuçlarını izleyebilmekte ve kaydedebilmektedir. CST Studio Suite elektromanyetik benzetim sonuçlarıyla yapılan karşılaştırmada ölçülen ve benzetilen rezonans frekansları sırasıyla 3,066 ve 2,884 GHz olarak elde edilmiştir. Sonuçlar, geliştirilen platformun uzaktan rezonans takibi ve saha tipi mikrodalga algılama için uygulanabilir bir çözüm sunduğunu göstermektedir.*

Abstract: *This study presents a low-cost, wirelessly accessible S-parameter measurement platform integrating a portable vector network analyzer, LiteVNA, with a Raspberry Pi 4. Following Short-Open-Load-Through calibration, the system measures the S-parameters of a two-port microstrip resonator loaded with an interdigital capacitor. The acquired data are processed locally on the Raspberry Pi and displayed in real time through a browser-based user interface. Through the web interface, users can configure measurement parameters, including the frequency range and the number of sweep points, as well as monitor and save the measurement results. A comparison with the CST Studio Suite electromagnetic simulation results showed measured and simulated resonance frequencies of 3.066 GHz and 2.884 GHz, respectively. The results demonstrate that the proposed platform provides a practical solution for remote resonance monitoring and field-deployable microwave sensing.*

1. Giriş

Mikrodalga rezonatörler, malzemenin karmaşık dielektrik özelliklerinde oluşan değişimleri rezonans frekansı, rezonans çentiği derinliği ve kalite faktöründeki değişimlerle algılayabilmektedir. Özellikle interdijital kapasitörlü (IDC) mikroşerit düzlemsel yapılar, saçak elektrik alanlarını numune bölgesinde yoğunlaştırarak kompakt ve yüksek duyarlılıklı algılayıcıların gerçekleştirilmesine olanak sağlamaktadır [1,2]. Bu yapıların karmaşık S-parametreleri genellikle laboratuvar tipi vektör ağ analizörleri (VNA) kullanılarak ölçülmektedir. Düşük maliyetli el tipi VNA'ların dielektrik ve toprak karakterizasyonunda kullanılabildiği gösterilmiştir [3]. Buna karşın, kablosuz mikrodalga sensör düğümleri genellikle uygulamaya özel RF elektroniği ve dar bantlı mimarilere dayandığından [4,5], farklı rezonatörlerin geniş bantlı iki portlu S-parametre karakterizasyonunu doğrudan desteklememektedir.

Bu çalışmada LiteVNA, Raspberry Pi 4 ile bütünleştirilerek kablosuz erişimli bir mikrodalga ölçüm platformu geliştirilmiştir. Geliştirilen platformun sistem mimarisi ve veri akışı Şekil 1(a)'da, gerçekleştirilen deneysel ölçüm düzeneği ise Şekil 1(b)'de gösterilmiştir. Platform, ölçüm parametrelerinin uzaktan yapılandırılmasını, karmaşık S-parametre verilerinin Raspberry Pi üzerinde yerel olarak işlenmesini, gerçek zamanlı görüntülenmesini ve ölçüm sonuçlarının web tabanlı bir kullanıcı arayüzü üzerinden kaydedilmesini tek bir sistemde bir araya getirmektedir.



Şekil 1(a) Kablosuz VNA tabanlı ölçüm platformunun sistem mimarisi ve veri akışı, **(b)** geliştirilen ölçüm platformunun deneysel düzeneği.

2. Sistem Mimarisi, Yöntem ve Deneysel Bulgular

Ölçüm zinciri, [1]'de Şekil 1(b)'de ayrıntılı tasarımı verilen, 1,0 mm kalınlığında FR4 alttaş üzerine 35 µm bakır kaplama ile üretilmiş, 55 mm × 85 mm boyutlarında iki portlu IDC yüklü bir mikroşerit rezonatör, LiteVNA [6] ve Raspberry Pi 4 [7] bileşenlerinden oluşmaktadır. Mikroşeritin iki portu 50 Ω koaksiyel kablolarla LiteVNA'nın ölçüm portlarına bağlanmıştır ve her ölçüm oturumundan önce kısa-açık-yük-geçiş (SOLT) tabanlı kalibrasyon uygulanmıştır.

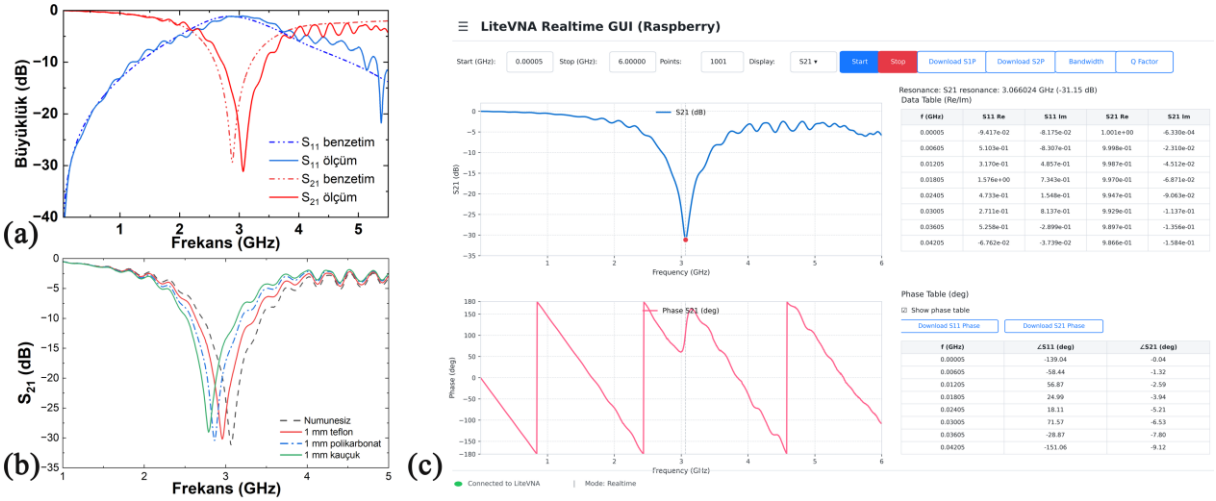
Raspberry Pi üzerinde geliştirilen Python/Flask tabanlı yazılım; web tabanlı kullanıcı arayüzü, ölçüm kontrolü, seri haberleşme ve veri işleme modüllerinden oluşmaktadır. HTML/JavaScript tabanlı istemci arayüzünden kullanıcı tarafından belirlenen başlangıç ve bitiş frekansları, tarama noktası sayısı ve görüntülenecek S-parametre türü, Raspberry Pi üzerindeki arka uç yazılımı tarafından LiteVNA'nın USB-CDC seri haberleşme komutlarına dönüştürülerek cihaza iletilmektedir. LiteVNA'nın ikili FIFO veri akışındaki 32 baytlık bloklardan ileri dalga (*fwd0*), birinci porttan yansıyan dalga (*rev0*), ikinci porta iletilen dalga (*rev1*) ve frekans indisi ayrıştırılmaktadır. LiteVNA'nın ham veri akışındaki karmaşık dalga bileşenleri kullanılarak S-parametreleri (1) eşitliği yardımıyla hesaplanmıştır [6]. (2) numaralı eşitlik kullanılarak S-parametre büyüklükleri dB cinsine dönüştürülmüş ve kalite faktörü hesaplanmıştır [8].

$$S_{11} = rev0/fwd0, \quad S_{21} = rev1/fwd0 \tag{1}$$

$$S_{ij},dB = 20\ log_{10}|S_{ij}|, \quad Q = f_0/BW_{-3dB} \tag{2}$$

S_{11} ve S_{21} parametrelerinin büyüklük ve faz bilgileri, rezonans frekansı, −3 dB bant genişliğini ve kalite faktörü gibi veriler HTTP/JSON protokolü üzerinden istemcilere aktarılmakta; JavaScript tabanlı kullanıcı arayüzünde grafikler, rezonans bilgileri ve veri tablosu gerçek zamanlı olarak güncellenmektedir. Kullanıcı aynı arayüz üzerinden tarama parametrelerini uzaktan değiştirebilmekte ve ölçüm sonuçlarını kaydedebilmektedir. Böylece RF ölçüm donanımı ölçüm noktasında kalırken, ölçümün kontrolü, veri işlenmesi ve sonuçların sunumu ağ üzerinden fiziksel olarak ayrılarak uzaktan erişim olanağı sağlanmaktadır. Mevcut Rasperry Pi tabanlı uygulamanın hesaplama yükü dikkate alındığında, aynı yerel ağ üzerinde yaklaşık 6-8 istemcinin ölçüm sonuçlarını eşzamanlı olarak izlemesinin mümkün olduğu öngörülmektedir.

Geliştirilen yazılım mimarisinin doğrulanması amacıyla, öncelikle algılama bölgesinde herhangi bir numune bulunmayan iki portlu IDC yüklü mikroşerit rezonatörün S-parametre ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ölçüm sonuçları ile CST Studio Suite tam dalga benzetim sonuçlarının S_{11} ve S_{21} büyüklükleri Şekil 2(a)'da karşılaştırılmış ve genel olarak uyumlu olduğu gösterilmiştir.



Şekil 2(a) IDC yüklü mikroşerit rezonatörün benzetimi ile ölçümden elde edilen S_{11} ve S_{21} büyüklüklerinin karşılaştırılması, **(b)** farklı numunelerin S_{21} spektrumları, **(c)** geliştirilen web tabanlı kullanıcı arayüzü

Şekil 2(b)'de aynı IDC yüklü mikroşerit rezonatörün 1,0 mm kalınlıkta 1,5×1,0 cm ebatlarında farklı dielektrik numuneler (teflon, polikarbonat ve kauçuk) yüklü iken ölçülen S_{21} spektrumları gösterilmiştir. Sonuçlar, rezonans frekansının numunenin dielektrik özelliklerine bağlı olarak azaldığını ve önerilen platformun dielektrik

karakterizasyonu ile mikrodalga algılama uygulamalarında kullanılabileceğini göstermektedir. Geliştirilen web tabanlı kullanıcı arayüzü Şekil 2(c)'de gösterilmiştir.

Algılama bölgesinde herhangi bir numune bulunmayan iki portlu, IDC yüklü mikroşerit rezonatörün LiteVNA ölçüm sonuçları ile CST Studio Suite tam dalga benzetim sonuçları karşılaştırılmalı olarak Tablo 1'de verilmiştir. Ölçülen rezonans frekansının benzetim sonucuna göre 182 MHz daha yüksek elde edilmesi; alttaşın bağıl dielektrik sabitindeki toleranslar, IDC parmak boyutlarındaki üretim sapmaları, SMA geçişlerinin etkisi ve benzetimde dikkate alınmayan çevresel koşullardan kaynaklanmış olabilir. Buna karşın, kalite faktörü değerleri arasındaki farkın yalnızca %0,50 olması, benzetim modelinin rezonatörün bant genişliği ve seçicilik davranışını makul düzeyde temsil ettiğini göstermektedir. Tabloya ayrıca farklı numunelerin ölçülen S_{21} rezonans parametre değerleri eklenmiştir. Farklı dielektrik özelliklere sahip numunelerin rezonatörün elektromanyetik tepkisinde ayırt edilebilir değişimler oluşturduğu ve geliştirilen platformun bu değişimleri izleyebildiği gösterilmiştir.

Tablo 1. Numunesiz rezonatörün benzetim ve ölçüm sonuçları ile farklı dielektrik numuneler için ölçülen S_{21} rezonans parametreleri.

Büyüklük	LiteVNA	CST	Fark	Göreli fark	Teflon	Polikarbonat	Kauçuk
f_0 (GHz)	3,066	2,884	+0,182	%6,31	2,958	2,862	2,790
S_{21} (dB)	−31,15	−29,34	−1,81	-	−30,21	−30,42	−29,05
BW_{-3} dB (MHz)	66,52	62,26	−4,26	%6,84	65,42	60,34	66,27
$Q = f_0/BW_{-3}$	46,09	46,32	−0,23	%0,50	45,22	47,43	42,10

3. Sonuç

LiteVNA ve Raspberry Pi 4 kullanılarak, uzaktan yapılandırılabilen ve web tabanlı kullanıcı arayüzü üzerinden gerçek zamanlı olarak izlenebilen kompakt bir mikrodalga ölçüm platformu geliştirilmiştir. Ölçüm ve CST Studio Suite benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, sistemin S_{21} tabanlı rezonans frekansı, 3 dB bant genişliği ve kalite faktörü çıkarımında kullanılabileceğini göstermiştir. Önerilen platform; düşük maliyet, taşınabilirlik, yerel veri işleme, uzaktan erişim ve çoklu istemci desteğini bir araya getirerek dielektrik sensörlerin laboratuvar ve saha koşullarındaki mikrodalga ölçümlerinde kullanılabilecek esnek bir altyapı sunmaktadır. Gelecek çalışmalarda, farklı dielektrik özelliklere sahip daha geniş bir numune grubu kullanılarak rezonans frekansı, bant genişliği ve kalite faktöründeki değişimlerin incelenmesi ve geliştirilen platformun nicel dielektrik karakterizasyon uygulamalarına genişletilmesi planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1]. Bagci F., Alp K. ve Akaoglu B., "Multi-band microwave dielectric sensing using a defected ground structure with dual interdigital capacitor units," Measurement, cilt 257, Kısım B, s.118705, 2026. Doi: 10.1016/j.measurement.2025.118705.

[2]. Wang C., Li Y., Zhu J. ve Yu W., "High-accuracy complex permittivity characterization of solid materials using parallel interdigital capacitor-based planar microwave sensor," IEEE Sensors Journal, cilt 21, no. 5, s. 6083-6093, 2021. Doi: 10.1109/JSEN.2020.3041014

[3]. González-Teruel J. D., Jones S. B., Robinson D. A., Giménez-Gallego J., Zornoza R. ve Torres-Sánchez R., "Measurement of the broadband complex permittivity of soils in the frequency domain with a low-cost vector network analyzer and an open-ended coaxial probe," Computers and Electronics in Agriculture, cilt 195, s.106847, 2022. Doi: 10.1016/j.compag.2022.106847.

[4]. Hernandez-Aguila M., Olvera-Cervantes J.-L., Perez-Ramos A.-E., Meza-Arenas J.-M. ve Corona-Chavez A., "Microwave-sensor-node integrated into a short-range wireless sensor network," Scientific Reports, cilt 13, s. 2075, 2023. Doi: 10.1038/s41598-023-28964-8.

[5]. Silva L.A.P., Brito Filho F.A. ve Andrade H. D., "Soil moisture monitoring system based on metamaterial-inspired microwave sensor for precision agriculture applications," IEEE Sensors Journal, cilt 23, no. 19, s. 23713-23720, 2023. Doi: 10.1109/JSEN.2023.3307652.

[6]. DiSlord, NanoVNA/LiteVNA User Manual, sürüm 0.7, 2022. Erişim tarihi: 5 Ocak 2026.

[7]. Raspberry Pi Ltd., *Raspberry Pi 4 4G Model B Product Datasheet*, 2024. Erişim tarihi: 5 Ocak 2026.

[8]. Pozar D. M., Microwave Engineering, 4. baskı. Hoboken, New Jersey, A.B.D.: Wiley, 2012.

YAN HATLI N/2N BAND DURDURAN FİLTRE TASARIMI

Yiğit DEMİR[1], Muhammed KARPUZ[2], Gülfem Balasu FIRAT[1], Ceyhun KARPUZ[1]
[1]Pamukkale Üniversitesi, [2]Ankara Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
[1]Denizli, [2]Ankara
ydemir21@posta.pau.edu.tr, muhammed_karpuz@hotmail.com, gfirat@pau.edu.tr, ckarpuz@pau.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, modern haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere yan hatlara sahip, kompakt yapıda yeni bir mikroşerit N/2N band durduran filtre ileri sürülmektedir. Tasarlanan tek katlı yapının ardışık bağlanmasıyla oluşturulan iki ve üç katlı filtrelerde; band durduran bölgelerde daha yüksek izolasyon elde edilirken, band geçiren bölgelerde mod artışı sağlandığı gözlemlenmiştir. Alçak geçiren, band geçiren ve band durduran karakteristikleri tek bir yapıda birleştiren bu tasarım, geleneksel filtre bankası mimarilerine kıyasla yüksek performans ve önemli ölçüde alan tasarrufu sunmaktadır. Önerilen filtrelerin performansı simülasyon ve deneysel ölçümlerle doğrulanmıştır.*

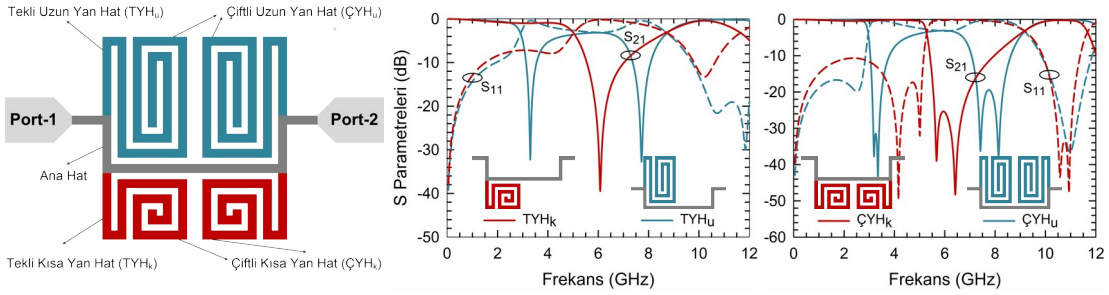
Abstract: *In this study, a novel, compact, stub-loaded microstrip N/2N bandstop filter is proposed for use in modern communication systems. The two- and three-stage filters, formed by cascading the designed single-stage structure, exhibit higher isolation in the stopband regions and an increased number of modes in the passband regions. Integrating low-pass, bandpass, and bandstop characteristics into a single structure, this design offers high performance and significant size reduction compared to conventional filterbank architectures. The performance of the proposed filters is verified by simulations and experimental measurements.*

1. Giriş

5G gibi yeni nesil modern kablosuz haberleşme sistemlerindeki hızlı gelişim, RF ve mikrodalga sistemlerinde yüksek seçicilik, düşük kayıp ve çoklu band desteği gibi yüksek performanslı donanımlara olan ihtiyacı artırmıştır. Geleneksel yaklaşımlarda bu gereksinimler, genellikle büyük fiziksel alanlar kaplayan karmaşık filtre yapıları veya tek bandlı filtre yapılarının ardışık bağlı veya çoklu kullanım alternatif konfigürasyonları ile karşılanmaktadır [1]. Ancak sistemlerin giderek daha kompakt hale gelmesi, devre tasarımında minyatürleşmeyi ve aynı fiziksel taban üzerinde birden fazla filtre karakteristiğini kontrol edebilmeyi zorunlu kılmaktadır. Bu doğrultuda gerçekleştirilen literatür araştırmalarında, devre boyutlarını küçültmek ve frekans cevabını iyileştirmek adına farklı devre topolojilerinin önerilmiş olduğu görülmektedir [2]. **M**ikroşerit **A**çık **H**alka **R**ezonatörlerin (**MAHR**, **M**icrostrip **O**pen **L**oop **R**esonators (**MOLR**)) ve mod uyarımı vazifesini üstlenen indüktif ve kapasitif yüklü kolların, toplam kullanım yüzey alanlarını %50'den fazla azaltmak ve ayrıca istenmeyen rezonans piklerini izole etmek amacıyla uygun yeni konfigürasyonları kullanılmaktadır [3]. Minyatürizasyon etkisi oluşturabilmek üzere açık halka kolları katlanmış rezonatör yapıları ve farklı uzunluklara sahip iki paralel yan hatlı yapılarda önerilmektedir [4]. Bu çalışmalarda, iletim sıfırlarını (veya yansıma kutuplarını) kolay bir şekilde kontrol ederek ayarlanabilir geniş durdurma ve geçirme bandları sağlanabildiği gösterilmektedir. Zemin düzleminde aşındırma yapmadan geniş durdurma bandları oluşmasına imkân veren tek veya çok hücreli **EBA** (**E**lektromanyetik **B**and **A**ralığı**, E**lectromagnetic **B**and **G**ap (**EBG**)) yapıları da boyut avantajı sağlayan önemli alternatif çalışmalardandır [5]. Ayrıca, modern haberleşme sistemlerine ait frekans spektrumlarındaki çoklu bandlara dair asimetrik seçicilik gereksinimlerini karşılamak üzere geliştirilen N ve 2N sayıda yansıma kutuplarının mevcudiyetine dayalı özel filtreleme karakteristiği literatüre yeni bir boyut kazandırmıştır [6]. Bu çalışmadan esinlenilerek gerçekleştirilen bu bildirideki tasarımlarda yan hatlara sahip kompakt yapıda yeni bir mikroşerit N/2N band durduran filtre sunulmaktadır. İlk aşamada, ana iletim hattına entegre edilen yan hatların frekans cevabına etkisi incelenerek hedeflenen N/2N karakteristiği elde edilmiş ve daha sonra tek katlı filtrenin ardışık bağlantı yöntemiyle oluşturulan iki ve üç katlı devreleri incelenerek tutma bandı bölgelerindeki izolasyon performansı artırılmıştır. Önerilen filtre yapıları öncelikle teorik olarak modellenmiş, daha sonra ticari yazılım paket programlarından Sonnet Software [7] yardımıyla simüle edilmiştir. Simülasyon çalışmalarında performansı yüksek olan devreler, deneysel performanslarının test edilmesi amacıyla RT/Duroid 5880 taban malzemesi üzerinde ipek baskı devre teknolojisiyle imal edilmiştir. Böylece bu çalışmada önerilen tasarım yöntemi ve devre topolojisi teorik, simülasyon ve deneysel ölçümlerle doğrulanmıştır. Karşılaştırmalarda ölçüm sonuçlarının iyi bir uyum sağladığı görülmüştür.

2. N/2N Band Durduran Filtre Tasarımı

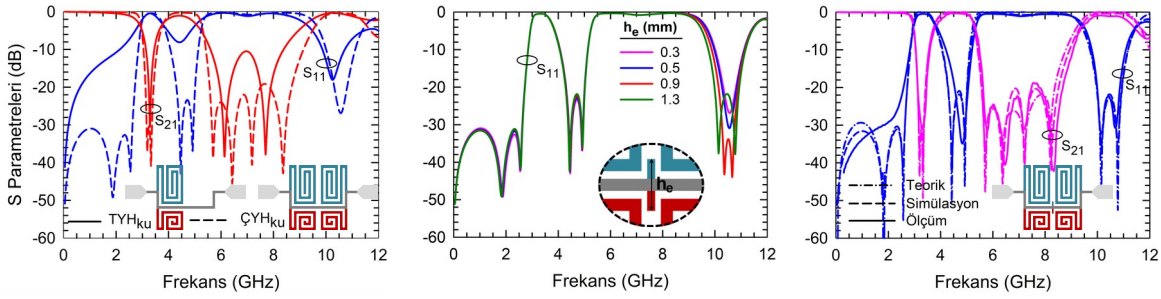
Genel görünümü Şekil.1a'da sunulan nihai devre topolojisinde, şekilde farklı renklerle çizilen ve farklı uzunluklara sahip açık devre sonlandırmalı **T**ek **Y**an **H**at (**TYH**) veya **Ç**ift **Y**an **H**at (**ÇYH**) yapıları kullanılmaktadır. Yan hatların frekans cevabı üzerinde farklı karakteristik etkiler göstermesine dayalı olarak çok bandlı bir filtre tasarımı gerçekleştirilebilmektedir. Bandlar arası ilişki, mod sayıları N/2N olacak şekildedir. Tasarım aşamalarına ilk olarak Şekil.1a'da gösterilen topolojide **ÇYH$_{ku}$** ana iletim hattının elektriksel uzunluğunun ve karakteristik empedansının belirlenmesiyle başlanmıştır. Sonra konvansiyonel yan hatlı filtrelerdeki gibi açık devre sonlandırmalı kısa ve uzun çift yan hatlı (**ÇYH$_{ku}$**) tasarım için 1. (ve) ve 2. (ve) tutma bandlarının merkez frekansları teorik olarak belirlenmiştir. En önemli husus; kısa hat için elde edilen birinci band frekansı ile uzun hat için elde edilen ikinci band frekansının ayarlanabilmesidir. Nihai filtre yapısının birinci bandı uzun hatların birinci band bölgesindeki modları sayesinde N. dereceden olurken, ikinci band ise kısa hatların birinci band bölgesindeki modları ile uzun hatların ikinci band bölgesindeki modlarının toplamıyla 2xN dereceden olacaktır. En uygun hat parametreleri belirlendikten sonra minimizasyon amacıyla yan hatlar meander ve spiral yapılı hale getirilmiştir. Bu düzenlemeler aynı zamanda yan hatlı filtrelerdeki merkez frekanslar arası $f_0/3f_0$ oranının yaklaşık olarak $f_0/2.25f_0$ olarak elde edilmesini sağlamaktadır. Hedeflenen filtreler için önce **TYH$_k$** ve **TYH$_u$**, daha sonra da **ÇYH$_k$** ve **ÇYH$_u$** performansları simülasyon yoluyla test edilmiştir. Bu yapılarda; kalite faktörünün incelenmesi için besleme hatlarının tap point noktalarının konumunun, bandların merkez frekanslarının belirlenmesi için kıvrımlı hatların uzunluklarının, band derecelerinin ve band genişliklerinin tanımlanması için çiftli bağlantı durumundaki iki yan hat arasındaki mesafenin frekans cevabı üzerindeki etkileri araştırılmış ve sonuçlar sırasıyla Şekil.1b ve 1c'de verilmiştir. Şekillerden de görülebileceği üzere, incelenen frekans bölgesinde **TYH$_k$** için tek modlu tek adet band, **TYH$_u$** konfigürasyonuyla da tek modlu iki adet tutma bandı elde edilmektedir. Açık devre sonlandırmalı kısa ve uzun hatların düşey simetride bir çift kullanılmasıyla oluşturulan **ÇYH$_k$** ve **ÇYH$_u$** konfigürasyonlarında ise Şekil.1c'de görüldüğü gibi mod sayısı yan hat sayısıyla orantılı bir biçimde iki katına çıkmaktadır.



(a) (b) (c)

Şekil 1. Yan hat yerleşiminin frekans cevabına etkisi: (a) üst görünüm, (b) **TYH$_k$** ve **TYH$_u$**, (c) **ÇYH$_k$** ve **ÇYH$_u$**.

TYH$_k$ ve **TYH$_u$** birlikte kullanılmasıyla gerçekleştirilen **TYH$_{ku}$** yerleşiminin frekans cevabı üzerindeki etkileri incelenmiş ve sonuçlar Şekil.2a'da sunulmuştur. Farklı uzunluktaki yan hatların tekli kullanımı durumundaki modları, yapıların birlikte kullanılması durumunda da aynı frekansta olacak şekilde korunmaktadır. f_0 frekansında bir mod ve yaklaşık $2.25f_0$ frekansında ise iki modun birlikte oluştuğu görülmektedir ki bu durumda N/2N davranışı elde edilebilmektedir. İkinci geçirme bandı performansını iyileştirmek amacıyla yapının düşey simetri ekseni üzerinde küçük bir ayarlama elemanı kullanılmış, olup Şekil.2b'de görülebileceği gibi bu eleman sadece ikinci geçme bandı frekans bölgesi üzerinde etkilidir ve mod sayısını artırmaktadır. Ayarlama elemanlı nihai tek katlı **Y**an **H**atlı **F**iltre (**YHF$_1$**) yapısı için teorik, simülasyon ve deneysel performans sonuçlarının karşılaştırması Şekil.2c'de sunulmuştur.

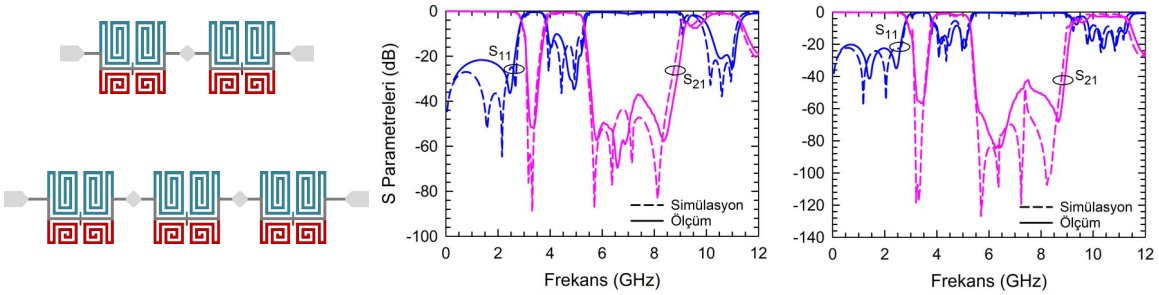


(a) (b) (c)

Şekil 2. YHF$_1$ frekans cevapları: (a) **TYH$_{ku}$** ve **ÇYH$_{ku}$**, (b) ayarlama elemanlı ve (c) sonuçların karşılaştırması.

3. Ardışık Bağlı İki ve Üç Katlı Filtreler

Tasarlanan N/2N (2/4) özellikli tek katlı **YHF$_1$** filtre devresinin 0-12 GHz frekans bölgesindeki frekans cevabına bakıldığında; yaklaşık 3 GHz altında bir **A**lçak **G**eçiren **F**iltre (**AGF**) davranışı, f_0=*3.25* GHz merkez frekanslı, yaklaşık *800* MHz'lik band genişliğine sahip çift modlu bir **B**and **T**utan **F**iltre (**BTF**) davranışı, f_0=*4.71* GHz merkez frekanslı, yaklaşık *1.5* GHz'lik band genişliğine sahip çift modlu bir **B**and **G**eçiren **F**iltre (**BGF**) davranışı, f_0=*6.86* GHz merkez frekanslı, yaklaşık *4.2* GHz'lik band genişliğine sahip dört modlu bir **B**and **T**utan **F**iltre (**BTF**) ve son olarak f_0=*10.46* GHz merkez frekanslı, yaklaşık *2.175* GHz band genişliğine sahip çift modlu bir **B**and **G**eçiren **F**iltre (**BGF**) özelliği göstererek ***FİLTRE BANKASI*** davranışı sergilediği görülmektedir. Tek katlı **YHF$_1$** devresinin Şekil.3a'da görüldüğü gibi ikili ve üçlü ardışık bağlanmasıyla elde edilecek filtre konfigürasyonlarının (sırasıyla **YHF$_2$** ve **YHF$_3$**) sonuçları incelendiğinde, bütün tutma bandlarındaki araya girme kaybı seviyeleri gittikçe artmakta ve filtre yapısı yüksek bir seçiciliğe sahip olmaktadır. Bütün geçme bandlarında ise, tasarım konseptine uygun bir şekilde ardışık yerleştirme durumunda her bir kat (N=1, 2 ve 3) için 2 mod (2N=2, 4 ve 6) özelliğine sahip geçme bandları elde edilmektedir.



(a) (b) (c)

Şekil 3. İki ve üç katlı filtrelerin (**YHF$_2$** ve **YHF$_3$**): (a) üstten görünüm, (b) simülasyon ve (c) ölçüm sonuçları.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, modern haberleşme sistemlerinin ihtiyaçlarını karşılamak amacıyla yan hat konfigürasyonlarına sahip yeni bir kompakt mikroşerit N/2N band durduran filtre yapısı tasarlanmış, *=2.2* bağıl dielektrik geçirgenlik sabitine ve *h=0.508* mm taban yüksekliğine sahip RT/Duroid 5880 taban malzemesi üzerinde ipek baskı yöntemiyle üretilerek doğrulanmıştır. Tasarım aşamalarında öncelikle, ana iletim hattına bağlanmış açık devre sonlandırmalı kısa ve uzun tekli yan hatların ayrı ayrı (**TYH$_k$**, **TYH$_u$**) veya birlikte (**TYH$_{ku}$**) kullanıldığı yapıların analizleri gerçekleştirilmiştir. Daha sonra bu tekli yan hatların yapının düşey simetri eksenine göre simetrik yerleştirilmesiyle, mod sayısını artırmak üzere sırasıyla **ÇYH$_k$** ve **ÇYH$_u$** yapıları elde edilmiştir. Ardından kısa ve uzun yan hatlar birlikte kullanılarak **ÇYH$_{ku}$** yapısı tasarlanmıştır. Band dereceleri sırasıyla N ve 2N olan tek katlı, çift tutma bandlı **Y**an **H**atlı **F**iltre (**YHF$_1$**) devresi; f_0 frekansında iki adet ve yaklaşık $2.25f_0$ frekansında ise dört adet moda sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Hedeflenen N/2N karakteristiği hem teorik hem simülasyonlarla hem de deneysel olarak ispatlanmıştır. Ayrıca devrenin simetri eksenine eklenen ayarlama elemanı sayesinde ikinci geçirme bandı ayarlanmakta ve mod sayısı artırılabilmektedir. Tekli **YHF$_1$** devresinin ardışık bağlanmasıyla oluşturulan iki ile üç katlı **YHF$_2$** ve **YHF$_3$** konfigürasyonları sayesinde, band durduran bölgelerdeki izolasyon performansı belirgin ölçüde yükseltilmiştir. Sonuç olarak, deneysel ölçümlerle simülasyon verileri iyi bir uyum sağlamaktadır.

Kaynaklar

[1]. D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4TH Ed., Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2012.
[2]. J. S. Hong ve M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, New York, NY: John Wiley & Sons, 2001.
[3]. A. Görür, C. Karpuz ve M. Akpınar, "A reduced-size dual-mode bandpass filter with capacitively loaded open-loop arms," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, cilt 13, sayı 9, s. 385-387, Eylül 2003.
[4]. A. Görür ve C. Karpuz, "Reduced-size wideband bandstop filter using two open-circuited shunt stubs spaced by a double-length transmission-line element," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, cilt 15, sayı 1, s. 79-85, Ocak 2005.
[5]. A. Görür, "A novel electromagnetic band-gap (EBG) structure with one cell with the use of properties of a microstrip open-loop resonator," *Microwave and Optical Technology Letters*, cilt 34, sayı 6, s. 454-459, Eylül 2002.
[6]. C. Karpuz, P. Ö. Özdemir ve G. B. F. Unuk, "Novel Nth/2Nth order two-band bandpass filters for Sub-6 GHz 5G applications," *Electronics*, cilt 12, sayı 3, s. 626, Ocak 2023.
[7]. Sonnet User's Manual, V-19.52, Sonnet Software, North Syracuse, NY, Haziran 2026.

Antenler için Yüksek Mikrodalga Güçlere Karşı Enerji Seçici Yüzey Tasarımı

Adem Kocyigit[1,2], Onur Arsalı[3], Burak Çelik[3], M. Burak Karadeniz[3], Bahattin Türetken[3]

[1] Bilecik Seyh Edebali University, Department of Electronics and Automation, Bilecik
[2] Kocaeli University, Department of Electronics and Telecommunication Engineering, Institute of Science, Kocaeli
kocyigita58@gmail.com
[3] Kocaeli University, Department of Electronics and Telecommunication Engineering, Kocaeli
onur.arsali@kocaeli.edu.tr, burak.celik@kocaeli.edu.tr, burak.karadeniz@kocaeli.edu.tr,
bahattin.turetken@kocaeli.edu.tr

Özet: *Enerji seçici yüzeyler (ESS), kablosuz iletişim sistemlerinin performansını korurken elektromanyetik (EM) kalkanlama durumunda umut vadeden bir çözüm olması nedeniyle son on yıldır büyük ilgi görmektedir. Bu çalışmada, yüksek güçlü mikrodalga (HPM) sinyallerine karşı adaptif koruma sağlamak için 2.46 GHz merkez frekansında çalışan bir yama antenin önüne bir üst tabaka olarak yerleştirilen bir ESS tasarımı incelenmiştir. Önerilen ESS, düşük güçlü EM durumunda iletişim sinyallerine karşı oldukça şeffaf kalırken istenmeyen yüksek enerjili dalgaları yaklaşık 15 dB kalkanlama seviyesiyle zayıflatmaktadır. ESS anten sistemine ait sonuçlar, ESS tabanlı üst tabakanın empedans uyumunu bozmadan yönlülüğü 7.27 dBi değerine ve kazancı ise ışıma yönünde 3.09 dBi değerine ulaştırırken HPM'e karşı koruma sağlanabileceğine işaret etmektedir. Diyotlar iletimde iken sistem, ESS kalkanlama bandı dışındaki alternatif bir frekans bandına kayarak iletişim sürekliliğini sağlayabileceği değerlendirilmektedir. Buradan hareketle ESS üst tabakaların modern iletişim uygulamaları için pratik bir aday olabileceği düşünülmektedir.*

Abstract: *Energy selective surfaces (ESS) have gained significant interest over the past decade as a promising solution for electromagnetic (EM) shielding while preserving the performance of wireless communication systems. In this study, we investigated the use of an ESS as a superstrate placed in front of a patch antenna operating at 2.46 GHz to provide adaptive protection against high-power microwave (HPM) signals. The proposed ESS remains highly transparent to low-power EM signals while attenuating unwanted high-energy waves with a shielding level of approximately 15 dB. Results from the ESS antenna system indicate that the ESS-based superstrate can achieve a directivity of 7.27 dBi and a gain of 3.09 dBi in the radiating direction without compromising impedance matching, while also providing protection against HPM. It is also considered that the system can maintain communication continuity by switching to an alternative frequency band outside the ESS shielding band while the diodes are triggering. Therefore, ESS superstrates are considered a practical candidate for modern communication applications.*

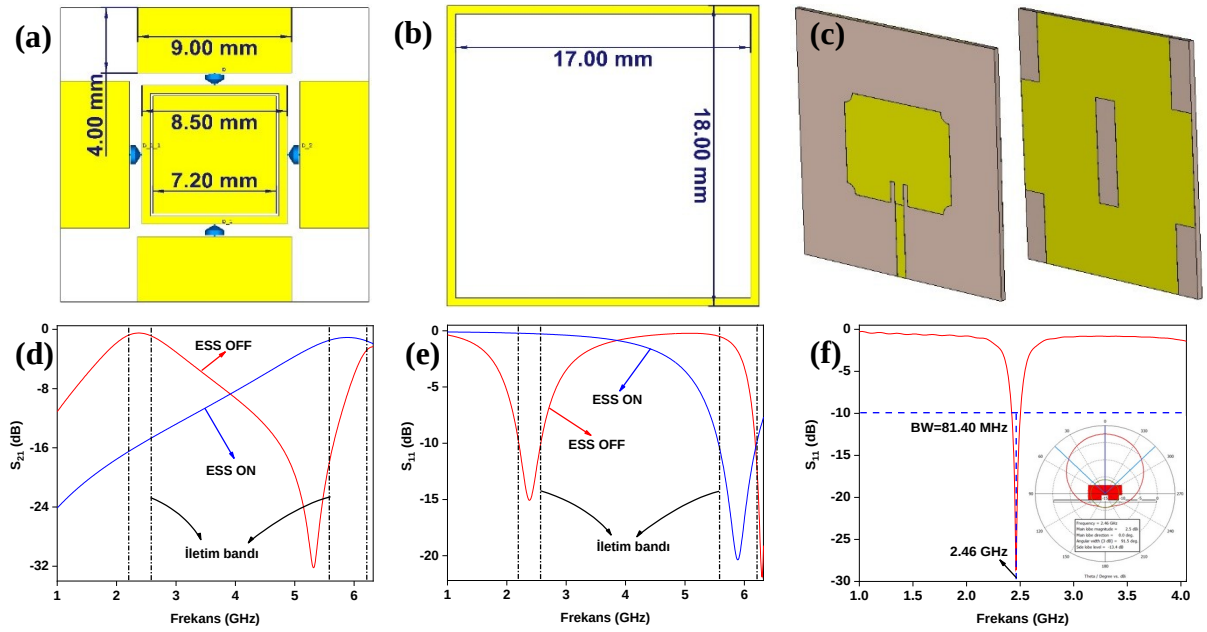
1. Giriş

Kablosuz iletişim sistemlerinin hızla yayılması ve EM sinyallerin yoğunluğunun artması, EM girişim (EMI) ve hassas elektronik bileşenlerin HPM veya EM darbe (EMP) tehditlerine karşı savunmasızlığı konusunda önemli endişelere yol açmaktadır [1]. İletişim cihazlarının güvenilir çalışmasını sağlarken aynı zamanda yeterli EM koruma sağlamak, modern anten ve mikrodalga mühendisliğinde kritik bir zorluk haline gelmiştir [2-3]. Geleneksel kalkanlama teknikleri, istenmeyen EM dalgalarını engellemede etkili olsa da, genellikle gelen tüm sinyalleri ayrım gözetmeksizin zayıflatır ve böylece iletişim sistemlerinin performansını düşürür. Bu sınırlama, araştırmacıları zararlı HPM sinyaller ile düşük güçlü iletişim sinyalleri arasında ayrım yapabilen frekans ve güç seçici yapıları keşfetmeye yöneltmiştir [4]. Bu yeni çözümler arasında, enerji seçici yüzeyler (ESS), doğrusal olmayan ve uyarlanabilir EM tepkileri nedeniyle son derece ilgi çekmiştir [5-7]. Geleneksel frekans seçici yüzeylerin (FSS) aksine, ESS'ler güç bağımlı iletim özelliklerine sahip olup normal çalışma koşullarında EM dalganın geçişine şeffaf kalırken HPM tehditlere maruz kaldıklarında kalkanlama durumuna geçmelerini sağlar [8-10]. Son çalışmalar, HPM sinyalleri altında 20 dB'yi aşan kalkanlama etkinliğine (SE) sahip geniş bantlı ESS tasarımlarını ve izolasyon iyileştirmeleri sağlayabilen ölçeklenebilir dizi uygulamalarını göstermiştir [11-13]. Bu bağlamda, bu çalışma, ışıma performansından ödün vermeden bunun yanında bazı anten parametrelerinde artış sağlayarak uyarlanabilir HPM koruma sağlamayı amaçlayan bir mikroşerit antenin önüne entegre edilmiş bir üst tabaka olarak bir ESS kullanımını önermektedir. Önerilen yapının etkinliği, özellikle anten kazancına, empedans uyumuna ve koruma yeteneğine dikkat edilerek simülasyon yoluyla değerlendirilmektedir.

2. ESS ve Anten Tasarımı

Bu bölümde tasarımı yapılan ESS ve antenin tasarım aşamaları ele alınmaktadır. Aşağıdaki Şekil 1a ve 1b'de tasarımı yapılan ESS birim hücrenin önden ve arkadan görünümü ile boyutlarına yer verilirken, Şekil 1c'de ise tasarlanan antenin ön ve arka perspektif görünümü verilmektedir. Şekil 1d ve 1e'de ise bütün diyotların kesim

(ESS OFF) ve iletime geçtikleri (ESS ON) durumlar için ESS yapıya ait saçılma parametre grafikleri verilmişken Şekil 1f ise ESS-anten sistemini değerlerndirmek için kullanılan referans antenin yansıma katsayısı (S_{11}) grafiğini göstermektedir. ESS, diyotlar kesimde iken 2.2-2.6 GHz frekans bandında iletim yaparken diyotlar tetiklendiğinde bu bantta kesime gitmekte ve iletim 5.58-6.22 GHz bandına kaymaktadır. Tasarlanan ESS yapı sayesinde antene HPM sinyal geldiğinde antenin çalışması farklı bir frekans bandı üzerinden yapması sağlanabilir [14]. Yani yüksek güç senaryosunda diyotlar iletimde iken haberleşme, ESS kalkanlama bandı dışındaki alternatif bir frekans kanalına geçilerek sürdürülebilmektedir. Bu sayede hem iletişim sürekliliği korunmakta hem de anteni tehdit eden zararlı HPM/EMP enerjisi etkili biçimde engellenmektedir. Diyotların iletime geçmesiyle SE'nin ise 2.2-2.6 GHz frekans iletim bandında 15 dB civarında olduğu görülmektedir. Bu sonuç ESS'nin anten önüne yerleştirilmesiyle anteni HPM/EMP'ye karşı koruyabileceğini göstermektedir. ESS yapının performansını değerlendirmek için tasarlanan referans antenin 2.46 GHz merkez frekansında 81.40 MHz bant genişliğine (BW) sahip olduğu görülmekte ve düzlemsel olarak ışma yapmaktadır (Şekil 1f).

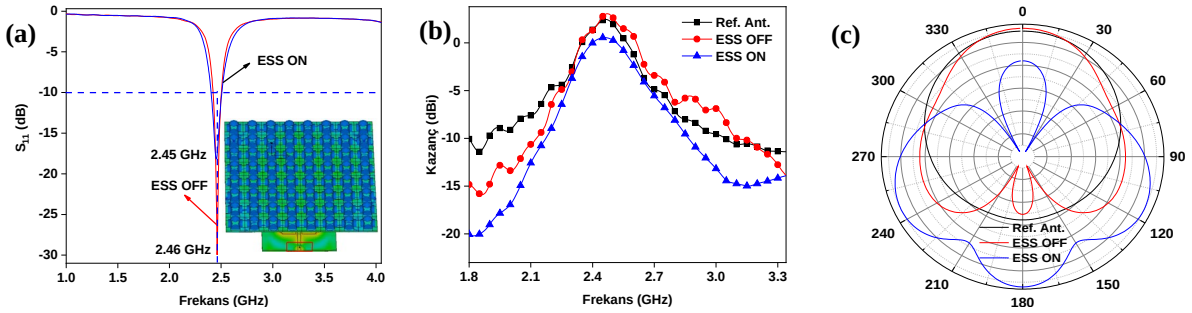


Şekil 1. a) ESS birim hücrenin önden görünüşü ve b) arkadan görünüşü. c) Referans antenin perspektif görünüşü. Diyotların pasif ve aktif durumları için d) geçiş (S_{21}) ve e) S_{11} grafikleri. f) Antene ait S_{11} grafiği ve ışıma örüntüsü

3. ESS'nin Anten Üzerindeki Performansı

Tasarlanan ESS üst tabaka 2.46 GHz merkez frekansında çalışan bir yama anten üzerine optimize edilmiş mesafaye yerleştirilmiş ve bütün diyotların kesimde olduğu ve iletime geçtiği durumlar için anten parametreleri ve ışıma örüntüleri incelenmiştir. Şekil 2a'da her iki çalışma durumu için (ESS OFF ve ESS ON) antene ait ışıma örüntüleri ve S_{11} grafikleri verilmektedir. Şekil 2a'dan görüleceği üzere antenin diyotlar kesimde iken iletimi sağladığı hatta S_{11} değerinin daha düşük değerlere ulaştığı ve empedans uyumunun korunduğu görülürken, ESS ON durumunda iken iletimin yine devam ettiği ancak empedans uyumunun bir miktar azaldığı net olarak görülmektedir. Şekil 2b'de anten üzerinde ESS üst tabaka varken antenin pik kazanç grafikleri verilmektedir. Antenin maksimum pik kazancı 2.46 GHz merkez frekasında 2.47 dBi iken ESS OFF durumunda bu değer 3.09 dBi değerine ulaşmıştır. Ancak ışıma yönünde ESS ON durumu için kazanç değeri 0.56 dBi değerine düşmüş olup ışımanın 180° yönünde kazanç değeri yansımadan dolayı 3.79 dBi olmuştur. Çalışma frekansı civarında referans antenin yönlülüğü 6.68 dBi iken ESS OFF durumunda 7.27 dBi ve ESS ON durumunda 0° yönünde 3.57 dBi olarak tespit edilmiştir. Referans antenin BW değeri 81.40 MHz iken, ESS OFF durumunda 80.90 MHz ve ESS ON durumunda 103.60 MHz değerine ulaşmıştır. Şekil 2c'de ise çalışma frekansında referans anten, antenin üzerindeki ESS'nin OFF ve ON durumları için anten ışıma örüntüsüne göre ESS OFF durumunda antenin ışıması daha yönlü hale gelirken ESS ON durumunda ışıma örüntüsünün 180° yönünde yöneldiği görülmektedir. Buradan anten üzerine yerleştirilen ESS üst tabaka ile anten HPM/EMP'ye karşı korunurken aynı zamanda antenin performansında azalmaların olmadığı bazı parametrelerin daha iyi duruma geldiği net olarak görülebilir. Anten üzerine yerşleştirilen ESS üst tabaka bir verici üzerinden bir antene gelen HPM/EMP sinyalleri diyotların doğrusal olmayan özellikleri sayesinde hem anlık olarak koruyabilmekte hem de bir üst tabaka özelliği sayesinde antenin parametrelerini daha iyi hale getirebildiği görülmektedir [15].

Dahası diyotlar sayesinde farklı yöne ışıma yönlendirilebileceği görülmektedir.



Şekil 2. a) Antenin üzerine yerleştirilmiş ESS üst tabaka için antenin diyotların kesim ve iletimde olduğu geçiş ve durdurma durumları için a) S_{11} grafikleri b) kazanç grafikleri ve c) ışıma örüntüleri

4. Sonuç

Bu çalışmada, HPM tehditlerinden adaptif EM koruma sağlamak amacıyla bir yama antenin önüne üst tabaka olarak entegre edilen bir ESS tasarımı ve bu ESS'nin anten üst tabakası olarak performansı incelenmiştir. Önerilen ESS yapısı empedans uyumunu koruyarak, diyotlar kesimde iken çalışma frekansında yüksek geçirgenlik sergilemekle anten kazancını 3.09 dBi değerine ve yönlülüğü 7.27 dBi değerine yükseltmiştir. HPM durumunda diyotların iletime geçmesiyle ise ışıma yönünde kazanç ve yönlülük azalmıştır. Ayrıca HPM durumunda ESS'nin yaklaşık 15 dB SE ile koruma sağlayabileceği değerlendirilmektedir. Diyotlar iletimde iken haberleşme sürekliliği, ESS kalkanlama bandı dışındaki alternatif bir frekans kanalı üzerinden sürdürülebilmektedir. Elde edilen sonuçlar, ESS tabanlı üst tabakaların modern iletişim sistemleri için etkili ve pratik bir EM koruma çözümü sunduğunu doğrulamaktadır.

Kaynaklar

[1] J. Lv, C. Luo, J. Zhao, H. Han, H. Lu, ve B. Zheng, "Development of Energy-Selective Surface for Electromagnetic Protection", *Micromachines*, c. 16, sy. 5, s. 555, May. 2025, doi: 10.3390/mi16050555.

[2] S. Monni, A. Neto, G. Gerini, F. Nennie, ve A. Tijhuis, "Frequency-Selective Surface to Prevent Interference Between Radar and SATCOM Antennas", *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, c. 8, ss. 220-223, 2009, doi: 10.1109/LAWP.2009.2013166.

[3] M. Koohestani, R. Perdriau, M. Ramdani, ve J. Carlsson, "Frequency Selective Surfaces for Electromagnetic Shielding of Pocket-Sized Transceivers", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, c. 62, sy. 6, ss. 2785-2792, Ara. 2020, doi: 10.1109/TEMC.2020.2999635.

[4] Q. Zhou, P. Liu, B. Yi, ve D. Yu, "Design and realization of a self-actuated frequency-selective radome integrated with microstrip antenna", *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, c. 10, sy. 8, ss. 883-890, Eki. 2018, doi: 10.1017/S1759078718000818.

[5] C. Yang, P. G. Liu, ve X. J. Huang, "A novel method of energy selective surface for adaptive HPM/EMP protection", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, c. 12, ss. 112-115, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2243105.

[6] Y. Chen, X. T. Li, H. Sen Wang, ve M. X. Tan, "Design and Simulation Of Energy Selective Surface", içinde *2023 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*, IEEE, Şub. 2023, ss. 1-4. doi: 10.1109/SCEECS57921.2023.10063013.

[7] Z. Wu, Y. Xu, P. Liu, T. Tian, ve M. Lin, "An Ultra-Broadband Energy Selective Surface Design Method: From Filter Circuits to Metamaterials", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, c. 71, sy. 7, ss. 5865-5873, Tem. 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3276447.

[8] J. Fang ve Q. Wu, "An Energy Selective Cancellation Line Integrated on Microstrip Patch Array for Protection Against High-Power Microwave Threats", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, c. 68, sy. 2, ss. 379-390, Nis. 2026, doi: 10.1109/TEMC.2026.3653795.

[9] X. Wang, D. Zhou, L. Yang, Q. Liu, Z. Wang, ve H. Xu, "Novel Energy Selective Surface With a Covert Passband for High-Power Microwave Protection", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, ss. 1-1, 2025, doi: 10.1109/TAP.2025.3606249.

[10] G.-H. Yang, Y. Li, Q. Wu, ve Y.-S. Li, "An S-band Broadband Energy Selective Surface Design", içinde *2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES)*, Nanjing, China: IEEE, Ağu. 2019, ss. 1-2. doi: 10.23919/ACES48530.2019.9060487.

[11] Q. Yang ve W. Zhang, "Energy-Selective Surface Absorbing In-Band and Out-of-Band High Power Microwave", içinde *2024 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China)*, IEEE, Ağu. 2024, ss. 1-3. doi: 10.1109/ACES-China62474.2024.10699443.

[12] W. Hou ve X. Huang, "An Energy Selective Surface With Ultra- Broadband Absorption", içinde *2024 IEEE 10th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE)*, Guangzhou, China: IEEE, Kas. 2024, ss. 1-3. doi: 10.1109/MAPE62875.2024.10813865.

[13] Z. Wu, M. Lin, J. Liu, ve J. Zhang, "Waveguide Energy-Selection-Filter Switch Array", *IEEE Access*, c. 7, ss. 67686-67694, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2918291.

[14] B. Deng, Y. Xu, P. Liu, C. Liu, J. Xu, ve S. Zha, "A Broadband Passive Intensity-Dependent Nonreciprocal Component for Adaptive HPM Protection", *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, c. 34, sy. 1, ss. 37-40, Oca. 2024, doi: 10.1109/LMWT.2023.3324800.

[15] M. A. Hussaini, G. I. Kiani, M. I. Sulaiman, Z. Mansor, J. Khan, ve M. M. U. Rahman, "Polarization Insensitive and Angularly Stable Adaptive Frequency Selective Surface for Automated and on-Demand Electromagnetic Shielding", *IEEE Access*, c. 11, ss. 138655-138663, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3339372.

Meme Kanseri Hipertermi Tedavisi İçin Yama Anten Tasarımı

Nur Banu AKA[1,2], Gülşah YILDIZ[1] , *Mesut KARTAL*[1]
İstanbul Teknik Üniversitesi[1]
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
İstanbul
aka22@itu.edu.tr, @ gulsahyildiz@itu.edu.tr, kartalme@itu.edu.tr
Doğuş Üniversitesi[2]
Elektrik Elektronik Mühendisliği
İstanbul

Özet: *Meme kanseri, kadınlarda en sık karşılaşılan kanser türleri arasında yer almakta olup, tedavisinde cerrahi girişimlerin yanı sıra kemoterapi ve radyoterapi gibi yöntemlerden yaygın olarak yararlanılmaktadır. Günümüzde bu tedavi yöntemlerinin etkinliğini artırmak amacıyla tamamlayıcı yaklaşımlar da geliştirilmektedir. Bu yaklaşımlardan biri olan Mikrodalga Hipertermi (MH), tümör dokusunun kontrollü biçimde belirli bir sıcaklığa ulaştırılması prensibine dayanmakta ve özellikle kemoterapi ile radyoterapinin tedavi başarısını artırmayı hedeflemektedir. Bu çalışma kapsamında, MH uygulamalarında kullanılmak üzere 2.4 GHz merkez frekansında çalışan kompakt bir anten tasarlanmıştır. Tasarlanan anten kullanılarak anten dizileri oluşturulmuş ve anten ile biyolojik doku arasındaki farklı mesafelerin hipertermi performansı üzerindeki etkileri ayrıntılı olarak değerlendirilmiştir.*

Abstract: *Breast cancer is among the most frequently diagnosed cancers in women worldwide, and its treatment generally involves surgery, chemotherapy, and radiotherapy. To improve the effectiveness of these treatment modalities, complementary therapeutic approaches have gained increasing attention in recent years. One such approach is Microwave Hyperthermia(MH), which relies on raising the temperature of the tumor tissue in a controlled manner to enhance the therapeutic outcomes of chemotherapy. In this study, a compact patch antenna resonating at 2.4 GHz was designed for (MH) applications. Based on the proposed antenna, antenna arrays were developed, and the influence of different antenna-to-tissue separation distances on hyperthermia performance was systematically evaluated.*

1. Giriş

Meme kanseri, günümüzde kadınlar arasında en yaygın görülen kanser türlerinden biridir. Tedavisinde mastektomi ve lumpektomi gibi invaziv cerrahi yöntemlerin yanı sıra, radyoterapi ve kemoterapi gibi invaziv olmayan tedavi yaklaşımları da yaygın olarak uygulanmaktadır. Kemoterapi; saç dökülmesi, bulantı, kusma, bağışıklık sisteminin baskılanması ve yorgunluk gibi çeşitli yan etkilere neden olabilmektedir [1].

Mikrodalga hipertermi tümör dokusunun 40–42°C sıcaklık aralığında kontrollü olarak ısıtılmasına dayanan tamamlayıcı bir tedavi yöntemidir. Bu yöntem, kanser hücrelerini doğrudan yok etmek yerine, kemoterapi ve radyoterapiye karşı duyarlılıklarını artırarak tedavi etkinliğinin yükseltilmesine katkı sağlar. Ayrıca, sağlıklı dokular üzerinde oluşabilecek istenmeyen etkilerin azaltılmasına da yardımcı olmaktadır [2].

2. Anten Tasarımı

Bu çalışmada CST Studio Suite simülasyon programında bir mikroşerit yama anten tasarlanmıştır. Anten boyutları Şekil 1 (a) ve (b)'de de görüldüğü gibi 50 mm × 65 mm olarak belirlenmiştir. Anten yapısı; iletken bir yama, dielektrik bir substrat ve bir toprak düzleminden oluşmaktadır. Önerilen anten için altlık malzemesi olarak FR-4 seçilmiştir. Bu malzeme; 4.2–4.8 bağıl dielektrik sabiti, 0.015–0.025 kayıp tanjantı, 0.3–0.5 W/mK ısıl iletkenliğe sahiptir. Antenin iletken malzemesi 5.8×10^7 S/m elektriksel iletkenliğe sahip olan bakırdır. Tasarlanan antenin Şekil 1(c)'de gösterilen S11 parametresi, ISM bandı olan yaklaşık 2.4 GHz frekansında rezonans oluştuğunu göstermektedir [3]. Şekil 2(a)'da gösterilen ışıma diyagramı antenin yönlü bir ışıma karakteristiğine sahip olduğunu göstermektedir. Bu özellik, enerjinin belirli bir hedef bölgeye yönlendirilmesinin gerekli olduğu mikrodalga hipertermi uygulamaları açısından özellikle önemlidir. Tasarlanan yama anten kullanılarak 4 anten ve 8 antenden oluşan anten dizileri oluşturulmuştur. Anten dizisi daireseldir ve merkezinde homojen yağ dokudan oluşan meme modelini barındırmaktadır. Şekil 2 (b)'de gösterilen silindirik meme modelinin yarıçapı 50 mm, uzunluğu 100 mm bağıl dielektrik sabiti (εr): 6.978 ve Elektriksel iletkenlik: 0.156 S/m'dir.

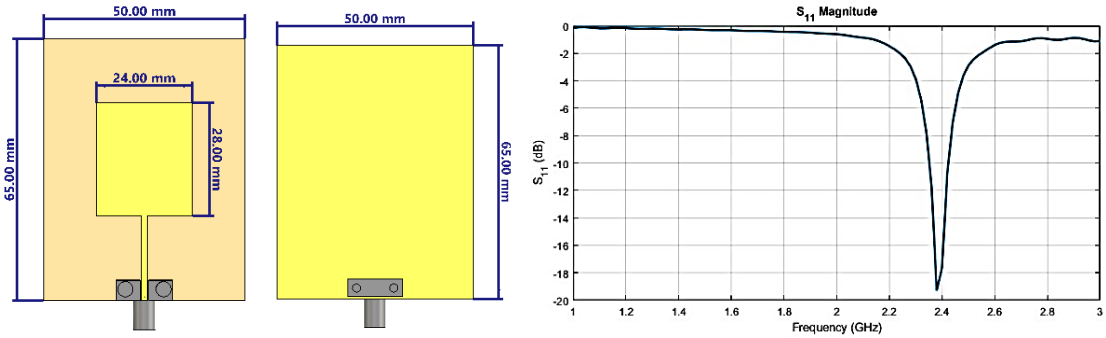
3. Hipertermi Simülasyonu

Anten dizileri için elektromanyetik simülasyonlar gerçekleştirilmiş ve elektrik alan dağılımları elde edilmiştir. Meme fantomu içerisinde oluşan elektrik alan dağılımları CST ortamından MATLAB'a aktarılmıştır. Bu alan dağılımları kullanılarak, enerjinin hedef tümör bölgesinde en etkin şekilde odaklanmasını sağlayacak her bir anten

elemanı için optimum faz ve genlik değerleri Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) ile hesaplanmıştır. Her bir anten elemanına uygulanan giriş gücü 7 dBm, çalışma frekansı ise 2400 MHz olarak belirlenmiştir. Isıtma süresi, hedef bölgedeki sıcaklığın 20 °C'den 26 °C'ye ulaşması için geçen süre olarak tanımlanmış olup, her bir duruma ait süreler Tablo 1'de verilmiştir. Hesaplanan uyarım parametreleri kullanılarak hipertermi simülasyonları gerçekleştirilmiş ve meme fantomu içerisindeki Özgül Soğurma Oranı (SAR) ile sıcaklık dağılımları elde edilmiştir. Ayrıca hipertermi performansını nicel olarak değerlendirmek amacıyla TBR_s ve HTQ_s metrikleri hesaplanmıştır. TBR_s (Target-to-Breast Ratio), tümör bölgesindeki SAR değerinin meme dokusundaki ortalama SAR değerine oranını ifade eder ve yüksek olması enerjinin hedef bölgeye daha etkin odaklandığını gösterir. HTQ_s (Hotspot-to-Target Quotient) ise sağlıklı dokulardaki sıcak noktalarda oluşan enerji yoğunluğunun hedef tümör bölgesindeki enerji yoğunluğuna oranını ifade eder ve düşük olması sağlıklı dokularda aşırı ısınmanın daha az olduğunu gösterir. TBR_s ve HTQ_s metrikleri sırasıyla Denklem (1) ve Denklem (2)'de verilmiştir.

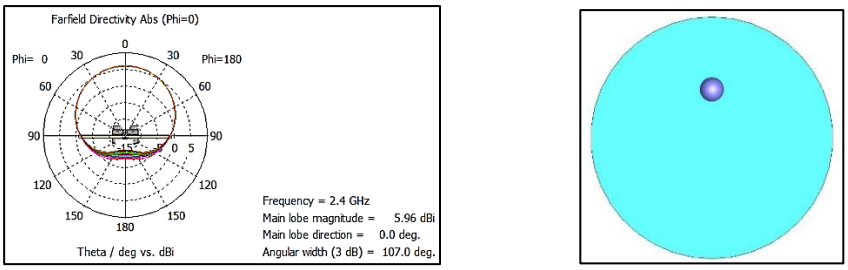
$$TBR\_s = \frac{avSAR_{target}}{avSAR_{breast}} \tag{1}$$

$$HTQ\_s = \frac{avSAR_{hotspot}}{avSAR_{target}} \tag{2}$$



(a) (b) (c)

Şekil 1. Tasarlanan yama antenin (a) önden ve (b) arkadan görünümü ile (c) yansıma katsayısı grafiği (S_{11}).



(a) (b)

Şekil 2. (a) Antenin 2.4 GHz'de phi=0 düzlemindeki ışıma deseni (b) silindirik meme fantomu ve 5 mm yarıçaplı hedef bölgenin tepeden görünümü

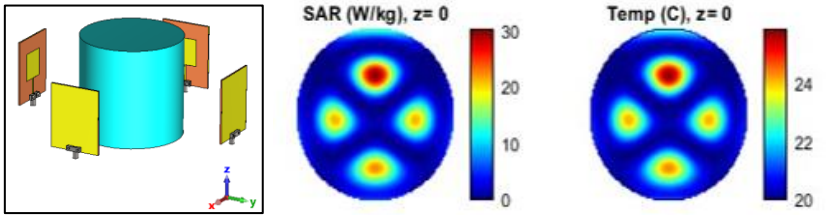
3.1 Dört Elemanlı Anten Dizisi

Şekil 3 (a)'da dört anten ile oluşturulmuş dairesel anten dizisi ve merkezde yağ doku fantomu görülmektedir. Antenler ile fantom arasındaki mesafe 15 mm, 40 mm ve 60 mm olarak değiştirilerek hipertermi simülasyonları yapılmıştır. Tablo 1'de hem 4 anten ile hem de 8 anten ile oluşturulmuş anten dizileri ile yapılan hipertermi simülasyonu sonucunda elde edilen metrikler yer almaktadır. Tmax (°C); hedeflenen bölgedeki ulaşılmış maksimum sıcaklık anlamına gelmektedir. Şekil 3 (b) ve (c)'de 4 antenli sistemin hipertermi simülasyonu sonucunda meme modelinin tam ortasından alınan düzlem için elde edilen SAR ve sıcaklık sonucu verilmiştir.

3.2 Sekiz Elemanlı Anten Dizisi

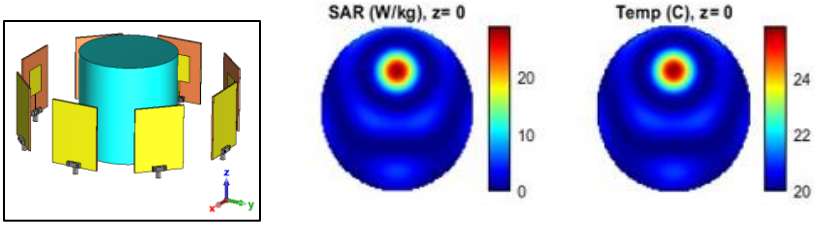
Şekil 4 (a)'da verilen sekiz elemanlı anten dizisi için anten ile meme fantomu arasındaki mesafe 60 mm, 100 mm ve 130 mm olacak şekilde hipertermi simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Şekil 4 (b) ve (c)'de 8 antenli sistemin hipertermi simülasyonu sonucunda elde edilen SAR ve sıcaklık sonucu verilmiştir. Tablo 1'de verilen sonuçlar

incelendiğinde, sekiz elemanlı anten dizisinin enerji odaklama performansı açısından daha başarılı sonuçlar elde ettiği görülmektedir. Ayrıca, anten dizisi ile fantom arasındaki mesafenin artırılmasının elektromanyetik enerjinin hedef tümör bölgesinde daha etkin bir şekilde odaklanmasını sağladığı ve buna bağlı olarak tedavi performansını iyileştirdiği gözlemlenmiştir.



(a) (b) (c)

Şekil 3.(a) 4 anten ile oluşturulmuş anten dizisi, (b) SAR dağılımı, (c) Sıcaklık dağılımı.



(a) (b) (c)

Şekil 4.(a) 8 anten ile oluşturulmuş anten dizisi, (b) SAR dağılımı, (c) Sıcaklık dağılımı.

Anten Sayısı	Mesafe(mm)	Tmax (°C)	TBR_s	HTQ_s	İşlem Süresi (dakika)
4	15	26.67	6.961	0.895	3.81
4	40	26.18	6.169	0.896	9.19
4	60	26.04	6.162	0.844	9,34
8	60	26.40	9.695	0.871	3.14
8	100	26.18	9.872	0.821	9,26
8	130	26.00	10.108	0.799	9,74

Tablo 1: Hipertermi Simülasyonu sonucunda elde edilen SAR TBR ve SAR HTQ değerleri

4. Sonuç

Bu çalışmada, mikrodalga meme kanseri hipertermi uygulamaları için 50 mm × 65 mm boyutlarında kompakt bir yama anten tasarlanmıştır. Tasarlanan antenin 2.4 GHz frekansında rezonansa girdiği gösterilmiştir. Önerilen anten kullanılarak 4 ve 8 elemanlı anten dizileri oluşturulmuş ve farklı anten-fantom mesafeleri için hipertermi simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, anten eleman sayısının artırılmasının enerji odaklama performansını iyileştirdiğini ve TBR_s değerlerini artırdığını göstermiştir. Dört ve sekiz elemanlı anten dizilerinin karşılaştırılması sonucunda, 4 elemanlı dizinin hedef bölgeye yeterli düzeyde odaklanma sağlayamadığı belirlenmiştir. Ayrıca, anten eleman sayısı sabit tutulduğunda anten ile fantom arasındaki mesafenin artırılmasının TBR_s değerini iyileştirdiği gözlemlenmiştir. Elde edilen bulgular, önerilen yama antenin mikrodalga hipertermi uygulamaları için kompakt, etkili ve uygulanabilir bir çözüm sunduğunu göstermektedir.

Kaynaklar

[1] Altintas, G., Akduman, I., Janjic, A., & Yilmaz, T. (2021). A novel approach on microwave hyperthermia. Diagnostics, 11(3), 493.

[2] National Cancer Institute. Chemotherapy to Treat Cancer. 2021. Available online: https://www.cancer.gov/about-cancer/treatment/types/chemotherapy (accessed on 10 November 2020).

[3] Tütüncü, B., & Kösem, M. (2022). Substrate analysis on the design of wide-band antenna for sub-6 GHz 5G communication. *Wireless Personal Communications*, *125*(2), 1523-1535

Düşük Maliyetli Milimetre Dalga FMSD Radarı ile Hassas Yükseklik Ölçüm Sınırlarının Deneysel Kestirimi

Veli ÖĞÜT[1a], Maaz Ali AWAN[2], Mehmet KARAKAYA[1b], Ali KARA[1b]
[1]Gazi Üniversitesi, Ankara
[1a]Fen Bilimleri Enstitüsü, [1b]Mühendislik Fakültesi — Elektrik-Elektronik Mühendisliği
25830601012@gazi.edu.tr, mehmetkarakaya@gazi.edu.tr, akara@gazi.edu.tr

[2]PakCrypt NPO, Pakistan
maazawan90@hotmail.com

Özet: Ticari otomotiv mmDalga FMSD radarıyla 28–96 cm yükseklik ölçümü için düşük maliyetli test sistemi karakterize edilmiştir. Faz-tabanlı işlemeyle 13 yükseklikte 143 µm medyan tekrarlanabilirlik; YGF (Yüksek Geçiren Filtre), λ/2 sarma ve hedef-boyutu sınırları gösterilmiştir.

Abstract: A low-cost bench for 28–96 cm height measurement with a commercial automotive mmWave FMCW radar is characterised. Phase-based processing achieves 143 µm median repeatability across thirteen heights; HPF (High Pass Filter), λ/2 wrap, and target-size limits are quantified**.**

1. Giriş

mmDalga FMSD radarlar düşük maliyetleriyle İHA altimetrisinde yaygınlaşmaktadır [1]–[5]. Faz duyarlılığı [6], [7] yakın menzilde bant sınırı, faz sarması ve referans belirsizliğiyle sınırlanır [1].

Çalışma, düşük maliyetli radarla yakın menzildeki hassasiyeti ve sınırlayıcı etkenleri deneysel belirler; pencere sınırları ve faz sarması hataları ayrıştırılır.

2. FMSD Radar ile Menzil Kestirimi

Şekil 1'deki sistemde gecikme $\tau = 2R/c$ ile oluşan vuru işaretinin frekansı, fazı ve menzil çözünürlüğü [1], [9]:

$$f_b = 2SR/c\ , \quad \varphi = 4\pi R/\lambda\ , \quad \Delta R = c/(2B) \tag{1}$$

S cıvıltı eğimi, B = STc etkin bant, λ dalga boyudur; Denk. (1) iki-kollu kestirim verir [2], [6]:

$$R = (\lambda/4\pi)\varphi + n(\lambda/2)\ , \quad n = \text{yuvarla}[\ (\hat{R}_k - (\lambda/4\pi)\varphi)\ /\ (\lambda/2)\ ] \tag{2}$$

Sarma sayısı n için gerek-yeter koşul:

$$|\ \hat{R}_k - R\ | < \lambda/4 \tag{3}$$

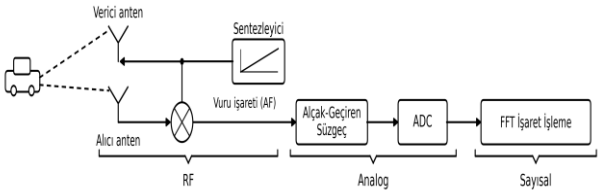
Denk. (3) ihlalinde menzil ±λ/2 sapar; YGF düşük vuru frekanslarını bastırarak asgari menzil belirler [9]:

$$R_{min} = c\, f_{HP}\ /\ (2S) \tag{4}$$

Faz kestiriminin taban belirsizliği Cramér–Rao alt sınırıyla verilir [6]:

$$\sigma_R \geq (\lambda/4\pi)\ /\ \sqrt{(\ 2\cdot \text{SNR}\cdot N_c N_{ADC}\ )} \tag{5}$$

N_c faz-uyumlu cıvıltı, N_{ADC} cıvıltı başına örnek sayısıdır.



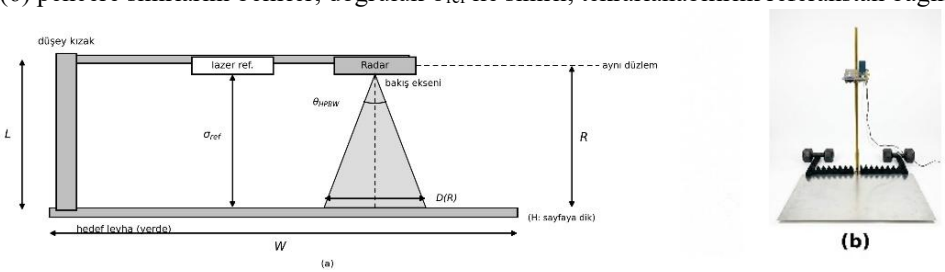
Şekil 1. FMSD radarın sistem-seviye blok şeması ([8]'dan uyarlanmıştır).

3. Ölçüm Düzeneği

Düzenek (Şekil 2), [1], [3]–[5]'teki geometrinin iç ortam karşılığıdır; R yükseklikle özdeştir ve lazermetre σ_{ref} belirsizliğinde ölçer. D(R) ≤ W koşulu [1]'den:

$$D(R) = 2R\,\tan(\theta_{HPBW}/2)\,, \quad R_{ill} = W\,/\,[\,2\,\tan(\theta_{HPBW}/2)\,] \tag{6}$$

Denk. (4) ve (6) pencere sınırlarını belirler; doğruluk σ_{ref} ile sınırlı, tekrarlanabilirlik referanstan bağımsızdır.



Şekil 2. Ölçüm düzeneği: (a) sembolik, (b) gerçeklenen sistem.

4. Sinyal İşleme

Ham ADC verisinden [10] DC çıkarılır, FFT faz-uyumlu sıfır-dolgulu menzil ile toplanır ve tepe fazı okunur:

$$\bar{X}[l] = \Sigma_m\,\Sigma_k\, w[k]\, x'[k,m]\, e^{-j2\pi kl/N\mathrm{FFT}}\,, \quad \hat{\varphi} = \arg\{\,\bar{X}[\hat{l}]\,\} \tag{7}$$

Parabolik ara-değerlemeyle ince menzil Denk. (2) ile hesaplanır. Sıfır-dolgu ızgarayı λ/4'ün altına indirir ve tekil sarma sıçramaları medyana hizalar.

$$\hat{R}_j \leftarrow \hat{R}_j + \text{yuvarla}[\,(\text{med}\{\hat{R}\} - \hat{R}_j)\,/\,(\lambda/2)\,]\,(\lambda/2) \tag{8}$$

Düzeltme tekrarlar-arası sıçramaları giderir, çoğunluk yanlış n'de birleşirse medyan ±λ/2 kayar. Kalibrasyon sabit b ile yapılır ve ölçütler Denk. (9) ile verilmiştir:

$$R_{kal} = \hat{R} - b\,, \quad \sigma(R) = \text{std}_j\{R_{kal,j}\}\,, \quad e(R) = R_{ref} - \text{ort}_j\{R_{kal,j}\} \tag{9}$$

5. Deneysel Sonuçlar

Ham ADC verisi [8] ile işlenmiş, tek alıcı kanal kullanılmıştır. Yirmi bir yükseklik, Denk. (3), (4), (6) sınırlarını yoklamıştır.

Sembol	Değer / aralık	Açıklama
f_c, $\lambda/2$	77–81 GHz / 1,948 mm	Denk. (2); faz duyarlılığı
S, T_c	200 MHz/µs / 12,8 µs	Azami eğim; B = STc
B, ΔR	2,56 GHz / 5,9 cm	Denk. (1); ≈30 sarma
N_{ADC}, F_s, N_{FFT}	128 / 10 MHz / 65536	$T_c = N_{ADC}/F_s$; ızgara ≈0,11 mm
N_c	64	18 dB faz-uyum kazancı
F, J	30 / 20	Çerçeve/yakalama; σ ≈%16

f_{HP}	175 / 350 kHz	En düşük ayar; R_{min} asgari
θ_{HPBW}, $W \times H$	≈56° / 100 × 60 cm	Denk. (6); azami yükseklik
σ_{ref}, b	±1 mm sınıfı / 60,18 mm	Doğruluk tavanı; b EKK ortalaması

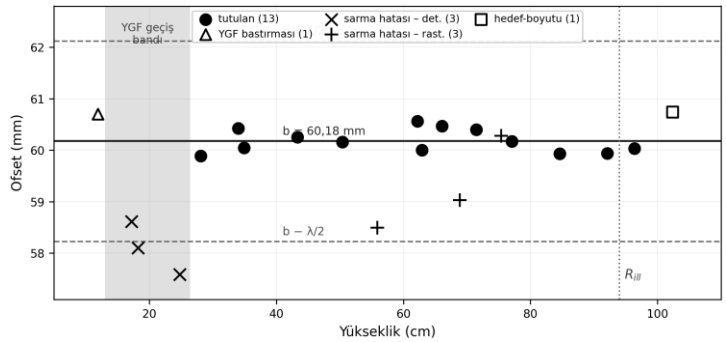
Tablo 1. Sembollerin değerleri, aralıkları ve seçim gerekçeleri.

Sekiz nokta dışlanmış, kalan sonuçlar Tablo 2'de verilmiştir.

Yükseklik (cm)	28,1	34,0	34,9	43,3	50,4	62,2	62,9	66,1	71,5	77,1	84,6	92,1	96,4
σ (µm)	103	139	253	152	126	195	150	132	129	78	184	182	143
***e* (mm)**	+0,29	−0,25	+0,13	−0,08	+0,02	−0,39	+0,17	−0,29	−0,22	0,00	+0,24	+0,24	+0,14
SNR (dB)	17,8	18,1	17,5	17,9	17,9	17,3	17,8	17,6	17,6	17,9	17,6	17,3	17,2

Tablo 2. 28–96 cm çalışma penceresindeki 13 nokta; J = 20, b = 60,18 mm.

Medyan 143 µm, saçılım 78–253 µm, yanlılık ±0,4 mm, taban 0,7, 5 ve 143 µm ölçeklerindedir. Tekrarlanabilirlik referanstan bağımsızdır.



Şekil 3. Ölçülen ofset ve üç dışlama mekanizmasının imzaları.

Dışlanan sekiz nokta YGF (11,9 cm, σ=3,7 mm), λ/2 sarma (17,2–75,4 cm, Denk. 3) ve hedef-boyutu (102,4 cm, σ=316 µm) olarak ayrılır.

Sarma n dağılımıyla ayrılır; yanlış n çoğunluğu Denk. (8)'i bozar. Üst sınır %2–3'te 143, %9'da 316 µm'dir.

Yakalama-içi yayılım ≈5 µm [6]; taban test/doğrulama zincirindendir. Şekil 3 sınırları haritalar [6], [11].

6. Vargılar

Alt/üst sınırlar Denk. (4),(6) ile doğrulanmış, sarma hatası n dağılımıyla saptanmıştır.

Kaynaklar

[1]. Awan M. A. vd., "Towards mmWave Altimetry for UAS: Potential of 77 GHz Automotive Radars," Drones, cilt 8, no. 3, 94, 2024.
[2]. Awan M. A. vd., "Advancing mmWave Altimetry for UAS: A Signal Processing Framework for Optimized Waveform Design," Drones, cilt 8, no. 9, 440, 2024.
[3]. Derawi M. vd., "Design and Empirical Validation of a Low-Cost Outdoor mmWave Altimetry Test Bench for UAS," IEEE Access, cilt 13, 2025.
[4]. Awan M. A. vd., "Achieving Millimeter-Level Accuracy for Weight on Wheels (WoW) in UAS," ICCSPA, İstanbul, s. 1–6, 2024.
[5]. Kara A., Dalveren Y. ve Awan M. A., "Yazılım Tanımlı Milimetre Radar Altimetre ile Hava Aracı Yere Temas Tespit Sistemi," TR Patent 2025 009615 B, Türk Patent ve Marka Kurumu, veriliş: 21.05.2026.
[6]. Bhutani A. vd., "The Role of Millimeter-Waves in Distance Measurement Accuracy of an FMCW Radar," Sensors, cilt 19, no. 18, 3938, 2019.
[7]. Zhao W. vd., "FMCW Radar-Based High-Precision Range Estimation with Generalized Eigenvalue Decomposition," Measurement, cilt 255, 117957, 2025.
[8].Texas Instruments, AWR1843 Veri Sayfası ve mmWave SDK, ti.com/product/AWR1843,erişim: 15.07.2026.
[9]. Şahin A. ve Kara A., "mmDalga Yonga-Üzeri Radar Başarım Analizi," URSI-Türkiye 2025, İzmir, 2025.
[10]. Li X. vd., IEEE Access, cilt 9, s. 167959–167971, 2021.
[11]. Parralejo F. vd., "Precise Oscillator Calibration for mmWave Radar," Sensors, cilt 24, no. 23, 7469, 2024.

Serbest Formlu Optik Bileşenlerin Katmanlı İmalatı: Sayısal Tasarım, Fotopolimerizasyon ve Lazerle Yüzey İyileştirmeye Dayalı Hibrit Bir Yaklaşım

Kaan TURAN[1,2], Ahmet İREN[1], Erhan AKMAN[1,3]

[1] Kocaeli University, Graduate School of Natural and Applied Science, Electro-Optical Systems Engineering, Umuttepe, Kocaeli, Turkey

[2]FARBA Automotive Inc., Gebze/Kocaeli, Turkey

[3]Kocaeli University, Faculty of Aeronautics and Astronautics, Department of Aviation Electrics and Electronics, Kartepe, Kocaeli, Turkey

kaan.turan@farba.com, ahmet.iren@kocaeli.edu.tr, erhan.akman@kocaeli.edu.tr

Özet: *Bu çalışma, serbest biçimli optik bileşenlerin üretimindeki geleneksel kısıtlamaları aşmak amacıyla dijital tasarım, termo-mekanik analiz, yüksek çözünürlüklü LCD/SLA, galvo-tabanlı lazer polimerizasyonu ve CO_2 lazer destekli yüzey işlemini birleştiren yenilikçi bir hibrit üretim metodolojisi sunmaktadır. Önerilen iş akışı, Ansys Speos ve COMSOL Multiphysics ile gerçekleştirilen optik, ısıl ve yapısal analizleri katmanlı üretim süreciyle entegre etmektedir. Özellikle, geniş alanlı üretim ile kritik yüzey hassasiyetini birleştiren lazer destekli termal reflow yöntemi, yüzey morfolojisini iyileştirerek pürüzlülüğü minimize etmektedir. Bu platform; otomotiv, biyomedikal ve sensör uygulamaları için esnek, maliyet etkin ve endüstriyel ölçekte uygulanabilir bir hızlı prototipleme çözümü sağlamayı hedeflemektedir.*

Abstract: *This study presents an innovative hybrid manufacturing methodology that combines digital design, thermo-mechanical analysis, high-resolution LCD/SLA, galvo-based laser polymerization, and CO_2 laser-assisted surface finishing to overcome conventional limitations in the fabrication of freeform optical components. The proposed workflow integrates optical, thermal, and structural analyses performed with Ansys Speos and COMSOL Multiphysics into the additive manufacturing process. In particular, the laser-assisted thermal reflow method, which combines wide-area production with critical surface precision, improves surface morphology and minimizes roughness. This platform aims to provide a flexible, cost-effective, and industrially applicable rapid prototyping solution for automotive, biomedical, and sensor applications.*

1. Giriş

Serbest biçimli optik yüzeyler, otomotiv aydınlatmaları, LiDAR ve tıbbi problar gibi alanlarda kompakt ve esnek optik sistemlerin geliştirilmesini sağlar. Ancak elmas tornalama ve enjeksiyon kalıplama gibi geleneksel yöntemler yüksek maliyet, uzun üretim süresi ve geometrik sınırlamalar nedeniyle önemli dezavantajlara sahiptir. VAM ve CAL gibi hacimsel katmanlı imalat teknikleri yüksek çözünürlük ve düşük yüzey pürüzlülüğü sunsa da malzeme uyumluluğu, optik erişim, üretim hacmi, süreç karmaşıklığı ve ölçeklenebilirlik bakımından sınırlıdır [1].

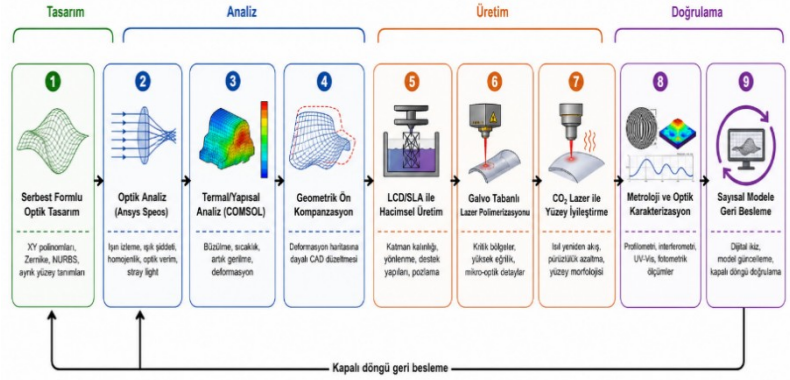
Bu çalışma, yüksek çözünürlüklü LCD/SLA, galvo-tabanlı lazer polimerizasyonu ve CO_2 lazer destekli yüzey iyileştirmeyi birleştiren hibrit bir üretim platformu önermektedir. Bu yaklaşım, LCD/SLA'nın geniş alanlı ve hızlı üretim kapasitesini, lazer polimerizasyonunun bölgesel yüksek hassasiyeti ve CO_2 lazerin yüzey pürüzlülüğünü azaltma yeteneğiyle bir araya getirir. Ayrıca optik, termo-mekanik ve yapısal analizlerden elde edilen veriler üretim sürecine aktarılarak geometrik ön dengeleme ve kapalı döngü kontrol sağlanır. Böylece geniş üretim hacmi, tasarım esnekliği ve seçici yüzey düzeltme olanakları sunan, ölçeklenebilir ve pratik bir üretim yaklaşımı geliştirilmesi hedeflenmektedir. VAM ve CAL yöntemleriyle doğrudan performans karşılaştırması ise ilerleyen çalışmalarda geometrik doğruluk, yüzey pürüzlülüğü, optik kayıplar, üretim süresi ve malzeme uyumluluğu ölçütleriyle gerçekleştirilecektir.

2. Sayısal Tasarım ve Analiz Yöntemi

Hedef serbest form yüzey; XY polinomları, Zernike terimleri, NURBS yüzeyleri veya sayısal olarak optimize edilmiş ayrık yüzey tanımlamaları kullanılarak oluşturulmaktadır. Temel tasarım değişkenleri yerel yüzey yüksekliği (sag), eğrilik, yüzey normali yönelimi, bileşen kalınlığı ile giriş ve çıkış açıklıklarıdır[2,3]. CAD geometrisi Ansys Speos ortamına aktarılarak sıralı olmayan Monte Carlo ışın izleme analizleri

gerçekleştirilmektedir. Bu aşamada ışık şiddeti dağılımı, hedef düzlemdeki ışınım homojenliği, optik verim, ışın sapması, kaçak ışık ve enerji dağılımı değerlendirilmekte; yüzey form hataları, kırılma indisi değişimleri, pürüzlülük ve montaj toleransları parametrik duyarlılık analizlerine dahil edilmektedir.

Fotopolimerizasyon sırasında oluşabilecek lokal ısınma, büzülme, kalıntı gerilme ve boyutsal sapmalar COMSOL Multiphysics ile termal ve yapısal olarak modellenmektedir. Hesaplanan deformasyon haritasının optik modele geri beslenmesiyle üretim öncesi geometrik kompanzasyon uygulanması; üretim sonrasında ölçülen yüzey profilleri, boyutsal hatalar, optik sabitler ve fotometrik dağılımların modele yeniden aktarılmasıyla sayısal ikiz temelli kapalı döngünün tamamlanması öngörülmektedir. Önerilen iş akışı Şekil 1'de özetlenmiştir.



Şekil 1. Önerilen sayısal tasarım, hibrit üretim ve kapalı döngü doğrulama iş akışı

3. Hibrit Katmanlı İmalat Yöntemi

Bileşenin ana hacmi, üretim alanı, hız ve çözünürlük arasında uygun bir denge sağlayan yüksek çözünürlüklü maskeli LCD/SLA sistemiyle üretilmektedir [4]. Piksel boyutu, katman kalınlığı, pozlama enerjisi, üretim yönelimi, destek geometrisi ve son kürleme koşulları temel proses parametreleridir. İlk çalışmalar için 10-25 µm katman kalınlığı öngörülmekle birlikte optik yüzey kalitesi; yüzey eğimi, reçine içi saçılma, ışık nüfuz derinliği, aşırı kürlenme ve polimerizasyon kinetiğinden de etkilenmektedir. Merdiven etkisini azaltacak üretim yönelimi seçilmekte ve destek yapıları aktif optik yüzeylerden uzaklaştırılmaktadır.

Yüksek eğrilik gradyanı, keskin geçiş veya mikro-optik özellik içeren kritik bölgeler galvo taramalı lazer polimerizasyonuyla seçici olarak işlenmektedir [5]. Lokal polimerizasyon; lazer gücü, tarama hızı, hatch aralığı, odak konumu, ışın çapı ve tarama stratejisi üzerinden kontrol edilmektedir. Büyük bileşenlerde lineer hareket eksenleri kullanılarak işleme alanı genişletilebilir. Alan birleştirme kaynaklı süreksizlik, basamak, doz farkı ve konumlama hatalarının; kalibre edilmiş bindirme, senkronize tabla hareketi ve kompanzasyon desenleriyle azaltılması amaçlanmaktadır [6]. Böylece maskeli SLA'nın yüksek üretim hızı ile doğrudan lazer yazmanın lokal hassasiyeti aynı süreçte birleştirilmektedir.

4. Optik Malzeme Geliştirimi ve Lazer Yüzey İyileştirme

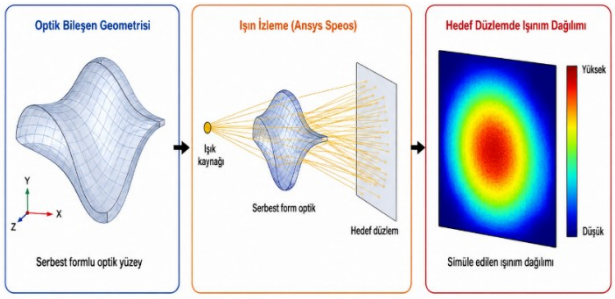
Katman sınırları, pikselleşme ve homojen olmayan kürlenmeden kaynaklanan yüzey pürüzlülüğünü azaltmak amacıyla 10,6 µm dalga boyunda çalışan CO_2 lazerle temassız ısıl yeniden akış önerilmektedir. Polimerin bu dalga boyundaki soğurumu, yüzeye yakın tabakanın kontrollü biçimde yumuşamasını ve yüzey gerilimi etkisiyle yeniden dağılmasını sağlar [5]. İşlem; ablasyon, kabarcık oluşumu, oksidasyon, kimyasal bozunma ve makroskobik form değişimi eşiklerinin altında yürütülmelidir. Lazer gücü, tarama hızı, odak kayması, nokta çapı, çizgiler arası mesafe, örtüşme oranı ve geçiş sayısı deney tasarımıyla optimize edilir.

İşlem öncesi ve sonrasındaki yüzeyler beyaz ışık interferometrisi, konfokal mikroskopi veya temassız profilometri ile incelenir. Sa, Sq ve Sz parametreleri, nominal CAD yüzeyine göre tepeden vadiye ve RMS form hatalarıyla birlikte raporlanmalıdır; çünkü mikro pürüzlülük azalırken düşük frekanslı form hataları artabilir. PMMA çalışmalarında işlem parametrelerinin yüzey pürüzlülüğü ve boyutsal doğruluk üzerindeki etkisi gösterilmiştir [7]. Şeffaf reçinelerin yakın kızılötesi fiber lazer dalga boylarındaki düşük soğurumu nedeniyle bu lazerler doğrudan parlatmadan çok yüzey dokulandırma, işlevselleştirme ve yardımcı mikro işleme için değerlendirilebilir.

5. Deneysel Doğrulama, Katkılar ve Uygulama Alanları

Doğrulama geometrik, yüzeysel, optik ve çevresel olmak üzere dört düzeyde yürütülecektir. Ölçülen yüzeylerin nominal CAD geometrisine hizalanmasıyla boyutsal sapma, lokal eğrilik, tepe-çukur ve RMS form hataları hesaplanacaktır [8,9]. Yüzey analizinde katman periyodisitesi, piksel kaynaklı doku, dalgalılık ve uzaysal frekans

içeriği; optik karakterizasyonda ise geçirgenlik, haze, absorpsiyon, saçılma, odak uzaklığı veya ışın sapması ve fotometrik dağılımlar değerlendirilecektir. Görüntü oluşturmayan optiklerde deneysel sonuçlar Speos tahminleriyle maksimum sapma, ortalama mutlak sapma, RMS hata, verim ve homojenlik gibi metrikler üzerinden karşılaştırılacaktır.



Şekil 2. Tasarlanan serbest formlu optik bileşenin Ansys Speos ortamındaki ışın izleme modeli ve hedef düzlem üzerindeki ışınım dağılımı

Çevresel dayanım; termal çevrim, nem, UV yaşlandırma ve termal şok sonrasında geçirgenlik, sararma, kırılma indisi, yüzey formu, boyutlar ve fotometrik çıktıdaki değişimler üzerinden incelenecektir. Aynı koşullarda üretilen birden fazla numunenin karşılaştırılmasıyla tekrarlanabilirlik ve düşük adetli üretime ölçeklenebilirlik değerlendirilecektir. Çalışmanın temel katkısı, optik tasarım, çoklu fizik analizi, katmanlı imalat, lazerle yüzey iyileştirme ve metrolojiyi tek bir veri tabanlı iş akışında bütünleştirmesidir. Ölçülen üretim hatalarının CAD modelinde kompanzasyonu ve nominal malzeme verileri yerine ölçülmüş optik özelliklerin sonraki simülasyonlarda kullanılması, tasarım-üretim uyumunun geliştirilmesini hedeflemektedir. Potansiyel uygulamalar arasında otomotiv ışık kılavuzları ve ışın şekillendirici lensler, aydınlatma optikleri, fiber uçlu mikro-optikler ve endoskopik problar [2-4], LiDAR elemanları, kompakt sensör optikleri ve özel homojenleştiriciler yer almaktadır.

6. SONUÇ

Bu çalışmada, serbest biçimli polimer optikler için hibrit bir üretim yaklaşımı sunulmuştur. Ana hacim geometrisi LCD/SLA kullanılarak üretilmiş, kritik bölgeler galvo tabanlı polimerizasyon ile işlenmiş ve katman ile piksel kaynaklı pürüzlülük CO_2 lazer ısıl yeniden akış (thermal reflow) yöntemi ile azaltılmıştır. Ansys Speos ve COMSOL optik, ısıl ve yapısal tahminler sağlarken; profilometrik, spektroskopik ve fotometrik ölçümler kapalı döngüyü tamamlamaktadır. Gelecek çalışmalarda; reçine bileşimi, üretim yönelimi, pozlama, tarama ve lazer yüzey iyileştirme parametreleri deneysel olarak optimize edilecektir. Önerilen platformun, özelleştirilmiş serbest biçimli optiklerin geliştirme süresini ve maliyetini düşürmesi beklenmektedir.

Kaynaklar

[1] G. D. Berglund and M. J. Fleming, “Additive manufacturing for the development of optical and photonic systems and components,” Optica, vol. 9, no. 6, pp. 623–638, 2022.
[2] T. Gissibl, S. Thiele, A. Herkommer, and H. Giessen, “Sub-micrometre accurate free-form optics by three-dimensional printing on single-mode fibres,” Nature Communications, vol. 7, Art. no. 11763, 2016.
[3] J. Li et al., “Two-photon polymerisation 3D printed freeform micro-optics for optical coherence tomography fibre probes,” Scientific Reports, vol. 8, Art. no. 14789, 2018.
[4] J. Huang et al., “A review of stereolithography: Processes and systems,” Processes, vol. 8, no. 9, Art. no. 1138, 2020.
[5] J. Li et al., “Ultrathin monolithic 3D printed optical coherence tomography endoscopy for preclinical and clinical use,” Light: Science & Applications, vol. 9, Art. no. 124, 2020.
[6] J. Marx et al., “Two-photon polymerization-based fabrication of millimeter-scale optics using galvo scanning and translational stages,” Applied Optics, vol. 63, no. 24, pp. 6495–6504, 2024.
[7] K. Ninikas et al., “The impact of process parameters on surface roughness and dimensional accuracy during CO_2 laser cutting of PMMA thin sheets,” Journal of Manufacturing and Materials Processing, vol. 5, no. 3, Art. no. 74, 2021.
[8] E. Geisler et al., “3D printing of optical materials by processes based on photopolymerization: Materials, technologies, and applications,” Photonics Research, vol. 10, no. 6, pp. 1344–1363, 2022.
[9] W. Kang et al., “3D printing optics with hybrid material,” Applied Optics, vol. 60, no. 15, pp. 4448–4456, 2021.

Elektriksel Olarak Büyük Platformların Üzerinde Eşdeğer Kaynak Yöntemiyle Anten Kuplaj Hesabı

Özgür Eriş*,**, Lale Alatan* ve Özgür Ergül*
*Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
**Accelerate Simülasyon Teknolojileri, Ankara
ozgur.eris@accelerate.com.tr

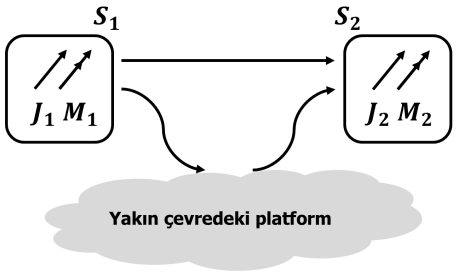
Özet: *Bu çalışmada, platform üzerindeki antenler arasındaki kuplajın hızlı ve güvenilir biçimde hesaplanması amacıyla reaksiyon teoremi ve eşdeğer kaynak yöntemine dayalı bir analiz ortamı sunulmuştur. Karşılıklı empedans ve kuplaj katsayıları, antenleri çevreleyen yüzeylerdeki elektrik ve manyetik alanlar kullanılarak belirlenmiştir. Anten-platform etkileşimleri çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi ile hızlandırılmıştır. Önerilen yöntemin etkinliği ve doğruluğu, kapsamlı sayısal sonuçlarla ortaya konmuştur.*

Abstract: *In this study, an analysis environment based on the reaction theorem and equivalent source method is presented for the fast and reliable evaluation of coupling between antennas mounted on platforms. Mutual impedance and coupling coefficients are determined using electric and magnetic fields on surfaces enclosing the antennas. Antenna-platform interactions are accelerated by the multilevel fast multipole algorithm. The effectiveness and accuracy of the proposed method are validated through comprehensive numerical results.*

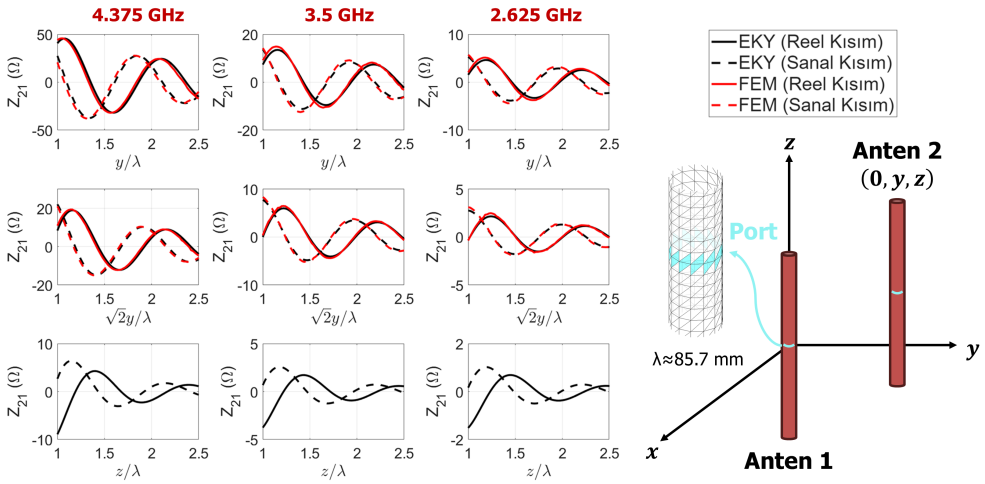
1. Eşdeğer Kaynak Yöntemi ile Kuplaj Hesabı

İletişim, savunma ve algılama gibi pek çok uygulamada, çeşitli antenler aracılığıyla yayın yapan alt sistemlere sahip platformlar kullanılmaktadır. Bu alt sistemlerin doğru ve güvenilir bir şekilde çalışabilmesi için platformlara entegre edilen antenler arasındaki etkileşimin kabul edilebilir düzeylerde olması gerekmektedir [1]. Özellikle antenler arasındaki karşılıklı empedans ve kuplaj katsayısı, platform üzerindeki anten yerleşimi açısından önemli parametrelerdir [2]. İki kaynak arasındaki etkileşimi gösteren bu parametrelerin hesaplanmasının temelinde reaksiyon teoremi yatmaktadır [3, 4, 5]. Reaksiyon teoremi, bir antenden yayılan elektromanyetik dalgaların başka bir anten üzerinde indüklediği akımları temel alarak antenler arasındaki elektromanyetik etkileşimi karşılıklı empedans üzerinden ifade etmektedir. İki anten arasındaki karşılıklı empedans, devre modelindeki akım ve gerilimler arasındaki reaksiyonun elektrik ve manyetik alanlar cinsinden tanımlanan reaksiyon integraline eşit olduğu ilkesine dayanılarak hesaplanmaktadır [3].

Şekil 1'de, iki farklı kaynak arasındaki kuplaj değerinin belirlenmesinde kullanılan tanımlar verilmiştir. Kaynaklar, elektrik ve manyetik akımlar ile bu kaynakları çevreleyen yüzeyler kullanılarak ifade edilmiştir. Reaksiyon teoremine göre, 1 numaralı anten I_{11} akımı ile beslendiğinde 2 numaralı antende oluşan açık devre gerilimi V_{21}; 2 numaralı anten I_{22} akımı ile beslendiğinde ise 1 numaralı antende oluşan açık devre gerilimi V_{12} olsun. Bu durumda, 1 numaralı antenin 2 numaralı anten üzerindeki reaksiyonu, 2 numaralı antenin 1 numaralı anten üzerindeki reaksiyonuna eşittir. Reaksiyonları alanlar cinsinden ifade etmek üzere, 1 numaralı anten I_{11} akımı ile uyarıldığında 2 numaralı anteni çevreleyen kapalı yüzey üzerindeki elektrik ve manyetik alanları sırasıyla $\mathbf{E}_1$ ve $\mathbf{H}_1$ ile gösterelim. Benzer şekilde, 2 numaralı anten I_{22} akımı ile uyarıldığında aynı kapalı yüzey üzerindeki elektrik ve manyetik alanları sırasıyla $\mathbf{E}_2$ ve $\mathbf{H}_2$ ile ifade edelim. Bu durumda karşılıklı empedans, aşağıda verilen ifade kullanılarak hesaplanmaktadır.



Şekil 1. İki farklı kaynak arasındaki kuplaj değerini bulmak üzere tanımlamalar.



Şekil 2. Farklı yönlerde ötelenen çubuk dipolün orijinde bulunan çubuk dipolle olan karşılıklı empedans değerleri. Çubuk dipolün uzunluğu 38.5 mm ve çapı 0.64 mm'dir. İkinci satırda diyagonal öteleme uygulanmıştır.

$$Z_{21} \cong \frac{-1}{I_{11} I_{22}} \sum_{t=1}^{T} \left[\left(\mathbf{E}_2 \times \mathbf{H}_1 - \mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2 \right)_t \cdot \hat{\mathbf{n}}_t \, \Delta S_t \right] \tag{1}$$

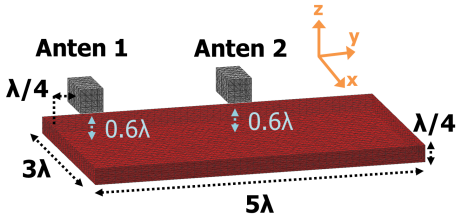
Bu ifadede, S_2 üzerindeki yüzey integrali, üçgensel elemanlar üzerindeki değerlerin toplamı kullanılarak yaklaşık olarak hesaplanmaktadır. Burada t üçgen indeksini, $\hat{\mathbf{n}}_t$ ilgili üçgenin birim yüzey normalini ve ΔS_t üçgenin alanını göstermektedir. Karşılıklı empedans hesabında kullanılan elektrik ve manyetik alanlar, kaynak antenleri çevreleyen yüzeylerde tanımlanan eşdeğer akımlar aracılığıyla elde edilebilmektedir [6]. Şekil 1'de gösterildiği üzere, antenlerin yakınında bir platform bulunması durumunda, eşdeğer kaynak yöntemi (EKY) kullanılarak 1 numaralı anten ile platform arasındaki etkileşim hesaplanmaktadır. 1 numaralı anteni çevreleyen bir yüzey üzerindeki eşdeğer akımlar belirlenmekte ve bu akımların platform üzerinde oluşturduğu gelen dalgalar, çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) ile hızlandırılan integral denklemi çözücüsüne girdi olarak verilmektedir [6]. Bu adımda, platformun geometrik ve malzeme özelliklerine bağlı olarak farklı yüzey integral denklemi formülasyonları uygulanabilmektedir. Ardından, $\mathbf{E}_1$ ve $\mathbf{H}_1$ alanları hesaplanırken 1 numaralı antenin doğrudan etkisi ile platform üzerinden oluşan dolaylı etki doğrusal olarak toplanmaktadır. Z parametreleri bulunduktan sonra kuplaj katsayısı olarak adlandırılan S_{21} aşağıdaki ifade ile hesaplanabilmektedir.

$$S_{21} = Z_{21} \frac{2Z_0}{(Z_{11}+Z_0)(Z_{22}+Z_0) - Z_{12}Z_{21}} \tag{2}$$

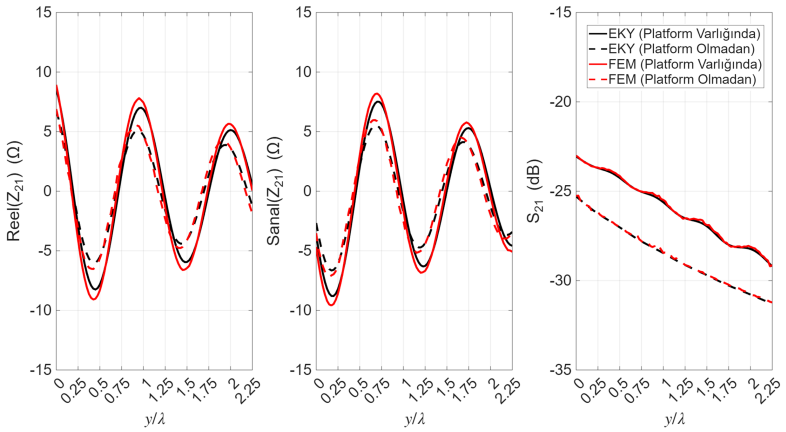
Ortaya konan platform üzeri anten kuplaj analiz yöntemi Accelerate'in elektromanyetik analiz yazılımı PACE'e entegre edilmiştir. Sayısal sonuçlardaki denemeler PACE ile gerçekleştirilmiştir.

2. Sayısal Sonuçlar

Kuplaj hesaplarının doğrulanması amacıyla, Şekil 2'de gösterildiği üzere, vakum ortamında bulunan iki çubuk dipol incelenmiştir. Birinci dipolün merkezi orijinde kalacak şekilde sabit tutulurken ikinci dipol y ve z eksenleri boyunca ayrı ayrı ötelenmiştir. Analizlerde, 3.5 GHz ($\lambda \approx 85.7$ mm) frekansında yaklaşık yarım dalga boyunda çubuk dipoller kullanılmıştır. Çubuk dipoller, merkez kesitlerinden aynı doğrultudaki voltaj kaynaklarıyla beslenmiştir. Reaksiyon teoremindeki yüzey integrali, dipolleri çevreleyen 30 mm $\times$ 30 mm $\times$ 60 mm boyutlarındaki kutular üzerinde hesaplanmıştır. Bu yüzeyler küre gibi farklı geometrilerde de seçilebilir; ancak uygulama kolaylığı açısından kutu geometrisi tercih edilmiştir. Şekil 2'de ayrıca, farklı yönlerde ötelenen çubuk dipol ile orijinde bulunan çubuk dipol arasındaki karşılıklı empedans değerleri verilmiştir. Analizlerde, EKY ile PACE'de elde edilen sonuçlar bir ticari elektromanyetik analiz yazılımının sonlu elemanlar yöntemi (*finite element method*, FEM) sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Bununla birlikte, ikinci anten z ekseni boyunca ötelendiğinde FEM analizlerinde yakınsama sorunlarıyla karşılaşılmıştır. Bu nedenle, söz konusu öteleme durumu için yalnızca EKY sonuçları sunulmuştur. Ek olarak, iki dipol antenin karşılıklı empedans değerinin analitik olarak hesaplanması mümkündür [4]. Elde edilen sayısal sonuçların [4]'te 7. bölümde iki çubuk dipol için verilen karşılıklı empedans grafikleriyle uyumlu olduğu; reel ve sanal kısımların benzer tepe ve dip örüntülerine sahip olduğu görülmüştür.



Şekil 3. Dielektrik platform üzerindeki eşdeğer yüzeyler içerisindeki çubuk dipoller.



Şekil 4. Dielektrik platform üzerindeki çubuk dipollerin kuplaj analizleri.

Platformun varlığının antenler arasındaki etkileşim üzerindeki etkilerini incelemek için Şekil 3'te gösterilen, platform üzerine yerleştirilmiş çubuk dipol antenler incelenmiştir. Birinci antenin konumu sabit tutulurken ikinci anten y ekseni boyunca ötelenmiştir. İkinci antenin ötelemeye başladığı konum $y = 0$ başlangıç noktası olarak kabul edilmiştir. Ardından ikinci anten, platform sınırına $\lambda/4$ mesafe kalıncaya kadar, toplam 2.25λ boyunca ötelenmiştir. Platformun bağıl dielektrik sabiti 4.0 olarak seçilmiştir. Şekil 4'te yatay polarizasyona sahip çubuk dipollerin dielektrik platform üzerindeki karşılıklı empedans ve kuplaj katsayısı sonuçları verilmiştir. Elde edilen sonuçlar FEM analizleriyle karşılaştırılmıştır. Dielektrik platform için EKY ve FEM kullanılarak elde edilen karşılıklı empedans ve kuplaj katsayısı değerlerinin birbiriyle uyumlu olduğu görülmüştür. Ayrıca, platformun varlığında kuplaj değerlerinde artış gözlenmiştir. Bu artışın platformdan kaynaklanan saçılma ve yansımaların bir sonucu olduğu söylenebilir. Sonuç olarak, geliştirilen EKY ve ÇSHÇY temelli analiz ortamı, elektriksel olarak büyük platformlar üzerindeki antenlerin kuplaj hesaplarının hızlı ve etkin bir biçimde gerçekleştirilmesine olanak sağlamaktadır.

Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK 1501 Sanayi Ar-Ge Destek Programı ve TÜBİTAK 2211 Yurtiçi Doktora Burs Programı kapsamında desteklenmektedir. Yazarlar, değerli katkılarından dolayı Uğur Oğuz'a teşekkür eder.

Kaynaklar

[1] T. M. Macnamara, *Introduction to Antenna Placement and Installation*. John Wiley & Sons, 2010.
[2] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4. basım. Wiley, 2011.
[3] J. H. Richmond, "A reaction theorem and its application to antenna impedance calculations," *IRE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 9, no. 6, s. 515–520, 1961.
[4] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*, gözden geçirilmiş basım. Hoboken, NJ, ABD: Wiley-IEEE Press, 2003.
[5] M. Kragalott, M. S. Kluskens, D. A. Zolnick, W. M. Dorsey ve J. A. Valenzi, "A toolset independent hybrid method for calculating antenna coupling," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 59, no. 2, s. 443–451, 2011.
[6] Ö. Eriş, M. E. Eralp, L. Alatan, Ö. Aydın Çivi ve Ö. Ergül, "Modeling and analyses of transparent antennas on vehicles," *Proc. 2025 19th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, s. 1–4, 2025.

Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Yöntemi Tabanlı Matris-Vektör Çarpımlarının Makine Öğrenmesi İşlemleriyle Hızlandırılması

Özgür Eriş*,** ve Özgür Ergül*
*Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
**Accelerate Simülasyon Teknolojileri, Ankara
ozgur.eris@accelerate.com.tr

Özet: *Bu çalışmada, çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemiyle gerçekleştirilen matris-vektör çarpımlarını hızlandırmak amacıyla seyreltme ve bulanıklaştırma makine öğrenmesi işlemleri önerilmiştir. İteratif çözüm süresince baz ve test fonksiyonlarına ait bağıl hatalar izlenmekte ve bu hatalara göre etkileşim haritaları dinamik olarak güncellenmektedir. Seyreltme işlemi, bağıl hatası düşük etkileşimleri devre dışı bırakırken bulanıklaştırma işlemi, bu etkileşimlerin öteleme aşamasında kullanılan açısal örnekleme yönlerinin sayısını azaltmaktadır. Sayısal sonuçlar, çözüm doğruluğunun korunduğunu ve matris-vektör çarpımı sürelerinin azaltıldığını göstermiştir. Elde edilen bulgular, önerilen işlemlerin büyük ölçekli ve çok ölçekli elektromanyetik problemlerin çözümlerinin hızlandırılmasında umut verici bir yaklaşım sunduğunu ortaya koymaktadır.*

Abstract: *In this study, sparsification and blurring machine learning operations are proposed to accelerate matrix-vector multiplications performed by the multilevel fast multipole algorithm. During iterative solutions, the relative errors associated with basis and testing functions are monitored, and the interaction maps are dynamically updated accordingly. Sparsification deactivates interactions with low relative errors, whereas blurring reduces the number of angular sampling directions used for these interactions in the translation stage. Numerical results demonstrate that the solution accuracy is preserved while the matrix-vector multiplication times are reduced. The findings indicate that the proposed operations provide a promising approach for accelerating solutions of large-scale and multiscale electromagnetic problems.*

1. Giriş

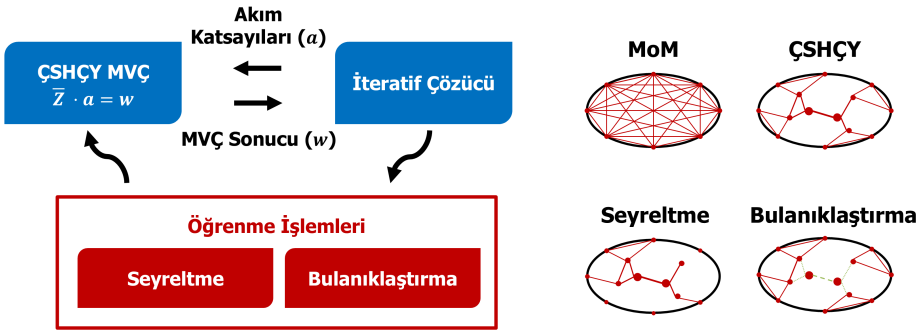
Çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY), integral denklemlerine dayalı elektromanyetik problemlerin iteratif çözümlerini hızlandırmak amacıyla hesaplamalı elektromanyetikte yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. Momentler metodu (MoM) ile elde edilen doğrusal denklem sistemlerinde, tüm baz ve test fonksiyonları arasındaki elektromanyetik etkileşimlerin doğrudan hesaplanması ve bellekte saklanması gerekirken, ÇSHÇY ile bu etkileşimler hiyerarşik kutu grupları üzerinden toplama, öteleme ve dağıtma işlemleriyle hesaplanarak iteratif çözümlerin matris-vektör çarpımları (MVÇ'leri) hızlandırılmaktadır.

İntegral denklem formülasyonunun seçimi, iteratif yakınsama üzerinde önemli bir etkiye sahiptir [2]. Bununla birlikte, uygun formülasyonlar ve önkoşullandırıcılar kullanılsa dahi, özellikle küçük ayrıntılar içeren elektriksel olarak büyük ve çok ölçekli problemlerde iterasyon sayıları ve MVÇ maliyetleri yüksek olabilmektedir [1, 2, 3]. Buna benzer problemlerin ortaya çıkabileceği güncel elektromanyetik tasarımlarında, ihtiyaç duyulan hızlı ve doğru analizlerin yalnızca bellek kapasitesi ve işlemci gücü artırılarak sağlanması sürdürülebilir değildir. Bu nedenle, çözüm algoritmalarının hesaplama maliyetini azaltacak biçimde geliştirilmesi gerekmektedir. Bu doğrultuda, ÇSHÇY'ye makine öğrenmesinin entegre edilmesiyle iteratif çözümleri hızlandırmayı amaçlayan çalışmalar bulunmaktadır [4, 5].

Bu çalışmada, ÇSHÇY tabanlı elektromanyetik etkileşim hesaplarını doğruluk denetimi altında hızlandırmak amacıyla seyreltme ve bulanıklaştırma öğrenme işlemleri önerilmektedir. Bu işlemlerle, iteratif çözüm ilerledikçe katkısı düşük etkileşimlerin elenmesi veya daha düşük çözünürlükte hesaplanması ve böylece yakınsama davranışı korunurken iterasyon süresinin azaltılması amaçlanmaktadır.

2. Seyreltme ve Bulanıklaştırma Öğrenme İşlemleri

Şekil 1'de MoM, geleneksel ÇSHÇY ve önerilen öğrenme işlemlerinin uygulandığı ÇSHÇY için etkileşim haritaları ile genel çözüm akışı gösterilmektedir. Her iterasyonda iteratif çözücü, güncel akım katsayıları vektörü $\mathbf{a}$'yı MVÇ operatörüne iletmekte ve işlem sonucunda elde edilen $\mathbf{w}$ vektörünü kullanarak çözümü güncellemektedir. Önerilen yöntemde başlangıçta eksiksiz bir ÇSHÇY etkileşim haritası kullanılırken, ilerleyen iterasyonlarda bu harita hata ve yakınsama ölçütleri doğrultusunda değiştirilmekte ve MVÇ maliyeti aşamalı olarak azaltılmaktadır.



Şekil 1. Öğrenme işlemleriyle etkileşim haritalarının (ağlarının) güncellendiği, iteratif çözücü ve MVÇ şeması. Sağ tarafta MoM, ÇSHÇY ve öğrenme işlemlerine ait etkileşim haritaları verilmiştir.

Bulanıklaştırma işlemi, öteleme aşamasında kullanılan açısal örnekleme yönlerinin kontrollü biçimde azaltılmasına dayanmaktadır. Seçici maske vektörleriyle yalnızca belirlenen yönler hesaplamaya dâhil edilerek aktarılan veri miktarı ve işlem maliyeti düşürülmektedir. İterasyonlar ilerledikçe kullanılan yönlerin sayısı, hata ölçütleri gözetilerek kademeli olarak azaltılmaktadır. Sınır durumda yalnızca ışın yayılım yönünün kullanılması, hızlı uzak alan yaklaşımını (FAFFA) vermektedir [6].

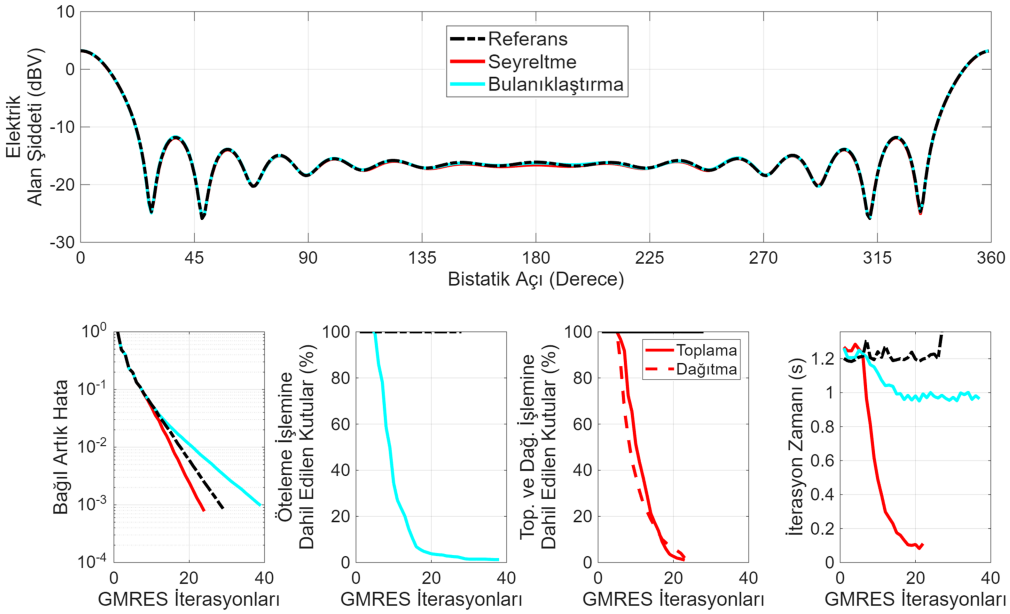
Seyreltme işlemi, ÇSHÇY ağaç yapısında katkısı düşük kutuların ve bunlarla ilişkili etkileşimlerin MVÇ hesaplarından çıkarılmasına dayanmaktadır. Güncel akım katsayıları ve iteratif çözücünün bağıl artık hatasından yararlanılarak kutuların katkıları değerlendirilmekte ve belirlenen eşiklerin altında kalan dallar budanmaktadır. Böylece ilgili toplama, öteleme ve dağıtma hesaplarının bir bölümü atlanmaktadır. Seyreltme kararları, iterasyonlar boyunca güncellenmektedir. Bulanıklaştırma ve seyreltme işlemleri ayrı ayrı veya birlikte uygulanabilir. Bulanıklaştırma, mevcut etkileşimlerin hesaplanmasında kullanılan açısal bilgi miktarını azaltırken seyreltme, katkısı düşük etkileşimleri tamamen devre dışı bırakmaktadır. Hâlihazırda öğrenme işlemlerine ilişkin kararlar, baz ve test fonksiyonlarının hata ölçütlerine göre elle belirlenmektedir. İlerleyen aşamalarda bu kararların makine öğrenmesi algoritmaları kullanılarak verilmesi hedeflenmektedir.

3. Sonuçlar

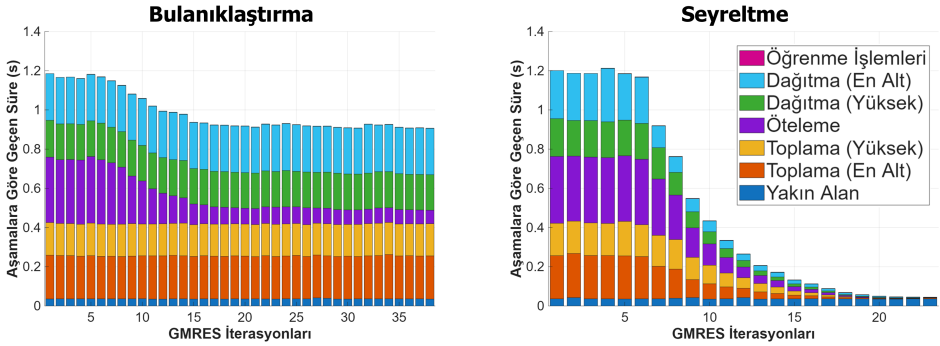
Sayısal örnek olarak, birleşik alan integral denklemi (BAİD) ile formüle edilen, çapı 3λ olan bir kürenin saçılma problemine seyreltme ve bulanıklaştırma işlemleri uygulanmıştır. Kürenin yüzeyi, yaklaşık $\lambda/10$ boyutundaki üçgenlerle ayrıklaştırılmış ve bunun sonucunda 9141 bilinmeyen elde edilmiştir. Kaynak olarak x yönünde kutuplanmış ve z yönünde ilerleyen bir düzlem dalga kullanılmıştır. Problem, beş seviyeli ÇSHÇY kullanılarak çözülmüştür. Şekil 2'de, uzak bölge elektrik alan şiddeti sonuçları gösterilmektedir. Elektrik alan şiddeti (dBV), z-x düzlemindeki bistatik açıya bağlı olarak çizdirilmiştir. Referans çözüm geleneksel ÇSHÇY ile elde edilirken, baz ve test fonksiyonlarına ait seyreltme ve bulanıklaştırma hata eşik değeri 0.3 olarak seçilmiştir. Baz ve test fonksiyonu hata oranı bu eşik değerinin altında kalan kutulara öğrenme işlemleri uygulanmıştır. Şekilden görülebileceği üzere, bistatik elektrik alan şiddeti sonuçları birbiriyle oldukça iyi uyum göstermektedir. Elektrik alan sonuçlarına ek olarak, şekilde bağıl hata değerleri, toplama, dağıtma ve öteleme aşamalarında hesaplamaya dâhil edilen kutuların oranları ile iterasyon başına işlem süreleri sunulmaktadır. İterasyonlar ilerledikçe MVÇ sürelerinin azaldığı ve böylece çözümün hızlandırıldığı görülmektedir. Bununla birlikte, bulanıklaştırma işleminde iterasyon süresi azalmasına rağmen yakınsama için gerekli iterasyon sayısının arttığı gözlemlenmiştir.

Şekil 3'te, seyreltme ve bulanıklaştırma işlemleri için ÇSHÇY tabanlı MVÇ'nin farklı aşamalarında geçen süreler sunulmaktadır. Öğrenme işlemlerinin uygulandığı ilgili MVÇ aşamalarının hesaplama sürelerinin, doğruluktan önemli ölçüde ödün verilmeden başarıyla azaltıldığı görülmektedir. Karar verme ve hata kontrol mekanizmalarının hesaplandığı öğrenme işlemlerine ait süre ise diğer aşamalarla karşılaştırıldığında ihmal edilebilir düzeydedir.

Sonuç olarak, geliştirilen seyreltme ve bulanıklaştırma algoritmaları, elektromanyetik alan sonuçlarındaki doğruluğu büyük ölçüde korurken MVÇ ve iterasyon sürelerini azaltarak umut verici sonuçlar ortaya koymuştur. Elde edilen bulgular, önerilen öğrenme işlemlerinin özellikle büyük ve çok ölçekli elektromanyetik problemlerin hızlandırılmasında etkili bir yaklaşım olabileceğini göstermektedir.



Şekil 2. BAİD ile formüle edilen kürenin saçılma problemi için bulanıklaştırma ve seyreltme uygulaması sonuçları. Üst grafikte verilen yöntemlere ait renk ve çizgi gösterimleri, aksi belirtilmedikçe tüm alt grafiklerde de geçerlidir.



Şekil 3. BAİD ile formüle edilen kürenin saçılma problemi için bulanıklaştırma ve seyreltme uygulamasında aşamalara göre geçen süre sonuçları.

Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK 2211 Yurtiçi Doktora Burs Programı kapsamında desteklenmektedir.

Kaynaklar

[1] Ö. Ergül, ed., *New Trends in Computational Electromagnetics*. SciTech Publishing, 2020.

[2] F. Vipiana ve Z. Peng, ed., *Integral Equations for Real-Life Multiscale Electromagnetic Problems*. Institution of Engineering and Technology, 2023.

[3] A. Ghai, C. Lu ve X. Jiao, "A comparison of preconditioned Krylov subspace methods for large-scale non-symmetric linear systems," *Numer. Linear Algebra Appl.*, cilt. 26, no. 1, makale no. e2215, 2019.

[4] B. Karaosmanoğlu ve Ö. Ergül, "Acceleration of MLFMA simulations using trimmed tree structures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 69, no. 1, s. 356–365, 2021.

[5] E. Koç, M. Kalfa, S. E. Doğan ve V. B. Ertürk, "A novel highly parallelizable machine-learning-based method for the fast solution of integral equations for electromagnetic scattering problems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 74, no. 2, s. 1792–1804, 2026.

[6] T. J. Cui, W. C. Chew, G. Chen ve J. M. Song, "Efficient MLFMA, RPFMA, and FAFFA algorithms for EM scattering by very large structures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 52, no. 3, s. 759–770, 2004.

Düşük Maliyetli Teflon (PTFE) Taban Malzemesi Üzerinde Mikroşerit Filtrelerin Tasarımı, Üretimi ve Ölçümü

Ahmet Yiğit Sasa, Mehmet Aytuğ Ormancı, Sedat Kılınç
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
ahmetyigit.sasa@ogr.iuc.edu.tr , aormanci@iuc.edu.tr, sedat.kilinc@iuc.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, mikrodalga filtrelerinde baskın kayıp mekanizması olan dielektrik kaybını azaltmak amacıyla düşük maliyetli saf teflon (PTFE) levhaları kullanılarak laboratuvar ortamında taban malzemesi üretilmiş ve bu malzeme üzerinde mikroşerit filtreler gerçeklenmiştir. PTFE'nin çok düşük yüzey enerjisinden kaynaklanan metalizasyon güçlüğü, yüzey hazırlayıcı ve siyanoakrilat yapıştırıcı kullanılarak bakır levhaların teflonun iki yüzüne de yapıştırılmasıyla aşılmıştır. Üretilen taban malzemesi üzerinde 2.4 GHz bandında bir alçak geçiren ve bir bant geçiren filtre tasarlanmış, üretilmiş ve ölçülmüştür. Ölçümler benzetim sonuçları ile frekans davranışı açısından uyumludur; geçiş bandında gözlenen 1–2 dB'lik ek kayıp üretim koşullarına bağlanmıştır.*

Abstract: *In this study, low-cost substrates were produced in a laboratory environment from pure Teflon (PTFE) sheets in order to reduce the dielectric loss, which is the dominant loss mechanism in microwave filters, and microstrip filters were realized on this material. The metallization difficulty caused by the very low surface energy of PTFE was overcome by bonding copper sheets to both sides of the Teflon using a surface primer and a cyanoacrylate adhesive. A low-pass and a band-pass filter operating around 2.4 GHz were designed, fabricated and measured on the produced substrate. The measured responses agree with the simulations in terms of frequency behavior; the additional passband loss of 1–2 dB is attributed to the fabrication conditions.*

1. Giriş

Düzlemsel mikrodalga filtrelerinde toplam kayıp, iletken kaybı ile dielektrik kaybının toplamından oluşur ve GHz mertebesindeki frekanslarda dielektrik malzemenin kayıp tanjantı (tan δ) çoğunlukla baskın bileşendir [1]. Yaygın olarak kullanılan FR4 tabanlı baskı devre kartları, ucuz olmasına karşın yüksek kayıp tanjantı nedeniyle önemli kayıplara yol açar. Rogers RT/duroid gibi ticari PTFE tabanlı laminatlar çok düşük kayıplıdır ve üretim açısından güvenlidir. Ancak maliyetleri prototip çalışmalar için caydırıcıdır. Buna karşılık levha hâlindeki saf teflon hem çok ucuzdur hem de FR4'e kıyasla yaklaşık 110 kat daha düşük kayıplıdır; bu nedenle düşük maliyetli PTFE ve kompozitleri güncel bir araştırma konusudur [2, 3].

Saf PTFE'nin önündeki temel engel, yüzey enerjisinin çok düşük olması nedeniyle üzerine iletken bir katmanın yapıştırılmasının son derece güç olmasıdır [3]. Bu bildiride, yüzey hazırlayıcı (primer) ve siyanoakrilat yapıştırıcı kullanılan basit bir laminasyon yöntemiyle bakır kaplı PTFE taban malzemesi üretilmiştir. Ek olarak, yöntemin doğrulanması için bu malzeme üzerinde 2.4 GHz bandında çalışan bir alçak geçiren ve bir bant geçiren mikroşerit filtre gerçeklenmiştir. Kuplajlı hat filtrelerinde benzetim ile ölçüm arasında yüksek uyum elde edilebildiği bilinmektedir [4, 5]; amaç, aynı uyumun ev yapımı bir taban malzemesiyle de yakalanabileceğini göstermektir.

2. Filtre Tasarımı

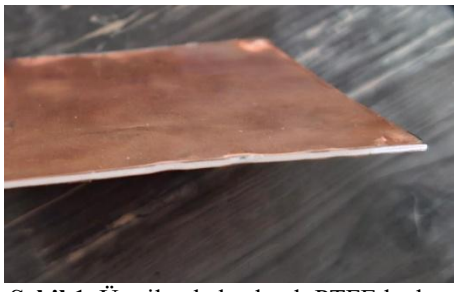
Bir mikroşerit hattın zayıflatması iletkenlik (α_c) ve dielektrik (α_d) kayıpları nedeniyle ortaya çıkar; GHz bölgesinde genellikle baskın olan dielektrik bileşen, kayıp tanjantı ile doğru orantılıdır ve yaklaşık olarak

$$\alpha_d = \frac{27.3\ \varepsilon_r(\varepsilon_{eff}-1)\tan(\delta)}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}(\varepsilon_r-1)\lambda_0}\ \text{[dB/cm]} \quad (1)$$

biçiminde ifade edilir [1]. Bu eşitlik, taban malzemesi seçiminin filtre kaybı üzerindeki doğrudan etkisini gösterir. Bu çalışmada kalınlığı 1 mm olan saf PTFE levha kullanılmıştır. Alçak geçiren filtre de basamak empedanslı topolojide ve yaklaşık 2.5 GHz kesim frekansı hedeflenmiştir. Bant geçiren filtre ise 2.37 GHz merkez frekansında, paralel kuplajlı yarım dalga boyu rezonatörlerden oluşan kuplajlı hat topolojisinde tasarlanmıştır [1]. İdeal hat prototipleri mikroşerit boyutlarına dönüştürülmüş ve ADS ortamında elektromanyetik benzetimlerle doğrulanmıştır.

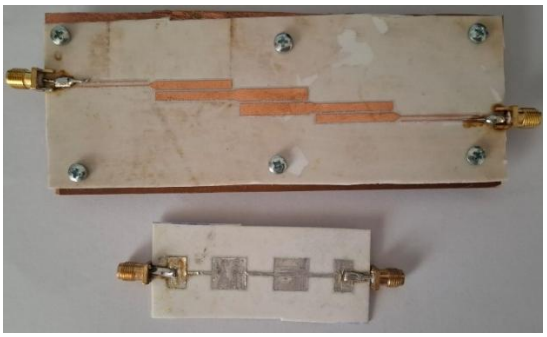
3. Taban Malzemesinin Üretimi

Saf teflon esnektir ve devre üretimi için gerekli düz yüzeyi tek başına sağlayamaz. Dahası, yüzey enerjisi son derece düşük olduğundan mikroşerit yapılar için gerekli iletken katman teflona doğrudan yapıştırılamaz [3]. Bu nedenle teflonun her iki yüzüne de bakır levha yapıştırılmıştır. Yapıştırma işleminde önce Loctite SF 770 yüzey hazırlayıcısı ile PTFE yüzeyi aktive edilmiş, ardından Loctite 406 siyanoakrilat yapıştırıcısı [6] kullanılmıştır. Kullanılan malzemeler ve üretilen bakır kaplı PTFE taban malzemesi Şekil 1'de gösterilmiştir. Yapıştırma işleminin ardından malzeme 24 saat kürlenmeye bırakılmıştır.



Şekil 1. Üretilen bakır kaplı PTFE levha.

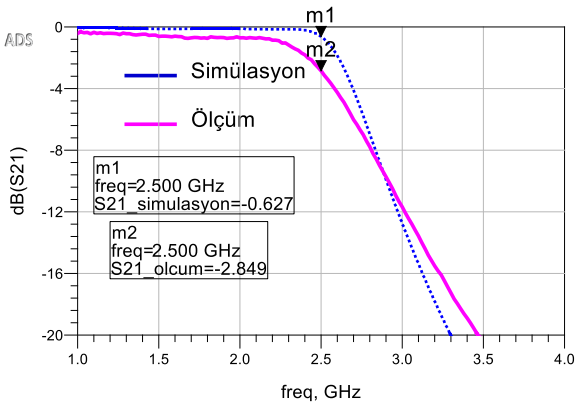
Kürleme tamamlandıktan sonra filtre geometrileri CNC kazıma yöntemiyle bakır katmana aktarılmış ve devreler SMA konnektörler ile sonlandırılmıştır. Ek olarak, ölçüm sırasında esnemelerin oluşmaması ve devreye sağlamlık sağlamak amacıyla devrenin altına 2 mm'lik tek yüzlü FR4 plaka vidalanmıştır. Üretilen alçak geçiren ve bant geçiren filtreler Şekil 2'de görülmektedir.



Şekil 2. Üretilen mikroşerit filtreler: (üstte) bant geçiren filtre, (altta) alçak geçiren filtre.

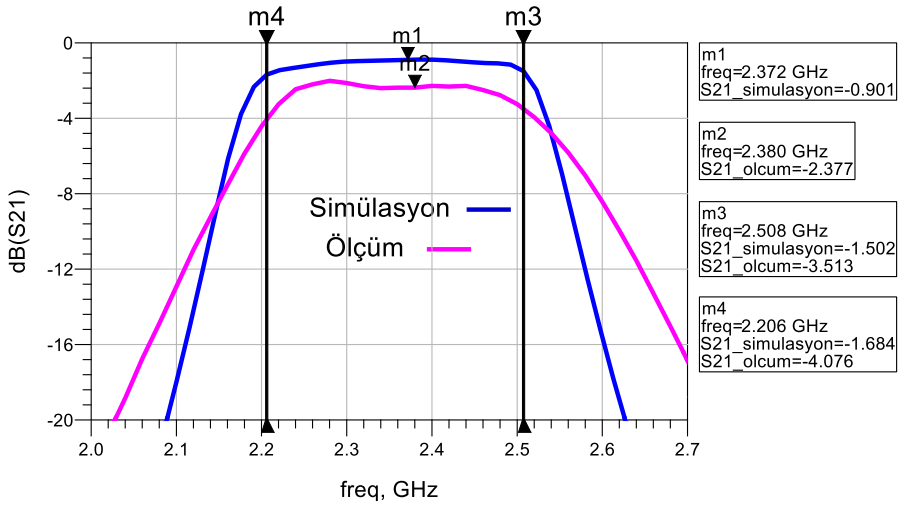
4. Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

Alçak geçiren filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçları Şekil 3'te karşılaştırmalı olarak verilmektedir. Ölçülen frekans tepkisi, kesim bölgesi ve bastırma eğimi açısından benzetimle örtüşmektedir. 2.5 GHz'te benzetimde yaklaşık 0.6 dB olan geçiş kaybı ölçümde yaklaşık 2.8 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 3. Alçak geçiren filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçları.

Bant geçiren filtreye ait sonuçlar Şekil 4'te verilmiştir. Geçiş bandı yaklaşık 2.2–2.5 GHz aralığında olup bant kenarları benzetim ile aynı frekanslarda oluşmuştur. Merkez frekans civarında benzetimde 0.9 dB olan geçiş kaybı ölçümde yaklaşık 2.4 dB'dir.



Şekil 4. Bant geçiren filtrenin benzetim ve ölçüm sonuçları.

Şekil 3 ve Şekil 4 incelendiğinde, her iki filtrede de benzetim ve ölçüm sonuçlarının birbiri ile uyumlu olduğu Gözlemlenmektedir. Bununla birlikte, her iki filtrenin ölçüm sonucunda, geçiş bandında 1–2 dB mertebesinde ek kayıptır gözlemlenmiştir. Bunun başlıca nedenlerinin, elle yapılan laminasyonda yüzeyin yeterince düz olmayışı, CNC ile kazıma makinesinin toleransına bağlı hat boyutlarında sapmalar, bakırın yer yer homojen yapışmaması ve yapıştırıcı katmanının dielektrik özelliklere katkısı olduğu değerlendirilmektedir. Ölçülen filtre davranışının benzetimle örtüşmesi, üretilen malzemenin dielektrik sabitinin öngörülen değerle uyumlu olduğunu göstermektedir. Laminasyonun kontrollü basınç ve sıcaklık altında, daha ince bir yapıştırıcı katmanıyla yapılması durumunda kaybın benzetime yaklaşacağı değerlendirilmektedir.

5. Sonuç

Ucuz saf PTFE levhalar kullanılarak, yüzey hazırlayıcı ve siyanoakrilat yapıştırıcı yardımıyla bakır kaplı taban malzemesi üretilmiştir. Geliştirilen yöntemin mikrodalga devre uygulamalarındaki kullanılabilirliğini göstermek amacıyla bu taban malzemesi üzerinde alçak geçiren ve bant geçiren mikroşerit filtreler gerçeklenmiştir. Ölçülen frekans tepkilerinin benzetim sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüş, geçiş bandındaki ilave kayıpların ise üretim sürecinden kaynaklandığı değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, uygun bir laminasyon yöntemi kullanıldığında saf PTFE'nin ticari bakır kaplı laminatlara düşük maliyetli bir alternatif olabileceğini göstermektedir.

Kaynaklar

[1]. Pozar D. M., Microwave Engineering. 4. baskı, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, A.B.D., 2012.
[2]. Alhaji I. A., Abbas Z., Mohd Zaid M. H. ve Khamis A. M., "Effects of particle size on the dielectric, mechanical, and thermal properties of recycled borosilicate glass-filled PTFE microwave substrates," Polymers, cilt.13, no.15, 2449, 2021.
[3]. Li L., Guo H., Gao W., Chen R. ve Guo S., "The interface strengthening and mechanism of polytetrafluoroethylene/copper foil composites with ultra-low dielectric loss," Industrial & Engineering Chemistry Research, cilt.65, no.5, s.2728-2739, 2026.
[4]. Almansour F. H., Alyami G. H. ve Shaman H. N., "Parallel-coupled-line bandpass filter with notch for ultra-wideband (UWB) applications," Applied Sciences, cilt.13, no.11, 6834, 2023.
[5]. Jamsai M., Angkawisittpan N. ve Nuan-On A., "Design of a compact ultra-wideband bandpass filter using inductively compensated parallel-coupled lines," Electronics, cilt.10, no.21, 2575, 2021.
[6]. Henkel, "LOCTITE 406 Teknik Veri Föyü," www.henkel-adhesives.com (erişim: Temmuz 2026).

S-Bant Telemetri Uygulamaları İçin Hüzme Anahtarlamalı Anten Sistemi Geliştirilmesi

Furkan Kuru, Melik Çağrı Ekici, Neslihan Karayılan, İkranur Ceylan, Mehmet Çiydem

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Mühendislik Fakültesi, Gazi Üniversitesi
Ankara

mcagri.ekici@gazi.edu.tr; neslihan.karayilan@gazi.edu.tr; mehmetciydem@gazi.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, 2030-2260 MHz S-bandda telemetri uygulamaları için hüzme anahtarlamalı anten sistemi sunulmaktadır. Sistem; dört sektöre bakan çapraz dipol antenler, dairesel polarizasyon (CP) için faz kaydırıcılar, örnekleme için yönlü kuplörler, RF güç detektörleri, RF anahtarlama ve mikrodenetleyiciden oluşmaktadır. Her kanaldaki RF sinyal örneklenip ölçülerek, en yüksek sinyal seviyesine göre ilgili kanaldaki anten anahtarlanarak hüzmesi aktif hale getirilmektedir. Benzetimler ve ölçümler, önerilen sistemin çalışma bandında teknik isterleri sağlayarak başarıyla çalıştığını göstermektedir.

Abstract

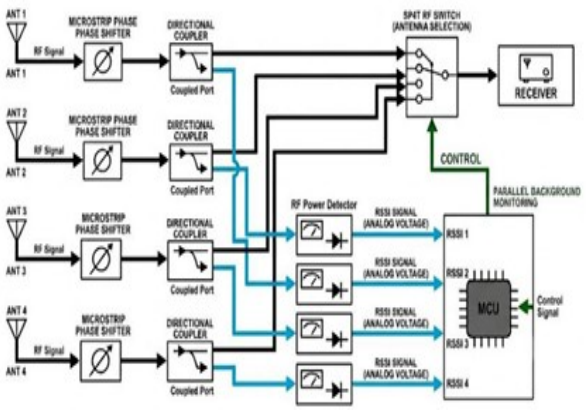
This work presents a switched-beam antenna system operating in 2030-2260 MHz for S-band telemetry links. The system consists of crossed-dipole antennas for four sectors, phase shifters for circular polarization (CP), directional couplers for sampling, RF power detectors, switch and microcontroller. After sampling RF signal at each channel, related antenna is switched according to strongest signal level and its beam is activated. Simulations and measurements show that proposed system runs and VNA measurements verify that proposed system runs successfully in its operating band by meeting technical requirements.

1. Giriş

Uydularla haberleşme ve telemetride, hava-yer platformlarındaki sabit hüzmeli antenlerde polarizasyon uyumsuzluğu, gölgelenme ve çok yollu yayılım nedeniyle bağlantıda zayıflama ve kesinti olabilmektedir. Mekanik izleme sistemleri bu problemi azaltabilse de motor, dişli ve kontrol mekanizması nedeniyle ağırlık, bakım, tepki süresi ve güç tüketimi açısından özellikle insansız hava aracı (İHA) platformları için elverişli değildir. Anahtarlamalı hüzme anten yapıları, faz dizili adaptif akıllı anten sistemlerine göre daha düşük donanım karmaşıklığı ile yönlü kazanç ve hızlı elektronik yönlendirme avantajı sağlamaktadır [1]-[4]. Bu çalışmada, dört sektöre bakan, anten, RF ön-uç ve mikrodenetleyici bileşenlerden oluşan hüzme anahtarlamalı anten sistemi tasarımı sunulmaktadır.

2. Sistem Mimarisi ve Tasarım

Dört sektöre bakan önerilen sistem mimarisi ve prototip üretimi Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. Önerilen hüzme-anahtarlamalı anten sistemi mimarisi.

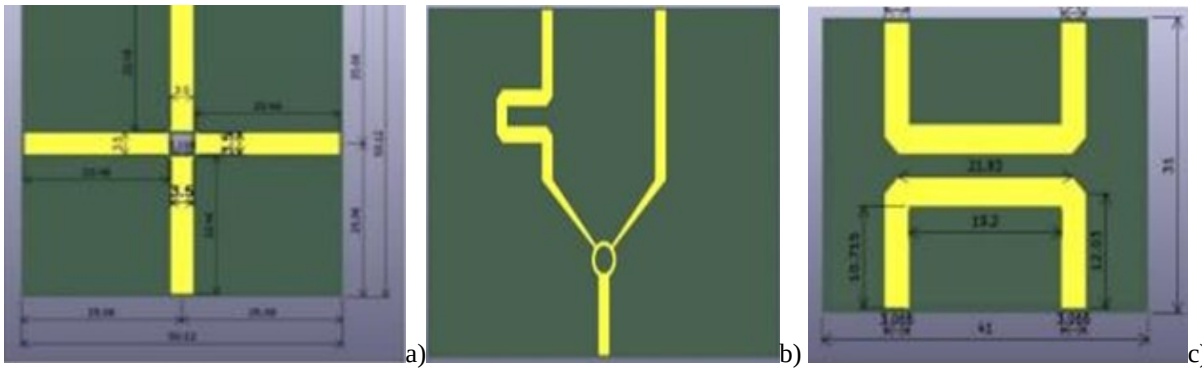
2030-2260 MHz uydu telemetri bandında merkez frekans 2.145 GHz ve dalga boyu 13.98 cm'dir. Sektörlere bakan anten olarak uzunluğunda çapraz dipol yapı seçilmiştir. Dairesel polarizasyon için çapraz dipoller, kolları arasında 90˚ faz farkı olan mikroşerit güç bölücü ile beslenmiştir [1], [2]. Kuplör, 50 Ω giriş/çıkış hatları ve karakteristik empedanslı $\lambda_9/4$ mikroşerit segmentlerinden oluşmakta; bu yapı çapraz dipol kollarına eş genlikli ve kuadratür fazlı sinyaller ileterek dairesel polarizasyonu sağlamaktadır [8]. FR-4 taban malzemede ($\varepsilon_r \approx 4.4$, h = 1.6 mm) 2.145 GHz'de etkin dalga boyu $\lambda_9 \approx 6.7$ cm olarak hesaplanmış ve ilgili hat uzunlukları buna göre boyutlandırılmıştır. Antenlerden alınan uydu RF sinyaller 20 dB'lik yönlü kuplör ile örneklenerek logaritmik RF güç detektörlerine (AD8317) girilmektedir. Temel banttaki sinyal güç seviyelerine (RSSIs) bakılarak mikrodenetleyici (STM32G431) tarafından RF anahtara (PE42441 SP4T) komut gönderilerek en yüksek sinyal seviyesi olan anten hattı aktif hale getirilmektedir. Uydu RF sinyal seviyeleri devamlı izlenerek, gerçek zamana yakın bir hızda, daima en yüksek sinyal seviyesi olan anten-hüzme anahtarlanıp aktif edilmektedir. Önerilen sistemin hedeflenen performans değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Hedeflenen sistem performans değerleri.

Parametre	Değer
frekans	2030-2260 MHz
S11 (VSWR)	< -10 dB (<2)
Kazanç	8±1 dBi
Hüzme genişlikleri (HPBWs)	70˚±10˚
Anahtarlama süresi	≤ 5 μsn

3. Benzetimler ve Ölçümler

Tasarlanan çapraz dipol anten, dairesel polarizasyon (kutup) için 90˚ faz farklı mikroşerit güç bölücü ve örnekleme amaçlı 20 dB yönlü kuplörün PCB geometrileri sırasıyla Şekil 2'de verilmiştir. Benzetimlerde CST studio kullanılmıştır.



a) b) c)

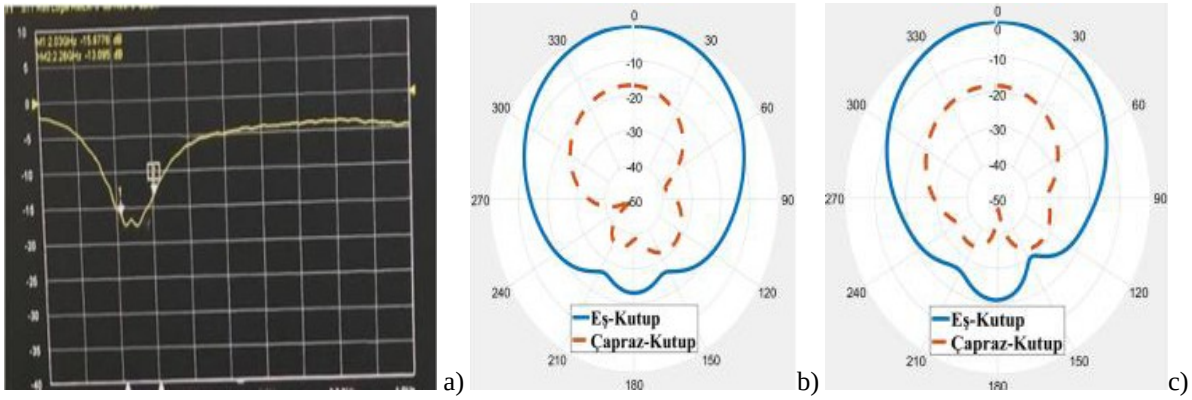
Şekil 2. PCB geometrileri a) çapraz dipol anten, b) 90˚ faz farklı mikroşerit güç bölücü, c) 20 dB yönlü kuplör.

Sistem mimarisinde yer alan RF ve temelbant bileşenler üretilip, entegre edilerek Şekil 3'teki prototip üretim yapılmıştır. Taban malzemesi olarak ucuz FR-4 kullanılmıştır.



Şekil 3. Prototip sistem

Çapraz dipol antenin network analizör ve yankısız oda ölçümlerinde de aşağıdaki S11 ve radyasyon diyagramı aşağıdaki gibi ölçülmüştür. 2030-2260 MHz çalışma bandında S11<-10 dB daha iyi olarak sağlanmaktadır. Merkez frekansta (2145 MHz) ölçülen radyasyon diyagramında da dikey-yatay hüzme genişlikleri (HPBWs) sırasıyla 73˚ ve 68˚'dir. Anten kazancının da 8 dBi civarında olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 4. Çapraz dipol anten a) S11, b) Dikey radyasyon diyagramı, c) Yatay radyasyon diyagramı

Örneklenen işaretler AD8317 logaritmik RF güç detektörleri ile DC gerilime dönüştürülmektedir. STM32G431 mikrodenetleyicisinin ADC girişlerinde ardışık olarak okunmaktadır. Mikrodenetleyici, dört RSSI değerini karşılaştırıp en yüksek sinyal seviyeli kanalı PE42441 SP4T RF anahtarı üzerinden aktif hale getirmektedir. Bu sürenin de yaklaşık 5 μsn olduğu ölçülmüştür.

4. Sonuç

Bu bildiride, S-bant uydu telemetri için, dört sektöre bakan hüzme anahtarlamalı anten sistemi geliştirilmiştir. Önerilen sistem; mekanik yönlendirme gerektirmeden yatayda 360° dikeyde 180˚ uzamsal kapsama sağlamaktadır. Benzetimler ve prototip üretim üzerinde ölçümler yapılmıştır. Hedeflenen sistem performans değerlerinin sağlandığı görülmüştür. Gelecek çalışmalarda sistemin daha kompakt hale getirilmesi, genlik karşılaştırmasındaki dengesizliklerin giderilmesi ve daha gelişmiş hüzme yönlendirme algoritmalarının eklenmesi planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1] J. D. Kraus, R. J. Marhefka, and A. S. Khan, Antennas and Wave Propagation, 4th ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2006.
[2] L. C. Godara, "Smart antennas for wireless communications," IEEE Personal Communications, vol. 4, no. 1, pp. 28-32, Feb. 1997.
[3] R. J. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, 3rd ed. Norwood, MA, USA: Artech House, 2018.
[4] F. B. Gross, Smart Antennas for Wireless Communications: With MATLAB, 2nd ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill Education, 2015.
[5] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 4th ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2016.
[6] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, Antenna Theory and Design, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2012.
[7] L. Catarinucci, S. Guglielmi, L. Patrono, and L. Tarricone, "Switched-beam antenna for wireless sensor network nodes," Progress In Electromagnetics Research C, vol. 39, pp. 193-207, 2013.
[8] S. Xu et al., "Simulation-based design of a low-cost broadband wide-beamwidth crossed-dipole antenna for multi-global navigational satellite system positioning," Sensors, vol. 25, no. 15, p. 4665, 2025.

Azaltılmış Yoklama Ölçümleriyle Bütünleşik Algılama-Haberleşme Sistemlerinde Makine Öğrenmesi Tabanlı Huzme Seçimi

Zeynep Gül PEHLİVANLI
Türk Telekomünikasyon A.Ş.
Mobil Erişim Direktörlüğü
Ankara
zeynepgul.pehlivanli@turktelekom.com.tr

Özet: *Bu çalışmada, bütünleşik algılama ve haberleşme (Integrated and Sensing Communivcation, ISAC) sistemlerinde kullanıcı ve hedef için dört geniş yoklama huzmesinden elde edilen ölçümlerden yararlanılarak, 16 ve 32 huzmeden oluşan eşit aralıklı sabit huzme kod kitapları içerisindeki ortak ISAC skorunu maksimize eden huzmeyi tahmin eden makine öğrenmesi tabanlı bir yaklaşım önerilmektedir. Doğrudan görüş (Line of Sight, LOS) ve Rician çok yollu kanal model koşulları altında XGBoost sınıflandırıcısı kullanılarak huzme seçimi gerçekleştirilmiştir. Önerilen Top-3 doğrulama yaklaşımı, tam huzme taramasına göre M=16 ve M=32 kod kitaplarında sırasıyla %56.2 ve %78.1 ölçüm tasarrufu sağlanmıştır. Deney sonuçları, yaklaşımın her iki kanal koşulunda da yüksek normalize optimallik sağladığını göstermiştir.*

Abstract: *This study proposes a machine learning-based approach for predicting the beam that maximizes the joint Integrated Sensing and Communications (ISAC) score from uniformly-spaced fixed-beam codebooks with 16 and 32 beams using measurements obtained from four wide probe beams in ISAC systems. Beam selection is performed using an XGBoost classifier under both line-of-sight (LOS) and Rician multipath channel models. The proposed Top-3 validation approach achieved measurement saving of 56.2% and 78.1% for the M=16 and M=32 codebooks, respectively, compared with exhaustive beam search. Experimental results demonstrate that the approach achieves high normalized optimality under both channel conditions.*

1. Giriş

Bütünleşik algılama ve haberleşme sistemleri 6G ile birlikte gündeme gelmiş olup, bu yaklaşım, haberleşme ve algılama işlevlerinin aynı donanım ve dalga formu üzerinden gerçekleştirilmesini, ortak spektrum ve donanım kullanımını hedeflemektedir [1]. Makine öğrenmesi yöntemlerinin ISAC sistemlerinde huzme yönetiminden kaynak optimizasyonuna kadar birçok alanda önemli katkılar sağlayabileceği gösterilmiştir [2].

Milimetre dalga (mmWave) ve terahertz (THz) bantlarında kullanılan dar huzmeler yüksek dizi kazancı sağlamakla birlikte, uygun verici ve alıcı huzmelerinin belirlenmesi için gerçekleştirilen tarama, hizalama ve takip işlemleri önemli ölçüm yükü ve gecikme oluşturmaktadır [3]. Ölçüm yükünün azaltılması amacıyla hiyerarşik tarama, konum veya kanal bilgisine dayalı tahmin ve makine öğrenmesi tabanlı huzme yönetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir [4]. Bununla birlikte, 5G ve ötesi ağlarda huzme seçimi amacıyla farklı makine öğrenmesi metotlarının karşılaştırıldığı çalışmalarda bulunmaktadır. [5].

Mevcut çalışmaların sunduğu önemli sonuçların ışığında, kullanıcı ve algılama hedefine ait sınırlı sayıdaki geniş yoklama ölçümlerini birlikte değerlendirerek ortak bir ISAC performansını gözeten huzme seçimi sınırlı incelenmiş bir problem olarak öne çıkmaktadır. Bu çalışma uygun huzmeyi daha az maliyetle seçmek için, ağaç tabanlı gradyan arttırma yöntemlerinden biri olan XGBoost [6] modelini kullanan bir sistem önerilmiştir. Model tarafından belirlenen ilk üç aday huzme doğrulanarak nihai huzme seçimi tamamlanmaktadır.

2. ISAC Kanal Modeli ve Huzme Seçimi Tasarımı

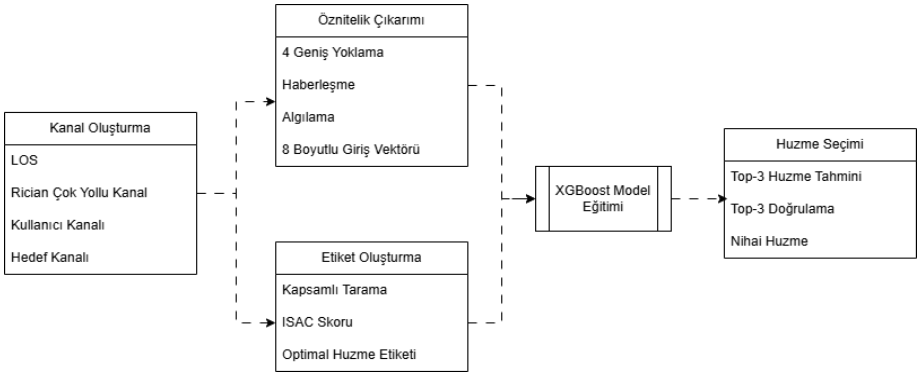
Bu çalışmada sistem modeli, huzme seçim algoritmaları ve tüm sayısal deneyler Python programlama dili ile NumPy, Matplotlib, Scikit-Learn ve XGBoost kütüphaneleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Akış diyagramı Şekil 1'de tanımlanmıştır.

Çalışmada, N=32 elemanlı bir tekdüze doğrusal anten dizisine (Uniform Linear Array, ULA) sahip bir ISAC baz istasyonu ele alınmıştır. Tanımlanan baz istasyonu haberleşme kullanıcısına hizmet ederken bir yandan da algılama hedefini aydınlatmaktadır. Kurgulanan sistemde baz istasyonunun kullanıcı ve hedef açılarını tam olarak bilmediği varsayılmakta ve kapsamlı huzme taraması yerine, azaltılmış alt-dizi kullanılarak oluşturulan dört geniş yoklama huzmesinden ölçümler elde edilerek ilerlenmektedir.

Bir θ açısına karşılık gelen normalize yönlendirme vektörü denklem (1)' de tanımlanmıştır.

$$a(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}}[1, e^{j2\pi d \sin\theta}, \dots, e^{j2\pi d\,(N-1)\sin\theta}]^T \quad (1)$$

Denklem (1) kullanılarak [-60°, +60°] aralığında eşit aralıklı, ayrı ayrı 16 ve 32 huzmeden oluşan sabit bir kod kitabı oluşturulmaktadır.



Şekil 1. Sistem Akış Diyagramı

LOS kanalında kullanıcı ve hedef kanal vektörleri sırasıyla $h_u = \mathbf{a_N}(\theta_u)$ **ve** $h_t = \mathbf{a_N}(\theta_t)$ olarak modellenmiştir. Çok-yollu modelleme ise bir doğrudan yol ve L yansıma yolundan oluşan Rician kanal modeli kullanılarak denklem (2)'deki gibi tanımlanmıştır.

$$h = \sqrt{\frac{K}{K+1}}\, a_N(\theta_0) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^{L} \frac{\beta_l}{\sqrt{L}}\, a_N(\theta_l) \tag{2}$$

Burada $K = 10^{\frac{K_{dB}}{10}}$, $\beta_l \sim C\mathcal{N}(0,1)$ ana değerlendirme için $K_{dB} = 3\text{dB}$ alınmıştır ve σ_θ standart sapmalı normal dağılımdan üretilen yansıma geliş açılarını belirtmektedir. Yoklama ölçümleri azaltılmış anten dizisi ile, doğru huzme etiketleri ise tam anten dizisi ile hesaplanmıştır. Her iki hesaplamada da aynı yol açıları ve yol kazançları kullanılarak giriş verileri ile etiketlerin aynı fiziksel kanal koşulunu temsil etmesi sağlanmıştır.

Tablo 1. Sistem ve Kanal Modeli Parametreleri

Parametre	Açıklama	Değer	Parametre	Açıklama	Değer
N	Anten dizisi eleman sayısı	32	K-faktörü	Rician K-faktörü	3 dB
M	Kod kitabındaki toplam huzme sayısı	16,32	L	Yansıma yol sayısı	3
α	ISAC ağırlık katsayısı	0,5	σ_θ	Yansıma yolu açısal yayılım standart sapması	25°
d	Anten elemanları arası mesafe	0,5λ	σ_v	Yoklama ölçüm gürültüsü standart sapması	0,05

Kod kitabındaki her huzme m için, haberleşme ve algılama kazançları sırası ile $G_{comm}(m) = |w_m^H h_U|^2$ ve $G_{csens}(m) = |w_m^H h_t|^2$ tanımlanmıştır. Her iki kazançta kendi maksimumlarına göre normalize edilerek (3) ile birleştirilir ve en yüksek ortak skora sahip huzme eğitim etiketi (4) olarak kullanılmaktadır.

$$J_m = \alpha \bar{G}_{comm}(m) + (1-\alpha)\bar{G}_{sens}(m) \tag{3}$$

$$m^* = \operatorname{argmax}_{m\in\{1,\dots,M\}} J_m \tag{4}$$

Çalışma kapsamında α= 0.5 olarak seçilmiştir. Burada amaç haberleşme ve algılamaya eşit ağırlık sağlanmasıdır.

Sekiz boyutlu yoklama vektörü çok sınıflı XGBoost makine öğrenmesi modeline aktarılmıştır. Burada, her kod kitabı huzmesi için bir sınıf olasılığı üretilmiştir. En yüksek olasılığa sahip üç huzme C_3 aday kümesini oluşturmuştur. Bu adaylar için $\varepsilon_m \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{ver}^2)$ gürültüsü eklenmiştir. Top-3 aday doğrulama ölçüm gürültüsü $\sigma_{ver} = 0.02$ olarak eklenmiştir. Denklem (5)'de nihai huzme seçimi yapılmıştır.

$$\hat{m}_{ver} = \operatorname{argmax}_{m\in C_3}(J_m + \varepsilon_m) \tag{5}$$

Top-1 ve Top-3 doğruluk oranı ile normalize optimallik oranı denklem (6) ile değerlendirilmiştir.

$$\eta = \frac{Jch}{Jopt} \tag{6}$$

Ölçüm maliyet hesabı için denklem (7) kullanılmıştır.

$$S(M) = 1 - \frac{7}{M} \tag{7}$$

Önerilen yöntemde dört geniş yoklama ve üç aday doğrulaması ile toplam yedi huzme aralığı bulunmaktadır.

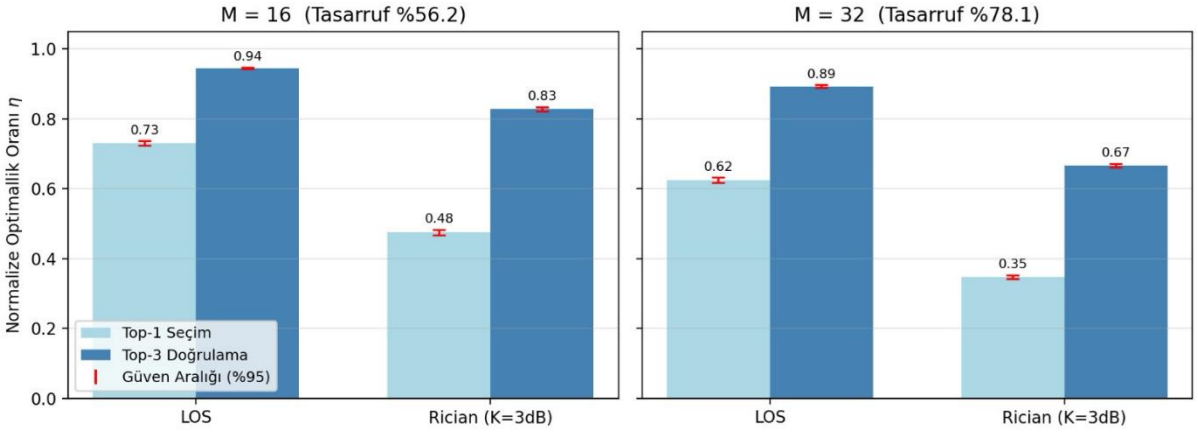
3. Sonuç Değerlendirmesi

XGBoost modeli M=16 ve M=32 huzmeli kod kitapları için iki farklı kanal koşulunda ayrı ayrı eğitilerek değerlendirilmiştir. Her senaryo için 10 bağımsız veri gerçeklemesi ve model eğitimi üzerinde ortalama %95 güven aralığı hesaplanmıştır. Elde edilen normalize optimallik oranları (η) Tablo 2'de gösterilmiştir.

Tablo 2. LOS ve Rician Çok Yollu Kanalda, M=16 ve M=32 Kod Kitapları için Ölçüm Maliyeti, Tasarruf Oranı ve Normalize Optimallik Oranları (Ortalama ± %95 Güven Aralığı)

Kanal	M	Ölçüm	Tasarruf	$\eta(\mathrm{Top}-1)$	$\eta(\mathrm{Top}-3)$
LOS	16	7	%56.2	0,730 ± 0,007	0,945 ± 0,002
Rician	16	7	%56.2	0,475 ± 0,008	0,827 ± 0,006
LOS	32	7	%78.1	0,625 ± 0,007	0,893 ± 0,004
Rician	32	7	%78.1	0,348 ± 0,005	0,666 ± 0,005

Şekil 2'de LOS ve Rician kanal koşulları altında M değerinin değişimi sonucu güven aralığı ve Top-1 seçimi ve Top-3 Doğrulama değerlerinin görselleştirilmesi aktarılmıştır.



Şekil 2. LOS ve Rician Çok-Yollu Kanal Koşullarında Top-1 Seçim ve Top-3 Doğrulama

Sonuçlar doğrultusunda üç aday huzme ile yapılan Top-3 doğrulama analizinin, tek seçim ile gerçekleştirilen Top-1 seçim analizine göre her kanal koşulunda daha iyi sonuç verdiği gözlemlenmiştir. LOS kanal modeli altında gerçekleştirilen çalışmanın normalize optimallik oranı yapılan bütün denemelerde daha yüksek sonuç vermiştir. M=16 kod kitabında Top-3 doğrulamada LOS ve Rician kanalları sırasıyla 0,945 ve 0,827 normalize optimallik elde etmiştir. Bu değerlendirmede ölçüm yükü tam taramaya göre %56.2 azaltılmıştır. M=32 kod kitabında ise %78.1'lik tasarruf sağlanmıştır.

Kaynaklar

[1]. Liu, Fan, Yuanhao Cui, Christos Masouros, Jie Xu, Tony Xiao Han, Yonina C. Eldar, ve Stefano Buzzi. "Integrated sensing and communications: Toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond." *IEEE journal on selected areas in communications* 40, no. 6 (2022): 1728-1767.

[2]. Demirhan, Umut, ve Ahmed Alkhateeb. "Integrated sensing and communication for 6G: Ten key machine learning roles." IEEE Communications Magazine 61, no. 5 (2023): 113-119.

[3]. Xue, Qing, Chengwang Ji, Shaodan Ma, Jiajia Guo, Yongjun Xu, Qianbin Chen, ve Wei Zhang. "A survey of beam management for mmWave and THz communications towards 6G." *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 26, no. 3 (2024): 1520-1559.

[4]. Xiao, Zhenyu, Tong He, Pengfei Xia, ve Xiang-Gen Xia. "Hierarchical codebook design for beamforming training in millimeter-wave communication." *IEEE Transactions on Wireless Communications* 15, no. 5 (2016): 3380-3392.

[5]. Chatzoglou, Efstratios, ve Sotirios K. Goudos. "Beam-selection for 5g/b5g networks using machine learning: A comparative study." *Sensors* 23, no. 6 (2023): 2967.

[6]. Chen, Tianqi, ve Carlos Guestrin. "Xgboost: A scalable tree boosting system." In *Proceedings of the 22nd acm sigkdd international conference on knowledge discovery and data mining*, pp. 785-794. 2016.

Çoklu Elektrot Voltaj Değerleri Kullanarak Biyomimetik Elektrolokasyon

Amir.B.Maralan[1], Gürhan Bulu[2], İsmail Uyanık[2]
Hacettepe Üniversitesi
Biyomühendislik Anabilim Dalı
Ankara
Amirboustanabadi25@hacettepe.edu.tr

Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
bulu@ee.hacettepe.edu.tr, ismailuyanik@hacettepe.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, su altındaki hareketli yapay bir elektrik kaynağının konumunu çoklu elektrot voltaj kayıtları ve kamerayla izleyen gerçek zamanlı, nedensel bir elektrolokasyon yöntemi sunulmaktadır. Önerilen C-RF Ridge modeli, çok kanallı voltaj geçmişini doğrusal olmayan rastgele öznitelik uzayına haritalayarak iki boyutlu konumu sırt regresyonuyla tahmin eder. On farklı deneme üzerinden yapılan "bir denemeyi dışarıda bırakarak doğrulama" (leave-one-trial-out) testlerinde model, gelecek verilerine ihtiyaç duymadan çevrimdışı BiLSTM referans modeliyle istatistiksel olarak eşdeğer doğruluk sağlamış ve adım başına 0.02 ms'den kısa sürede çalışmıştır. Ayrıca sensör yerleşimi, gürültü dayanımı ve uzamsal genelleme sınırları analiz edilmiştir.*

Abstract: *This study introduces a real-time, causal electrolocation method tracking the position of an underwater moving artificial electric source using multi-electrode voltage recordings and a camera. The proposed C-RF Ridge model aggregates multi-channel voltage histories, mapping them into a nonlinear random feature space to estimate two-dimensional positions via ridge regression. Under leave-one-trial-out evaluations across ten distinct trials, the model achieved statistical comparability to an offline BiLSTM reference model without requiring future samples, executing in less than 0.02 ms per frame. Furthermore, sensor deployment, noise robustness, and spatial generalization boundaries are comprehensively analyzed.*

1. Giriş

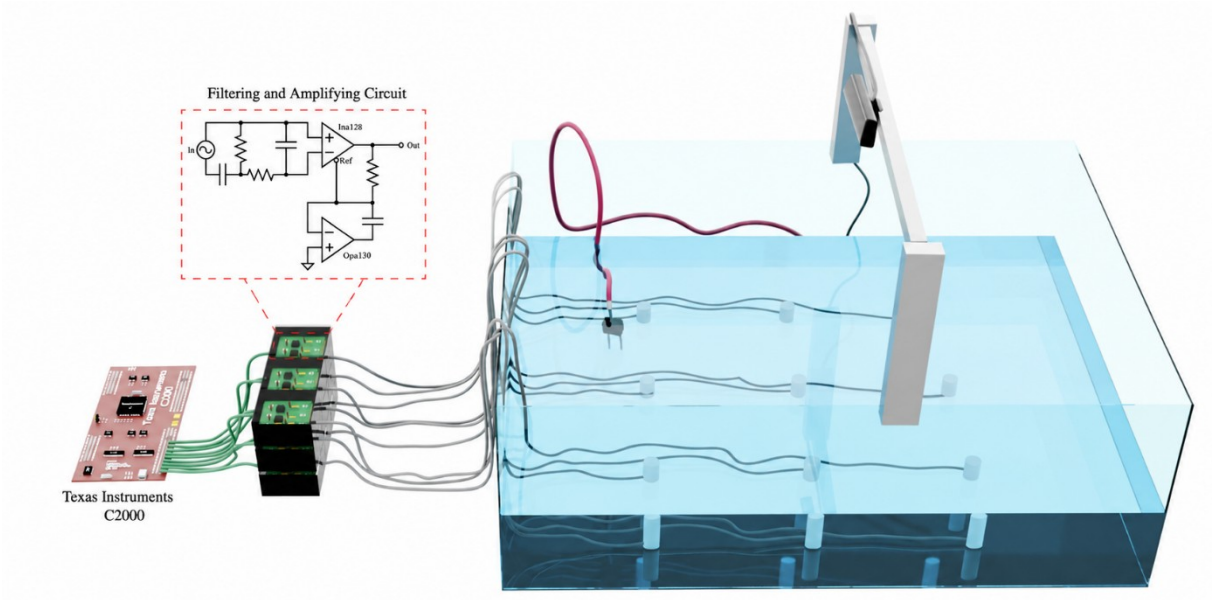
Zayıf elektrik balıklarının çevrelerini elektrik alanlarıyla algılama yeteneği (elektrolokasyon), görüşün kısıtlı olduğu su altı veya bulanık ortamlar için güçlü bir biyomimetik algılama modeli sunmaktadır. Ancak, dağıtık voltaj ölçümlerinden kaynak konumunun kestirilmesi, doğrusal olmayan yapısı nedeniyle zorlu bir ters problemdir [1,2]. Literatürdeki mevcut model veya optimizasyon tabanlı yöntemler yüksek hesaplama maliyetine ve kalibrasyon hassasiyetine sahipken, çift yönlü derin ağlar ise gelecek verilerine ihtiyaç duyduklarından gerçek zamanlı takibe uygun değildir [3]. Bu durum, anlık ölçümlerdeki belirsizlikleri çözebilmek adına yalnızca geçmiş verileri kullanan, nedensel ve hesaplama maliyeti düşük bir çevrimiçi konum kestirim modelinin araştırılmasını gerekli kılmaktadır [4].

Bu çalışmada, biyomimetik elektrolokasyon için kontrollü ve kamera görüntüsüyle doğrulanmış bir test platformu sunulmaktadır. Geliştirilen platform, biyolojik değişkenlikleri izole ederek model tahminlerinin senkronize bir referans gerçeklikle karşılaştırılmasına olanak tanır. Çalışmada önerilen nedensel rastgele özellikli sırt modeli (C-RF Ridge), mevcut ve geçmiş çoklu elektrot voltaj ölçümlerinden nedensel bir voltaj geçmişi vektörü oluşturur [5], bu vektörü sabit doğrusal olmayan rastgele özellik haritasına eşler ve iki boyutlu konumu tahmin etmek için bir sırt regresyonu okuması kullanır. Çevrimdışı BiLSTM modelinin doğruluk seviyesine ulaşabilen bu yöntem, test zamanında yinelemeli ters arama veya ağır tekrarlayan ağ eğitimlerine ihtiyaç duymadan milisaniyenin altındaki periyotlarda tamamen nedensel bir şekilde çevrimiçi çalışabilmektedir.

2. Yöntem

Bu çalışmada Şekil 1'de ayrıntılı biçimde gösterilen 86x80 cm boyutunda bir su tankı kullanılmıştır. Su tankının içerisine 9 (3x3) tane gümüş elektrod yerleştirilmiştir. Deneyler sırasında 100 mV genliğinde 350 Hz frekensında sinüsoidal bir aktif elektrik kaynağı su tankı içerisinde tüm alanı kapsayacak biçimde hareket ettirilerek dokuz elektrottan elde edilen voltajlar senkronize biçimde kaydedilmiştir. Aynı anda kameranın çektiği görüntüler de senkronize biçimde kaydedilmiştir. Çalışma sırasında 30 saniyelik 10 adet veri kümesi kaydı yapılmıştır. Bu veriler aktif voltaj kaynağının konumunu bulmak için kullanılan yöntemlerde eğitim ve test için kullanılmıştır. Burada eğitim ve test için kullanılan yapay sinir ağlarının giriş katmanı 9 nörona, 2 adet gizli katmanı 128'şer adet nörona ve çıkış katmanı 2 nörona sahiptir. Bu sinir ağları farklı yöntemlerin eğitimi için kullanılmıştır. Bu yöntemlerden,

geçmiş ve gelecek voltaj değerlerini birlikte kullanan BiLSTM ile birlikte sadece geçmiş voltaj değerlerini kullanan C-RF Ridge modelinin çevrimiçi konumlandırma başarımı diğer yöntemlerden öne çıkmıştır. Bu başarının kök nedenlerini anlamak amacıyla bir sonraki aşamada yapısal ablasyon testlerine geçilerek rastgele özniteliklerin ve zaman geçmişinin performansa etkisi ayrıştırılmıştır. Ardından, gereken optimum geçmiş bilgi miktarını ve ara belleğin henüz dolmadığı ilk anlardaki sistem davranışını belirlemek için geçmiş ufku ve soğuk başlangıç analizleri yürütülmüştür. Modelin gerçek zamanlı uygulamalara uygunluğunu doğrulamak adına çerçeve başına çıkarım süreleri test edilmiş; hemen sonrasında ise performansı şekillendiren donanımsal faktörleri anlamak için elektrot yerleşim düzeni ve kanal ablasyon analizleri yapılmıştır. Son aşamalarda ise sistemin saha koşullarındaki direncini ölçmek amacıyla test zamanı gürültü ve sürüklenme perturbasyonları uygulanmış, nihayetinde modelin pratik dağıtım sınırlarını belirlemek üzere uzamsal ekstrapolasyon stres testleri ve veri verimliliği analizleri gerçekleştirilmiştir.



Şekil 1. Elektrolokasyon deney düzeneğinin genel görünümü ve fiziksel bileşenleri

3. Bulgular ve Tartışma

Önerilen nedensel C-RF Ridge modeli, gelecek verilerine ihtiyaç duymadan, anlık MLP (10.921 cm) ve standart nedensel LSTM (11.440 cm) gibi çevrimiçi baz hatlarını geride bırakarak, çevrimdışı BiLSTM referans modeliyle (9.401 cm) istatistiksel olarak benzer ($p=0.689$) bir konumlandırma başarısı (9.273 cm ortalama hata, 10.907 cm RMSE) elde etmiştir. Yapısal bileşen çıkarma testleri, bu başarının tek başına anlık veriden ziyade, 128 örnek uzunluğundaki nedensel zaman geçmişi ile doğrusal olmayan rastgele özelliklerin sinerjik birleşiminden kaynaklandığını; aksine modele bağımsız voltaj türevlerinin (dV/dt) eklenmesinin doğruluğu olumsuz etkilediğini göstermiştir. Zamansal analizlerde, ara belleğin henüz boş olduğu ilk 0.1 saniyede 17.760 cm olan "soğuk başlangıç" hatasının, arabellek tamamen dolduktan sonra kararlı durumda 9.189 cm'ye düştüğü saptanmıştır. Akış modunda çerçeve başına elde edilen 0.01519 ms'lik çıkarım süresi ise sinyalin örnekleme aralığının (~3.2 ms) iki mertebe altında kalarak ve Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) gibi yinelemeli ters aramalara ihtiyaç duymayarak gerçek zamanlı uygulamalar için geniş bir işlem payı sunmaktadır. Elektrot dizilimine yönelik donanımsal analizler, yerleşim düzeninin doğruluğu doğrudan şekillendirdiğini ortaya koymuştur. Model, test aşamasındaki %10 seviyesindeki eklemeli Gauss gürültüsüne (9.460 cm) ve ofset kaymalarına (9.461 cm) karşı yüksek direnç gösterirken, kanallar arası genlik ilişkisini bozan %10 kazanç sürüklenmelerine (9.941 cm) karşı daha hassastır. Son olarak, tankın belirli çeyrek alanlarının eğitimden tamamen dışarıda bırakıldığı uzamsal stres testlerinde hatanın 17.501 cm'ye kadar yükselmesi ve kalibrasyon deneme sayısı 1'den 9'a çıkarıldıkça hatanın sistematik olarak düşmesi; modelin iyi örneklenmiş çalışma alanındaki interpolasyon başarısını kanıtlamış, ancak hiç görülmeyen coğrafi bölgelerde ekstrapolasyon yeteneğinin zayıfladığını ortaya koyarak pratik dağıtımlarda uzamsal kalibrasyon kapsamının en kritik sınır olduğunu doğrulamıştır.

4. Sonuç

Bu çalışma, biyomimetik elektrolokasyon tabanlı konum kestiriminde geleneksel çevrimdışı ardışık yeniden yapılandırma yaklaşımlarından, gerçek zamanlı nedensel algılama sistemlerine geçişi destekleyen güçlü bir altyapı

sunmaktadır. Geliştirilen C-RF Ridge modeli; gelecek verilerine bağımlı karmaşık çift yönlü mimarilere veya yinelemeli ters arama algoritmalarına ihtiyaç duyulmadan, sadece kısa bir nedensel voltaj geçmişi ufkundan yüksek doğrulukta ve milisaniye altı sürelerde çevrimiçi takip yapılabileceğini kanıtlamıştır. Araştırmadan elde edilen en temel sistem tasarımı çıktısı, elektrolokasyon başarısının yalnızca algoritmik bir kestirim problemi

olmadığı; aksine nedensel kestiricilerin, donanımsal elektrot yerleşim geometrilerinin ve uzamsal kalibrasyon protokollerinin ortaklaşa tasarlanması gereken bütüncül bir mühendislik problemi olduğudur. Sunulan bu kontrollü baz hattı; gelecekte modelin mobil robotik platformlara entegre edilmesi, çoklu kaynak takibi, derinlik veya yönelim kestirimi gibi daha karmaşık ve çok boyutlu elektromanyetik ters problemlerin gerçek zamanlı çözümü için elverişli bir zemin hazırlamaktadır.

Kaynaklar

[1]. Bonnetier E., Triki F., ve Tsou C. H., “On the electro-sensing of weakly electric fish,” Journal of Mathematical Analysis and Applications, cilt 464, ss. 280-303, 2018.

[2]. Ammari H., Boulier T., Garnier J., ve Wang H., “Shape recognition and classification in electro-sensing,” Proceedings of the National Academy of Sciences, cilt 111, ss. 11652-11657, 2014.

[3]. Raab T., Madhav M. S., Jayakumar R. P., Henninger J., Cowan N. J., ve Benda J., “Advances in non-invasive tracking of wave-type electric fish in natural and laboratory settings,” Frontiers in Integrative Neuroscience, cilt 16, ss. 1-17, 2022.

[4]. Ding Z. ve Peng J., “Underwater active electrolocation for marine robotics and offshore inspection: A systematic review and benchmarking protocol,” Journal of Ocean Engineering and Science, 2026.

[5]. Ammari H., Boulier T., Garnier J., ve Wang H., “Mathematical modelling of the electric sense of fish: the role of multi-frequency measurements and movement, ss. 1-16, 2017.

GNSS Tabanlı Toplam Elektron İçeriği Kullanılarak Türkiye'de Yıldırım Kaynaklı İyonosferik Tedirginliklerin Belirlenmesi

Tuğba ACAR, Ramazan ATICI*, Serhat KORLAELÇİ
Muş Alparslan Üniversitesi
Fizik Bölümü
Muş
r.atici@alparslan.edu.tr, s.korlaelci@alparslan.edu.tr,

*Muş Alparslan Üniversitesi
Fizik Bölümü
Muş
r.atici@alparslan.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, Türkiye iyonosferinde gözlenen yıldırım kaynaklı tedirginlikler GNSS tabanlı Toplam Elektron İçeriği (TEİ) gözlemleri kullanılarak incelenmiştir. Analizlerde, Türkiye Ulusal Sabit GNSS Ağı-Aktif (TUSAGA-Aktif) istasyonlarından elde edilen 30 saniye örneklemeli TEİ verileri ile Meteoroloji Genel Müdürlüğü Yıldırım Takip ve Tespit Sistemi (YTTS) kayıtları birlikte değerlendirilmiştir. Ham TEİ serileri Savitzky–Golay filtresi kullanılarak eğilimden arındırılmış, diferansiyel TEİ (dTEİ) ve TEC Değişim Oranı İndeksi (ROTI) parametreleri hesaplanmıştır. Jeomanyetik koşulların sakin olduğu 3 Haziran 2023 tarihine ait örnek olay analizi, dTEİ ve ROTI değerlerinde gözlenen artışların yoğun yıldırım aktivitesi ile zamansal olarak uyumlu olduğunu göstermektedir. Bulgular, GNSS tabanlı gözlemlerin yıldırım kaynaklı iyonosferik tedirginliklerin belirlenmesinde etkili bir yöntem olduğunu ve iyonosferik tepkinin arka plan iyonosfer koşulları ile mekânsal değişkenlere bağlı olarak farklılık gösterebildiğini ortaya koymaktadır.

Abstract: *This study investigates lightning-induced disturbances observed in the Turkish ionosphere using GNSS-based Total Electron Content (TEC) observations. The analyses combined 30-second sampled TEC data from the Turkish National Permanent GNSS Network-Active (TUSAGA-Active) stations with records from the Turkish Meteorological General Directorate's Lightning Tracking and Detection System (YTTS). Raw TEC series were detrended using a Savitzky–Golay filter, and differential TEC (dTEC) and TEC Rate of Change Index (ROTI) parameters were calculated. A sample analysis of June 3, 2023, a date with calm geomagnetic conditions, shows that the observed increases in dTEC and ROTI values are temporally consistent with intense lightning activity. The findings demonstrate that GNSS-based observations are an effective method for determining lightning-induced ionospheric disturbances, and that the ionospheric response can vary depending on background ionospheric conditions and spatial variables.*

1. Giriş

Oldukça dinamik yapısı sayesinde elektron yoğunluğundaki kısa süreli değişimler iyonosferi radyo dalgaları yayılımı başta olmak üzere küresel navigasyon ve uydu haberleşme sistemleri üzerinde önemli rol oynayan bir atmosfer tabakası haline getirir[1,2]. İyonosferde meydana gelen değişimler çoğunlukla güneş ve jeomanyetik kaynaklı olsa da alt atmosfer kaynaklı yıldırım ve şiddetli konvektif fırtınalar gibi süreçlerin de iyonosfer üzerinde etkili olabileceği gösterilmiştir [3-5].

Yıldırım deşarjları sırasında oluşan elektromanyetik darbeler ve atmosferik iç yerçekimi dalgaları (IGW), iyonosferde elektron yoğunluğu değişimlerine ve Gezgin İyonosferik Bozuklukların (TID) oluşumuna neden olabilmektedir [6]. Bu değişimlerin belirlenmesinde GNSS tabanlı Toplam Elektron İçeriği (TEİ) gözlemleri önemli bir araç olup, eğilimden arındırılmış TEİ (dTEİ) ve TEC Değişim Oranı İndeksi (ROTI) kısa süreli iyonosferik düzensizliklerin belirlenmesinde yaygın olarak kullanılmaktadır [7,8].

Bu çalışmada, TUSAGA-Aktif istasyonlarından elde edilen GNSS-TEİ verileri ile Meteoroloji Genel Müdürlüğü Yıldırım Takip ve Tespit Sistemi (YTTS) kayıtları birlikte değerlendirilerek Türkiye üzerinde meydana gelen yıldırım kaynaklı iyonosferik tedirginlikler araştırılmıştır.

2. Materyal ve Metot

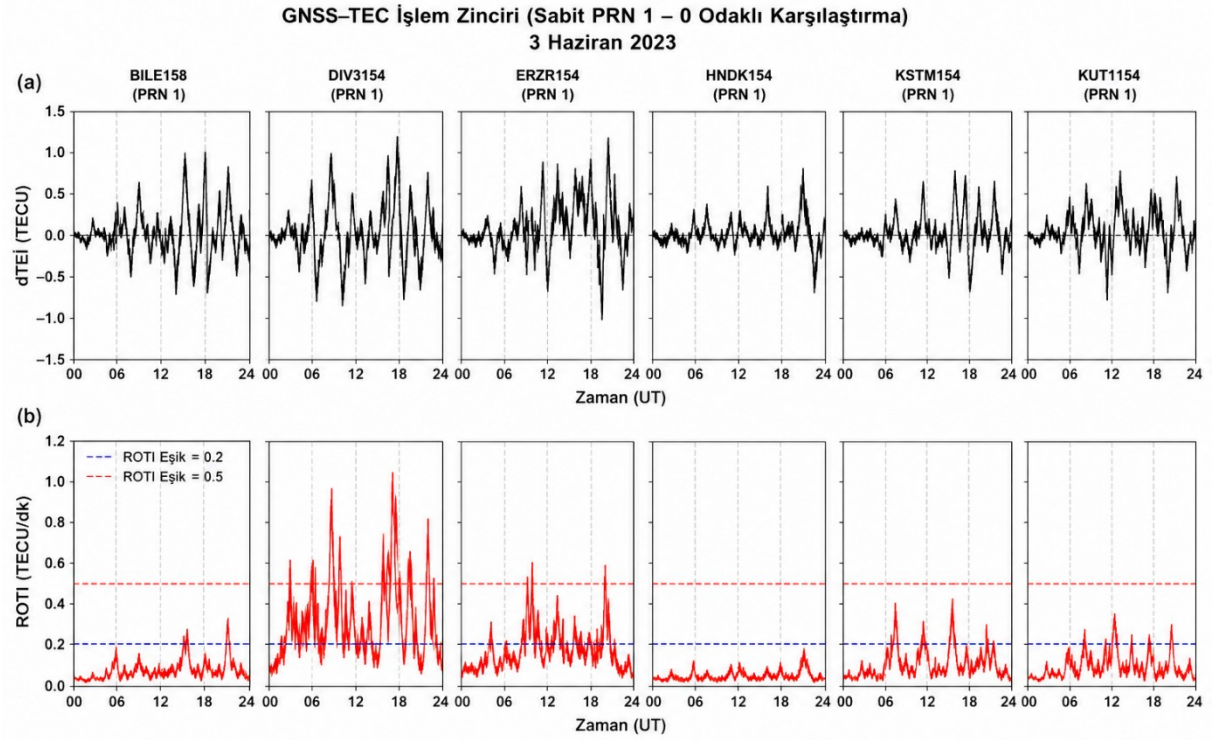
Çalışmada TEİ verileri Türkiye Ulusal Sabit GNSS Ağı-Aktif (TUSAGA-Aktif) istasyonlarından elde edilen 30 saniye ham RINEX verilerinden Gopi yazılımı aracılığıyla elde edilmiştir. Türkiye'nin farklı coğrafi koordinatlarından 6 farklı istasyon (BILE158, DIV3154, ERZR154, HNDK154, KSTM154 ve KUT1154) için elde edilen TEİ verileri Yıldırım aktiviteleri ise Meteoroloji Genel Müdürlüğü Yıldırım Takip ve Tespit Sistemi (YTTS) tarafından sağlanan zaman ve konum bilgileri kullanılarak analiz edilmiştir.

Örnek olay olarak, jeomanyetik olarak sakin ve Türkiye üzerinde yoğun yıldırım aktivitesinin gözlendiği 3 Haziran 2023 tarihi seçilmiştir. Ham TEİ zaman serileri, uzun dönemli eğilimlerin giderilmesi amacıyla Savitzky–Golay filtresi [9] kullanılarak işlenmiş ve diferansiyel TEİ (dTEİ) serileri elde edilmiştir (). İyonosferik düzensizliklerin belirlenmesi için ayrıca TEC Değişim Oranı İndeksi (ROTI) hesaplanmıştır. Elde edilen dTEİ ve ROTI serileri, aynı zaman aralığındaki yıldırım kayıtları ile karşılaştırılarak yıldırım aktivitesinin iyonosfer üzerindeki olası etkileri değerlendirilmiştir.

3. Bulgular ve Tartışma

Çalışmada 3 Haziran 2023 tarihine ait GNSS-TEİ gözlemleri ile YTTS yıldırım kayıtları birlikte değerlendirilmiştir. Ham TEİ verilerine uygulanan Savitzky–Golay filtresi sonrasında elde edilen dTEİ serileri, kısa süreli iyonosferik değişimlerin daha belirgin olarak izlenmesini sağlamıştır. Ayrıca hesaplanan ROTI değerleri kullanılarak iyonosferik düzensizliklerin zamansal değişimi analiz edilmiştir.

Şekil 1'de bu tarihteki dTEİ ve ROTI zaman serileri gösterilmektedir. Gün boyunca elde edilen dTEİ serisinde kısa süreli pozitif ve negatif salınımların belirgin biçimde arttığı görülmektedir. Aynı zaman aralığında hesaplanan ROTI değerleri de iyonosferik düzensizliklerin arttığını göstermektedir. Özellikle dTEİ genliğinin arttığı zaman aralıklarında ROTI değerlerinin de yükselmesi, elektron yoğunluğundaki kısa süreli değişimlerin iyonosferik düzensizliklerle uyumlu olduğunu ortaya koymaktadır.



Şekil 1. 3 Haziran 2023 tarihinde seçilen altı TUSAGA-Aktif istasyonunda elde edilen (a) dTEİ ve (b) ROTI zaman serileri. dTEİ serileri Savitzky–Golay filtresi ile eğilimden arındırılmış GNSS-TEİ verilerinden elde edilmiştir. ROTI grafiklerinde mavi ve kırmızı kesikli çizgiler sırasıyla 0,2 ve 0,5 TECU/dk eşik değerlerini göstermektedir.

Yapılan istatistiksel analizler de bu gözlemleri desteklemektedir (Tablo 1'e bakınız). 3 Haziran günü için |dTEİ| p95 değeri 0.385 TECU, |IGW| p95 değeri 0.320 TECU, |IGW| p99 değeri ise 0.614 TECU olarak hesaplanmıştır. Aynı gün ROTI p95 değeri 0.167 TECU/dk olup incelenen günler içerisindeki en yüksek değerdir. Bu sonuçlar, jeomanyetik olarak sakin koşullarda (Kp=1.7, Dst=-10 nT) gözlenen iyonosferik değişimlerin güneş aktivitesinden ziyade yıldırım kaynaklı atmosferik süreçlerle ilişkili olabileceğini göstermektedir.

Tablo 1. 3 Haziran 2023 günü için istasyon bazlı iyonosferik göstergeler

İSTASYON	|DTEİ| P95	|IGW| P95	ROTI P95	ROTI>0.2 (%)
BILE	0.344	0.296	0.081	0.32
DIV3	0.444	0.341	0.364	19.55
ERZR	0.507	0.412	0.099	0.38
HNDK	0.310	0.268	0.065	0.20
KSTM	0.355	0.332	0.086	0.38
KUT1	0.316	0.261	0.090	0.40

4. Sonuç

Bu çalışmada, 3 Haziran 2023 tarihinde Türkiye üzerinde meydana gelen yıldırım aktivitesinin iyonosfer üzerindeki olası etkileri, TUSAGA-Aktif istasyonlarından elde edilen GNSS-TEİ verileri kullanılarak incelenmiştir. Savitzky–Golay filtresi ile elde edilen dTEİ serileri ve hesaplanan ROTI değerleri birlikte değerlendirilerek iyonosferik düzensizlikler analiz edilmiştir.

Elde edilen bulgular, jeomanyetik açıdan sakin koşullarda (Kp ≤ 2 ve Dst = −10 nT) dTEİ ve ROTI parametrelerinde belirgin değişimlerin meydana geldiğini göstermektedir. Özellikle 3 Haziran 2023 günü için hesaplanan yüksek |dTEİ| ve ROTI istatistikleri, yıldırım aktivitesi ile iyonosferik düzensizlikler arasında zamansal bir ilişki bulunduğunu ortaya koymaktadır. Ayrıca istasyonlar arasında gözlenen farklılıklar, yıldırım kaynaklı etkilerin bölgesel ölçekte değişkenlik gösterebildiğini işaret etmektedir.

Sonuç olarak, GNSS tabanlı dTEİ ve ROTI analizlerinin yıldırım kaynaklı iyonosferik tedirginliklerin belirlenmesinde etkili göstergeler olduğu değerlendirilmiştir. Bununla birlikte, yıldırım–iyonosfer etkileşiminin daha kapsamlı olarak ortaya konulabilmesi için farklı mevsimleri kapsayan uzun dönemli gözlemler ile meteorolojik ve jeomanyetik parametrelerin birlikte değerlendirildiği çok disiplinli çalışmaların sürdürülmesi gerekmektedir.

Kaynaklar

[1] Davies, K., Ionospheric Radio. Peter Peregrinus Ltd., London, UK, 1990.

[2] Arıkan, F., Nayır, H., Sezen, U. ve Arıkan, O., "Estimation of single station interfrequency receiver bias using GPS-TEC," Radio Science, 43(4), RS4004, 2008.

[3] Pi, X., Mannucci, A. J., Lindqwister, U. J. ve Ho, C. M., "Monitoring of global ionospheric irregularities using the worldwide GPS network," Geophysical Research Letters, 24(18), 2283–2286, 1997.

[4] Astafyeva, E., "Ionospheric Detection of Natural Hazards," Reviews of Geophysics, 57(4), 1265–1288, 2019.

[5] Atıcı, R., Güzel, E., Canyılmaz, M. ve Sağır, S. (2016). The effect of lightning-induced electromagnetic waves on the electron temperatures in the lower ionosphere. Kuwait Journal of Science, 43(4).

[6] Vadas, S. L. ve Liu, H., "Generation of large-scale gravity waves and neutral winds in the thermosphere from the dissipation of convectively generated gravity waves," Journal of Geophysical Research: Space Physics, 114, A10310, 2009.

[7] Inan, U. S., Piddyachiy, D., Peter, W. B., Sauvaud, J. A. ve Parrot, M., "DEMETER satellite observations of lightning-induced electron precipitation," Geophysical Research Letters, 37, L07103, 2010.

[8] Osei-Poku, K., Danso, K. A., Amory-Mazaudier, C. vd. "Characterization of ionospheric irregularities using GNSS-derived ROTI observations," Advances in Space Research, 68, 2021.

[9] Savitzky, A. ve Golay, M. J. E., "Smoothing and Differentiation of Data by Simplified Least Squares Procedures," Analytical Chemistry, 36(8), 1627–1639, 1964.

Yer Altı Görüntüleme Radarı (GPR) Uygulamaları İçin Çift Bantlı Papyon Anten Tasarımı

Alperen BAYBOSTAN, Elif Merve KÜÇÜKÖNER
Süleyman Demirel Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Isparta
alperenbaybostan35@gmail.com, elifkucukoner@sdu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, yer altı görüntüleme radarı (GPR) uygulamaları için 1 GHz altında çalışan çift bantlı bir papyon anten tasarımı sunulmuştur. CST Studio Suite ortamında gerçekleştirilen benzetimlerde, katmanlı anten yapısı eşlenik yarık hücreli metayüzey ve reflektör ile desteklenmiştir. Nihai yapı 638,4 MHz ve 923,2 MHz merkez frekanslarında çalışmış; bu bantlarda sırasıyla 8 MHz ve 138,4 MHz bant genişliği ile 3,64 dBi ve 5,04 dBi kazanç elde edilmiştir. Sonuçlar, önerilen yapının düşük frekanslı GPR uygulamaları için uygun bir çift bantlı anten adayı olduğunu göstermektedir.*

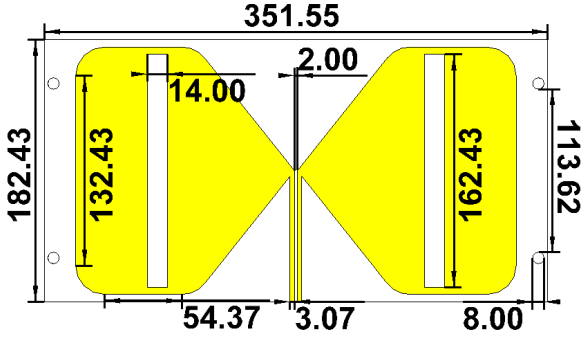
Abstract: *In this study, a dual-band bow-tie antenna operating below 1 GHz was designed for Ground Penetrating Radar (GPR) applications. The stepped antenna structure was combined with a complementary slotted-cell metasurface and a reflector, and analyzed using CST Studio Suite. The final design operated at center frequencies of 638.4 MHz and 923.2 MHz, providing bandwidths of 8 MHz and 138.4 MHz and gains of 3.64 dBi and 5.04 dBi, respectively. The results indicate that the proposed structure is a suitable dual-band antenna candidate for low-frequency GPR applications.*

1. Giriş

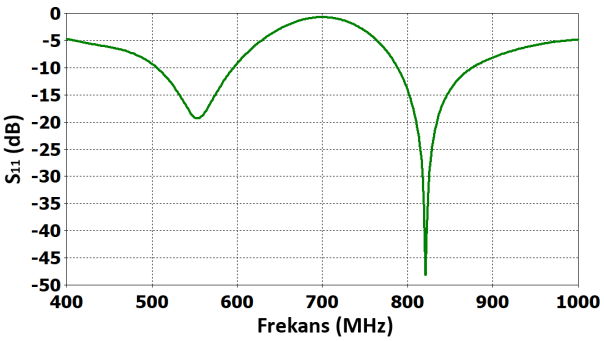
Yer altı görüntüleme radarı (Ground Penetrating Radar, GPR), elektromanyetik dalgalar kullanarak yer altındaki nesne ve yapısal süreksizliklerin tahribatsız biçimde belirlenmesini sağlayan bir yöntemdir. GPR sistemlerinde çalışma frekansı, bant genişliği, kazanç ve ışıma karakteristiği; algılama derinliği ile çözünürlük üzerinde doğrudan etkilidir [1-3]. Düzlemsel yapıları, kolay üretilebilirlikleri ve geniş ya da çok bantlı çalışmaya uygunlukları nedeniyle papyon antenler bu uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır [1-2]. Besleme bölgesindeki geometrik düzenlemeler ilave rezonansların oluşturulmasına katkı sağlarken [4-5], metayüzey ve reflektör yapıları kazanç ile yönlülüğün iyileştirilmesinde kullanılabilmektedir [6-8]. Bu çalışmada, 1 GHz altındaki GPR uygulamaları için kademeli papyon anten, eşlenik yarık hücreli metayüzey ve tam yüzeyli reflektörden oluşan çift bantlı bir yapı CST Studio Suite ortamında sayısal olarak incelenmiştir.

2. Papyon Anten Tasarımı ve Benzetim Sonuçları

Tasarımı gerçekleştirilen papyon anten, 550 MHz ve 820 MHz merkez frekanslarında çalışacak şekilde modellenmiştir. Anten yapısı tasarlanırken taban malzemesi olarak bağıl dielektrik sabiti (ε_r=4,3), kayıp tanjantı (tan δ=0,0025) ve kalınlığı 1,6 mm olan FR-4 kullanılmıştır. Metal tabaka 35 µm kalınlığında bakır olarak tanımlanmıştır (şekildeki tüm uzunluklar milimetre cinsindedir).



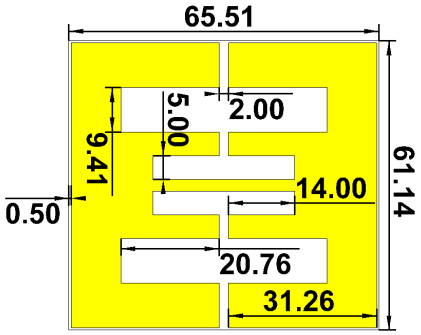
Şekil 1(a). Slotlu Papyon Anten Tasarımı



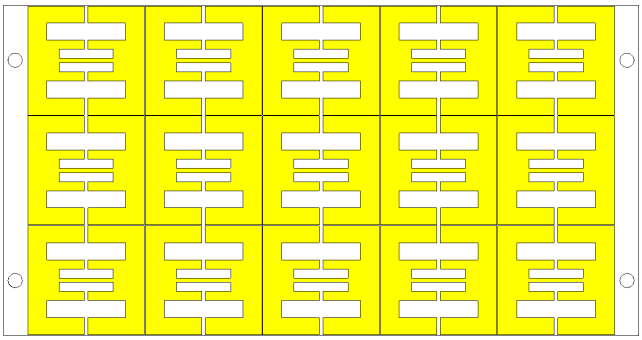
Şekil 1(b). Geri Dönüş Kaybı (S_{11})

Şekil 1(a)'da verilen anten geometrisinde, papyon kollarına eklenen slotlar ile yüzey akım dağılımlarının değiştirilmesi ve ikinci bir rezonans oluşturulması amaçlanmıştır. Şekil 1(b)'deki S_{11} sonuçlarına göre anten, 553,59 MHz ve 820,8 MHz'de sırasıyla −19,34 dB ve −48,04 dB geri dönüş kaybı göstermiştir. −10 dB kriterine göre bu bantlarda 90,04 MHz ve 87,69 MHz bant genişliği elde edilmiştir. İki çalışma bandı arasında kesintisiz empedans uyumu sağlanamadığından yapı çift bantlı olarak değerlendirilmiştir.

3. Metayüzey ve Reflektör Katmanları Tasarımı



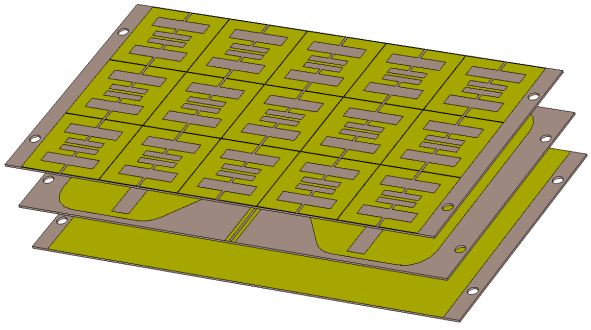
Şekil 2(a). Eşlenik Yarık Hücreli Metayüzey Birim Hücresi



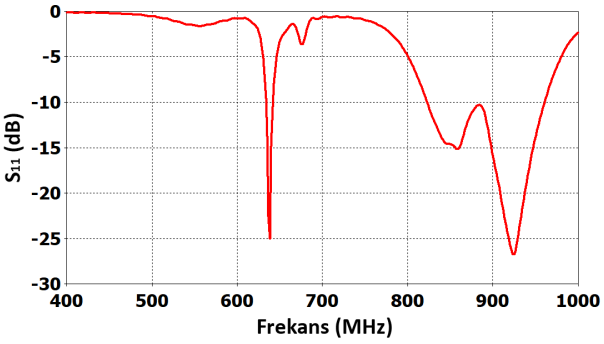
Şekil 2(b). Eşlenik Yarık Hücreli Metayüzey

Şekil 2(a)'da eşlenik yarık hücreli metayüzeyin birim hücre geometrisi, Şekil 2(b)'de ise bu birim hücrelerin periyodik olarak dizilmesiyle oluşturulan nihai metayüzey yapısı gösterilmektedir. Papyon antenin çalışma bantlarını ve ışıma performansını iyileştirmek amacıyla eşlenik yarık hücreli metayüzey ve reflektör yapıları sisteme eklenmiştir. Metayüzey, 1,6 mm kalınlığındaki FR-4 taban üzerine 35 µm kalınlığında bakır kullanılarak oluşturulmuş ve antenin üst kısmına yerleştirilmiştir. Reflektör ise antenin alt kısmında konumlandırılmış ve FR-4 tabanın bir yüzeyini tamamen kaplayan bakır katmandan oluşturulmuştur. Anten ile metayüzey ve anten ile reflektör arasındaki hava boşlukları 35 mm olarak belirlenmiştir. Reflektör kullanımıyla geri yöndeki ışımanın azaltılması ve elektromanyetik enerjinin hedef doğrultusunda yoğunlaştırılması amaçlanmıştır. Anten, metayüzey ve reflektör katmanlarının yüzey boyutları 325,55 × 182,43 mm'dir (tüm uzunluklar milimetre cinsinden verilmiştir).

4. Çift Bantlı Anten Sistemi Tasarımı ve Benzetim Sonuçları

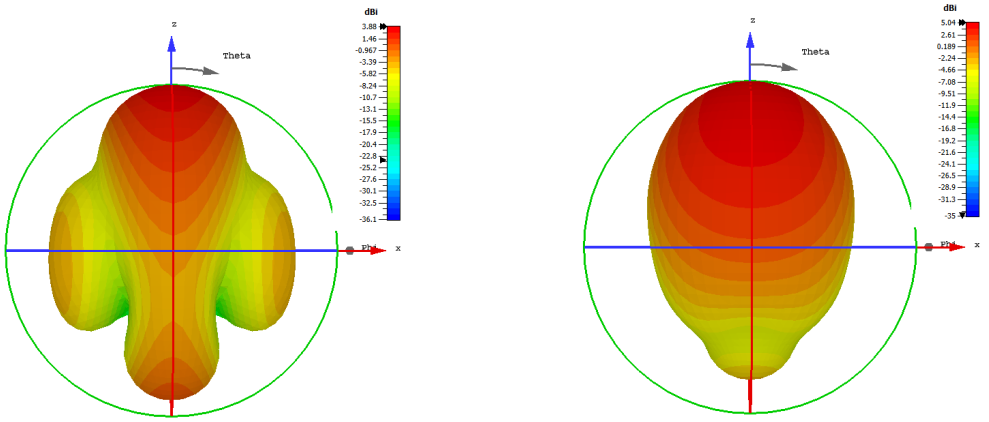


Şekil 3(a). Nihai GPR Anten Sistemi Yapısı



Şekil 3(b). Nihai Yapı Geri Dönüş Kaybı (S_{11})

Şekil 3(a)'da metayüzey, papyon anten ve reflektör katmanlarından oluşan nihai yapı gösterilmektedir. Şekil 3(b)'deki S_{11} grafiğine bakılırsa tasarımı yapılan anten yapısı, 638,4 MHz ve 923,2 MHz merkez frekanslarında sırasıyla −25,64 dB ve −26,45 dB geri dönüş kaybı sergilemiştir. −10 dB empedans bant genişliği kriterine göre alt çalışma bandında 8 MHz, üst çalışma bandında ise 138,4 MHz bant genişliği elde edilmiştir. Metayüzey ve reflektör entegrasyonu sonucunda rezonans frekansları değişmiş, özellikle üst çalışma bandının bant genişliği artırılmış ve çift bantlı çalışma karakteristiği korunmuştur.



(a) (b)

Şekil 4. Anten yapısının uzak alanda üç boyutlu kazanç grafiği **(a)** 638,4 MHz **(b)** 923,2 MHz

Şekil 4'te nihai anten yapısının 638,4 ve 923,2 MHz'deki üç boyutlu kazanç örüntüleri verilmiştir. 638,4 MHz'de 3,64 dBi kazanç elde edilmesine rağmen ışımanın hedef doğrultuda yeterince yoğunlaşmadığı görülmektedir. 923,2 MHz'de ise kazanç 5,04 dBi'ye yükselmiş, geri yönlü ışıma azalmış ve enerji hedef doğrultuda yoğunlaşmıştır. Bu durum, metayüzey ve reflektörün üst çalışma bandındaki yönlülüğü iyileştirdiğini göstermektedir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, 1 GHz altındaki GPR uygulamalarında kullanılmak üzere kademeli papyon anten, eşlenik yarık hücreli metayüzey ve reflektörden oluşan çift bantlı bir anten yapısı tasarlanmış ve benzetim yoluyla incelenmiştir. Nihai yapıda 638,4 MHz'de 8 MHz bant genişliği, 3,64 dBi kazanç ve %49,19 radyasyon verimliliği; 923,2 MHz'de ise 138,4 MHz bant genişliği, 5,04 dBi kazanç ve %82,48 radyasyon verimliliği elde edilmiştir. Metayüzey ve reflektörün anten yapısına eklenmesiyle özellikle 923,2 MHz bandında geri yöndeki ışıma azaltılmış ve elektromanyetik enerji hedef doğrultuda yoğunlaştırılmıştır. Böylece düşük frekans bandında nüfuz derinliğini destekleyen, üst frekans bandında ise daha geniş bant genişliği, yüksek kazanç ve yüksek verimlilik sunan çift bantlı bir yapı ortaya konmuştur. Elde edilen sonuçlar, önerilen antenin farklı derinlik ve çözünürlük gereksinimlerine sahip GPR uygulamalarında kullanılabilecek uygun bir aday olduğunu göstermektedir. Gelecek çalışmalarda tasarımın üretilerek ölçüm sonuçlarıyla doğrulanması ve farklı toprak özellikleri altındaki performansının incelenmesi planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1] Ali, J., Abdullah, N., Ismail, M.Y., Mohd, E., Shah, S.M., 2017. Ultra-Wideband Antenna Design for GPR Applications: A Review. International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA), 8(7), 392-400.

[2] Nayak, R., Maiti, S., 2019. A Review of Bow-Tie Antennas for GPR Applications. IETE Technical Review, 36(4), 382-397.

[3] Rial, F.I., Pereira, M., Lorenzo, H., Arias, P., Novo, A., 2009. Resolution of GPR bowtie antennas: An experimental approach. Journal of Applied Geophysics, 67, 367-373.

[4] Behera, D., Dwivedy, B., Mishra, D., Behera, S.K., 2018. Design of a CPW fed compact bow-tie microstrip antenna with versatile frequency tunability. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 12(6), 841-849.

[5] Kumar, G., Mevada, P., Gupta, R.C., Singh, V.K., Mahajan, M.B., 2024. Compact Linearly Polarized Resistor Loaded Bow-Tie Antenna for GPR System. IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON), DOI: 10.1109/MAPCON61407.2024.10923229.

[6] Kundu, S., Chatterjee, A., 2021. Sharp Triple-Notched Ultra Wideband Antenna with Gain Augmentation Using FSS for Ground Penetrating Radar. Wireless Personal Communications, 117, 1399-1418.

[7] Pi, S., Wang, T., Lin, J., 2023. Directional and High-Gain Ultra-Wideband Bow-Tie Antenna for Ground-Penetrating Radar Applications. Remote Sensing, 15, 3522.

[8] Qu, S.-W., Chan, C.H., Xue, Q., 2009. Ultrawideband Composite Cavity-Backed Rounded Triangular Bowtie Antenna with Stable Patterns. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 23(5-6), 685-695.

Tabana Tümleşik Dalga Kılavuzu Besleme Ağının 5G n257 / n258 / n261 Çift Kutuplu Açıklık-Kuplajlı Yama Anten Dizisi Performansına Etkisi

Burak Uzman, Mehmet Çiydem
Gazi Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği / Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara
25830604002@gazi.edu.tr, mehmetciydem@gazi.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada; 5G FR2 baz istasyonları için çift kutuplu (±45° doğrusal) ve geniş bantlı bir açıklık-kuplajlı yama anten dizisi sunulmuştur. Anten yapısında ışıyan yama elemanları korunarak tabana tümleşik dalga kılavuzu (SIW) ve mikroşerit tabanlı iki farklı besleme ağı kullanılmıştır. Her iki yapı, 24.25 – 29.5 GHz aralığında yer alan n257, n258 ve n261 milimetre-dalga bantlarını kapsayacak şekilde tasarlanmış ve benzetim yoluyla incelenmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları karşılaştırılarak besleme ağının anten performansına etkisi değerlendirilmiştir. SIW beslemeli yapının daha iyi empedans uyumu (S_{11}, S_{22}), daha yüksek portlar arası izolasyon (S_{21}) ve daha yüksek ön-arka ışıma oranı (FBR) sağladığı görülmüştür.*

Abstract: *In this study, a dual-polarized (±45° linear) and broadband aperture-coupled patch antenna array is presented for 5G FR2 base stations. Two feeding networks based on substrate-integrated waveguide (SIW) and microstrip technologies are employed while preserving the radiating patch elements of the antenna structure. Both configurations are designed to cover the n257, n258, and n261 millimeter-wave bands within 24.25 – 29.5 GHz and are investigated through simulations. The effect of the feeding network on antenna performance is evaluated by comparing the simulation results. The SIW-fed structure provided better impedance matching (S_{11}, S_{22}), higher port isolation (S_{21}), and a higher front-to-back ratio (FBR).*

1. Giriş

5G'nin FR2 frekans bölgesinde yer alan n257, n258 ve n261 bantları sırasıyla 26.5 – 29.5, 24.25 – 27.5 ve 27.5 – 28.35 GHz aralıklarında tanımlanmıştır [1]. Bu bantların tek bir çift kutuplu anten dizisiyle kapsanması, geniş bantlı empedans uyumunun, portlar arası yüksek izolasyonun, yeterli kazancın ve kararlı ışıma özelliklerinin çalışma bandı boyunca korunmasını gerektirir. Mikroşerit güç dağıtım ağları düşük profilli ve düzlemsel anten dizilerinin gerçekleştirilmesini kolaylaştırmaktadır. Bununla birlikte, milimetre-dalga frekanslarında iletim kayıpları ve besleme hatlarından kaynaklanan istenmeyen ışıma artabilmektedir. Tabana tümleşik dalga kılavuzu (SIW) yapılarında elektromanyetik alanın metalize via sıraları arasında taşınması, yüksek frekanslarda besleme ağından kaynaklanan kaçak ışımayı sınırlandırmakta ve güç dağıtım verimini artırmaktadır [2].

Bu çalışmada, ışıyan yama elemanları ve kuplaj açıklıkları korunarak SIW ve mikroşerit güç dağıtım ağlarının anten performansına etkisi benzetim yoluyla karşılaştırılmıştır. İki girişli 2×(1×4) açıklık-kuplajlı yama anten dizisi, 24.25 – 29.5 GHz aralığındaki n257, n258 ve n261 bantlarını kapsayacak ve ±45° doğrusal çift kutuplama sağlayacak biçimde tasarlanmıştır. İzleyen bölümde anten geometrisi ve besleme ağları açıklanmış, ardından benzetim sonuçları verilmiş ve son bölümde elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

2. Anten Tasarımı

Önerilen 5G baz istasyonu anten dizisine ait temel teknik isterler Tablo 1'de verilmiştir. Antenin genel yapısı ve besleme düzeni Şekil 1'de, tasarımda kullanılan geometrik parametreler ise Tablo 2'de sunulmuştur. Güç dağıtım ağı, 0.508 mm kalınlığında Rogers RO4350B ($\varepsilon_r = 3.48$, $\tan\delta = 0.0037$; $W_G = 32.5$ mm, $L_G = 49$ mm) alt tabaka üzerinde oluşturulan SIW hatlarından meydana gelmektedir. Işıyan anten dizisinde ise 1.524 mm kalınlığında Rogers RT5880 ($\varepsilon_r = 2.2$, $\tan\delta = 0.0009$; $L_S = 15.75$ mm) kullanılmıştır. Her giriş, 1×4 SIW güç bölücü üzerinden dört açıklık-kuplajlı yama elemanını beslemektedir. Ayna simetrili besleme ağları ve karşıt yönlerde yerleştirilen kuplaj açıklıkları sayesinde Port-1 ve Port-2 için sırasıyla +45° ve −45° doğrusal kutuplanma elde edilmektedir. Her iki giriş 50 Ω empedansa göre tasarlanmıştır.

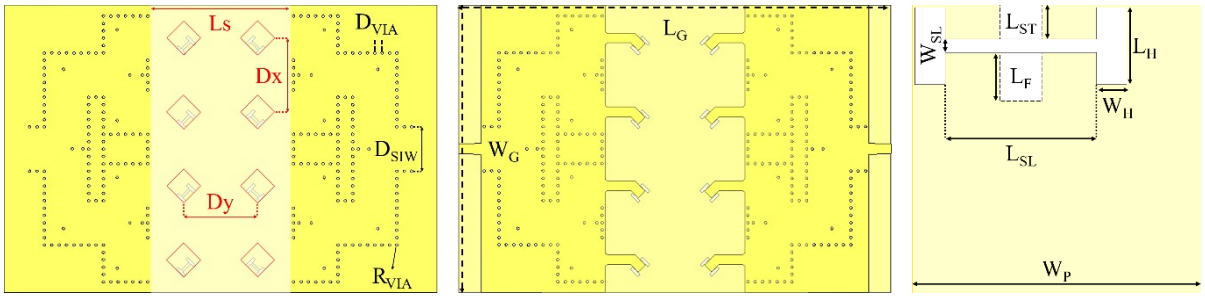
Tablo 1. Anten için hedeflenen teknik isterler

Tanım	Değer
Frekans	24.25 – 29.50 GHz
Yansıma katsayıları (S_{11}, S_{22})	< − 15 dB
Portlar arası izolasyon (S_{21})	< − 30 dB
3 dB HPBW (Yatay /Dikey)	(15° ± 3°) / (60° ± 10°)

Tablo 2. Anten parametreleri ve boyutları

Tanım	Parametre	Boyut (mm)
Yama	W_P	2.71
Yarık genişliği / uzunluğu	W_{SL} / L_{SL}	0.275 / 1.24
Yarık kulak genişliği /uzunluğu	W_H / L_H	0.32 / 1.2
Koçan / Yol uzunlukları	L_{ST} / L_F	0.1 / 1

Ön-arka ışıma oranı (FBR)	> 20 dB	Via çapı / boşluğu	R_{VIA} / D_{VIA}	0.3 / 0.83
Empedans	50 Ω	SIW genişliği	D_{SIW}	5

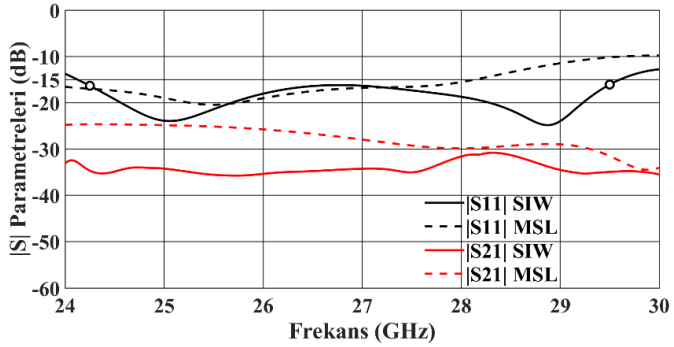


a) b) c)

Şekil 1. Anten geometrisi: a) Üst görünüm, b) Alt görünüm, c) Açıklık-kuplajlı yama bölgesi

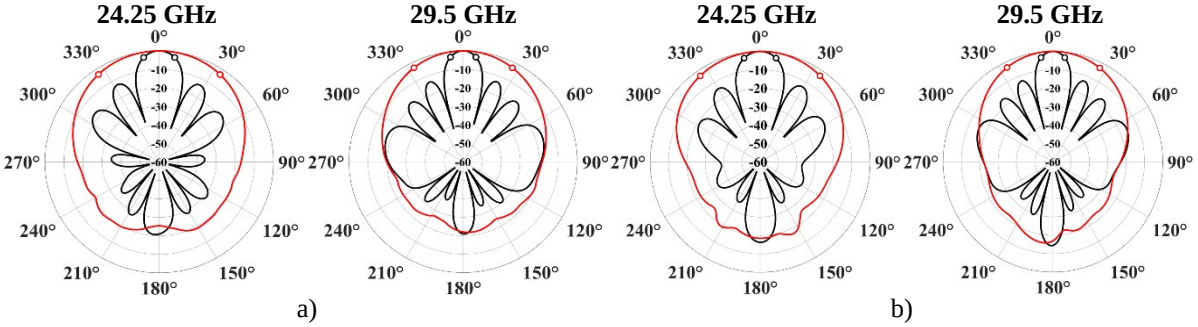
3. Benzetim Sonuçları

A. S-Parametreleri: Tasarlanan SIW ve mikroşerit (MSL) beslemeli anten dizilerinin S-parametreleri benzetim yoluyla elde edilmiş, karşılaştırmalı S_{11} ve S_{21} sonuçları Şekil 2'de verilmiştir. Benzetim sonuçları 24.25 – 29.5 GHz çalışma bandı boyunca SIW beslemeli yapının $|S_{11}| < -15$ dB, izolasyonun $|S_{21}| < -30$ dB, MSL beslemeli yapıda $|S_{11}| < -10$ dB, izolasyonun $|S_{21}| < -25$ dB olduğunu göstermektedir. Sonuçlar, SIW güç dağıtım ağının çalışma bandını genişlettiğini ve portlar arası izolasyonu iyileştirdiğini göstermektedir.



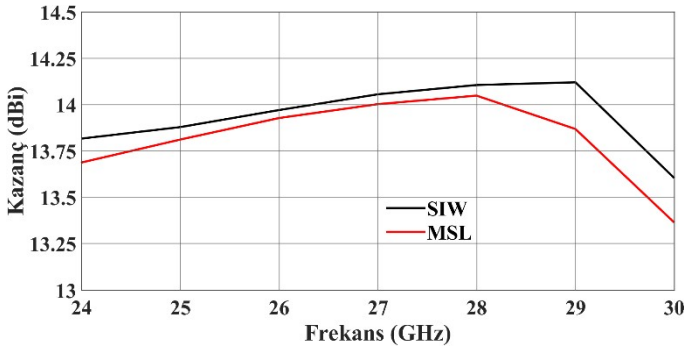
Şekil 2. S-parametrelerinin benzetim sonuçları.

B. Işıma Örüntüleri: SIW ve MSL beslemeli anten dizilerinin ışıma örüntüleri, bandın başında (24.25 GHz) ve sonunda (29.5 GHz) olmak üzere dikey ve yatay eksenlerde Şekil 3'te verilmiştir. Her iki besleme yapısında dikey düzlem yarı-güç hüzme genişliği yaklaşık 70° – 50°, yatay düzlem yarı-güç hüzme genişliği ise 18° – 13° aralığında değişmektedir. Elde edilen yakın HPBW değerleri, besleme ağındaki değişimin ana hüzmenin genişliği ve yönü üzerinde belirgin bir bozulmaya neden olmadığını göstermektedir. Besleme yapıları arasındaki temel fark ön-arka ışıma oranında görülmektedir. MSL beslemeli yapıda FBR, dikey düzlemde 18.0 – 18.6 dB, yatay düzlemde ise 14.5 – 16.3 dB aralığındadır. SIW beslemeli yapıda bu değerler sırasıyla 22.6 – 24.0 dB ve 20.2 – 21.8 dB'ye yükselmiştir. SIW yapısında alanın metalize via duvarları arasında sınırlandırılması, besleme ağından geriye doğru yayılan istenmeyen ışımayı azaltmaktadır. Bu nedenle FBR'de elde edilen artış, SIW güç dağıtım ağlarının yüksek frekanslarda mikroşerit yapılardaki kaçak ışıma sınırlamalarını azaltmasıyla uyumludur [2].



a) b)

Şekil 3. Işıma örüntüleri: a) SIW, b) MSL. (Dikey eksen, Yatay eksen)



Şekil 4. Kazanç benzetim sonucu.

SIW ve MSL beslemeli anten dizilerinin kazançları çalışma bandı boyunca yaklaşık 13.7–14.1 dBi aralığında olup birbirine yakın değerler göstermektedir.

4. Sonuç ve Değerlendirmeler

Bu çalışmada, 24.25 – 29.5 GHz aralığındaki n257, n258 ve n261 bantlarını kapsayan, ±45° çift kutuplu 2×(1×4) açıklık-kuplajlı yama anten dizisi tasarlanmıştır. Işıyan elemanlar ve kuplaj açıklıkları değiştirilmeden, SIW ve mikroşerit güç dağıtım ağları karşılaştırılmıştır. SIW beslemeli yapıda $S_{11} < -15$ dB ve $S_{21} < -30$ dB elde edilerek mikroşerit beslemeye göre empedans uyumu ve port izolasyonu iyileştirilmiştir. Kazanç ve hüzme özellikleri büyük ölçüde korunurken, FBR 20 dB'nin üzerine yükselmiştir. Önerilen anten ile benzer diğer antenlerin performans kıyaslaması Tablo 3'te verilmiştir [3-6]. Önerilen antenin, hedeflenen teknik isterlerin tamamını karşıladığı ve benzer çalışmalarla karşılaştırıldığında daha üstün bir performans sergilediği görülmektedir. Sonraki aşamada SIW beslemeli dizinin prototipi üretilerek benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılacak; ayrıca aynı ışıyan yapı için şerit hat (stripline) tabanlı güç dağıtım ağı incelenecektir.

Tablo 3. Çift kutuplu milimetre-dalga anten dizilerinin performans karşılaştırması

Kay.	***Anten tipi***	***Bant genişliği (GHz; %)***	***Uyumlandırma (S_{11}, S_{22}) dB***	***İzolasyon (S_{21}) dB***	***FBR (dB)***	***Yükseklik (mm)***
[3]	Açıklık-kuplajlı dairesel yama, 1×4 dizi	24.00 – 29.00; % 18.9	< −10	< − 14.3	—	0.908
[4]	SIW kovuk arkalıklı yarık-kuplajlı yama, 2×8 dizi	27.20 – 28.80; % 5.7	< −10	< − 20	—	0.813
[5]	AFSIW kovuk arkalıklı açıklık-kuplajlı yama, 1×8 dizi	26.50 – 29.50; % 10.7	< −10	< − 25	> 17	2.016
[6]	SIW–monopol hibrit uçtan ışımalı anten, 1×4 dizi	25.00 – 29.50; %16.5	< −10	< − 23	—	1.600
Önerilen	**SIW beslemeli açıklık-kuplajlı yama, 2×(1×4) dizi**	**24.25 – 29.50; % 19.5**	**< −15**	**< − 30**	**> 20.2**	**2.032**

Kaynaklar

[1]. ETSI, "5G; NR; Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 38.104 version 18.6.0 Release 18)," ETSI TS 138 104 V18.6.0, 2024.

[2]. Shehab S. H., Karmakar N. C. ve Walker J., "Substrate-integrated-waveguide power dividers: An overview of the current technology," IEEE Antennas and Propagation Magazine, cilt 62, no. 4, s.27-38, 2020.

[3]. Zhao C., Liu Y., Zhang Y., Ren A. ve Jia Y., "Broadband dual polarization antenna array for 5G millimeter wave applications," 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), s.1-3, 2019.

[4]. Yang Q., Gao S., Luo Q., Wen L., Ban Y.-L., Yang X.-X., Ren X. ve Wu J., "Cavity-backed slot-coupled patch antenna array with dual slant polarization for millimeter-wave base station applications," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 69, no. 3, s.1404-1413, 2021.

[5]. Kapusuz K. Y., Lemey S. ve Rogier H., "Dual-polarized 28-GHz air-filled SIW phased antenna array for next-generation cellular systems," 2019 IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST), Waltham, A.B.D., s.1-6, 2019.

[6]. Faizi Khajeim M., Moradi G., Sarraf Shirazi R. ve Zhang S., "Broadband dual-polarized antenna array with endfire radiation for 5G mobile phone applications," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt 20, no. 12, s.2427-2431, 2021.

IMT-2030/6G Üst-Orta Bant Baz İstasyonları için 6.4 – 8.4 GHz Çift Kutuplu Açıklık-Kuplajlı Yama Anten Tasarımı

Burak Uzman, Mehmet Çiydem
Gazi Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği / Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara
25830604002@gazi.edu.tr, mehmetciydem@gazi.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, IMT-2030/6G üst-orta bant baz istasyonu anten dizilerinde kullanılmak üzere 6.4–8.4 GHz aralığında çalışan, geniş bantlı ve çift kutuplu (±45° doğrusal) açıklık-kuplajlı bir yama anten elemanı sunulmuştur. Çift kutuplama, ortak toprak düzlemindeki iki ayrı H biçimli yarığın bağımsız mikroşerit hatlarla uyarılmasıyla sağlanmıştır. Bir hava aralığıyla birbirinden ayrılmış iki FR-4 katmanından oluşan anten yapısı benzetimler yoluyla incelenmiştir. Çalışma bandında S_{11} ve $S_{22} < -12$ dB, $S_{21} < -25$ dB, kazanç 7.7–8.7 dBi, HPBW yaklaşık 60° ± 10°, FBR > 20.3 dB ve XPD > 20 dB elde edilmiştir.*

Abstract: *In this study, a broadband dual-polarized (±45° linear) aperture-coupled patch antenna element operating from 6.4 to 8.4 GHz is presented for IMT-2030/6G upper-mid-band base-station antenna arrays. Dual polarization is achieved by exciting two separate H-shaped slots in the common ground plane through independent microstrip lines. The antenna, consisting of two FR-4 layers separated by an air gap, is investigated through simulations. Over the operating band, S_{11} and S_{22} are below −12 dB, S_{21} is below −25 dB, gain ranges from 7.7 to 8.7 dBi, HPBW is approximately 60° ± 10°, FBR exceeds 20.3 dB, and XPD exceeds 20 dB.*

1. Giriş

ITU-R M.2160-0 ile IMT-2030'un kullanım senaryoları IMT-2020'nin ötesine genişletilmiş; yaygın bağlantı, yapay zeka ve haberleşme ile bütünleşik algılama yeni sistem çerçevesinin başlıkları arasında yer almıştır. Kapsama, konumlama ve sürdürülebilirlik de IMT-2030'un temel yetenekleri ve tasarım ilkeleri kapsamında ele alınmıştır [1]. Bu gereksinimler, baz istasyonu antenlerinde geniş bant, çift kutupluluk, yüksek port izolasyonu ve çalışma bandı boyunca kararlı ışıma özelliklerinin birlikte sağlanmasını önemli hâle getirmektedir.

WRC-23 sonucunda, ulusal ve bölgesel kararlara bağlı olmak üzere, 6425 – 7125 MHz bandı Bölge 1'de mevcut hizmetlerin korunması koşuluyla karasal IMT için değerlendirilebilir hâle gelmiştir. WRC-27 gündeminde ise bölgesel kapsamları farklı olmak üzere 7125 – 8400 MHz aralığının veya bölümlerinin olası IMT kullanımı için paylaşım ve uyumluluk çalışmaları yürütülmektedir [2]. Bu nedenle 6.4 – 8.4 GHz, kesinleşmiş tek parça bir 6G bandı olarak değil, IMT-2030 için incelenen üst-orta bant frekanslarını kapsayan bir tasarım aralığı olarak ele alınmıştır. 7 – 24 GHz üst-orta bant, sub-6 GHz ile milimetre dalga bölgeleri arasında bant genişliği ve yayılım bakımından dengeli bir seçenek sunduğu için 6G araştırmalarında öne çıkmaktadır [3].

Bu çalışmada 45° döndürülmüş kare yama, ortak toprak düzlemindeki birbirinden ayrık iki H biçimli kuplaj yarığı ve iki bağımsız mikroşerit besleme hattı 6.4 – 8.4 GHz aralığı için birlikte optimize edilmiştir. Antenin katman yapısı ve tasarım yaklaşımı ikinci bölümde, benzetim sonuçları üçüncü bölümde verilmektedir.

2. Anten Tasarımı

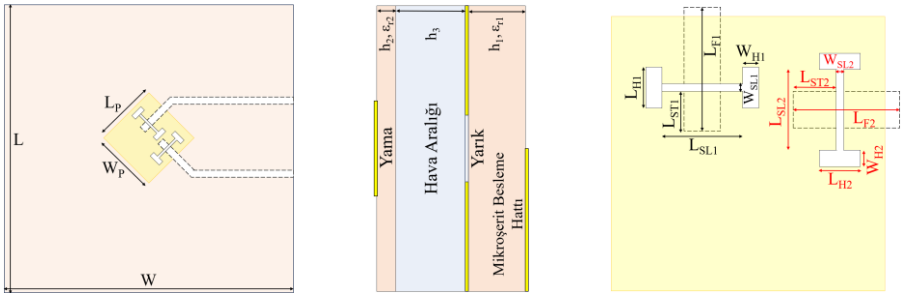
Önerilen antenin genel yapısı Şekil 1'de, hedeflenen teknik isterler ve temel boyutlar ise Tablo 1 ile Tablo 2'de verilmiştir. Yapı, mikroşerit besleme katmanı, ortak toprak düzlemi, üst dielektrik katman ve 45° döndürülmüş kare yamadan oluşmaktadır. Toprak düzlemindeki iki ayrık H biçimli yarık, bağımsız 50 Ω hatlarla beslenerek +45° ve −45° doğrusal kutuplanma oluşturmaktadır. Besleme ve üst katmanlarda sırasıyla 1.6 mm ve 0.508 mm kalınlığında FR-4 (ε_r = 4.3; tanδ = 0.025) kullanılmış ve benzetim modelinde katmanlar arasında 2 mm yüksekliğinde hava aralığı tanımlanmıştır. Prototipte bu hava aralığının, kartın dört köşesine yakın bölgelerde konumlandırılacak 2 mm yüksekliğindeki plastik ara parçalar ve plastik vida-somun bağlantıları kullanılarak korunması planlanmaktadır. Antenin toplam yüksekliği 4.11 mm, toprak düzlemi boyutu ise 60 × 60 mm²'dir. Yama boyutu, H-yarıkların boyut ve konumları ile koçan uzunlukları; antenin rezonans davranışı, besleme hattı ile yama arasındaki elektromanyetik kuplaj, portlar arası izolasyon ve giriş uyumu dikkate alınarak benzetim yoluyla optimize edilmiştir. Elektromanyetik benzetimler CST Microwave Studio kullanılarak gerçekleştirilmiş, 50 Ω mikroşerit besleme hatları giriş portlarından doğrudan uyarılmış ve konnektör etkileri benzetim modeline dahil edilmemiştir.

Tablo 1. Anten için hedeflenen teknik isterler

Tanım	Değer
Frekans	6.40 – 8.40 GHz
Yansıma katsayıları (S_{11}, S_{22})	< −12 dB
Portlar arası izolasyon (S_{21})	< −25 dB
3 dB HPBW	60° ± 10°
Ön-arka ışıma oranı (FBR)	> 20 dB
Çapraz-kutup ayrışımı (XPD)	> 20 dB
Empedans	50 Ω

Tablo 2. Anten parametreleri ve boyutları

Tanım	Parametre	Boyut (mm)
Yama	W_P x L_P	12.9 x 12.9
İlk/ikinci yarık genişliği	W_{SL1} / W_{SL2}	0.4 / 0.4
İlk/ikinci yarık uzunluğu	L_{SL1} / L_{SL2}	4.21 / 4.76
İlk/ikinci yarık kulak genişliği	W_{H1} / W_{H2}	1 / 1
İlk/ikinci yarık kulak uzunluğu	L_{H1} / L_{H2}	2.88 / 2.88
İlk/ikinci koçan uzunluğu	L_{ST1} / L_{ST2}	1.2 / 1
İlk/ikinci yol uzunluğu	L_{F1} / L_{F2}	7.5 / 10

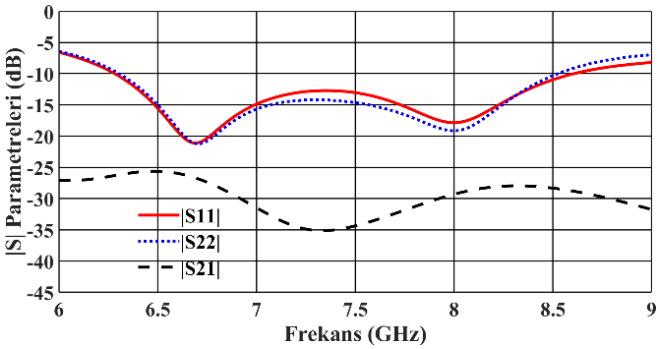


a) b) c)

Şekil 1. Anten geometrisi a) Üst görünüm, b) Yan görünüm, c) Yama ve yarıklar

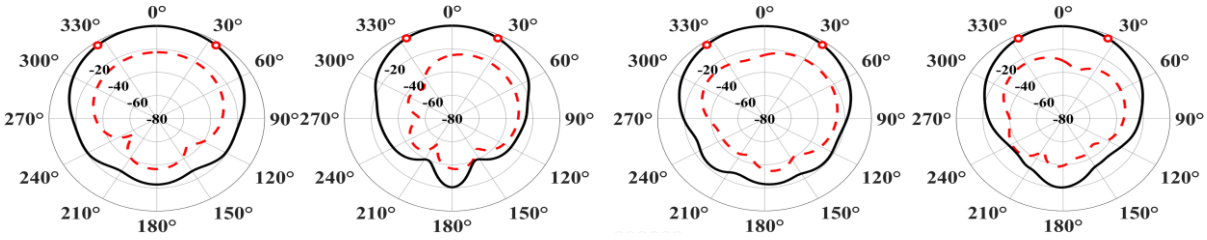
3. Benzetim Sonuçları

A. S-Parametreleri: Antenin iki portuna ait S-parametrelerinin benzetim sonuçları Şekil 2'de verilmiştir. 6.4 – 8.4 GHz çalışma bandı boyunca S_{11} ve S_{22} < −12 dB, S_{21} < −25 dB olarak elde edilmiştir. Böylece her iki port için %27 bağıl bant genişliği aynı frekans aralığında sağlanmıştır.



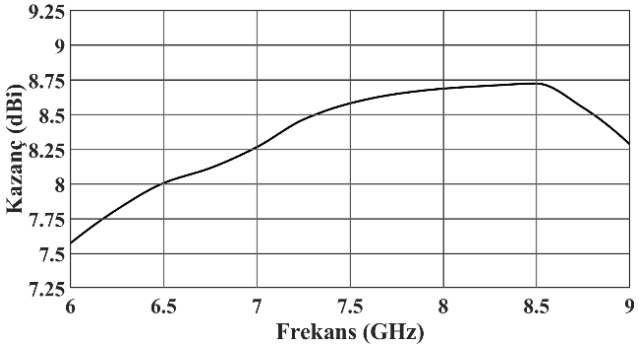
Şekil 2. S-parametrelerinin benzetim sonuçları.

B. Işıma Örüntüleri: Antenin dikey ve yatay düzlem ışıma örüntüleri, bandın alt ve üst sınırlarında Şekil 3'te verilmiştir. 6.4 – 8.4 GHz boyunca HPBW, dikey düzlemde 69.5° – 52.3°, yatay düzlemde ise 68.3° – 51.6° aralığında değişmektedir. Ana hüzme her iki kutup için bant boyunca kararlı ve simetrik olup en düşük FBR 20.3 dB'dir. ±30° doğrultusundaki XPD 20 dB'nin üzerinde, Şekil 4'te verilen kazanç ise 7.7 – 8.7 dBi aralığındadır.



a) b)

Şekil 3. Işıma örüntüleri: a) Dikey, b) Yatay. (▬ Eş-Kutup, ▬ Çapraz-Kutup)



Şekil 4. Kazanç benzetim sonucu.

4. Sonuç ve Değerlendirmeler

Bu çalışmada, 6.4–8.4 GHz üst-orta bant baz istasyonu dizi antenlerinde kullanılabilecek ±45° çift kutuplu açıklık-kuplajlı bir yama anten elemanı tasarlanmıştır. Benzetimlerde çalışma bandı boyunca S_{11} ve $S_{22} < -12$ dB, $S_{21} < -25$ dB olduğu görülmüştür. Anten 7.7–8.7 dBi kazanç, 70°–52° aralığında HPBW ve en az 20.3 dB FBR sağlamıştır. İki FR-4 katman ile 2 mm hava boşluğundan oluşan yapının toplam yüksekliği 4.11 mm'dir. Önerilen antenin benzer frekanslarda çalışan çift kutuplu antenlerle karşılaştırması Tablo 3'te verilmiştir [4–7]. Önerilen yapının bağıl bant genişliği Tablo 3'te verilen çalışmalara göre daha düşük olmakla birlikte, bu farkın değerlendirilmesinde kullanılan empedans uyum kriterlerinin farklılığı da dikkate alınmalıdır. Karşılaştırılan çalışmalarda bant genişliği −10 dB kriterine göre verilirken, bu çalışmada −12 dB kriteri esas alınmıştır. Bununla birlikte tasarımda bant genişliği ile birlikte yüksek port izolasyonu, FBR ve düşük profil özelliklerinin sağlanması hedeflenmiştir. Sonraki aşamada antenin üretimi sonrasında S-parametreleri ve ışıma özellikleri ölçümle doğrulanacaktır.

Tablo 3. Benzer çift kutuplu anten tasarımlarıyla karşılaştırma

Kay.	*Anten tipi*	*Bant genişliği (GHz; %)*	*Uyumlandırma (S_{11}, S_{22}) dB*	*İzolasyon (S_{21}) dB*	*FBR (dB)*	*Yükseklik (mm)*
[4]	Açıklık-kuplajlı çift kutuplu yama	6.20 – 8.50; % 32.0	< −10	< −25	> 20	6.72
[5]	Açıklık-kuplajlı yığılmış yama	7.30 – 11.20; % 42.0	< −10	< −25	> 10	6.80
[6]	±45° kuplaj-dipol yama dizisi	5.00 – 7.50; % 40.0	< −10	< −22	> 15	8.00
[7]	Asimetrik açıklık-kuplajlı yama	8.05 – 11.95; % 39.0	< −10	< −30	> 10	9.32
Önerilen	**Ayrık H-yarık kuplajlı yama**	**6.40 – 8.40; % 27.0**	**< −12**	**< −25**	**> 20.3**	**4.11**

Kaynaklar

[1] ITU-R, "Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond," Recommendation ITU-R M.2160-0, Kasım 2023.
[2] ITU, "Outcomes of the World Radiocommunication Conference 2023," ITU News Magazine, sayı 1, s. 31 ve 50–51, 2024.
[3] Z. Cui, P. Zhang ve S. Pollin, "6G Wireless Communications in 7–24 GHz Band: Opportunities, Techniques, and Challenges," Proc. IEEE DySPAN, 2025.
[4] W. T. Sethi, M. R. AlShareef, M. Ashraf, H. M. Behairy ve S. Alshebeili, "Compact Dual Polarized Aperture Coupled Microstrip Patch Antenna for UWB RFID Applications," Microw. Opt. Technol. Lett., cilt 59, sayı 6, s. 1317–1321, 2017.
[5] D. G. Kim, C. B. Smith, C.-H. Ahn ve K. Chang, "A Dual-Polarization Aperture Coupled Stacked Microstrip Patch Antenna for Wideband Application," Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), s. 1–4, 2010.
[6] X. Zhang, D. Zhou, S. Li, Y. Li, K. Wei ve Z. Zhang, "A Simple ±45° Polarized Patch Antenna Array Based on Single-Sided PCB for Wi-Fi 6/6E Application," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., cilt 22, sayı 8, s. 1997–2001, 2023.
[7] Q. Fang, L. Song, M. Jin, Y. Han ve X. Qiao, "Dual Polarised Aperture-Coupled Patch Antenna Using Asymmetrical Feed," IET Microw. Antennas Propag., cilt 9, sayı 13, s. 1399–1406, 2015.

Sensör Uygulamaları İçin Bölünmüş Silindirik Dielektrik Rezonatör ile Toroidal Dipol Mod Tabanlı Tamamı Dielektrik Metayüzey Tasarımı

Nezihe Karacan
Süleyman Demirel Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Isparta
nezihekaracan@sdu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, bölünmüş silindirik dielektrik rezonatör (BSDR) ile toroidal dipol mod tabanlı tamamı dielektrik metayüzey tasarımı yapılmıştır. Temel BSDR yapısı TD_1 olarak adlandırılmış ve bu yapının saat yönünde 90° döndürülmesiyle TD_2 yapısı elde edilmiştir. Her iki yapı için rezonans frekansında rezonatör içerisindeki alan dağılımları incelenerek modal analizler gerçekleştirilmiş ve yapıların toroidal dipol mod davranışına sahip olduğu görülmüştür. Sensör uygulaması için iki yarım silindirik dielektrik rezonatör arasındaki yarığa analit malzeme yerleştirilmiş ve analitin dielektrik sabiti ve kayıp tanjantı değiştirilerek sensör performansı nümerik olarak analiz edilmiştir. İletim genliği ve rezonans frekansındaki değişiminin BSDR yönelimine bağlı olduğu tespit edilmiştir.*

Abstract: *In this study, an all-dielectric metasurface design based on the toroidal dipole mode has been performed using a split cylindrical dielectric resonator (SCDR). The basic SCDR structure has been named as TD_1, and the TD_2 structure has been obtained by rotating this structure 90° clockwise. For both structures, modal analyses have been carried out by examining the field distributions within the resonator at the resonance frequency, and it has been observed that the structures exhibit toroidal-dipole-mode behavior. For the sensor application, an analyte material has been placed in the gap between the two semi-cylindrical dielectric resonators, and the sensor performance has been numerically analyzed by varying the analyte's dielectric constant and loss tangent. It has been determined that the changes in the transmission amplitude and resonance frequency depend on the SCDR orientation.*

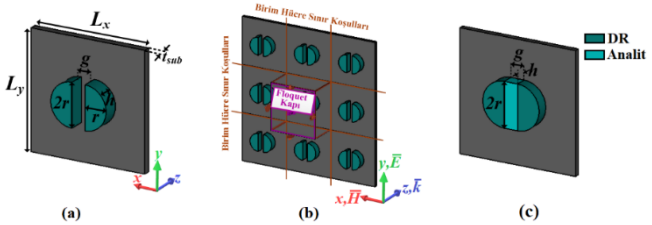
1. Giriş

Toroidal dipol (TD), bir torus yüzeyi boyunca meridyenler etrafında dolaşan akımlardan oluşan ve manyetik ya da elektrik dipollerin (MD veya ED) kapalı bir halka oluşturmasıyla meydana gelen çok kutuplu ailesidir [1]-[3]. TD uzak alan davranışında ED ve MD'ler ile benzer özellik sergilese de yakın alan davranışı farklılık göstermektedir [1]. TD mod ilk kez Kaelberer ve arkadaşları tarafından metalik rezonatör yapıları kullanılarak deneysel olarak gösterilmiştir [3]. Ancak metalik rezonatörlerde TD modun nispeten zayıf olduğu ve ED ve MD'ler tarafından maskelenme eğilimine sahip olduğu görülmüştür [3]. Buna karşın ohmik kayıplara sahip olmayan dielektrik rezonatörler elektromanyetik alanların rezonatör içerisinde güçlü bir şekilde sınırlandırılmasını sağlayarak yüksek kalite faktörüne sahip TD rezonansların meydana gelmesini sağlamaktadır [4]. Yüksek kalite faktörüne sahip TD mod tabanlı tamamı dielektrik metayüzey yapıları son yıllarda sensör uygulamalarında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [4]-[7]. Bu çalışmada, mikrodalga frekans bölgesinde sensör uygulamaları için bölünmüş silindirik dielektrik rezonatör (BSDR) ile TD mod tabanlı tamamı dielektrik metayüzey tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan temel BSDR yapısı TD_1 olarak adlandırılmış ve TD_1'in 90° döndürülmesiyle TD_2 yapısı elde edilmiştir. Her iki yapı için de iletim genliğinin minimum olduğu rezonans frekansında (f_0) rezonatör içerisindeki elektrik (E) alan ve manyetik (H) alan dağılımları çizdirilerek modal analizler gerçekleştirilmiştir. TD_1 için rezonatör içerisindeki alan dağılımlarından temel TD mod davranışına sahip olduğu gözlemlenirken, TD_2 için çoklu TD mod davranışına sahip olduğu görülmüştür. Sensör uygulaması için iki yarım silindirik dielektrik rezonatör (SDR) arasındaki boşluğa analit malzeme yerleştirilmiş ve analitin dielektrik sabiti (ε_{an}) ve kayıp tanjant ($\tan\delta_{an}$) değerleri değiştirilerek sensör performansı nümerik olarak analiz edilmiştir. Sonuçlar incelendiğinde, ε_{an} değişimi ile f_0'da meydana gelen kayma miktarının ve $\tan\delta_{an}$ değişimi ile iletim genliğinde meydana gelen değişim miktarının BSDR yönelimine bağlı olduğu tespit edilmiştir.

2. Tasarım ve Benzetimler

Bu çalışma kapsamında BSDR ile tasarlanan TD mod tabanlı tamamı dielektrik metayüzey yapısına ait şematik ve tasarım parametreleri Şekil 1(a)'da verilmiştir. TD mod tabanlı metayüzey $L_x \times L_y \times t_{sub} = 70 \times 70 \times 3$ mm^3'ten oluşan polipropilen (3,5 GHz'de $\varepsilon_{PP} = 2{,}208$ ve $\tan\delta_{PP} = 0{,}0003$ değerlerine sahip) [8] destek taban

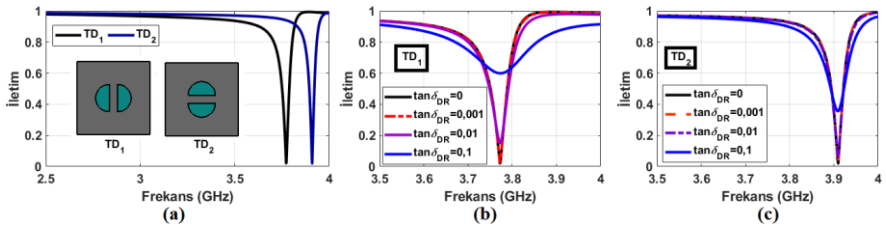
malzemesi (gri) üzerine aralarında $g = 8$ mm boşluk bulunan $r = 13$ mm yarıçapına, $h = 7$ mm yüksekliğine sahip BSDR (su yeşili) yapısının yerleştirilmesi ile oluşturulmuştur. Tasarımda BSDR'nin dielektrik sabiti $\varepsilon_{DR} = 20$ ve kayıp tanjantı $\tan\delta_{DR} = 0$ olarak belirlenmiştir. Tüm tasarımlar ve benzetimleri CST Studio Suite® Microwave Studio ortamında frekans bölgesi çözümleyicisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzetimlerde metayüzeyi çevreleyen uzay *x* ve *y* eksenleri boyunca birim hücre (unit-cell) ve *z* ekseni boyunca açık-ekle (open-add) sınır koşulları ile sonlandırılmıştır. Yapı z eksenine yerleştirilen *y*-kutuplanmaya sahip Floquet kapılar ile uyarılmıştır (Şekil 1(b)). Sensör uygulaması için Şekil 1(c)'de gösterildiği gibi iki yarım SDR arasındaki boşluğa $g \times h \times 2r = 8 \times 7 \times 26$ mm^3 boyutlarına sahip analit malzeme yüklenmiştir. Analit malzemenin dielektrik sabiti (ε_{an}) ve kayıp tanjant ($\tan\delta_{an}$) değerleri değiştirilerek sensör performans analizleri yapılmıştır.



Şekil 1. (a) BSDR ile tasarlanan TD mod tabanlı metayüzey yapısının şematiği ve tasarım parametreleri. (b) Örnek benzetim düzeneği. (c) Sensör uygulamasına ait şematik görünüm.

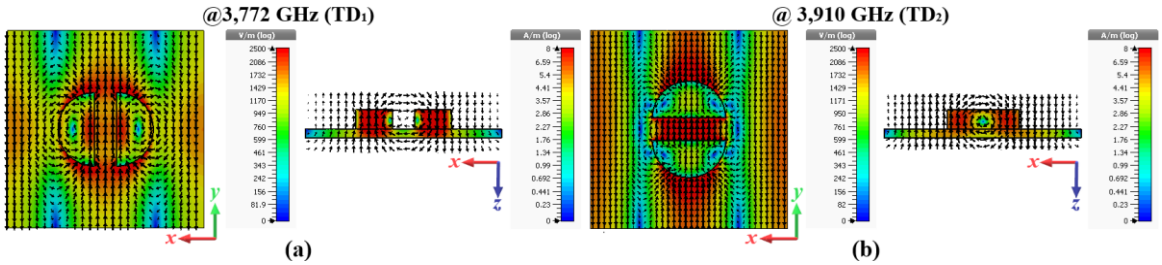
3. Benzetim Sonuçları

Bu çalışmada Şekil 2(a)'da gösterildiği gibi tasarlanan temel BSDR yapısı TD_1 olarak adlandırılmış ve TD_1'in 90° döndürülmesi ile TD_2 yapısı elde edilmiştir.TD_1 ve TD_2 yapılarına ait iletim spektrumları Şekil 2(a)'da verilmiştir. TD_1 ve TD_2 için f_0 sırasıyla 3,772 GHz ve 3,910 GHz olarak ve bu frekanslara karşılık gelen iletim genliği sırasıyla 0,0198 ve 0,0186 olarak elde edilmiştir. BSDR'nin $\tan\delta_{DR}$ değerinin iletim spektrumlarına etkisini incelemek için $\tan\delta_{DR} = 0; 0{,}001; 0{,}01$ ve 0,1 olarak ayarlanmış ve sonuçlar TD_1 için Şekil 2(b)'de ve TD_2 için Şekil 2(c)'de gösterilmiştir. Hem TD_1 hem de TD_2 için $\tan\delta_{DR}$'nin artması ile iletim genliği ve iletim bant genişliğinin arttığı görülmüştür. Ancak TD_1'in $\tan\delta_{DR}$ değişimine daha duyarlı olduğu tespit edilmiştir.



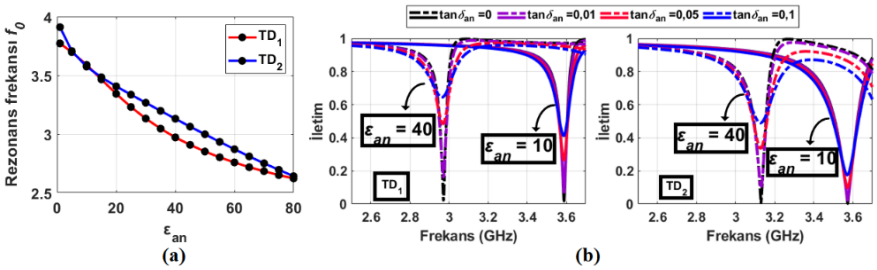
Şekil 2. (a) TD_1 ve TD_2 için iletim spektrumları. (b) TD_1 ve (c) TD_2 için $\tan\delta_{DR}$'nin iletim spektrumlarına etkisi.

TD_1 ve TD_2 yapılarında rezonatör içerisinde desteklenen modu analiz etmek için yapı içerisindeki E alan ve H alan dağılımları 0° faz açısı için çizdirilmiş ve sırasıyla Şekil 3(a) ve Şekil 3(b)'de gösterilmiştir. Şekil 3(a)'dan E alanın her iki yarım SDR içerisinde birbirine zıt bir şekilde döngü çizdiği bu nedenle her iki yarım SDR içerisinde *z* ekseni boyunca aşağı ve yukarı yönlü MD'lerin meydana geldiği görülmüştür. Zıt yönlü iki MD'nin xz düzleminde kapalı bir halka oluşturduğu ve bu nedenle *y* ekseni boyunca TD rezonansın indüklendiği gözlemlenmiştir [2], [4]. Şekil 3(b)'de ise E alanın her bir yarım SDR içerisinde birbirine zıt iki döngü oluşturduğu bu nedenle her bir yarım SDR içerisinde z ekseni boyunca aşağı ve yukarı yönlü MD'lerin meydana geldiği görülmüştür. Zıt yönlü iki MD'nin her bir yarım SDR içerisinde *xz* düzleminde kapalı bir halka oluşturduğu ve bu nedenle *y* ekseni boyunca paralel iki TD rezonansın indüklendiği gözlemlenmiştir. [1].



Şekil 3. (a) TD_1 ve (b) TD_2 yapıları için BSDR içerisindeki E ve H alan dağılımları.

Sensör uygulaması için iki yarım SDR arasındaki boşluğa yerleştirilen analit malzemenin ε_{an} ve tanδ_{an} değerleri değiştirilerek sensör performans analizleri nümerik olarak gerçekleştirilmiştir. İlk olarak tan$\delta_{an} = 0$'da sabit tutularak ε_{an} değeri 1'den 80'e kadar 5'er adım aralığı ile değiştirilmiş ve sonuçlar Şekil 4(a)'da verilmiştir. TD_1 için rezonans frekansındaki kayma miktarı $\Delta f = 1{,}1505$ GHz ve TD_2 için $\Delta f = 1{,}2690$ GHz olarak elde edilmiştir. Hassasiyet değeri $S = \Delta f / \varepsilon_{an}$ ile hesaplanmış ve TD_1 için 14,563 MHz/ε_{an} ve TD_2 için 16,063 MHz/ε_{an} olarak elde edilmiştir. Buradan TD_2'nin ε_{an} değişimine daha duyarlı olduğu tespit edilmiştir. Daha sonra tanδ_{an} değerinin iletim spektrumlarına etkisini incelemek amacıyla hem TD_1 hem de TD_2 için $\varepsilon_{an} = 10$ ve 40 iken tan$\delta_{an} = 0; 0{,}01; 0{,}05$ ve 0,1 değerleri için benzetimler yapılmış ve Şekil 4(b)'de gösterilmiştir. tanδ_{an} değerinin artması ile iletim genliğinin ve iletim bant genişliğinin hem TD_1 hem TD_2 için arttığı görülmüştür. Buna ek olarak TD_1'in tanδ_{an} değişimine daha duyarlı olduğu, ayrıca her iki yapı için de $\varepsilon_{an} = 40$ iken iletim genliğindeki değişim miktarının daha fazla olduğu değerlendirilmiştir.



Şekil 4. (a) TD_1 ve TD_2 için ε_{an}'in f_0'a etkisi. (b) TD_1 ve TD_2 için $\varepsilon_{an} = 10$ ve 40 iken tanδ_{an}'in iletim spektrumlarına etkisi.

4. Tartışma

Bu çalışmada sensör uygulamaları için BSDR ile TD mod tabanlı tamamı dielektrik metayüzey tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan temel BSDR yapısı TD_1 olarak adlandırılmış ve TD_1'in saat yönünde 90° döndürülmesi ile TD_2 yapısı oluşturulmuştur. Her iki yapı için de f_0'da yapı içerisindeki E alan ve H alan dağılımları çizdirilerek rezonansa katkı sağlayan modlar analiz edilmiştir. Alan dağılımlarından TD_1'in temel TD mod davranışına sahip olduğu, TD_2'nin ise çoklu TD mod davranışına sahip olduğu görülmüştür. Sensör uygulaması için BSDR arasındaki boşluğa analit malzeme yüklenmiş ve analitin ε_{an} ve tanδ_{an} değerleri değiştirilerek sensör performans analizleri nümerik olarak yapılmıştır. ε_{an} değişimi ile rezonans frekansında meydana gelen kayma miktarının TD_2 için daha fazla olduğu gözlemlenirken, tanδ_{an} değişimi ile iletim genliğinde meydana gelen değişim miktarının TD_1 için daha yüksek olduğu görülmüştür. Elde edilen sonuçlar neticesinde sensör performansının BSDR yönelimine bağlı olarak değiştiği tespit edilmiştir.

Kaynaklar

[1]. Li, M., Ma, Q., Luo, A. ve Hong, W., "Multiple toroidal dipole symmetry-protected bound states in the continuum in all-dielectric metasurfaces", Opt. Laser Technol., cilt.154, s.108252, 2022.

[2]. Cui C.,Yuan S., Qiu X., Zhu L., Wang Y., Li Y., Song J., Huang Q., Zeng C., ve Xia J., "Light emission driven by magnetic and electric toroidal dipole resonances in a silicon metasurface", Nanoscale, cilt.11 no.30, s.14446–14454, 2019.

[3]. Kaelberer T., Fedotov V.A., Papasimakis N., Tsai D.P. ve Zheludev N.I., "Toroidal dipolar response in a metamaterial", Science, cilt.330, s.1510-1512, 2010.

[4]. Zhu, X., Mi, J., Hu, W., Xu, S., He, H. ve Hu, J., "Multiple fano resonances in all-dielectric metasurface for bidirectional optical switching and high-performance multichannel sensing", Opt. Commun., cilt.616, s.133327, 2026.

[5]. Zhao J., Fan X., Fang W., Xiao W., Sun F., Li C., Wei X., Tao J., Wang Y. ve Kumar S., "High-performance refractive index and temperature sensing based on toroidal dipole in all-dielectric metasurface", Sensors, cilt.24 no.12, s.3943, 2024.

[6]. Wang Y., Han Z., Du Y. ve Qin, J., "Ultrasensitive terahertz sensing with high-Q toroidal dipole resonance governed by bound states in the continuum in all-dielectric metasurface", Nanophotonics, cilt.10 no.4, s.1295-1307, 2021.

[7]. Zhang Y., Liu W., Li Z., Li Z., Cheng H., Chen S. ve Tian J., "High-quality-factor multiple Fano resonances for refractive index sensing", Opt. Lett., cilt.43 no.8, s.1842-1845, 2018.

[8]. Karacan N. ve Ekmekci E., "An all-dielectric microwave absorber composed of a dielectric hollow cylinder filled by chemical liquids and its application on sensing", Sens. Actuat. A-Phys., cilt.314, s.112235, 2020.

2.4 GHz Giyilebilir Antende Anten–Vücut Ayrım Mesafesinin Empedans Uyumu ve Güç-Normalize SAR Üzerindeki Etkisinin Sayısal İncelenmesi

Adam ALIZADE, Kutlu KARAYAHŞİ
Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Muğla
alizadeadam@yahoo.com , kutlukarayahsi@mu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, 2,4 GHz bandında çalışan esnek bir mikroşerit antende anten-vücut ayrım mesafesinin empedans uyumu, kazanç ve 10 g ortalamalı SAR üzerindeki etkisi sayısal olarak incelenmiştir. Yayımlanmış bir anten kontrollü referans model olarak yeniden oluşturulmuş; serbest uzay ile 2, 5 ve 10 mm ayrım durumları CST zaman alanı çözücüsüyle karşılaştırılmıştır. Literatürde mesafe artışıyla SAR azalması raporlanmış olmakla birlikte, burada SAR hem uyarılan hem kabul edilen güce normalize edilerek uyumsuzluk etkisi ayrıştırılmıştır. Mesafenin 5 mm'den 10 mm'ye çıkarılması SAR'ı yaklaşık %24 azaltmış ve kazancı iyileştirmiştir.*

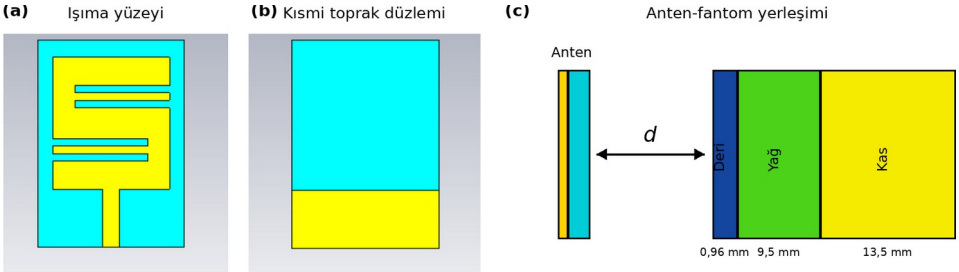
Abstract: *This study numerically investigates the effect of antenna-body separation on impedance matching, gain, and 10-g averaged SAR of a flexible 2.4 GHz microstrip antenna. A published antenna is reconstructed as a controlled reference model, and free-space, 2, 5, and 10 mm separation cases are compared using the CST time-domain solver. Although reduced SAR with increasing separation is known in the literature, SAR is evaluated here under both stimulated- and accepted-power normalization to separate mismatch effects. Increasing the separation from 5 to 10 mm reduces SAR by about 24% while improving gain.*

1. Giriş

Giyilebilir ve vücut merkezli kablosuz sistemlerde anten, yüksek bağıl dielektrik katsayısına ve iletkenliğe sahip biyolojik dokuların yakın alanında çalıştığından, rezonans frekansı, empedans uyumu, kazanç ve doku içinde soğurulan elektromanyetik enerji yerleşim koşullarına duyarlıdır. Literatürde anten-fantom ayrımının artırılmasıyla SAR'ın azalabildiği, kazanç ve radyasyon veriminin iyileşebildiği gösterilmiş; giysi nedeniyle yaklaşık 2-5 mm aralığın pratik kullanımda oluşabileceği belirtilmiştir [4]. Güncel 2,45 GHz çalışmalarında da doğrudan temas ile muhafaza içindeki vücuda yakın yerleşimlerin farklı elektromanyetik davranışlar oluşturduğu raporlanmaktadır [3]. Bu nedenle ayrım mesafesi yalnız mekanik değil, antenin çalışma koşulunu belirleyen elektromanyetik bir değişkendir. Bu çalışmanın çıkış noktası, mesafe arttıkça SAR'ın genel olarak azalmasının yeniden gösterilmesi değil; kısmi toprak düzlemli 2,4 GHz referans yapıda hedef bant empedans uyumunun mesafeyle nasıl değiştiğini ve gözlenen SAR azalmasının yalnız porttaki güç kabulü değişiminden mi yoksa anten-doku bağlaşmasının zayıflamasından mı kaynaklandığını belirlemektir. Abohmra ve arkadaşlarının anteni [1] bu amaçla yeni bir tasarım olarak değil, kontrollü referans geometri olarak yeniden oluşturulmuştur. Serbest uzay ile d = 2, 5 ve 10 mm durumlarında S11 karşılaştırılmış; hedef bantta eşleşen 5 ve 10 mm modellerinde kazanç ve 2,45 GHz SAR sonuçları hem uyarılan hem anten tarafından kabul edilen güce normalize edilmiştir. Böylece empedans uyumu-SAR ilişkisi aynı geometri üzerinde kontrollü biçimde ayrıştırılmıştır.

2. Anten, Doku Modeli ve Sayısal Yöntem

Referans anten, 20 x 28,4 x 1 mm³ boyutlu poliimid alt tabaka (εr = 3,5, tanδ = 0,0027) üzerinde 0,035 mm kalınlığında bakır ışıma elemanı, 8 x 2,3 mm² mikroşerit besleme ve kısmi toprak düzleminden oluşmaktadır [1]. Şekil 1'de ön ve arka yüzler ile ayrım mesafesinin tanımlandığı kesit modeli verilmiştir. Doku katmanlarının kalınlık, bağıl dielektrik katsayısı ve iletkenlik değerleri referans anten çalışmasından [1], SAR hesabında kullanılan kütle yoğunlukları ise Savcı ve Kaburcuk'un çalışmasından [2] alınmıştır. Kullanılan deri-yağ-kas parametreleri Tablo 1'de özetlenmiştir.



Şekil 1. (a) Işıma yüzeyi, (b) kısmi toprak düzlemi ve (c) d = 2, 5 ve 10 mm olarak değiştirilen üç katmanlı fantom yerleşimi.

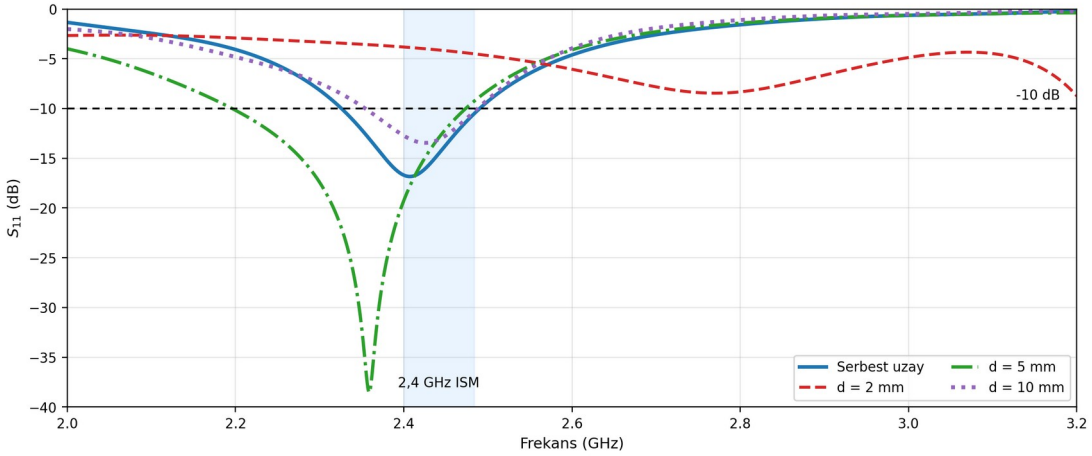
Tablo 1. Üç katmanlı doku fantomunda kullanılan parametreler (h, εr ve σ: [1]; ρ: [2]).

Doku	h (mm)	εr	σ (S/m)	ρ (kg/m³)
Deri	0,96	38,1	1,44	1125
Yağ	9,5	10,8	0,261	916
Kas	13,5	52,8	1,72	1047

Bütün benzetimler CST Studio Suite zaman alanı çözücüsüyle 2,0-3,2 GHz aralığında gerçekleştirilmiştir. Sonlu integrasyon tekniği temelli çözücüden S-parametreleri ve yakın alan sonuçları aynı geniş bant çözümde elde edilmiştir. Açık sınırlar, tek modlu 50 Ω port ve hexahedral ağ kullanılmış; on-body modeller yaklaşık 0,58 milyon hücre içermiştir. Geometri, port, sınır ve ağ ayarları sabit tutulmuş, yalnız d değiştirilmiştir. SAR hesabında 2,45 GHz'de güç kaybı yoğunluğu kullanılarak 10 g ortalamalı SAR değerleri 10 mW referans güç için hesaplanmış; sonuçlar uyarılan ve anten tarafından kabul edilen güce normalize edilmiştir.

3. Bulgular ve Tartışma

Şekil 2, ayrım mesafesinin S11 üzerinde doğrusal olmayan bir etkisi olduğunu göstermektedir. Serbest uzayda rezonans 2,4068 GHz'de ve minimum S11 -16,83 dB'dir. d = 2 mm durumunda rezonans 2,0312 GHz'e kaymış ve 2,45 GHz'de eşleşme -4,31 dB'ye bozulmuştur. d = 5 mm için rezonans 2,3588 GHz'de -38,56 dB'ye ulaşmış, 2,45 GHz'de S11 -12,06 dB olmuştur. d = 10 mm durumunda rezonans 2,4260 GHz'e dönmüş ve 2,45 GHz'de -12,72 dB elde edilmiştir. Bu sonuç, literatürde raporlanan mesafe-SAR eğilimine [4] ek olarak, bu kısmi toprak düzlemli yapıda empedans cevabının mesafeyle monoton değişmediğini; 2 mm'de kuvvetli detuning oluşurken 5 ve 10 mm'de hedef bant eşleşmesinin yeniden sağlandığını göstermektedir.

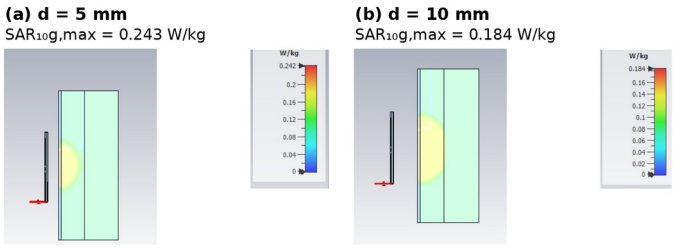


Şekil 2. Serbest uzay ve farklı anten-vücut ayrım mesafeleri için S11 karşılaştırması.

Tablo 2. Seçilmiş konfigürasyonların 2,45 GHz performans ve SAR sonuçları.

Durum	fr (GHz)	S11 (2,45 GHz) (dB)	G (dBi)	Gr (dBi)	SARstim (W/kg)	SARacc (W/kg)
Serbest uzay	2,4068	-13,67	1,94	1,74	-	-
d = 5 mm	2,3588	-12,06	-4,74	-5,11	0,243	0,259
d = 10 mm	2,4260	-12,72	-3,01	-3,29	0,184	0,195

Şekil 2'de d = 2 mm eğrisi, hedef banttaki kuvvetli detuning davranışını göstermek amacıyla korunmuştur; bu durumda 2,45 GHz'de -10 dB eşleşme sağlanmadığından güç-normalize SAR karşılaştırması 5 ve 10 mm modelleriyle sınırlandırılmıştır. Mesafenin 5 mm'den 10 mm'ye çıkarılması kazancı -4,74 dBi'den -3,01 dBi'ye iyileştirmiş ve 10 mW uyarılan güç için SAR10g değerini 0,243 W/kg'dan 0,184 W/kg'a düşürmüştür. Bu eğilim, ayrım arttıkça SAR'ın azalması ve kazancın iyileşmesi yönündeki önceki bulgularla uyumludur [4]. Bununla birlikte, uyarılan güce göre SAR azalması %24,1 iken kabul edilen güce normalize edildiğinde de 0,259 W/kg'dan 0,195 W/kg'a, yani %24,8 azalma elde edilmiştir. Azalmanın iki normalizasyonda benzer kalması, farkın yalnız S11 kaynaklı güç kabulü değişiminden değil anten-doku elektromanyetik bağlaşmasının zayıflamasından da kaynaklandığını göstermektedir.



Şekil 3. 2,45 GHz ve 10 mW uyarılan güç için SAR10g dağılımları: (a) d = 5 mm, (b) d = 10 mm.

4. Güç Normalizasyonu ve Modelin Değerlendirilmesi

Kayıplı bir dokudaki yerel özgül soğurma oranı, elektrik alanın RMS değeri kullanıldığında aşağıdaki bağıntıyla ifade edilir:

(1)

Burada σ doku iletkenliği, ρ kütle yoğunluğu ve E_RMS dokudaki elektrik alanın RMS değeridir. Porttan uyarılan güç ile anten tarafından kabul edilen güç arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir:

(2)

10 g ortalamalı yerel SAR için 2 W/kg karşılaştırma düzeyi [5] esas alınmış; lineer ve pasif ortam varsayımı altında bu düzeye karşılık gelen giriş gücü aşağıdaki bağıntıyla ölçeklenmiştir:

(3)

On milivatlık sonuçlardan 2 W/kg karşılaştırma düzeyine göre hesaplanan en yüksek uyarılan/kabul edilen güçler d = 5 mm için 82,3/77,2 mW ve d = 10 mm için 108,5/102,7 mW'dir; böylece uyarılan güç kapasitesi yaklaşık %31,8 artmaktadır. Bu değerler resmi uygunluk sonucu değil, sabit geometri ve malzemeler için doğrusal güç ölçekleme tahminleridir.

Serbest uzay rezonansının 2,4068 GHz olması hedef 2,4 GHz'e göre yaklaşık %0,28 farkla yeniden oluşturulan geometrinin karşılaştırma modeli olarak kullanılabildiğini göstermektedir. Çalışma sayısaldır; frekansa bağlı doku değişimi, kıvrılma, cilt nemi, giysi katmanı ve üretim toleransları modellenmemiştir. Kaynak antendeki sınırlı port/imalat ayrıntıları S11 derinliğini etkileyebileceğinden temel çıktı mutlak değerler değil, aynı model üzerindeki mesafe ve normalizasyon eğilimidir.

5. Sonuç

Bu çalışma, literatürde bilinen mesafe-SAR eğilimini tekrar etmek yerine, kısmi toprak düzlemli 2,4 GHz referans antende empedans uyumu ile güç-normalize SAR ilişkisini aynı model üzerinde incelemiştir. d = 2 mm ciddi detuning oluşturmuş, d = 5 mm en güçlü eşleşmeyi sağlamış, d = 10 mm ise serbest uzay rezonansına daha yakın davranış, daha yüksek kazanç ve yaklaşık %24 daha düşük SAR vermiştir. SAR azalmasının kabul edilen güce normalize edildiğinde de %24,8 düzeyinde korunması, değişimin yalnız uyumsuzluktan değil anten-doku bağlaşmasının azalmasından da kaynaklandığını göstermektedir. Bu nedenle montaj mesafesi, S11 ve kabul edilen güce göre normalize SAR birlikte değerlendirilerek seçilmelidir.

Kaynaklar

[1]. A. Abohmra, S. Ramani, A. Sharif, M. A. Imran, Q. H. Abbasi ve W. Ahmad, "Novel flexible and wearable 2.4 GHz antenna for body centric applications," 2. IEEE HISSD, Fukuoka, Japonya, 5-8 Ağustos 2019, s. 402-405, doi: 10.1109/DASC/PiCom/CBDCom/CyberSciTech.2019.00082.

[2]. H. Ş. Savcı ve F. Kaburcuk, "FDTD-based SAR calculation of a wearable antenna for wireless body area network devices," Int. J. Microw. Wirel. Technol., c. 15, sayı 8, s. 1354-1360, 2023, doi: 10.1017/S1759078722001283.

[3]. P. Zradziński, J. Karpowicz ve K. Gryz, "The parametrization of electromagnetic emissions and hazards from a wearable device for wireless information transfer with a 2.45 GHz ISM band antenna," Appl. Sci., c. 15, sayı 12, 6602, 2025, doi: 10.3390/app15126602.

[4]. A. S. M. Sayem, R. B. V. B. Simorangkir, K. P. Esselle, A. Lalbakhsh, D. R. Gawade, B. O'Flynn ve J. L. Buckley, "Flexible and transparent circularly polarized patch antenna for reliable unobtrusive wearable wireless communications," Sensors, c. 22, sayı 3, 1276, 2022, doi: 10.3390/s22031276.

[5]. International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), "Guidelines for limiting exposure to electromagnetic fields (100 kHz-300 GHz)," Health Phys., c. 118, sayı 5, s. 483-524, 2020, doi: 10.1097/HP.0000000000001210.

5G ve 6G-Yönelimli Sistemler için Meander Yüklü Açık Çerçeve Anten

Adam ALIZADE, Kutlu KARAYAHŞİ, Mustafa SEÇMEN*
Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Muğla
alizadeadam@yahoo.com , kutlukarayahsi@mu.edu.tr
*Yaşar Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, İzmir
mustafa.secmen@yasar.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, 5G uygulamaları ve 6G-yönelimli X-bant araştırmaları için tek katmanlı FR-4 alt tabaka üzerinde meander yüklü açık çerçeveli bir anten geliştirilmiştir. Tasarım; besleme genişliği, kısmi toprak düzlemi uzunluğu, üst çerçeve açıklığı ve çerçeve genişliği açısından parametrik olarak incelenmiştir. Başlangıçtaki 7 mm toprak düzlemi 6.25 mm'ye düşürülmüş, üst merkeze 0.5 mm açıklık eklenmiş ve çerçeve genişliği 0.6 mm'ye çıkarılmıştır. Nihai anten 4.4232–5.0006 GHz ve 8.2144–11.877 GHz aralıklarında S_{11} < -10 dB sağlamış; 9.25 GHz'de 5.60 dBi en yüksek gerçekleşen kazanç elde edilmiştir.*

Abstract: *A meander-loaded open-frame antenna is developed on a single-layer FR-4 substrate for 5G applications and 6G-oriented X-band research. The feed width, partial-ground length, upper-frame gap, and frame width are parametrically investigated. The initial 7 mm ground length is reduced to 6.25 mm, a 0.5 mm central gap is introduced, and the frame width is increased to 0.6 mm. The final antenna provides S_{11} < -10 dB over 4.4232–5.0006 GHz and 8.2144–11.877 GHz. A maximum realized gain of 5.60 dBi is obtained at 9.25 GHz.*

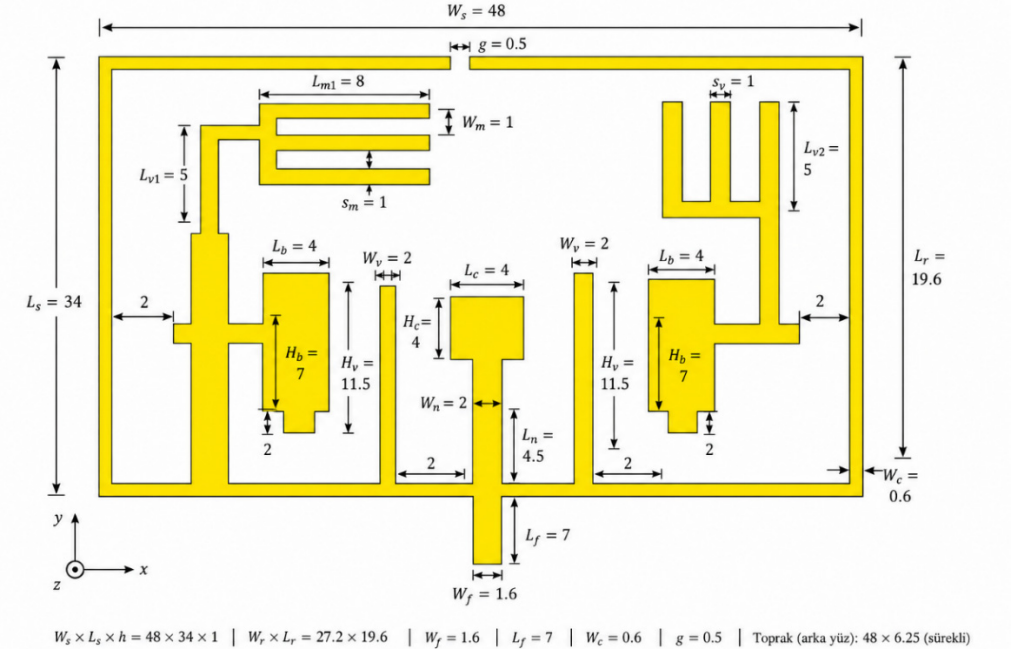
1. Giriş

Yeni nesil kablosuz sistemlerde düşük profil, kolay üretim, çoklu çalışma bölgesi ve yüksek verim gereksinimleri aynı anten geometrisi üzerinde birlikte ele alınmaktadır. Kısmi toprak düzlemleri, yarıklı/kusurlu toprak düzlemi (DGS) yapıları ve çoklu yarıklar, giriş empedansı ile bant genişliğinin ayarlanmasında etkili çözümler sunmaktadır [1]–[3]. Meander (kıvrımlı) iletken yollar, düz bir iletkenin ileri-geri katlanmasıyla sınırlı bir fiziksel alan içerisinde etkin akım yolunun uzatılmasına olanak sağlamaktadır. Bu yaklaşım, antenin fiziksel boyutunu büyütmeden elektriksel uzunluğun artırılmasını desteklerken, farklı uzunluktaki akım yolları ve aralarındaki elektromanyetik bağlaşım sayesinde farklı rezonans modlarının uyarılmasına da katkı sağlamaktadır [4], [5]. Bu çalışmada meander yapılar, kompakt geometrinin korunması ve farklı frekans bölgelerindeki rezonansların desteklenmesi amacıyla kullanılmıştır. Bu doğrultuda, 4–5 GHz bölgesindeki 5G uygulamaları ile 8–12 GHz X-bandına uzanan 6G-yönelimli üst mikrodalga araştırmalarını birlikte hedefleyen tek katmanlı açık çerçeveli bir anten önerilmiştir. Üst bant, kesinleşmiş bir 6G frekans tahsisi olarak değil, gelecek nesil geniş bant haberleşme ve algılama çalışmalarına aday bir frekans bölgesi olarak ele alınmıştır. Literatürde 8–12 GHz aralığında X-bant sistemleri raporlanmıştır [6]. Önerilen yapı, tek katmanlı FR-4 alt tabaka üzerinde kısmi toprak düzlemi, üst merkez açıklığı, açık dikdörtgen çerçeve ve meander iletken kolların birlikte kullanılmasıyla iki ayrı çalışma bölgesi oluşturacak şekilde geliştirilmiştir.

2. Anten Yapısı ve Tasarım Aşamaları

Şekil 1'de verilen anten, 48×34×1 mm³ boyutlarında FR-4 (εr=4.3, tanδ=0.025) alt tabaka üzerinde modellenmiş ve 0.035 mm kalınlığında bakır iletken kullanılmıştır. Dış açık çerçevenin toplam boyutları 27.2×19.6 mm² ve iletken genişliği W_c=0.6 mm'dir. Besleme hattı W_f=1.6 mm genişliğinde ve L_f=7 mm uzunluğunda olup, üst merkez açıklığı g=0.5 mm olarak belirlenmiştir. Alt yüzde kart genişliğinin tamamını kaplayan 48×6.25 mm² boyutlarında sürekli kısmi toprak düzlemi kullanılmıştır. Üst yüzde dış açık çerçeve, meander kollar, paralel iletken kollar ve basamaklı iç yükleme elemanları bulunmaktadır. Antenin geometrik boyutları Şekil 1'de mm cinsinden gösterilmiştir. Benzetimler CST Microwave Studio'nun zaman alanı çözücüsü kullanılarak 0–15 GHz frekans aralığında gerçekleştirilmiştir. Başlangıç modelinde besleme ve toprak düzlemi uzunlukları 7 mm, kapalı dış çerçevenin iletken genişliği ise 0.5 mm olarak seçilmiştir. Besleme genişliği 2.4, 2.2, 1.8 ve 1.6 mm için incelenmiş; rezonans frekanslarında sınırlı değişim görülmesine karşın genel empedans uyumu dikkate alınarak W_f=1.6 mm seçilmiştir. Kısmi toprak düzlemi uzunluğu L_g=5.75–8 mm aralığında parametrik olarak incelenmiştir. L_g= 6 mm için 10.335 GHz civarında yaklaşık −36 dB ile daha derin tek bir rezonans elde edilmesine karşın, L_g= 6.25 mm durumunda 9.16 ve 10.73 GHz çevresindeki yakın rezonansların birleşmesi daha geniş ve dengeli bir üst çalışma bölgesi oluşturmuştur. Bu nedenle toprak düzlemi uzunluğu, yalnızca rezonans derinliğine değil, S_{11} < -10 dB bant genişliğine göre belirlenmiştir. Kapalı çerçevenin üst merkezine 0.5–2 mm aralığında açıklık uygulanmış ve g=0.5 mm değerinin alt çalışma bölgesini korurken geniş üst bant davranışını sürdürdüğü

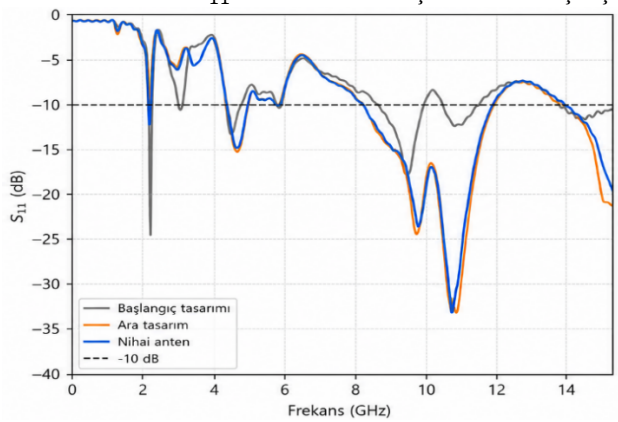
görülmüştür. Alt yan bağlantıların ayrıldığı alternatif yapıda kazançta azalma görülmüş ve S_{11} açısından belirgin bir avantaj elde edilmemiştir; bu nedenle bağlantılar birleşik bırakılmıştır. Son olarak çerçeve genişliği 0.4, 0.5 ve 0.6 mm için karşılaştırılmıştır. 0.5 ve 0.6 mm değerleri ana çalışma bantlarında birbirine yakın sonuçlar vermiş; hedef çalışma bölgelerini koruyan ve daha geniş bir iletken çerçeve sağlayan W_c= 0.6 mm değeri nihai geometri için seçilmiştir.



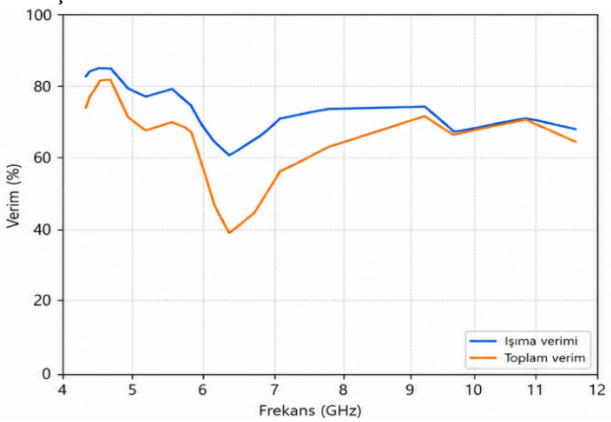
Şekil 1. Önerilen antenin geometrisi ve boyut parametreleri.

3. Benzetim Sonuçları ve Tartışma

Nihai anten, S_{11} < -10 dB koşulunu 4.4232–5.0006 GHz ve 8.2144–11.877 GHz aralıklarında sağlamaktadır. Alt çalışma bölgesinde 0.5774 GHz mutlak bant genişliği ve yaklaşık %12,25 kesirsel bant genişliği elde edilirken, üst çalışma bölgesinde 3.6626 GHz mutlak ve yaklaşık %36,46 kesirsel bant genişliği sağlanmıştır. 2.2 GHz civarında oluşan dar rezonans hedef uygulama bölgesinde bulunmadığından çalışma bandı olarak değerlendirilmemiştir. Tasarım aşamalarının karşılaştırılması, kısmi toprak düzlemi uzunluğunun ve üst çerçeve açıklığının ayarlanmasıyla üst frekanstaki yakın rezonansların geniş bir çalışma bölgesi oluşturacak şekilde düzenlendiğini göstermektedir. Ara ve nihai tasarımlar ana çalışma bantlarında birbirine yakın empedans davranışı sergilemekte, nihai geometri ise hedef bantları koruyarak son tasarım yapısını oluşturmaktadır. Başlangıç, ara ve nihai tasarımların S_{11} karakteristikleri Şekil 2'de karşılaştırılmıştır.



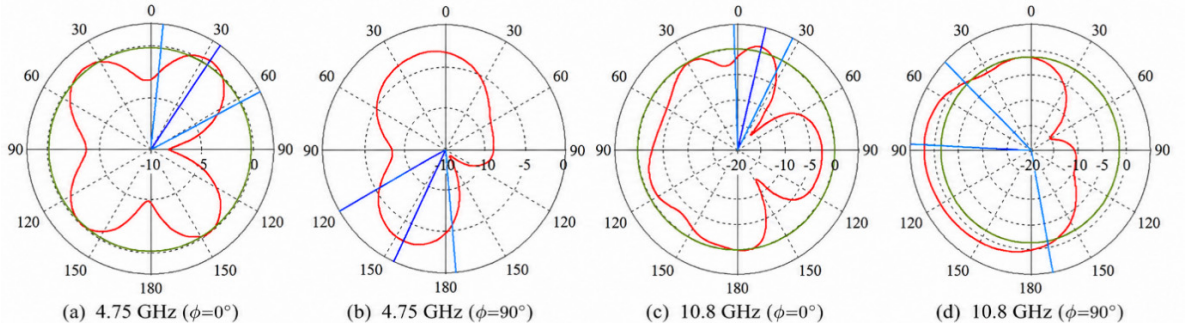
Şekil 2. Başlangıç, ara ve nihai tasarımların S_{11} karşılaştırması.



Şekil 3. Nihai modelin ışıma ve toplam verim eğrileri

Alt çalışma bandında 4.75 GHz'de 3.74 dBi gerçekleşen kazanç, 4.58 dBi yönlülük, %85,3 ışıma verimi ve %82,4 toplam verim elde edilmiştir. Üst çalışma bölgesinde gerçekleşen kazanç 9.25 GHz'de 5.60 dBi ile seçilen frekanslar arasındaki en yüksek değerine ulaşmış; aynı frekansta 7.01 dBi yönlülük, %74,6 ışıma verimi ve %72,4 toplam verim hesaplanmıştır. 10.8 GHz'de ise 5.21 dBi gerçekleşen kazanç, 6.69 dBi yönlülük, %71,3 ışıma verimi

ve %71,2 toplam verim elde edilmiştir. Bu değerler, üst çalışma bandında kazanç artarken verimin kabul edilebilir seviyelerde korunduğunu göstermektedir. Frekansa bağlı ışıma ve toplam verim değişimleri Şekil 3'te, seçilen frekanslardaki sayısal performans değerleri ise Tablo 1'de verilmiştir. Işıma karakteristiği alt ve üst çalışma bölgelerinde belirgin biçimde farklılaşmaktadır. 4.75 GHz'de daha geniş bir ışıma davranışı görülürken, 10.8 GHz'de antenin dalga boyuna göre elektriksel boyutunun artmasıyla ek akım maksimumları oluşmakta ve desen daha yönlü ve çok loblu bir yapıya dönüşmektedir. Bu davranış, açık çerçeve ve meander iletken yollar üzerinde uyarılan yüksek dereceli rezonans modlarıyla ilişkilidir; benzer üst frekans ışıma davranışları X-bant sistemlerinde de raporlanmıştır [6]. Alt ve üst çalışma bölgelerini temsil eden 4.75 ve 10.8 GHz frekanslarında, φ=0° ve φ=90° düzlemlerine ait gerçekleşen kazanç desenleri Şekil 4'te verilmiştir.



Şekil 4. 4.75 ve 10.8 GHz için φ=0° ve φ=90° düzlemlerindeki gerçekleşen kazanç desenleri.

Tablo 1. Nihai antenin seçilen frekanslardaki performansı.

f (GHz)	Gerçekleşen Kazanç (dBi)	Yönlülük (dBi)	Işıma verimi ηr (%)	Toplam verim ηt (%)
4.75	3.74	4.58	85.3	82.4
9.25	5.60	7.01	74.6	72.4
10.8	5.21	6.69	71.3	71.2

4. Sonuç

Bu çalışmada, tek FR-4 alt tabaka üzerinde gerçekleştirilen meander yüklü açık çerçeveli bir baskılı anten sunulmuştur. Tasarım sürecinde besleme genişliği, toprak düzlemi uzunluğu, üst merkez açıklık ve çerçeve genişliği parametreleri ardışık olarak incelenmiş; bu süreç sonunda L_g=6.25 mm, g=0.5 mm ve W_c=0.6 mm değerleri nihai tasarım için seçilmiştir. Nihai anten yapısı, 4.4232–5.0006 GHz ve 8.2144–11.877 GHz bantlarında $S_{11} < -10$ dB koşulunu sağlayarak sırasıyla yaklaşık %12.25 ve %36.46 kesirsel bant genişliği sunmuştur. Ayrıca 4.75 GHz'te 3.74 dBi, 9.25 GHz'te 5.60 dBi ve 10.8 GHz'te 5.21 dBi gerçekleşen kazanç değerleri elde edilmiş; toplam verim değerleri %71–82 aralığında korunmuştur. Elde edilen sonuçlar, önerilen antenin 6 GHz altı 5G uygulamaları ile 6G-yönelimli üst mikrodalga/X-bant haberleşme ve algılama çalışmaları için uygun bir aday olduğunu göstermektedir. Gelecek çalışmalarda antenin prototip üretimi, ölçümsel doğrulaması ve farklı uygulama senaryolarındaki performansı incelenecektir.

Kaynaklar

[1] N. A. Nafi, C. T. Israt, K. M. A. Rahman, N. D. Anik ve A. Rahman, "A novel theta-shaped slotted patch antenna with a unique DGS for Sub-6 GHz 5G communication," *Results in Engineering*, c. 24, Makale No. 103506, 2024, doi: 10.1016/j.rineng.2024.103506.

[2] R. Azim vd., "A multi-slotted antenna for LTE/5G Sub-6 GHz wireless communication applications," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, c. 13, sayı 5, ss. 486–496, 2021, doi: 10.1017/S1759078720001336.

[3] S. K. Noor vd., "A patch antenna with enhanced gain and bandwidth for Sub-6 GHz and Sub-7 GHz 5G wireless applications," *Electronics*, c. 12, sayı 12, Makale No. 2555, 2023, doi: 10.3390/electronics12122555.

[4] A. Reha, O. Benkhadda, A. Oulad Said, A. El Amri ve A. J. A. Al-Gburi, "Design of Sub-6GHz and Sub-7GHz Dragon fractal antenna for 5G applications with enhanced bandwidth," *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, c. 18, sayı 2, ss. 14–22, 2025, doi: 10.22266/ijies2025.0331.02.

[5] C.-Y.-D. Sim, C.-J. Hung, Z.-X. Lin, R.-C. Huang, P.-Y. Chuang ve H.-M. Chen, "A dual antenna pair design for Wi-Fi 7 laptop applications," *2024 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2024, doi: 10.1109/ISAP62502.2024.10846528.

[6] J. Pourahmadazar, R. Karimian ve T. Denidni, "8–12-GHz beam-shaping/steering phased antenna array system using SIW-fed nonplanar director Yagi–Uda antenna," *IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation*, ss. 1145–1146, 2016.

Babinet Prensibi Kapsamında Tamamlayıcı Anten Geometrileri Arasındaki İlişkinin Temel Parametrelerle Tartışılması

Ş. Atakan Kahyaoğlu*, E. Yeşim Zoral, Serkan Günel
Dokuz Eylül Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü*
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
İzmir
sakiratakan.kahyaoglu@ogr.deu.edu.tr, yesim.zoral@deu.edu.tr, serkan.gunel@deu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, Babinet prensibi uyarınca birbirinin tamamlayıcısı olan anten geometrileri arasındaki ilişki, temel anten parametreleri üzerinden tartışılmıştır.* 150 Ω *giriş empedansına sahip bir filament halka anten temel alınarak, bu yapının tamamlayıcısı olan halka yarıklı antenin giriş empedansının Babinet kuralı gereği* 237 Ω *olması gerektiği analitik olarak hesaplanmıştır. Çalışmada, eş düzlemli dalga kılavuzu (CPW) ile beslenen standart* 50 Ω*, uyumlu* 237 Ω *ve kademeli geçişli yarıklı antenler tasarlanarak empedans eşleme ve ışıma verimliliği gibi özellikler ANSYS 2025 R2'de PyAEDT v1.2.0 ile Rocky Linux 9.8 işletim sisteminde analiz edilmiştir.*

Abstract: *In this study, the relationship between complementary antenna geometries is discussed based on fundamental antenna parameters in accordance with Babinet's principle. Based on a filament loop antenna with a* 150 Ω *input impedance, it is analytically demonstrated that the complementary ring slot antenna should have an input impedance of* 237 Ω*. Standard* 50 Ω*, matched* 237 Ω*, and tapered transition slot antennas fed by a coplanar waveguide (CPW) are designed, and characteristics such as impedance matching and radiation efficiency are analyzed via ANSYS 2025 R2 with PyAEDT v1.2.0 in Rocky Linux 9.8 operating system.*

1. Giriş

Babinet prensibi, elektromanyetik teoride birbirini tamamlayan yapıların (örneğin filament antenler ve yarık antenler) ışıma ve empedans karakteristikleri arasındaki ilişkiyi kuran temel bir teoremdir [1]. Bu çalışmanın temel amacı, geniş bantlı bir anten tasarlamaktan ziyade, Babinet prensibince birbirinin tamamlayıcısı olan geometrilere sahip antenler arasındaki teorik ilişkinin elektromanyetik benzetim simülasyonları kullanılarak temel anten parametreleri ekseninde tartışılmasıdır. Bu bağlamda, filament bir halka anten ile onun tamamlayıcısı olan halka yarıklı anten incelenmiştir. Yarıklı antenler, eş düzlemli dalga kılavuzu (CPW) ile kolayca beslenebilmeleri sayesinde pratik uygulamalarda tercih edilmektedir [2]. Çalışmada, 150 Ω empedanslı teorik bir filament halkanın tamamlayıcısı olan yarıklı antenin empedans özellikleri araştırılmıştır, 50 Ω, 237 Ω ve kademeli besleme yapılarının performansları karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir.

2. Tamamlayıcı Anten Tasarımı ve Babinet Prensibi

İncelemenin ilk aşamasında, FR-4 alt taban üzerinde ($\varepsilon_r = 4.4$, $h = 1.6$ mm) zemin düzlemsiz yer alan bir filament halka anten boyutlandırılmıştır. Haberleşme bantlarında yaygın olarak kullanıldığı için 1.8 GHz bandı temel frekans kabul edilmiş ve aşağıdaki verdiği gibi halkanın ortalama yarıçapı $r \approx 22$ mm olarak analitik biçimde hesaplanmıştır [3].

$$F = \frac{8.719 \cdot 10^9}{f_r\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{(8.791) \cdot 10^9}{(1.8) \cdot 10^9 \cdot \sqrt{4.4}} = 2.3283 \tag{2.1}$$

$$a = \left\{1 + \frac{2h}{\pi\varepsilon_r F}\left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726\right]\right\}^{-1/2} = 2.273 \text{ cm} \tag{2.2}$$

Substrat boyutları ise yama antenlerin saçaklanma etkilerinden dolayı halkanın çapından itibaren 10 mm eklenerek 64×64 mm olarak belirlenmiştir.

Simülasyonlar sonucunda, tasarlanan filament halkanın temel rezonansta yaklaşık 150 Ω giriş empedansına (Z_{fil}) sahip olduğu görülmüştür. Babinet prensibine göre, serbest uzayda birbirini tamamlayan filament ve yarık antenlerin empedansları arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir [1].

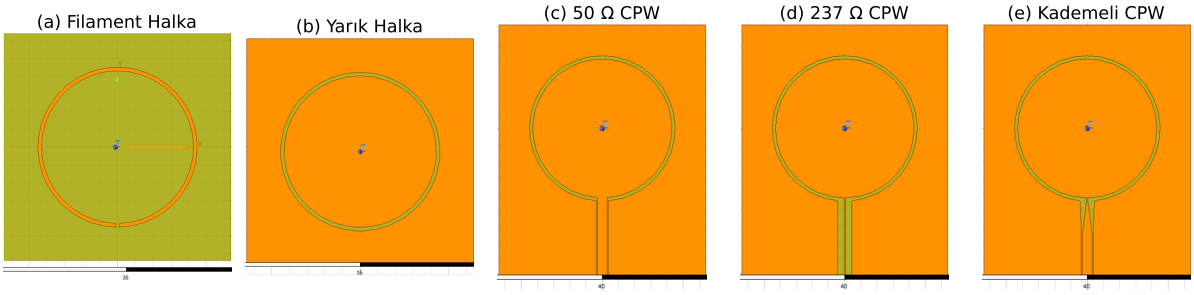
$$Z_{\text{fil}} \cdot Z_{\text{yarık}} = \eta_0^2/4 \implies Z_{\text{yarık}} = 237\ \Omega \tag{2.3}$$

Burada $\eta_0 \approx 377\ \Omega$ serbest uzay empedansıdır. Bu denklem aracılığıyla, filament halkanın tamamlayıcısı olan halka yarıklı antenin giriş empedansı teorik olarak 237 Ω hesaplanmıştır. Empedans uyumlandırma hattının uzunluğu

ise en yüksek simüle frekansı olan 6 GHz karşılık gelen dalga boyuna göre 23.5 mm olarak boyutlandırılmıştır. Besleme yapısının eklenmesi ile antenin son boyutları 64×78 mm olarak tasarlanmıştır.

Hesaplanan yüksek giriş empedansını standart 50 Ω RF sistemlerine entegre etmenin etkilerini incelemek üzere üç farklı CPW besleme modeli oluşturulmuştur:

1. Standart 50 Ω Besleme: Klasik 50 Ω hat ($W_f = 3.0$ mm, $G_f = 0.3$ mm).
2. Doğrudan 237 Ω Besleme: Teorik değeri yansıtan besleme ($W_f = 0.1$ mm, $G_f = 3.0$ mm).
3. Kademeli Geçişli Besleme: 50 Ω konnektör ucundan 237 Ω yarık besleme noktasına uzanan doğrusal empedans geçişi.

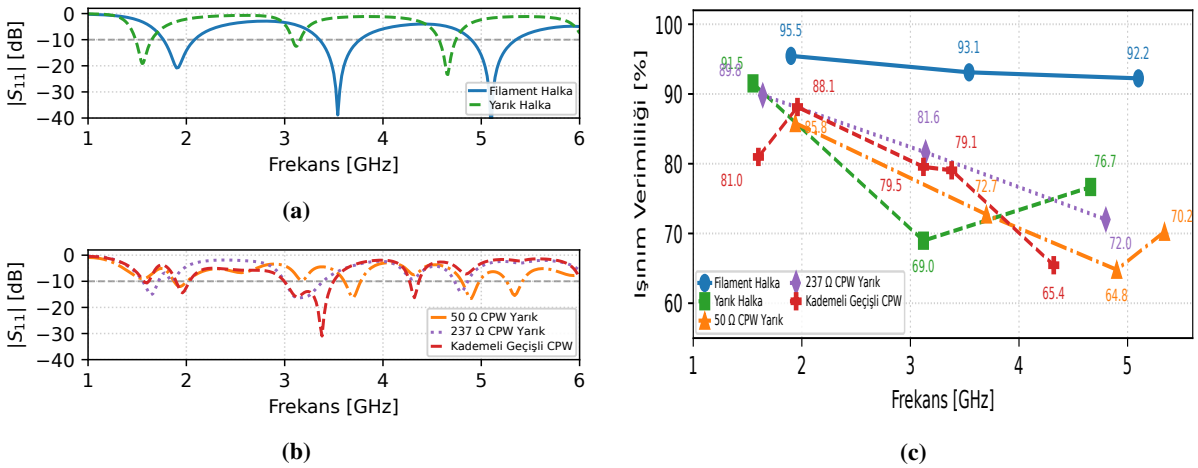


Şekil 1. İncelenen beş anten geometrisi: (a) filament halka, (b) doğal (devre portlu) yarık halka, (c) 50 Ω CPW beslemeli yarık, (d) 237 Ω CPW beslemeli yarık, (e) kademeli geçişli CPW beslemeli yarık.

Böylece filament halkanın tamamlayıcısı olan yarık halka, hem Babinet prensibinin öngördüğü 237 Ω'luk devre portuyla doğrudan (Şekil 1b), hem de pratik CPW besleme varyasyonlarıyla (Şekil 1c–e) olmak üzere toplam beş anten modeli üzerinden karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

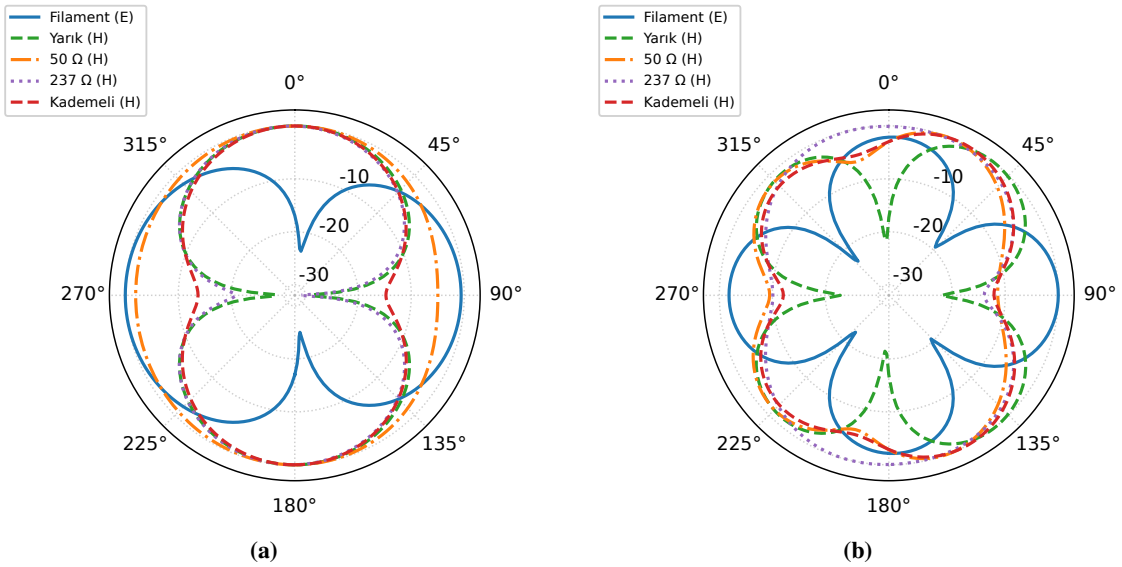
3. Benzetim Sonuçları ve Tartışma

Şekil 2a ve 2b'deki S_{11} sonuçları incelendiğinde, zemin düzlemsiz filament halkanın 1.90 GHz'de rezonansa girdiği görülmektedir. Babinet prensibi homojen ortamlarda geçerli olduğundan, tek taraflı FR-4 alt tabanı yarık antenin rezonansında kaymalara neden olmuştur. İdeal devre portlu doğal yarık antenin 1.55 GHz'de rezonansa girdiği tespit edilmiştir. İstenen 237 Ω empedanslı CPW besleme uygulandığında rezonans 1.64 GHz'e gelirken; standart 50 Ω ve kademeli beslemelerde sırasıyla 1.94 GHz ve 1.6 GHz elde edilmiştir. 237Ω besleme hatları, rezonansı yarık modelin orijinal frekansına geri yaklaştırmıştır. Şekil 2c'de sunulan ışıma verimlilikleri rezonans frekanslarında nümerik olarak karşılaştırıldığında; filament anten %95.5 gibi yüksek bir verim sunarken, FR-4 üzerindeki yarık antenlerde dielektrik ve besleme kayıpları sebebiyle bu değer düşmektedir. Kendi rezonans frekanslarında sırasıyla doğal yarık anten %91.5, standart 50 Ω beslemeli model %85.8, kademeli beslemeli model %80.9 ve 237 Ω beslemeli model %89.8 ışıma verimliliği göstermektedir.



Şekil 2. Beş antenin yansıma katsayısı (S_{11}) karşılaştırması: (a) filament halka ve doğal yarık halka, (b) CPW beslemeli yarık varyasyonları (50 Ω, 237 Ω, kademeli); (c) beş antenin ışınım verimliliği karşılaştırması. Renk kodlaması tüm panellerde ortaktır.

Tamamlayıcı yapıların ışıma özelliklerini incelemek üzere Şekil 3'te, filament halkanın E-alanı örüntüsü (azimut açısı ϕ düzleminde) ile dört yarık antenin H-alanı örüntüleri (yükseklik açısı θ düzleminde) karşılaştırılmıştır. Antenlerin uzak alan mutlak şiddetleri substrat kayıpları ve empedans uyumsuzlukları nedeniyle değiştiğinden, Babinet prensibinin öngördüğü şekil benzerliğini ortaya çıkarabilmek amacıyla örüntüler her antenin kendi tepe değerine 0 dB normalize edilerek verilmiştir. Şekil 3a birinci rezonans grubunu (≈ 1.5–2.0 GHz), Şekil 3b ise ikinci rezonans grubunu (≈ 3.1–3.7 GHz) göstermektedir.



Şekil 3. Filament halkanın E-alanı örüntüsü (ϕ) ile yarık antenlerin H-alanı örüntülerinin (θ) (a) birinci ve (b) ikinci rezonans frekansı grubunda normalize edilmiş kıyaslaması.

Babinet prensibinin teorik sonuçlarından biri, tamamlayıcı yapıların elektromanyetik alan bileşenlerinin yer değiştirmesidir ($E_{\text{yarık}} \propto H_{\text{fil}}$ ve $H_{\text{yarık}} \propto E_{\text{fil}}$). Şekil 3'te sunulan normalize örüntü kıyaslamaları bu durumu doğrulamaktadır. Her iki rezonans frekansı grubunda da; filament antenin E-alanı ışıma karakteristiği, tüm yarık anten varyasyonlarının H-alanı örüntüsüyle yapısal olarak örtüşmektedir. Substratın getirdiği asimetrilere rağmen Babinet prensibinin ışıma denkliklerinin CPW beslemeli yarık tasarımlarında da korunduğu görülmüştür.

4. Sonuç

Bu çalışmada, Babinet prensibi bağlamında temel bir filament halka anten ile onun tamamlayıcı geometrisi olan yarık halka antenin elektromanyetik parametreleri karşılaştırılmıştır. Teorik olarak elde edilen 237 Ω giriş empedansına sahip yarık antenin RF sistemleriyle uyumlandırılması için standart 50 Ω ve kademeli CPW besleme yapısı ile analiz edilmiştir. FR-4 substratın yarattığı rezonans frekansı kaymaları uygun CPW tasarım parametreleriyle telafi edebildiği ortaya konmuştur. Simülasyonlar tamamlayıcı antenlerin empedans dönüşüm kuralını doğrularken, E ve H alanlarının yer değiştirmesi prensibinin uygulamalı koşullarda da korunabileceği göstermiştir.

5. Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK Proje No: 124E684 tarafından desteklenmiştir. Çalışma boyunca sağladığı katkılarından dolayı Dr. Gizem Kalender'e teşekkür ederiz.

Kaynaklar

[1] Booker H. G., "Slot Aerials and Their Relation to Complementary Wire Aerials (Babinet's Principle)", Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation, cilt.93 no.4, s.620-626, 1946.

[2] Simons R. N., Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems. John Wiley & Sons, New York, A.B.D., s. 17-25, 2001.

[3] Balanis C. A., Antenna Theory: Analysis and Design. 4. Baskı, John Wiley & Sons, New Jersey, A.B.D., s. 818-819, 2016.

Çift Rezonanslı Bant Durduran ve Babinet Bant Geçiren Frekans Seçici Yüzey Tasarımı: Açık Kaynak ve Ticari Hesaplama Araçlarının Çapraz Doğrulamalı Analizi

Zeliha Merve Çetinok
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
İstanbul
merve.cetinok@std.yildiz.edu.tr

Hulusi Açıkgöz
Ankara Medipol Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Ankara
hulusi.acikgoz@ankaramedipol.edu.tr

*Özet: Bu çalışmada, Rogers RO3003 substratı üzerinde 15 GHz ve 20 GHz rezonans bantlarını hedefleyen çift rezonanslı iç içe kare halka frekans seçici yüzeyin (FSS) bant durduran (BD) ve Babinet prensibine dayalı bant geçiren (BG) konfigürasyonları incelenmiştir. Temel amaç, ticari yazılımda oluşan mesh engelini aşmak ve lisans bağımsız bir alternatif sunan açık kaynaklı openEMS (FDTD) çözücüsünün simülasyon performansını, ticari CST (FEM) yazılımıyla çapraz doğrulayarak değerlendirmektir. Model yeniden koşusunda (TE, θ=0°) CST–openEMS rezonans farkları BD için +6,27/+1,63% (14,35/19,93 → 15,25/20,25 GHz), BG için +1,67/−1,75% (15,00/18,58 → 15,25/18,25 GHz) bulunmuştur; BG'de $|S_{21}|$ her iki araçta 0 dB'e yakındır. openEMS yalnız θ=0° ile sınırlıdır; açısal kararlılık CST Floquet ile yalnız **iç içe kare (Model) BD** için 0°–45° değerlendirilmiştir.*

Anahtar kelimeler— *Frekans seçici yüzey, Babinet tümleyeni, çift rezonans, openEMS, CST, FDTD, FEM, açısal kararlılık.*

*Abstract: This study investigates dual-resonant nested square-loop frequency selective surface (FSS) configurations—band-stop and Babinet-based band-pass—designed on a Rogers RO3003 substrate to target the 15 GHz and 20 GHz resonance bands. The primary objective is to overcome mesh-related limitations of commercial software and to assess the simulation performance of the open-source, license-independent openEMS (FDTD) solver through cross-validation against commercial CST (FEM). In the Model re-simulation (TE, θ=0°), the CST–openEMS resonance deviations are +6.27%/+1.63% for band-stop (14.35/19.93 → 15.25/20.25 GHz) and +1.67%/−1.75% for band-pass (15.00/18.58 → 15.25/18.25 GHz); for band-pass, $|S_{21}|$ remains close to 0 dB in both solvers. openEMS validation is restricted to normal incidence (θ=0°), whereas angular stability is examined with CST Floquet ports solely for the nested square-loop (Model) **band-stop** structure over 0°–45°.*

Keywords— *Frequency selective surface, Babinet complement, dual resonance, openEMS, CST, FDTD, FEM, angular stability.*

1. Giriş

Frekans seçici yüzeyler (FSS), üzerlerine gelen elektromanyetik dalgaları frekansa bağlı olarak yansıtan veya ileten periyodik uzaysal filtrelerdir [1,2]. 5G/6G ve uydu haberleşme sistemlerinin oluşturduğu spektral yoğunluk, birden fazla frekans bandını seçici biçimde kontrol edebilen, düşük kayıplı ve açısal değişimlere düşük duyarlılık gösteren yapılara olan gereksinimi artırmaktadır [3, 4]. Analitik yaklaşımlar ve basitleştirilmiş eşdeğer devre modelleri tasarımın fiziksel olarak yorumlanmasını kolaylaştırmakla birlikte, kayıplı dielektrik substrat içeren gerçekçi geometrilerdeki yakın alan kuplajı, sonlu iletkenlik ve dispersiyon etkilerini sınırlı doğrulukla temsil edebilmektedir [5]. Tam dalga çözücüleri daha ayrıntılı elektromanyetik analiz sunmasına karşın, ticari yazılımların lisanslama ve hesaplama maliyetleri araştırmaların yeniden üretilebilirliğini sınırlayabilmektedir [6].

Bu çalışmada, Rogers RO3003 substratı üzerinde 15 ve 20 GHz rezonanslarını hedefleyen çift iç içe kare halka FSS'nin BD metal halka yapısı ile bunun geometrik Babinet tamamlayıcısı olan BG slot yapısı incelenmiştir [7,8]. Çalışmanın temel katkısı, aynı nominal geometri ve malzeme parametrelerinin ticari CST frekans domeni sonlu elemanlar yöntemi (FEM) ve açık kaynaklı openEMS eşdeğer-devre sonlu farklar zaman domeni (EC-FDTD) çözücüleriyle modellenerek normal gelişte (θ=0°) çapraz doğrulanmasıdır. Böylece farklı port tanımları, sınır koşulları ve uzaysal ayrıklaştırma yöntemlerinden kaynaklanan rezonans frekansı ve S-parametre farklılıkları nicel olarak değerlendirilmektedir [6].

İdeal Babinet ilişkisinde metal halka yapısının durdurma rezonanslarının tamamlayıcı slot yapısında geçiş rezonanslarına dönüşmesi beklenmektedir. CST sonuçlarında BD yapısının yaklaşık 20 GHz olan ikinci

rezonansının BG yapısında 18,55 GHz'e kayması, yaklaşık %7,25'lik bir frekans değişimine karşılık gelmektedir. Bu değişim, slot alanlarının dielektrik ortama daha fazla nüfuz etmesi ve buna bağlı etkin kapasitans artışıyla ilişkilendirilmektedir [9].

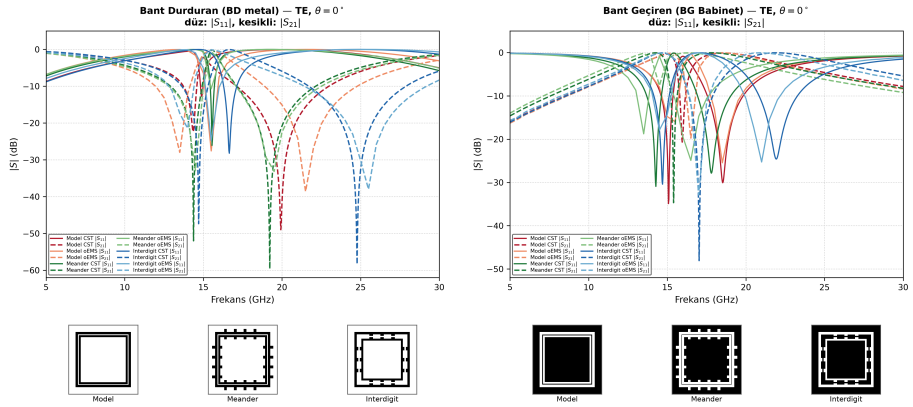
2. Geometrik Tasarım ve Hesaplama Yöntemleri

Tasarım, Rogers RO3003 kayıplı dielektrik substratı üzerinde gerçekleştirilmektedir. İç içe kare halka yapılarında, Eşitlik 1'de verildiği gibi hesaplanan rezonans frekansı f_r, ortalama halka çevresinin etkin dalga boyuna eşit olduğu noktalarda elde edilmiştir; yan lob ve açısal bağımlılık da aynı eşitlik kümesinde verilmiştir [1]:

$$f_r \approx \frac{c}{4L\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}},\ \varepsilon_{\text{eff}}=1{,}43 \quad (1a) \qquad Z_{\text{BD}}Z_{\text{BG}} = \frac{\eta^2}{4} \quad (1b)$$

$$P < \frac{\lambda_0}{1+\sin\theta_{\max}},\ P(1+\sin\theta) \geq \lambda_0 \quad (1c) \qquad f(\theta) \approx f(0)\left[1+\alpha\sin^2\theta\right],\ \alpha \approx 0{,}08\text{–}0{,}10 \quad (1d)$$

Burada c boşluktaki ışık hızını, L ilgili kare halkanın kenar uzunluğunu, η çevre ortamının dalga empedansını ve f_r rezonans frekansını Şekil 1'de verildiği gibi temsil etmektedir. İnce substratta yarı hava–yarı dielektrik yaklaşımı $\varepsilon_{\text{eff}} \approx (\varepsilon_r+1)/2 = 2{,}0$ vermektedir. Ancak dar şeritler ($w_{\text{out}}/w_{\text{in}} \approx 0{,}17/0{,}14$ mm) ve ince RO3003 ($h=0{,}51$ mm) için $w/h \sim 0{,}3$ olduğundan saçak alanların büyük kısmı havada kalmakta; iç–dış halka yakın kuplajı da etkin elektriksel uzunluğu değiştirmektedir. Bu nedenle tam dalga kalibrasyonu $\varepsilon_{\text{eff}}=1{,}43$ vermekte (≈%28,5 düşüş) ve hesaplanan f_r ile simüle edilen rezonansları uyumlu hale getirmektedir. BD desen, dielektrik yüzey üzerindeki metal iç içe halkalardan oluşmaktadır. BG desen oluşturulurken aynı birim hücrede metal olan halka bölgeleri açıklığa, açıklık olan bölgeler metale dönüştürülmüş; Babinet tümleyeni alınmıştır.

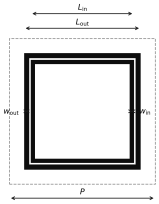


Şekil 1. Model, Meander ve Interdigit yapılarının normal gelişte ($\theta=0°$) CST–openEMS karşılaştırması ve Babinet BD/BG birim hücre geometrileri: (a) BD; (b) BG.

İdeal serbest uzay Babinet teoremine göre yama ve slot rezonanslarının örtüşmesi beklenirken, RO3003 üzerinde BD'de alanın büyük kısmının havada kalması, BG'de ise slot alanlarının dielektriğe daha fazla nüfuz etmesi bu asimetrik sapmayı fiziksel olarak açıklamaktadır. Altı yapının normal gelişteki CST–openEMS karşılaştırması ve birim hücre geometrileri Şekil 1'de verilmiştir.

Birim hücre parametreleri Tablo 1'da özetlenmiştir. Yan lob/açısal koşullar Eşitlik 1c–1d'dedir.

Tablo 1. Birim hücre parametreleri ve çözücü kurulumları (BD metal = BG Babinet slot).



(a) Geometri (mm)

Par.	Model	Meander	Interdigit
P	4,98	4,98	4,98
L_{out}	3,98	3,98	3,98
L_{in}	3,52	3,52	3,00
w_{out}	0,17	0,17	0,17
w_{in}	0,14	0,14	0,14
h/t		0,51 / 0,035	

(b) Çözücü kurulumu

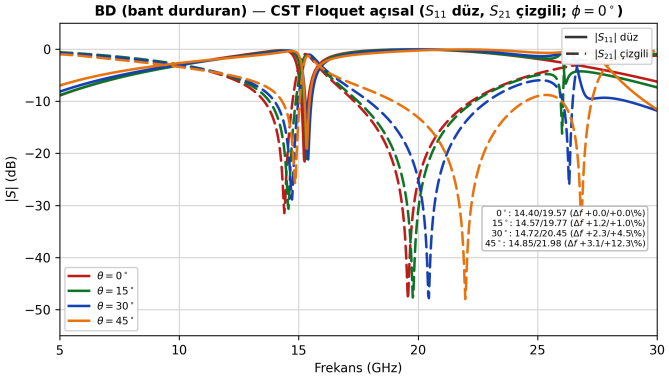
RO3003: $h=0{,}51$, $\varepsilon_r=3$ [9], $\tan\delta=0{,}0013$, $\varepsilon_{\text{eff}}=1{,}43$

CST Frequency Domain	openEMS
FEM, tetrahedral mesh	FDTD
Unit Cell + Floquet port	TEM port ($k_c=0$)
Periyodik Floquet BC	Yan: PEC/PMC ($E_t=0$/$H_t=0$)
Açısal tarama mümkün	Yalnız $\theta=0°$

Tablo 1'da üç geometri, ortak P ve şerit ölçüleriyle tasarlanmıştır.

3. Simülasyon Sonuçları ve Bulgular

Birim hücre periyodunun çalışma bandındaki serbest uzay dalga boyuna göre küçük olması (P=4,98 mm; 15–20 GHz'te $P/\lambda_0 \approx 0{,}249$–$0{,}332$, $P/\lambda_0 < 0{,}35$), yüksek mertebeli Floquet modlarının oluşmasını sınırlandırmakta ve açısal kararlılığı desteklemektedir [11]. CST Floquet ile açısal kararlılık analizi Şekil 2'de iç içe kare halka BD için verilmiştir; E-düzleminde (ϕ=0°) θ=0°,15°,30°,45° eğrileri tek grafikte üst üste çizilmiş, renk θ'yı, düz çizgi $|S_{11}|$'i ve kesikli çizgi $|S_{21}|$'i göstermektedir. CST–openEMS çapraz doğrulama özeti Tablo 2'de sunulmuştur.



Şekil 2. CST Floquet açısal kararlılık.

Tablo 2. FSS performans özeti (Model; TE, θ=0°). Fark = $100\,(f_{\text{openEMS}} - f_{\text{CST}})/f_{\text{CST}}$.

Metrik	CST BD	CST BG	openEMS BD	openEMS BG
f_1 (GHz)	14,35	15,00	15,25	15,25
f_2 (GHz)	19,93	18,58	20,25	18,25
$\lvert S_{21}\rvert @ f_1$	−22,4	−0,3	−32,1	−0,1
$\lvert S_{21}\rvert @ f_2$	−49,0	−0,1	−60,8	−0,03
Fark (%)	—	—	+6,27/+1,63	+1,67/−1,75
Açısal	bkz. Şekil 2		θ=0°	

CST–openEMS karşılaştırmasında BD için rezonanslar 14,35/19,93 GHz'den 15,25/20,25 GHz'e, BG için ise 15,00/18,58 GHz'den 15,25/18,25 GHz'e değişmiştir. BG yapısında $|S_{21}|$ her iki çözücüde de 0 dB'e yakın bulunmuştur. Ayrı yapılan keşif taramasında Meander yüklemesinin özellikle BG yapısında rezonansları aşağı kaydırarak miniatürizasyon sağladığı, Interdigit yüklemesinin ise ikinci rezonansı yukarı taşıdığı görülmüştür [10]. Normal gelişte TE/TM sonuçları uyumlu ve çapraz polarizasyon seviyesi −60 dB'nin altındadır. Meander ve Interdigit için açısal tarama bu çalışmada yapılmamış; bu iki yapıda CST–openEMS karşılaştırması θ=0° ile sınırlıdır.

4. Sonuç

Bu çalışmada, 15 ve 20 GHz bantlarını hedefleyen çift rezonanslı FSS tasarımları, açık kaynaklı openEMS (FDTD) ve ticari CST (FEM) kullanılarak karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. CST Floquet analizleri, iç içe kare BD yapısının 45° eğik gelişe kadar yüksek açısal kararlılık gösterdiğini ortaya koymuştur (Şekil 2). Pratik PCB üretimi için 0,035 mm standart bakır kalınlığı tercih edilmiştir. Sonuçlar, openEMS'in FSS tasarımlarında ticari çözücülere açık kaynaklı ve düşük maliyetli bir alternatif olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

Kaynaklar

[1] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*. New York, NY, USA: Wiley, 2000.

[2] R. Mittra, C. H. Chan ve T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces—A review," *Proc. IEEE*, c. 76, no. 12, s. 1593–1615, 1988, DOI: 10.1109/5.16352.

[3] W. Afzal, M. Z. Baig, A. Ebrahimi, M. R. Robel, M. T. A. Rana ve W. Rowe, "Frequency Selective Surfaces: Design, Analysis, and Applications," *Telecom*, c. 5, no. 4, s. 1102–1128, 2024, DOI: 10.3390/telecom5040056.

[4] M. Idrees, Y. He, S. Ullah ve S.-W. Wong, "A Dual-Band Polarization-Insensitive Frequency Selective Surface for Electromagnetic Shielding Applications," *Sensors*, c. 24, no. 11, mad. 3333, 2024, DOI: 10.3390/s24113333.

[5] S. S. Bukhari, W. G. Whittow, J. C. Vardaxoglou ve S. Maci, "Equivalent Circuit Model for Coupled Complementary Metasurfaces," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, c. 66, no. 10, s. 5308–5317, 2018, DOI: 10.1109/TAP.2018.2860052.

[6] A. Fedeli, C. Montecucco ve G. L. Gragnani, "Open-Source Software for Electromagnetic Scattering Simulation: The Case of Antenna Design," *Electronics*, c. 8, no. 12, mad. 1506, 2019, DOI: 10.3390/electronics8121506.

[7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4. bs. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2012.

[8] M. Hrtoň, A. Konečná, M. Horák, T. Šikola ve V. Křápek, "Plasmonic Antennas with Electric, Magnetic, and Electromagnetic Hot Spots Based on Babinet's Principle," *Phys. Rev. Applied*, c. 13, art. 054045, 2020, DOI: 10.1103/PhysRevApplied.13.054045.

[9] Rogers Corporation, *RO3000 Series Circuit Materials Data Sheet (RO3003/RO3006/RO3010/RO3035)*, 2024. [Çevrimiçi]. www.rogerscorp.com (RO3000 laminate data sheet), erişim: 12 Ağustos 2026.

[10] A. B. Varuna, S. Ghosh ve K. V. Srivastava, "A miniaturized-element bandpass frequency selective surface using meander line geometry," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, c. 59, no. 10, s. 2484–2489, 2017, DOI: 10.1002/mop.30760.

[11] B. Döken, "The Effect of the Distance Between Unit Cells on the Frequency Stability of Frequency Selective Surfaces," *Erzincan Üniv. Fen Bil. Enst. Dergisi*, c. 16, no. 3, s. 643–653, 2023, DOI: 10.18185/erzifbed.1234111.

Elektrik Alan Uygulamasının TPU/Benzoik Asit Kompozitlerinin Süseptans Özellikleri Üzerine Etkisi

Gizem SAYIN [1, 5], Sedat KURNAZ [2], Elif AŞIKUZUN TOKEŞER[3], Turgay SEYDİOĞLU[4], Özgür ÖZTÜRK[5]*

[1] Başkent Üniversitesi, Anadolu Organize Sanayi Bölgesi Meslek Yüksekokulu, Elektronik Haberleşme Teknolojileri Programı, 06909, Ankara, Türkiye
[2] Kastamonu Üniversitesi, Merkezi Araştırma Laboratuvarı, 37150, Kastamonu, Türkiye
[3]Kastamonu Üniversitesi, Metalurji ve Malzeme Mühendisliği, 37150 Kastamonu, Türkiye
[4]Kastamonu Üniversitesi, Meslek Yüksekokulu, Elektronik ve Otomasyon Programı, 37150 Kastamonu, Türkiye
[5] Kastamonu Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, 37150, Kastamonu, Türkiye
***E*-mail:gsayin@baskent.edu.tr**

ÖZET

Bu çalışmada, Termoplastik Poliüretan (TPU) matrise farklı oranlarda (%0, 3, 5, 7 ve 10) benzoik asit (BA) katkılanmış kompozit filmlerin dielektrik süseptans (B) davranışı empedans analizör aracılığıyla incelenmiştir. Ölçümler 10^3-10^7 Hz frekans aralığında gerçekleştirilmiş, numuneler 0, 4, 8 ve 12 kV/cm elektrik alana 15 dakika süreyle maruz bırakılmadan önce ve sonra ölçümler tekrarlanmıştır. Polarizasyon öncesi en yüksek B_{max} değeri %3 BA katkılı numunede elde edilmiştir. Elektrik alan uygulamasının tüm numunelerde B_{max} değerini artırdığı gözlemlenmiştir. Elde edilen bulgular TPU/BA filmlerin elektrik alana duyarlı dielektrik özellikler sergilediğini ortaya koymaktadır.

ABSTRACT

In this study, the dielectric susceptance (B) behavior of composite films made from a thermoplastic polyurethane (TPU) matrix with benzoic acid (BA) added at different concentrations (0, 3, 5, 7, and 10%) was investigated using an impedance analyzer. Measurements were performed in the 10^3–10^7 Hz frequency range, and the samples were measured both before and after being exposed to electric fields of 0, 4, 8, and 12 kV/cm for 15 minutes. The highest B_{max} value prior to polarization was obtained in the sample containing 3% BA. It was observed that applying an electric field increased the Bmax value in all samples. The findings demonstrate that TPU/BA films exhibit electric-field-sensitive dielectric properties.

GİRİŞ

Günümüzde hızla gelişen elektronik ve malzeme teknolojileri, sensör sistemlerinin performans, esneklik ve enerji verimliliği açısından yeni gereksinimler doğurmuştur. Esnek basınç ve dokunsal sensörler, düşük güç tüketimi, yüksek mekanik uyum ve geniş algılama aralığı gibi avantajlarıyla modern elektronik sistemlerin temel bileşenleri haline gelmiştir. (Pyo vd. 2021). Esnek dokunsal sensörlerin performansı; kullanılan malzemenin mekanik modülü, dielektrik özellikleri, yüzey morfolojisi ve elektrot-dielektrik arayüzündeki yük etkileşimleri gibi çoklu parametrelerin etkisine bağlıdır. Bu temel malzeme özelliklerinin sensör duyarlılığı ve kararlılığı üzerinde doğrudan belirleyici olması, araştırmacıları yalnızca matris polimerinin değil, sensörün genel mimarisinde yer alan elektrot yapılarının da geliştirilmesine yöneltmiştir. (Pyo vd. 2018). Baskı teknolojilerindeki gelişmeler esnek yüzeylerde mikro ve nano yapılı kapasitif sensörlerin düşük maliyetle ve geniş alanlarda üretimine olanak tanımış; bu durum hem ölçeklenebilirliği hem de üretim verimini artırmıştır (Khan vd. 2015). Bu gereksinimleri karşılayabilecek malzeme adayları arasında polimer bazlı kompozitler özellikle öne çıkmaktadır. Termoplastik poliüretan (TPU), sert ve yumuşak segmentlerden oluşan blok kopolimer yapısı sayesinde yüksek elastikiyet, kimyasal direnç ve geniş sıcaklık aralığında kararlı mekanik özellikler sergilemektedir. Bu yapısal özelliği TPU'yu polar faz indüksiyonuna dayalı piezoelektrik ve dielektrik uygulamalar için uygun bir polimer matris adayı haline

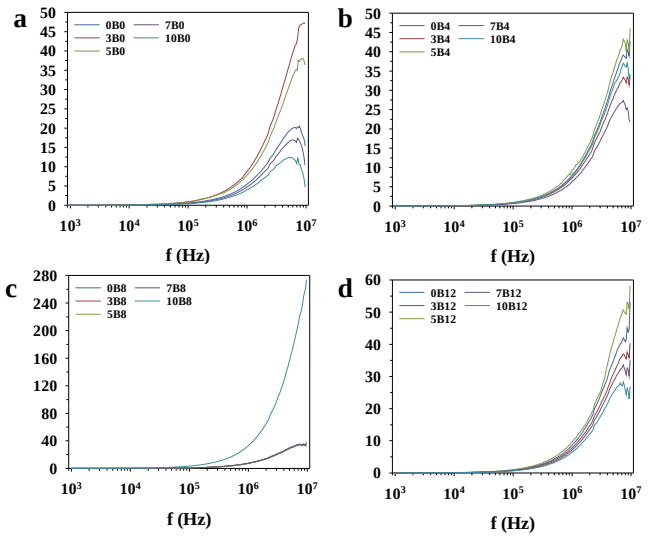
getirmektedir [3]. Benzoik asit (BA) ise aromatik halkası ve karboksil grubu sayesinde polimer matrisine eklendiğinde zincir hareketliliğini etkileyebilmekte ve dielektrik polarizasyon mekanizmalarını modifiye edebilmektedir [4]. Elektrik alan uygulaması (polarizasyon) ise polimer kompozitlerde dipollerin belirli bir yönde hizalanmasını sağlayarak malzemenin reaktif enerji depolama kapasitesini ve dielektrik süseptans (B) değerini artırmaktadır [5]. Bu çalışmada, TPU matrise farklı oranlarda (%0, %3, %5, %7 ve %10) BA katkılanmış kompozit filmlerin dielektrik süseptans davranışı, 0–12 kV/cm aralığında uygulanan elektrik alan şiddetine bağlı olarak 10^3–10^7 Hz frekans aralığında sistematik biçimde incelenmiştir.

YÖNTEM

Termoplastik poliüretan (TPU), çeşitli oranlarda benzoik asit içeren kompozitler çözelti-döküm (casting) yöntemi ile hazırlanmıştır. 5g TPU (Hunan Solar Chemical Co. Ltd., Çin) cam beherlerde %40 N,N-Dimetilformamid (DMF) ve %60 Tetrahidrofurandan (THF) oluşan çözücü karışımında (10 mL DMF/15 Ml THF) çözülmüştür. Benzoik asit ağırlıkça %0, %3, %5, %7 ve %10 oranlarında eklenmiş ve karışımlar 140 dakika boyunca oda sıcaklığında karıştırılmıştır. Homojenliği korumak ve oluşabilecek hava kabarcıklarını önlemek için ilave 4 mL DMF ve 6 mL THF eklenmiş ardından 40 dakika daha karıştırma işlemine devam edilmiştir. Elde edilen çözeltiler cam petri kaplarına dökülmüş ve 50˚C'de 17 saat boyunca etüvde kurutularak esnek kompozit filmler elde edilmiştir.

SONUÇLAR VE TARIŞMA

Şekil 1a'da tüm numunelerin 10^3-10^7 Hz frekans aralığındaki süseptans (B) değerlerinin frekansa bağlı değişimleri verilmiştir. Tüm numuneler için B değerlerinin düşük frekanslarda B değerinin oldukça küçük kaldığı, 10^6 Hz'in üzerinde ise belirgin bir atış gösterdiği görülmektedir. Bu artış, malzemenin yüksek frekanslarda kapasitif özellik kazandığını göstermektedir.



Şekil 1 Polarizasyon öncesi ve polarizasyon sonrası numunelerin süseptans grafikleri

Şekil 1'deki grafiklerdeki y-ekseni ölçekleri, her numune grubunun polarizasyon sonrası sergilediği B_{max} artış büyüklüğündeki farklılıkları yansıtmaktadır. Özellikle yüksek elektrik alan şiddetlerinde (8-12 kV/cm) bazı numunelerde gözlemlenen ani B_{max} artışı, ortak bir ölçek kullanıldığında düşük alan gruplarındaki görünürlüğü ciddi ölçüde azaltmaktadır. Bu nedenle her alt grafik, kendi veri aralığına göre ölçeklendirilmiş olup grup içi BA konsantrasyon etkisinin daha net değerlendirilebilmesi amacıyla bu yaklaşım tercih edilmiştir.Tablo 1 incelendiğinde polarizasyon uygulanmadan önce B_{max} değerinin 3B0 numunesinde 47.37 µS ile en yüksek değere ulaştığı görülmektedir. Buna karşılık f_{max} değeri de 3B0 numunesinde 9.44 MHz ile en yüksek değeri almıştır. Dolgu oranının %3'ten %10'a artmasıyla birlikte B_{max} ve f_{max} değerlerinde azalma gözlenmiştir. Bu durum, yüksek dolgu oranlarında dolgu parçacıklarının polimer matris içinde kümelenmeye (aglomerasyon) başladığına ve arayüzey polarizasyonunu olumsuz etkilediğini göstermektedir.

Tablo 1 Polarizasyon öncesi B_{max} ve f_{max} değerleri

Numune Adı	Dolgu (%)	Bm_{ax} (µS)	f_{max} (MHz)
B0	0	21.11	7.24
B3	3	47.37	9.44
B5	5	38.18	8.84
B7	7	17.78	7.28
B10	10	12.40	5.3

Şekil 1b, 1c ve 1d'de sırasıyla 4, 8 ve 12 kV/cm elektrik alana 15 dakika süreyle maruz bırakıldıktan sonra TPU/BA kompozitlerin B-f davranışları sunulmuştur. Elektrik alan uygulamasının ardından B_{max} değerlerinin polarizasyon öncesine kıyasla genel olarak arttığı görülmektedir. TPU matrisi içindeki BA moleküllerini polimer zincir dipollerini belirli bir yönde hizaladığını, dolayısıyla malzemenin reaktif enerji depolama kapasitesini artırdığını göstermektedir. Tablo 2 incelendiğinde B0 numunesinin 4 kV/cm alan altında B_{max} değerinin 21.11 µS'den 46.97 µS'ye yükseldiği görülmektedir. Benzer şekilde B5 numunesinin 12 kV/cm alan altında 63.47 µS ile en yüksek B_{max} değerini verdiği gözlenmiştir. Bu bulgular orta dolgu oranlarının (%3-%5) elektrik alan etkisine daha duyarlı olduğunu göstermektedir.

Tablo 2 Polarizasyon sonrası B_{max} değerleri

Numune Adı	Dolgu (%)	Bm_{ax} (µS) 4kV/cm	Bm_{ax} (µS) 8kV/cm)	Bm_{ax} (µS) 12 kV/cm
B0	0	46.97	39.98	55.16
B3	3	39.08	40.36	43.70
B5	5	55.02	41.02	63.47
B7	7	27.48	35.40	41.95
B10	10	37.11	288.94	34.14

SONUÇ

Polarizasyon öncesi ölçümlerde, 3B0 numunesinin 47.37 µS ve 9.44 MHz değerleriyle en yüksek B_{max} ve f_{max} değerlerini verdiği belirlenmiştir. BA oranının artmasıyla birlikte B_{max} ve f_{max} değerlerinde gözlemlenen düşüş, yüksek dolgu konsantrasyonlarında aglomerasyon etkisinin ara yüzey olumsuz yönde etkilediğine işaret etmektedir. Elektrik alan uygulaması sonrasında tüm numunelerde B_{max} değerlerinin genel olarak arttığı gözlemlenmiştir. Bu durum, uygulanan elektrik alanın TPU matrisi içindeki dipolleri hizalayarak malzemenin reaktif enerji depolama kapasitesini arttırdığını göstermektedir. Orta dolgu oranlarının (%3-%5) elektrik alana daha duyarlı olduğu belirlenmiştir. Bu bulgulara göre, TPU/BA filmlerin enerji depolama ve akıllı malzeme uygulamalarındaki kullanım potansiyeli taşıdığı değerlendirilmektedir. İleride yapılacak çalışmalarda farklı katkı oranlarının, farklı elektrik alan uygulamalarının ve sıcaklık etkisinin incelenmesi önerilmektedir.

KAYNAKLAR

[1] Pyo, S., Choi, J., & Kim, J. (2018). Flexible, transparent, sensitive, and crosstalk-free capacitive tactile sensor array based on graphene electrodes and air dielectric. Advanced Electronic Materials, 4(1), 1700427.

[2] Khan, S., Dang, W., Lorenzelli, L., & Dahiya, R. (2015). Flexible pressure sensors based on screen-printed P (VDF-TrFE) and P (VDF-TrFE)/MWCNTs. IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, 28(4), 486-493.

[3] D. M. Esterly ve B. J. Love, "Phase transformation to beta-poly(vinylidene fluoride) by milling," *Journal of Polymer Science Part B*, c. 42, ss. 722–728, 2004.

[4] H. S. Nalwa, Ed., *Ferroelectric Polymers: Chemistry, Physics, and Applications*. New York: Marcel Dekker, 1995.

[5] M. Wegener ve S. Bauer, "Microstorm in cellular polymers: A route to soft piezoelectric transducer materials with engineered macroscopic dipoles," *ChemPhysChem*, c. 5, ss. 1014–1019, 2004.

Az Veri Koşulunda Dipol Anten Ters Tasarımı için Sinir Ağı ve PINN Karşılaştırması

Burak Uzman[1], Ali Mert Kuzucu[2], İlayda Can[2], Hulusi Açıkgöz[3]

[1]Gazi Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği / Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara
25830604002@gazi.edu.tr

[2]KTO Karatay Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği / Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Konya
221451036@ogrenci.karatay.edu.tr, ilayda.can@karatay.edu.tr

[3]Ankara Medipol Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği / Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Ankara
hulusi.acikgoz@ankaramedipol.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, merkezden beslenen ince telli dipol anten için hedef rezonans frekansından toplam anten uzunluğunun seçilmesi problemi incelenmiştir. Yalnız benzetim verisiyle eğitilen yapay sinir ağı ve aynı veri kaybına Elektrik Alan İntegral Denklem (EFIE) tabanlı fiziksel düzenleme ekleyen fizik bilgili sinir ağı (PINN) modeli karşılaştırılmıştır. Modeller sıfırdan eğitilmiş; 35 - 105 mm aralığında dengeli biçimde seçilen 10 anten uzunluğundan oluşan veri seti ve yalnızca en kısa üç anten uzunluğunu içeren veri seti senaryolarında değerlendirilmiştir. Sonuçlar, dengeli veri dağılımında iki yaklaşımın yakın davrandığını, zorlayıcı Veri-3 durumunda ise PINN'in rezonans hedefini daha güvenilir izlediğini göstermiştir.*

Abstract: *This study investigates the selection of the total antenna length from a target resonance frequency for a center-fed thin-wire dipole antenna. A neural network trained only with simulation data is compared with a physics-informed neural network (PINN), where the same data loss is retained and Electric Field Integral Equation (EFIE)-based physical regularization is added. The models were trained from scratch and evaluated under two scenarios: data set, consisting of 10 antenna lengths selected in a balanced manner within 35 - 105 mm, and another data set, including only the three shortest antenna lengths. The results show that both approaches behave similarly under balanced data distribution, while PINN follows the resonance target more reliably in the challenging data set where only three shortest antenna lengths are included.*

1. Giriş

Tam dalga elektromanyetik benzetimler, anten tasarımında yansıma katsayısı, giriş empedansı ve ışıma davranışının güvenilir biçimde belirlenmesi için temel araçlardan biridir. Buna karşın tasarım sürecinde birçok anten uzunluğunun tekrar analiz edilmesi zaman alıcıdır. Bu nedenle son yıllarda, anten geometrisi ile elektromanyetik cevap arasındaki ilişkiyi öğrenen makine öğrenmesi tabanlı vekil modeller yaygın biçimde kullanılmaktadır [1-3]. Ancak yalnız veriye dayalı modellerin davranışı, eğitim örneklerinin sayısına ve tasarım aralığına nasıl yayıldığına duyarlıdır.

Fizik bilgili sinir ağları, öğrenme sürecini yalnız etiketli veriyle sınırlamak yerine problemi yöneten fiziksel ilişkilerle de düzenlemekte ve elektromanyetik alan problemlerine de uygulanmaktadır [4-6]. İnce telli dipol anten için bu fiziksel bilgi, elektrik alan integral denklemi (EFIE) ve Momentler Yöntemi çerçevesinde kurulabilir [7-8]. Bu çalışmada EFIE, fizik bilgili sinir ağı (PINN) eğitiminde, tahmin edilen cevapların akım, besleme ve sınır koşullarıyla uyumlu kalmasını sağlayan fiziksel düzenleme bileşeni olarak ele alınmıştır. Böylece karşılaştırma iki öğrenen model yani Yapay sinir ağı ve PINN arasında yapılmıştır. Tek parametreli dipol geometrisi, fiziksel düzenlemenin özellikle az ve dengesiz veri koşullarındaki etkisini diğer geometrik değişkenlerden bağımsız ve kontrollü biçimde incelemek amacıyla seçilmiştir.

2. Yöntem ve Eğitim Modeli

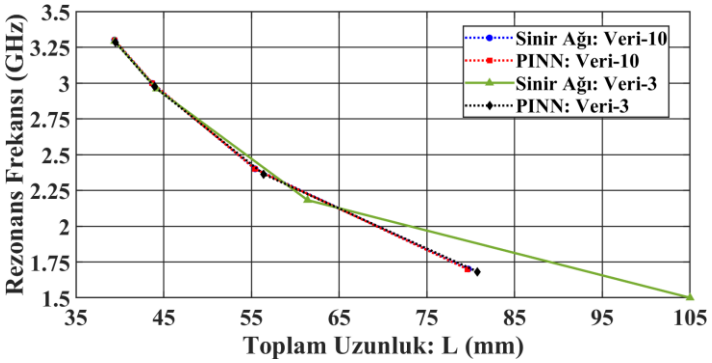
Anten, z ekseni boyunca yerleştirilen ve merkezden beslenen, iletken çapı d = 1 mm ve besleme aralığı g = 1 mm olan ince telli bir dipol olarak modellenmiştir. Toplam uzunluk L, 35 - 105 mm aralığında taranmış; her geometri 1.5 - 3.5 GHz bandında analiz edilmiştir. Veri kümesi, eğitim, doğrulama ve sabit test örneklerine ayrılmıştır. Doğrulama kümesi model seçimi için, sabit test kümesi ise eğitimde kullanılmayan uzunluklardaki genelleme davranışını ölçmek için kullanılmıştır.

Yapay sinir ağı modelinde girişler anten uzunluğu ve frekanstan oluşur; model S_{11} ve ilişkili elektromanyetik büyüklükleri yalnız benzetim hedeflerine göre öğrenir. Veri-tabanlı ağ, L ve f olmak üzere iki girişli, dört adet 128-nöronlu *Tanh* gizli katmandan ve doğrusal çıkış katmanından oluşmaktadır. PINN'in cevap ve akım kollarında ise altışar 192-nöronlu Sigmoid LU (Sigmoid Linear Unit) gizli katman kullanılmaktadır. PINN modelinde aynı veri kaybı korunmuş, buna ek olarak EFIE artığı, tel uçlarındaki sınır davranışı, besleme bölgesi tutarlılığı ve veri-fizik cevabı arasındaki uyum kayıpları eklenmiştir. Hiperparametreler ön denemelerde doğrulama performansı ve eğitim kararlılığı dikkate alınarak belirlenmiş ve tüm karşılaştırmalarda sabit tutulmuştur. Toplam kayıp, kavramsal olarak;

$$L_{TOPLAM} = \lambda_{VERİ}\, L_{VERİ} + \lambda_{EFIE}\, L_{EFIE} + \lambda_{SINIR}\, L_{SINIR} + \lambda_{BESLEME}\, L_{BESLEME} + \lambda_{TUTARLILIK}\, L_{TUTARLILIK} \quad (1)$$

biçiminde yazılabilir. Burada $L_{VERİ}$, model çıktılarının benzetim hedefleriyle uyumunu; L_{EFIE}, tahmin edilen cevabın elektrik alan integral denklemi ile uyumunu; L_{SINIR}, dipol uçlarındaki akımın fiziksel sınır davranışını; $L_{BESLEME}$, besleme bölgesindeki cevabı ile akım dağılımı arasındaki uyumu; $L_{TUTARLILIK}$ ise veri tabanlı cevap ile fizik tabanlı cevap arasındaki uyumu temsil eder. λ katsayıları, her kayıp teriminin toplam kayıp üzerindeki ağırlığını belirler. Buradaki fizik terimleri ağın eğitim sırasında fiziksel olarak denetlenmesini sağlar. Burada eğitilen ileri model üzerinde uzunluk taraması yapılarak en düşük $|S_{11}|$ değerini veren L seçilmiştir. Seçilen uzunluklar daha sonra bağımsız benzetimlerle yeniden doğrulanmıştır.

Yapay zeka modellerinde iki az veri durumu incelenmiştir. Birinci durumda örnekler 35 - 105 mm aralığında 10 veri seti alınarak dengeli biçimde dağılmıştır (Veri-10). İkinci durumda ise yalnız en kısa üç uzunluk kullanılmıştır; bu durum düşük frekans hedefleri için daha zor bir genelleme problemi oluşturur (Veri-3). Her iki durumda da yapay sinir ağı ve PINN aynı eğitim örnekleriyle, önceden eğitilmiş ağırlık kullanılmadan sıfırdan eğitilmiştir.



Şekil 1. Anten toplam uzunluğuna bağlı olarak elde edilen rezonans frekansı değişimi.

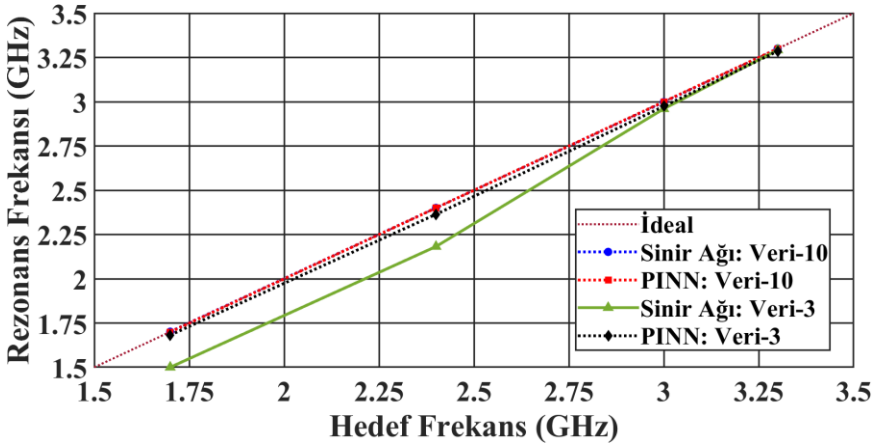
3. Bulgular ve Tartışma

Veri-10 durumunda iki model de hedeflenen rezonans davranışını yakın doğrulukla üretmiştir. Sabit test kümesinde yapay sinir ağı için S_{11} eğri hatası yaklaşık 0.0188 dB, PINN için yaklaşık 0.0244 dB olarak elde edilmiştir. Ortalama rezonans hataları sırasıyla yaklaşık 1.14 MHz ve 1.33 MHz düzeyindedir. Bu sonuç, tek parametreli ve dengeli örneklenmiş bir aralıkta yalnız veriyle eğitilen modelin de güçlü bir interpolasyon davranışı gösterebildiğini göstermektedir.

Buna karşılık yalnız ilk üç uzunluğun kullanıldığı Veri-3 senaryosu daha ayırt edici olmuştur. Yapay sinir ağı, özellikle 1.7 ve 2.4 GHz hedeflerinde eğitim aralığının dışına taşarken belirgin sapma üretmiştir. Bağımsız benzetimde 1.7 GHz hedefi için yapay sinir ağı önerisinin rezonansı yaklaşık 1.50 GHz civarında kalmış; PINN önerisi ise yaklaşık 1.682 GHz'e ulaşmıştır. Benzer biçimde 2.4 GHz hedefinde yapay sinir ağı yaklaşık 2.182 GHz, PINN ise yaklaşık 2.364 GHz rezonans vermiştir. Bu fark, fiziksel düzenlemenin az ve dengesiz veri koşulunda modelin daha makul bir uzunluk seçmesine yardımcı olduğunu göstermektedir.

Tablo 1. İki eğitim senaryosu için özet değerlendirme.

Senaryo	Model	Test / hata göstergesi	Bağımsız benzetim yorumu
Veri-10	Yapay sinir ağı	S_{11} MAE ≈ 0.0188 dB; $\|\Delta f\|_{ort}$ ≈ 1.14 MHz	Hedef frekanslar birkaç MHz düzeyinde izlenmiştir.
Veri-10	PINN	S_{11} MAE ≈ 0.0244 dB; $\|\Delta f\|_{ort}$ ≈ 1.33 MHz	Dengeli veri altında yapay sinir ağına yakın sonuç vermiştir.
Veri-3	Yapay sinir ağı	S_{11} MAE ≈ 2.78 dB	1.7 ve 2.4 GHz hedeflerinde belirgin rezonans sapması oluşmuştur.
Veri-3	PINN	S_{11} MAE ≈ 0.335 dB	Zorlayıcı durumda rezonans hedeflerine daha yakın kalmıştır.



Şekil 2. Hedef frekanslar ile bağımsız benzetimde elde edilen rezonans frekanslarının karşılaştırılması.

Şekil 2'deki ideal çizgi, hedef frekans ile elde edilen rezonans frekansının eşit olduğu durumu göstermektedir. Veri-10 için her iki model bu çizgiye yakın kalırken, Veri-3 durumunda yapay sinir ağı düşük frekans hedeflerinde belirgin biçimde ayrılmıştır. PINN eğrisinin aynı hedeflerde ideal çizgiye daha yakın olması, EFIE tabanlı düzenlemenin ayrı bir fizik modeli üretmeden, ağın eğitimini fiziksel olarak sınırladığını göstermektedir.

4. Sonuç

Bu çalışmada merkezden beslenen ince tel dipol anten için yapay sinir ağı ve PINN modelleri az veri koşullarında karşılaştırılmıştır. Yeterli sayıda veri kullanıldığı (Veri-10) durumda iki yaklaşım da benzer düzeyde düşük hata üretmiştir. Bu sonuç, tek parametreli ve iyi dağıtılmış eğitim noktaları için yalnız veriye dayalı modelin yeterli olabileceğini göstermektedir. Bununla birlikte yalnız ilk üç uzunluğun kullanıldığı görece az veri ile (Veri-3) PINN, özellikle düşük frekans hedeflerinde yapay sinir ağına göre daha tutarlı rezonans önerileri üretmiştir.

Elde edilen bulgular, PINN'in veri azaldığında veya eğitim noktaları tasarım uzayını dengesiz temsil ettiğinde fiziksel olarak daha güvenli bir çözüm alanı oluşturabileceğini göstermektedir. Gelecek çalışmalarda önerilen yaklaşımın mikroşerit yama (patch), monopol ve dizi antenler gibi farklı anten türlerine uygulanarak performansının değerlendirilmesi planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1] Akinsolu, M. O., Mistry, K. K., Liu, B., Lazaridis, P. I. ve Excell, P., "Machine Learning-assisted Antenna Design Optimization: A Review and the State-of-the-Art," 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2020.

[2] De Melo, M. C., Santos, P. B., Faustino Jr., E., Bastos-Filho, C. J. A. ve Sodré Jr., A. C., "Computational Intelligence-Based Methodology for Antenna Development," *IEEE Access*, cilt 10, ss. 1860 - 1870.

[3] Stanković, Z. Ž., Olćan, D. I., Dončov, N. S. ve Kolundžija, B. M., "Consensus Deep Neural Networks for Antenna Design and Optimization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 70, no. 7, ss. 5015 - 5023.

[4] Raissi, M., Perdikaris, P. ve Karniadakis, G. E., "Physics-informed neural networks: A deep learning framework for solving forward and inverse problems involving nonlinear partial differential equations," *Journal of Computational Physics*, cilt 378, ss. 686 - 707, 2019.

[5] Zhang, P., Hu, Y., Jin, Y., Deng, S., Wu, X. ve Chen, J., "A Maxwell's Equations Based Deep Learning Method for Time Domain Electromagnetic Simulations," *IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques*, cilt 6, ss. 35 - 40, 2021.

[6] Piao, S., Gu, H., Wang, A. ve Qin, P., "A Domain-Adaptive Physics-Informed Neural Network for Inverse Problems of Maxwell's Equations in Heterogeneous Media," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, cilt 23, no. 10, ss. 2905 - 2909, 2024.

[7] Balanis, C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4. baskı, Wiley, 2016.

[8] Harrington, R. F., *Field Computation by Moment Methods*, IEEE Press, 1993.

5G Baz İstasyonları için Diferansiyel Beslemeli, Çift-Kutuplu, Genişbantlı, Askıda Yama Anten Tasarımı

Münire Erkan, Burak Uzman, Mehmet Çiydem
Elektrik Elektronik Müh.liği, Fen Bilimleri Enstitüsü, Gazi Üniversitesi
Ankara, Türkiye
24830601064@gazi.edu.tr , 25830604002@gazi.edu.tr, mehmetciydem@gazi.edu.tr,

Özet: *Bu çalışmada; 6GHz-altı 5G baz istasyonları için çift-kutuplu (±45°doğrusal) ve geniş bantlı askıda yama anten tasarımı sunulmuştur. Besleme olarak; bir girişte tek L-uç (probe), diğer girişte ise aralarında 180° faz farkı olan diferansiyel iki adet L-uç kullanılmıştır. Askıda primer ve sekonder yamalar (patches) istenen ışımayı yapmaktadırlar. Bu yapı ile; 3.3-4.2GHz'lik geniş, küresel 5G bandlarını (n77, n78) kapsayan ve tepe kazancı 9.2dBi olan baz istasyonu anten elemanı tasarlanmış ve üretilmiştir. Önerilen antenin benzetimleri ve ölçümleri yapılarak sonuçlar karşılaştırılmıştır. Benzetimler ve ölçüm sonuçları uyumlu olup; hedeflenen teknik isterlerin tamamen sağlanarak 5G baz istasyonları için uygun olduğu görülmüştür.*

Abstract: *In this study; design of a dual-polarized (±45°linear) broadband suspended patch antenna has been presented for sub-6GHz 5G base stations. As feedings; single L-probe at one port and differential two L-probes at another which are 180° out of phase have been used. Primary and secondary patches provide the desired radiation pattern. With this structure, a base station antenna element which covers wide range (3.3-4.2GHz) of global 5G frequency bands (n77, n78) and has a peak gain of 9.2dBi has been designed and prototyped. Simulation and measurement results of proposed antenna have been obtained and compared. It is shown that they are consistent and proposed antenna is suitable for 5G base stations by satisfying all requirements.*

1. Giriş

Geliştirilen teknikler sayesinde, yama ve askıda yama antenler mobil hücresel haberleşme (2G/3G/4G/5G) baz istasyonlarında kullanılmaktadır [1,2]. Servis kalitesi açısından, bu antenlerin genellikle genişbantlı, çok iyi uyumlanmış çift-kutuplu, kutuplar (girişler) arası düşük kuplajlı, yüksek kazançlı, kararlı-yönlü ışıma örüntülü, iyi çapraz kutup ayrışımlı, iyi ön-arka ışıma oranlı ve kompakt olması gerekmektedir. Bunların hepsini optimum sağlayan çalışmalar literatürde yok gibidir. Göreceli olarak bazı performans değerlerinden feragat edilerek geliştirilen tasarımlar bulunmaktadır. Askıda yama antenleri genişbantlı iyi uyumlamak mümkündür fakat kutuplar arası kuplaj ve ışıma örüntüsünde istenen performansları geniş çalışma bandı boyunca sağlamak oldukça zordur. Bu nedenle araştırmacılar çeşitli çapraz-dipol, magneto-elektrik dipol anten yapıları ve farklı besleme tekniklerini de (çoklu-giriş, uç, yarık, diferansiyel, balunlu vb) uygulamaktadırlar [3].

Bu çalışmada, askıda yama, özgün L-uç beslemeler ile uyarılarak, uluslararası 6GHz-altı frekans spektrumunda 5G'ye tahsis edilen n77 (3.3-4.2GHz) ve n78 (3.3-3.8GHz) bantlarını kapsayan baz istasyonu anten elemanı tasarlanmıştır. Ülkemizde ise 3.4-3.8GHz bandı kullanılmaktadır. Önerilen antende yama uyarımında, klasik simetrik L-uç beslemeler yerine, bir girişte normal L-uç besleme (Nor./Giriş-N) aynen muhafaza edilirken, diğer girişte ise aralarında 180° derece faz farkı olan iki adet diferansiyel L-uç besleme (Dif./Giriş-D) kullanılmıştır. Böylelikle diferansiyel besleme, çift-kutuplu genişbantlı 5G askıda yama anten tasarımına uygulanarak literatüre kazandırılmıştır. Takip eden bölümde anten yapısı ve geometrik konfigurasyonu ile tasarımı ayrıntılı olarak verilmiştir. Sonraki aşamada, CST Studio Suite ile yapılan benzetim sonuçları ile prototip anten ölçümleri karşılaştırılmıştır. Son bölümde ise sonuçların değerlendirilmesi ve gelecek çalışmalar ele alınmıştır.

2. Anten Tasarımı

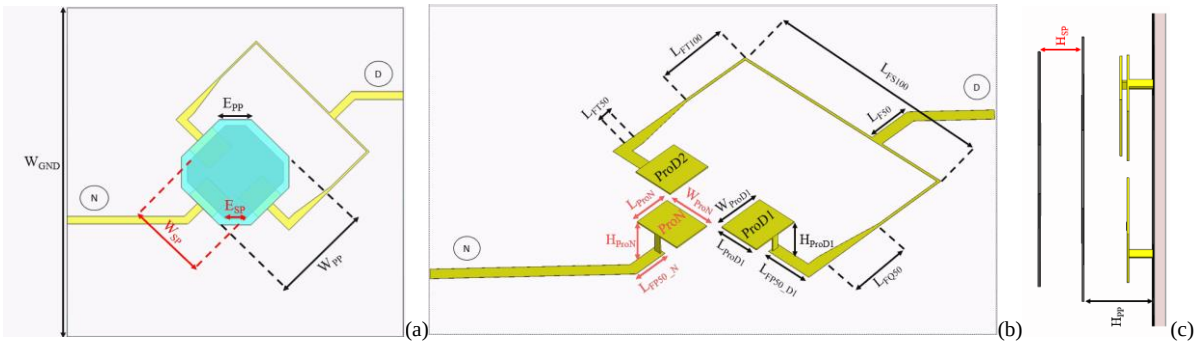
5G antenin, aynı anda hepsinin sağlanması pek kolay olmayan teknik isterleri Tablo-1'de yer almaktadır. Bu amaçla önerilen anten yapısı ve geometrik konfigurasyonu Şekil-1'de, fiziksel boyutları da Tablo 2'de verilmiştir. Anten taban malzemesi (substrate) olarak ucuz FR4 (ε_r=4.3, tanδ=0.02) kullanılmıştır. ±45°doğrusal kutuplar (polarizasyon), besleme uçlarının yamaları uyarma pozisyonları ile elde edilmektedir. Antenler 50Ω SMA konnektörle beslenmiştir. Merkez frekans 3.85GHz olup dalga boyu λ_0=78mm'dir. Diferansiyel girişte (Giriş-D) RF sinyal ikiye bölünerek ve fakat 180° faz farkı ile L-uç beslemelere ulaşmaktadır. Normal girişteki (Giriş-N) L-uç besleme ucu diferansiyel besleme L-uçlarından farklıdır. Diferansiyel besleme L-uçlar ise tıpatıp aynı olup sadece biri için boyutlandırma bilgisi verilmiştir (örn. ProD1, Bknz. Tablo-2).

Tablo 1. Antenin hedef teknik isterleri

Tanım	*Değer*
Frekans (GHz)	3.3-4.2
Uyumlama S-parametreleri ($\|S_{11}\|$, $\|S_{22}\|$) (dB)	<–15
Kuplaj S-parametresi ($\|S_{21}\|$) (dB)	<–20
3dB hüzme genişlikleri (HPBWs)(°)	65±15
Kazanç (dBi)	8.5±1
Ön-arka ışıma oranı (FBR)(dB)	> 20
Kutuplar (doğrusal)	±45°
Çapraz kutup ayrışımı (XPD)	> 15

Tablo 2. Antenin tasarım parametreleri ve boyutları

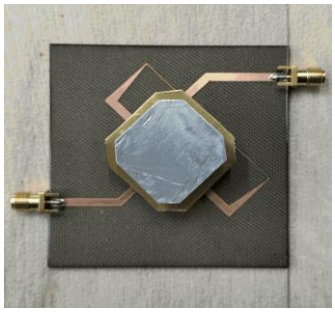
Tanım	*Parametre*	*Boyut (mm)*
Toprak Düzlem	W_{GND}	100x100
Primer/Sekonder Yama Genişliği	W_{PP} / W_{SP}	35 / 29
Primer/Sekonder Yama Yüksekliği	H_{PP} / H_{SP}	8 / 6
Primer/Sekonder Yama Kenar Kesimi	E_{PP} / E_{SP}	11.3 / 7
Nor./Dif. Probe Genişliği	W_{ProN} / W_{ProD1}	11.5 / 11.5
Nor./Dif. Probe Uzunluğu	L_{ProN} / L_{ProD1}	10 / 9
Nor./Dif. ProbeYüksekliği	H_{ProN} / H_{ProD1}	4.5 / 3.5
Nor./Dif. Probe Besleme Uzunluğu	L_{FP50_N} /L_{FP50_D1}	8.7/11.6
50/100 Ohm Geçiş Uzunluğu	L_{FT50} / L_{FT100}	3.1 / 18
Çeyrek Dalga Boyu Uzunluğu	L_{FQ50}	16
100 Ohm Güç Bölücü Uzunluğu	L_{FS100}	57
50 Ohm Besleme Uzunluğu	L_{F50}	11



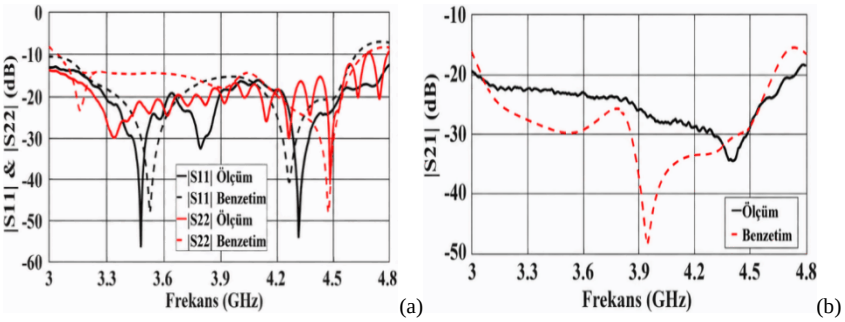
Şekil 1. Anten geometrisi a) Yamalarla üst görünüm, b) Yamasız üst görünüm, c) Yan görünüm.

3. Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

A. S-Parametreleri: Yukardaki model çerçevesinde antenin benzetimleri CST Studio Suite ile yapılmış ve prototip üretilmiştir (Şekil-2). Anritsu MS46322B analizör ile S-parametreleri ($|S_{11}|$,$|S_{22}|$,$|S_{21}|$) ölçülmüştür. Benzetim ve ölçüm sonuçları Şekil-3'de verilmiştir. Sonuçlar, 3.3-4.2GHz çalışma bandında uyumlama S-parametrelerinin $|S_{11}|$, $|S_{22}|$<–15dB, kuplaj S-parametresinin de $|S_{21}|$<–20dB olduğunu göstermektedir. Pekçok çalışmada olduğu gibi $|S_{11}|$, $|S_{22}|$<–10dB kriteri esas alınırsa daha geniş bir frekans bandı sağlandığı da gözlemlenmektedir (Bknz. Tablo-3). Kutuplar (girişler) arası kuplaj S-parametresi de çalışma bandında ortalama olarak $|S_{21}|\cong$–25dB civarındadır.

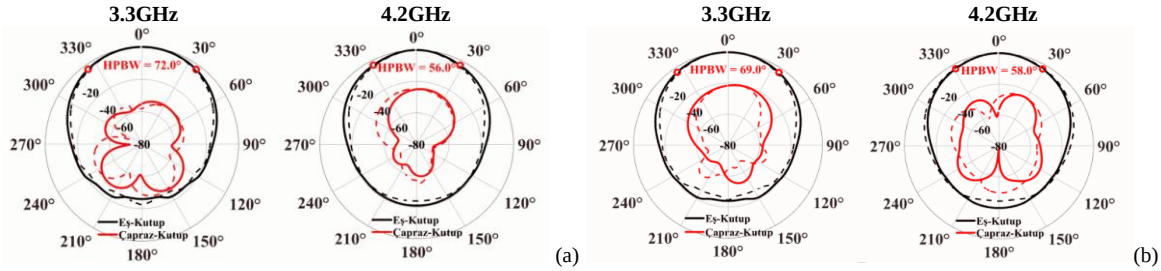


Şekil 2. Prototip anten.

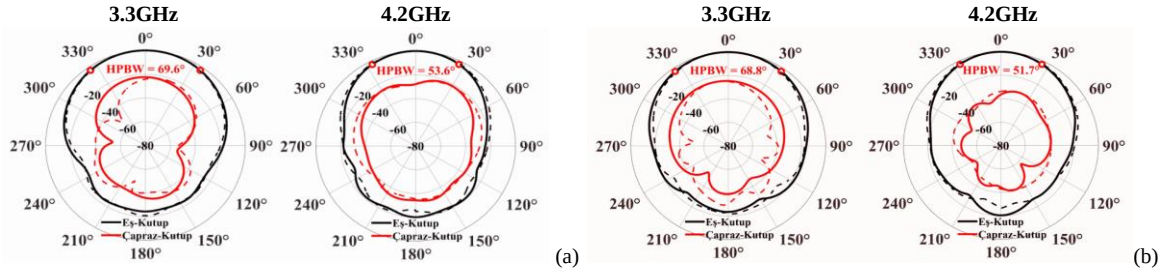


Şekil 3. S-parametreleri a) $|S_{11}|$, $|S_{22}|$, b) $|S_{21}|$.

B. Işıma Örüntüsü: Antenin yankısız odada yapılan ışıma örüntüleri ölçüm sonuçları ve benzetimleri, bandın başında (f=3.3GHz), ve sonunda (f=4.2GHz) olmak üzere her iki kutup için Şekil-4 ve Şekil-5'te verilmiştir. Ölçüm sonuçları düz, benzetimler ise kesikli çizgilerle belirtilmiştir. +45° kutup (Giriş-N) için dikey eksende (E-plane:ϕ=90°) 72°-56°, yatay eksende (H-plane:θ=90°) ise 69°-58° HPBW'ler ölçülmüştür. -45° kutup (Giriş-D) için ise dikey eksende 69.6°-53.6°, yatay eksende ise 68.8°-51.7° HPBW'ler ölçülmüştür. Bu HPBW'ler ile anten kazancının çalışma bandında 8.3-9.2dBi aralığında olduğu anlaşılmaktadır. Antenin ışıma örüntüsü çalışma bandında kararlı ve simetriktir. Yine ışıma örüntülerinden, ön-arka ışıma oranının FBR > 20dB ve ±30° ana hüzme doğrultusunda çapraz kutup ayrışımının XPD > 15dB'den daha iyi olduğu görülmektedir.



Şekil 4. Giriş-N (+45° kutup) ışıma örüntüsü a) E-düzlemi, b) H-düzlemi (—/— ölçüm, ---/--- benzetim).



Şekil 5. Giriş-D (-45° kutup) ışıma örüntüsü a) E-düzlemi, b) H-düzlemi (—/— ölçüm, ---/--- benzetim).

4. Değerlendirmeler ve Gelecek Çalışmalar

Uluslararası frekans spektrumunda küresel 5G bantlarını (n77, n78) kapsayan diferansiyel beslemeli, genişbantlı, çift kutuplu, basit ve ucuz bir 5G baz istasyonu anten elemanı tasarımı geliştirilmiştir. Tasarımda kullanılan farklı tip ve diferansiyel besleme L-uçlar, askıda yama antenlerde kutuplar (girişler) arası kuplajı ve ışıma örüntüsü kararlılığını iyileştirmektedir. Önerilen tasarımın, aynı anda sağlanması pek kolay olmayan tüm hedef teknik isterlerin (Tablo-1) tamamını sağladığı ve literatürdeki benzer çalışmalarla rekabetçi olacak kadar başarılı olduğu değerlendirilmektedir. Buna ilişkin mukayese Tablo-3'de verilmektedir. Gelecek çalışmalarda, önerilen anten elemanı ile 5G yığın MIMO (massive MIMO) anten dizileri yapılması, çalışmanın 6G'nin frekans bandlarından biri olacak 6.4-8.4GHz bandına uyarlanması ve karakteristik mod analiz (CMA) ile detaylı analizi planlanmaktadır.

Tablo 3. Benzer çalışmalar ile mukayese

Kay.	***Anten***	***Bantgenişliği (GHz, %)***	***Uyumlama $\|S_{11}\|$,$\|S_{22}\|$ dB***	***Kuplaj $\|S_{21}\|$ dB***	***FBR (dB)***	***Yükseklik (mm)***
[4]	Askıda Yama	1.58–2.75, 54	< -10	< -20	> 20	$24=0.18\lambda_0$
[5]	Askıda Yama	1.65–2.70, 48	< -10	< -30	>10	$23.6=0.18\lambda_0$
[6]	Askıda Yama	1.65-2.75, 50	< -15	< -37	>20	$35=0.26\lambda_0$
[7]	Askıda Yama	2.2-2.65, 18.5	< -10	< -28.5	> 15	$9.2=0.075\lambda_0$
Çlş.	**Askıda Yama**	**2.81-4.8, 52 3.1-4.6, 39**	**< -10 < -15**	**< -23**	**>22**	**$14=0.18\lambda_0$**

Kaynaklar

[1]. Wong K., Lau K.L., ve Luk K.M., "Design of Dual-Polarized L-Probe Patch Antenna Arrays With High Isolation", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 52-2, s.45-52, 2004.

[2]. Çiydem M., Miran E.A., "Dual-Polarization Wideband Sub-6 GHz Suspended Patch Antenna for 5G Base Station", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 19-7, s.1142-1146, 2020.

[3]. Son X.T., Park I., ve Ziolkowski R.W., "Crossed Dipole Antennas: A review", IEEE Antennas and Propagation Magazine, 57, s.107-122, 2015.

[4]. Mak K.M., Lai H.W., ve Luk K.M., "A 5G Wideband Patch Antenna with Antisymmetric L-shaped Probe Feeds", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 66-2, s.957-961, 2017.

[5]. Yang Y., Zhang J., Lan H., ve Liu M., "A Low-Profile Wideband Dual-Polarization Patch Antenna with Anti-symmetric Feeding Network", Int. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 29-10, 2019.

[6]. Tang Z., Liu J., Cai Y.M.,Wang J., ve Yin Y., "A Wideband Differentially-Fed Dual-Polarized Stacked Patch Antenna with Tuned Slot Excitations", IEEE Trans. on Antennas and Prop., 66-4, s.2055-2060, 2018.

[7]. Deng C., Li Y., Zhang Z., ve Feng Z., "A Wideband High-Isolated Dual-Polarized Patch Antenna Using Two Different Balun Feedings", IEEE Antennas and Wireless Prop. Lett., cilt.13, s.1617-1619, 2014.

Eş-Merkezli Çift Kare Halka Frekans Seçici Yüzey için Tam-Dalga Doğrulamalı Vekil-Model Destekli Ters Tasarım

Hilal Nur Havadır, Prof. Dr. Peyman MAHOUTİ
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
nur.havadir@std.yildiz.edu.tr, pmahouti@yildiz.edu.tr

Özet: *Frekans seçici yüzeylerin (FSY) durdurma frekanslarından geometriye giden ters tasarımı çok sayıda tam-dalga benzetimi gerektirir. Bu çalışmada, eş-merkezli çift kare halkalı bir FSY için hedef durdurma frekanslarından geometriye giden 3 boyutlu simülatör doğrulamalı bir ters tasarım akışı oluşturulmuştur. Yalnızca 200 örnekle eğitilen atlamalı sinir ağı, 100 örnekli ayrılmış testte $R^2 = 0{,}969$ ve 1000 örnekli bağımsız testte benzer doğruluk sağlamıştır. Diferansiyel evrimle (DE) birleştirilen ters tasarım, 3 boyutlu simülatör ile çözülen 50 tasarımın tamamında 0,077 GHz ortalama hata ve yaklaşık $1{,}7\times10^5$ kat eşdeğer hız kazancı elde edilmiştir.*

Abstract: *Inverse design of frequency selective surfaces (FSS) requires many full-wave simulations. This work presents a 3-dimensional simulator-validated, surrogate-assisted fast inverse design flow for a concentric double square-loop FSS. A skip-connected network trained with only 200 samples reached $R^2 = 0.969$ on a 100-sample holdout and comparable accuracy on a 1000-sample independent test. Combined with differential evolution, it attained 0.077 GHz mean error on all 50 3-dimensional simulator-verified designs, with approximately 1.7×10^5 speedup.*

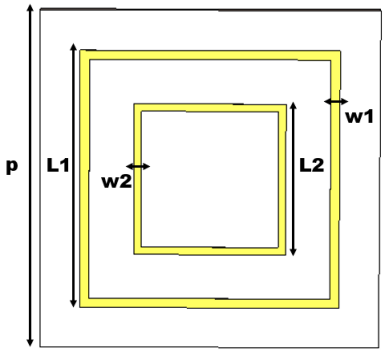
1. Giriş

Frekans seçici yüzeyler (FSY), belirli bantları geçiren veya yansıtan periyodik metal-dielektrik yapılardır. Uydu, radar, ekranlama ve anten uygulamalarında uzamsal süzgeç olarak kullanılırlar [1]. Frekans tepkisi birim hücre geometrisine güçlü biçimde bağlıdır. İstenen bantları sağlayan geometriyi bulmak, çoğu durumda çok sayıda tam-dalga benzetimi içeren maliyetli bir eniyileme problemine dönüşür [2]. Maliyeti azaltmanın bir yolu, ileri eşlemeyi öğrenen vekil modellerdir. FSY ve metayüzeyler için makine öğrenmesi tabanlı vekil model ve ters tasarım yaklaşımları bu amaçla kullanılmıştır [2]-[4]. Bu çalışmada yeni bir FSY geometrisi önermekten ziyade bilinen çift kare halka yapısı için düşük sayıda 3 boyutlu simülatör verisiyle çalışan bir ters tasarım akışı oluşturulmuştur. Eğitilen vekil model diferansiyel evrim (DE) araması içinde kullanılmış, elde edilen geometriler ise 3 boyutlu simülatörde yeniden çözülerek kontrol edilmiştir.

2. Yöntem

2.1. Geometri ve Tasarım Uzayı

Birim hücre, FR4 taban üzerinde eş-merkezli iki kare bakır halkadan oluşur (Şekil 1). Tasarım vektörü x = [p, L1, L2, w1, w2] olup h = 1,6 mm sabittir. Aralıklar Tablo 1'de verilmiştir. Çakışmayı önlemek için $L1 + 1 < p$ ve $L2 + 2\cdot w1 + 1 < L1$ kısıtları uygulanır. Çoklu durdurma çukurları iki halkanın rezonansları ve kuplajıyla ilişkilidir. Dış halka düşük bandı, iç halka ve kuplaj yüksek bandı şekillendirir.



Parametre	Aralık [mm]
p	30–38
L1	22–31
L2	8–16
w1	0,5–1,6
w2	0,4–1,2
h (sabit)	1,6

Şekil 1. Birim hücre ve parametreler (sol); Tablo 1. Parametre aralıkları (sağ).

2.2. Veri Üretimi

Tüm benzetimler 3 Boyutlu Simülatör Frekans Tanım Bölgesi çözücüsü ile yapılmıştır. Birim hücre, x–y periyodik sınır koşulları ve Zmin/Zmax Floquet portlarıyla modellenmiş, veri normal gelişte ($\theta = \varphi = 0$) üretilmiştir. Taban FR4 ($\varepsilon r = 4{,}3$, $\tan\delta = 0{,}025$), iletken 0,035 mm bakırdır. FR4, düşük maliyetli ve kolay üretilebilir bir taban malzemesi olduğu için tercih edilmiştir. S-parametreleri 1–7,5 GHz bandında 141 noktalı ortak ızgaraya

örneklenmiş, $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ birleştirilerek 282 boyutlu çıkış elde edilmiştir. Bu çalışmada hedef, durdurma çukuru frekansları ve genlik seviyeleri olduğundan modelleme $|S|$ genlikleriyle sınırlandırılmıştır. Faz cevabı kapsam dışında bırakılmıştır. Tasarım uzayı Latin Hiperküp Örnekleme ile taranmış [5], 200 örnekli eğitim ve bağımsız 100 örnekli ayrılmış test kümesi üretilmiştir. Genelleme için ayrıca 1000 örnekli geniş bir simülatör kümesi çözülmüştür. Toplam 1377 benzetim yapılmıştır (200 eğitim, 100 ayrılmış test, 1000 geniş test, 50 doğrulama, 21 sınır, 6 TE/TM). İleri eşleme (geometri → S-parametre), atlamalı bağlantılı bir çok katmanlı algılayıcı ile öğrenilmiştir (giriş 5, çıkış 282, GELU, sigmoid çıkış). Hiperparametreler Optuna [6] ile yalnızca eğitim-içi doğrulama (160/40) üzerinde seçilmiştir. Ayrılmış test kümesi model seçimine hiç girmemiş, sadece nihai testte kullanılmıştır.

2.3. Ters Tasarım

Hedef frekanslarda Gaussian çukur (derinlik 0,9, σ = 0,2) içeren bir hedef $|S_{21}|$ maskesi oluşturulur. Geometri Denklem (1)'de verilen maliyet fonksiyonu en küçük olacak şekilde belirlenmiştir.

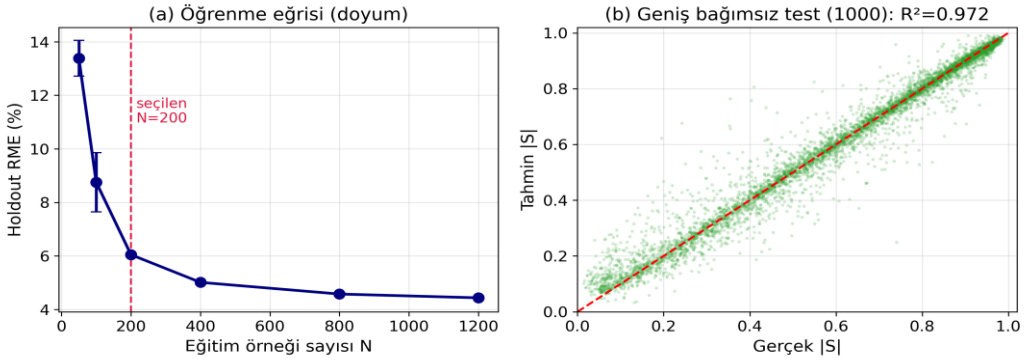
$$J(x) = \begin{cases} \left\langle \left(|S_{21,\mathrm{tah}}(x,f)| - |S_{21,\mathrm{hed}}(f)| \right)^2 \right\rangle_f, & P(x) = 0 \\ J_0 + P(x), & P(x) > 0 \end{cases} \tag{1}$$

Burada $\langle \cdot \rangle_f$ frekans ortalamasını, $P(x) = \max(L1+1-p, 0) + \max(L2+2\cdot w1+1-L1, 0)$ kısıt ihlali ölçüsünü gösterir. $|S| \in [0,1]$ olduğundan uygun tasarımların maliyeti 1'i aşmaz. Ceza tabanı $J0 = 10$ bu sınırın üzerinde seçilmiştir. Böylece kısıtları sağlamayan geometriler arama sırasında yüksek ceza alarak elenmiştir. Minimizasyon DE ile yapılır [7]. DE, çok-tepeli sürekli uzaylarda az sayıda kontrol parametresiyle etkin küresel arama sunduğu için tercih edilmiştir. Başarı iki aşamalı olarak değerlendirilmiştir. Modelde çukur frekansı hatası ≤ 0,3 GHz ve 3 boyutlu simülatörde ayrıca hedef çevresinde $20\log10|S_{21}| < -10$ dB olmalıdır. Hedefler en az 1,5 GHz ayrık olup ek gösterge −15 dB çukur derinliğidir.

3. Bulgular ve Tartışma

3.1. İleri Model Doğruluğu

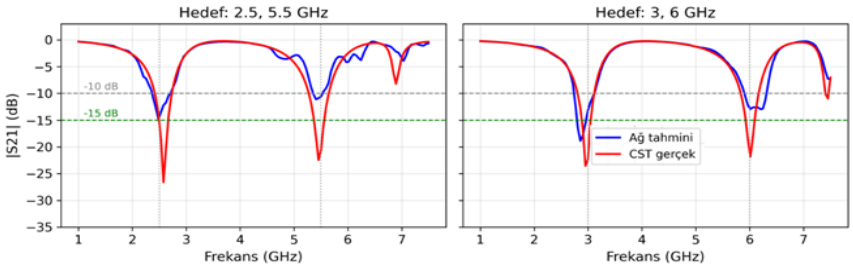
Bu çalışmadaki simülasyonlar, Yıldız Teknik Üniversitesi bünyesinde lisanslı CST Studio Suite yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir (Referans No: FBA-2025-6780). Model, 100 örnekli ayrılmış test kümesinde 10 tohum üzerinden %6,59 ± 0,23 bağıl ortalama hata (RME) ve $R^2 = 0{,}969 \pm 0{,}002$ sağlamıştır. RME, örnek başına ‖tahmin−gerçek‖/‖gerçek‖ L2-norm oranının ortalamasıdır. Şekil 2(a)'da verilen veri-ölçekleme deneyinde RME %13,4 (N = 50), %6,0 (N = 200) ve %4,4 (N = 1200) çıkmıştır. Yani N ≈ 200'den sonra iyileşme belirgin biçimde yavaşlamaktadır. Bu deneyde eğitim havuzu 200 + 1000 örneğin birleşimidir. Tüm N aynı ayrılmış test kümesinde ölçülmüştür. Nihai model yalnızca 200 örnekle eğitilmiştir. 1000 örnekli küme, nihai 200 örnekli modelin eğitimine ve model seçimine dâhil edilmediği için bağımsız test olarak kullanılmıştır. Şekil 2(b)'deki tahmin–gerçek dağılımında 1000 örnekli bağımsız test için %6,4 RME ve R^2=0,97 elde edilmesi modelin yalnızca 100 örnekli holdout kümesine uyumlanmadığını göstermektedir. Aynı bölünmede tek tohumda Ridge (%21,4), Random Forest (%14,2) ve düz MLP (%6,7), atlamalı modelin (%6,3) gerisinde kalmıştır.



Şekil 2. (a) Veri-ölçekleme eğrisi, (b) 200 örnekli modelin 1000 örnekli testte tahmin–gerçek |S| dağılımı.

3.2. Ters Tasarım ve 3 Boyutlu Simülatör Doğrulaması

Ters tasarım, 200 çift-bant hedefin %96,5'inde başarılıdır (ort. 0,093 GHz). Doğrulama için hedef uzayını tabakalı temsil eden 30 ve modelin en çok zorlandığı 20 tasarım CST'de yeniden çözülmüştür. Bu 50 tasarım CST sonucu bilinmeden seçilmiştir. Seçilen 50 tasarımın tamamında tanımlanan başarı koşulları sağlanmıştır. Ortalama frekans hatası 0,077 ± 0,062 GHz (maks. 0,259) ölçülmüş, Şekil 3'te iki temsili hedef için ağ tahmini ve CST doğrulaması karşılaştırılarak çukur konumları gösterilmiştir. Doğrulanan tasarımlarda çukur derinliği ortalama −24 dB olup tümü −15 dB'nin altındadır.



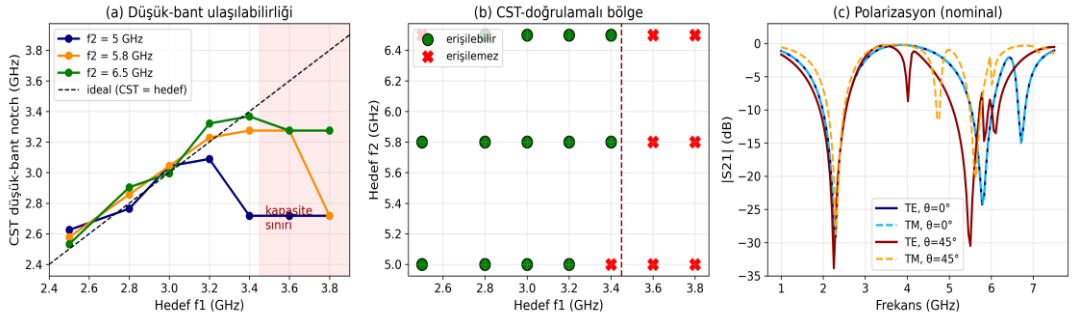
Şekil 3. İki temsili hedef için ağ tahmini ve CST doğrulaması, $|S_{21}|$ (dB)

3.3. Hız Kazancı

Tüm süreler aynı sistemde ölçülmüştür (Intel Core i5-14500, 14 çekirdek, 16 GB bellek). Model değerlendirmesi yaklaşık 0,3 ms sürmekte olup CST çözümü ise 250 örnek üzerinde yaklaşık 115 s ölçülmüştür. Bir ters tasarım koşusu $6{,}1\times10^{3}$ değerlendirme ile yaklaşık 4,2 s'de tamamlanır. Aynı sayıda değerlendirmenin CST ile yapılması yaklaşık 8,1 gün süreceğinden çevrim-içi aşamada yaklaşık $1{,}7\times10^{5}$ kat eşdeğer hız kazancı elde edilmektedir.

3.4. Kapasite, Tolerans ve Polarizasyon

Şekil 4(a), sınır hedefleri için hedeflenen ve CST'de elde edilen düşük-bant çukurlarını; Şekil 4(b) ise 50 doğrulamadan ayrı çözülen 21 sınır hedefiyle elde edilen erişilebilir ve erişilemez bölgeyi göstermektedir. Tolerans, vekil model üzerinde ön Monte Carlo (2000 koşu) ile değerlendirilmiş, ±0,05 mm altında çukur frekansı standart sapması yaklaşık 77 MHz bulunmuştur. Şekil 4(c)'de, nominal tasarımın TE/TM cevabı karşılaştırılmıştır. Normal gelişte TE ve TM cevapları çakışırken, $\theta = 45°$ için düşük-bant çukuru yerini korumakta ve yüksek bantta ek rezonanslar oluşmaktadır. Yüksek banttaki ayrışma, eğik gelişte yüksek mertebe Floquet kiplerinin etkisiyle ilişkilendirilebilir.



Şekil 4. (a) Hedef f1'e karşı CST düşük-bant çukuru,(b) erişilebilirlik bölgesi,(c) nominal tasarım TE/TM cevabı.

4. Sonuç

Eş-merkezli çift kare halka FSY için az veriyle eğitilen bir vekil modele dayalı ters tasarım akışı sunulmuştur. Elde edilen tasarımlar CST ile çözülerek kontrol edilmiş ve çevrim-içi ters tasarım süresi saniyeler mertebesinde kalmıştır. Model, 100 ve 1000 örnekli bağımsız testlerde $R^2 \approx 0{,}97$ sağlamıştır. Ters tasarım CST ile yeniden çözülen 50 tasarımda ortalama frekans hatası 0,077 GHz olarak bulunmuştur. Toplam 1377 benzetimin yalnızca 200'ü eğitimde kullanılmış, kalanı bağımsız test ve doğrulamaya ayrılmıştır. Gelecek çalışmada geniş açılı TE/TM karakterizasyonu, üçlü-bant ters tasarım ve üretim/ölçüm doğrulaması ele alınacaktır.

Kaynaklar

[1]. Munk B. A., Frequency Selective Surfaces: Theory and Design. Wiley, New Jersey, A.B.D., 2000.
[2]. Rana B. ve Hong I.-P., "Machine learning-based methods for frequency selective surfaces and metasurfaces," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, cilt 40, no 6, s.979-1012, 2026.
[3]. Qi X.-Y., Xiao L.-Y., Lv H., Liu Y.-F. ve Shao W., "A machine learning-based inverse design method for frequency-selective surface microwave absorbers," Engineering Applications of Artificial Intelligence, cilt 160, makale no. 111842, 2025.
[4]. Bi J., Xiao L., Liu Y. ve Shao W., "A large-scale DoF-inverse topological design method (LSDoF-ITDM) based on machine learning for frequency selective surface (FSS) structures," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, cilt 40, no 5, s.681-701, 2026.
[5]. Liu L. ve Sun F., "A Construction Method for Uniform Projection Latin Hypercube Designs," Journal of Systems Science and Complexity, cilt 39, no 4, s.1795-1814, 2026.
[6]. Akiba T., Sano S., Yanase T., Ohta T. ve Koyama M., "Optuna: A next-generation hyperparameter optimization framework," Proc. ACM SIGKDD Int. Conf. Knowl. Discovery Data Mining, s.2623-2631, 2019.
[7]. Storn R. ve Price K., "Differential evolution — a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces," J. Global Optim., cilt 11, no 4, s.341-359, 1997.

Halter Tipi Kusurlu Toprak Yapısı ile Performansı İyileştirilmiş S-Bant Saç Tokası Bant Geçiren Filtre Tasarımı

Cemre Bengisu ŞAR[1], Emirhan GÖZEL[1], İrem ATALAY[1], Emirhan SAĞ[2], Sultan CAN[1]

[1]Ankara Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
cemrebengisusar@gmail.com, emirguzel495@gmail.com, atlyirem@gmail.com, sultancan@ankara.edu.tr

[2]Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş
Ankara
emirhan.sag1@tai.com.tr

Özet: *Bu çalışmada, S bandında çalışan 7. derece Chebyshev saç tokası (hairpin) mikroşerit bant geçiren filtre tasarımı sunulmuştur. Filtre, Rogers RO3003* ($\varepsilon_r = 3{,}00,\ tan\delta = 0{,}0010$) *alttaş üzerinde gerçekleştirilmiş ve alçak geçiren prototipten bant geçiren dönüşümü ile [2,2–2,5] GHz bandı için boyutlandırılmıştır. Filtrenin performansını iyileştirmek amacıyla toprak düzlemine halter (dumbbell) tipi kusurlu toprak yapısı (DGS) entegre edilmiştir. Nihai sonuçlarda geçirme bandında araya girme kaybı -1,3 dB, geri dönüş kaybı ise -10dB'den iyi ve merkez frekansında -31,15dB olarak gözlemlenmiştir.*

Abstract: *This paper presents the design of a 7th-order Chebyshev hairpin microstrip bandpass filter operating in the S-band. The filter is implemented on a Rogers RO3003* ($\varepsilon_r = 3{,}00,\ tan\delta = 0{,}0010$) *substrate and dimensioned for the 2.2–2.5 GHz band using the lowpass-to-bandpass transformation. A dumbbell-shaped defected ground structure (DGS) is integrated into the ground plane to improve the filter performance. In the final results, the in-band insertion loss is 1.3 dB, while the return loss is better than 10 dB across the band and reaches 31.15 dB at the center frequency.*

1. Giriş

Elektromanyetik spektrumda 2–4 GHz aralığını kapsayan S bandı; radar sistemleri, uydu haberleşmesi ve kablosuz iletişim uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bandın bu kadar çeşitli alanlarda kullanımı, sistemler arası girişimin önlenmesi ve yalnızca istenen frekanstaki sinyallerin iletilmesi açısından bant geçiren filtrelerin kullanımı zorunlu kılar [1]. Bu filtrelerde yalnızca geçirme bandı içindeki düşük araya girme kaybı değil, bant dışındaki bastırma performansı ve geçiş bölgesinin keskinliği de tasarımın başarısını belirleyen temel ölçütlerdir.

Literatürde bu bantta çalışması için tasarlanan çeşitli filtreler ve bant içi ile bant dışı isterleri karşılamak üzere uygulanmış çeşitli metotlar vardır [1]. Bu doğrultuda, durdurma bandı karakteristiğini iyileştirmek için kusurlu mikroşerit yapılar (DMS) ve köşe kırpma (mitered bends) teknikleri kullanılabileceği gibi [2], elektromanyetik hapsediciliği artırmak amacıyla toprak hatlı (via-loaded) çeyrek dalga boyu rezonatörler de tercih edilmektedir [3]. Ayrıca, kompakt tasarımlar elde etmek amacıyla halter tipi kusurlu toprak yapıları (DGS) [4] ve paralel LC eşdeğer devre modelleri üzerinden optimize edilen yapılar [5] yaygın olarak incelenmektedir.

Bu çalışmada 2,2-2,5 GHz frekans aralığında çalışan düşük iletim kaybı (<1,2 dB) ve yüksek bant dışı bastırma (> 60 dB) performansı gösteren 7. derece saç tokası bant geçiren filtre tasarımı anlatılmıştır. Filtreye performans iyileşmesi için kusurlu toprak yapısı entegre edilmiştir. Filtre, CST Studio Suite ortamında modellenmiş ve benzetimleri gerçekleştirilmiştir.

2. Filtre Tasarımı

Bu çalışmada hedeflenen bant içi ve bant dışı performanslarına ulaşmak amacıyla 7. dereceden bir Chebyshev karakteristiği tercih edilmiştir. Filtre sentezinde öncelikle $L_{Ar} = 0{,}1,\ L_{As} = 60$ değerleri ve (1) numaralı denklem kullanılarak filtrenin derecesi 8 olarak bulunmuştur. Sonrasında (2) numaralı denklem kullanılarak hedeflenen araya girme kaybını (insertion loss, IL) sağlamak ve filtreyi simetrik yapmak amacıyla filtrenin derecesi 7'ye düşürülmüştür. Bir sonraki adımda benzetim programında kullanılmak üzere başlangıç değerleri alçak geçiren filt re prototip değerleri ve Denklem (3) kullanılarak elde edilmiştir.

$$n = \frac{\sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}} - 1}{10^{0.1L_{Ar}} - 1}}}{(\Omega_s)} \tag{1}$$

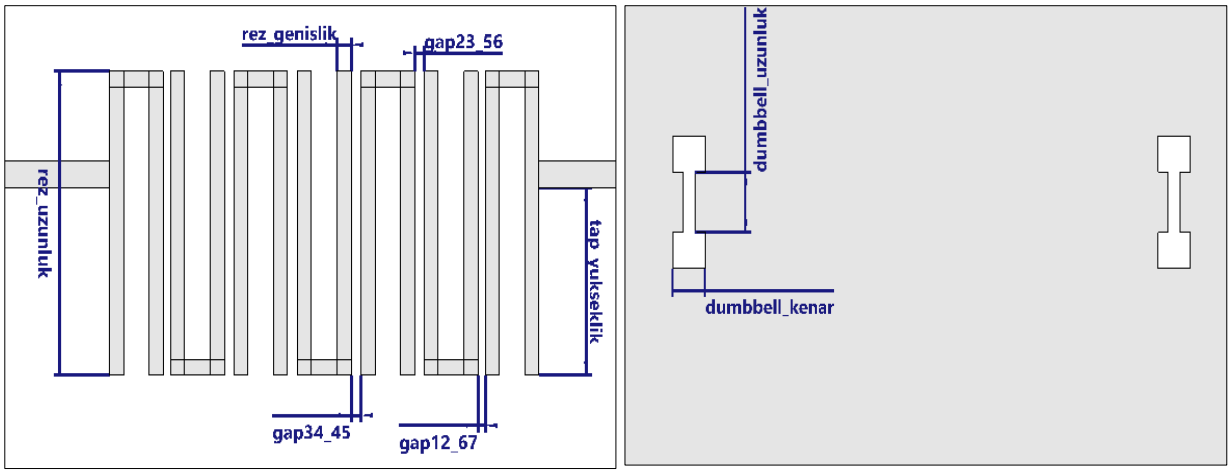
$$IL = 4.343 \frac{1}{FBW\ Q_u} \sum_{i=1}^{n} g_i \tag{2}$$

$$k_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \tag{3}$$

Tablo 1. $n = 7$ ve $L_{Ar} = 0{,}1\ dB$ için değerleri alçak geçiren filtre prototip değerleri

g_k	g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8
	1,0	1,1812	1,4228	2,0967	1,5734	2,0967	1,4228	1,1812	1,0

Yapısal olarak kompakt ve düzlemsel olması, kuplajlı rezonatör mimarisine uyması ve mikroşerit üretime uygunluğu nedeniyle saç tokası rezonatör topolojisi seçilmiştir. Alttaş olarak Rogers RO3003 ($\varepsilon_r = 3{,}00,\ tan\delta = 0{,}0010$) kullanılmıştır. Filtre, kuplajlı rezonatörler temel alınarak boyutlandırılmıştır. Rezonatör boyu merkez frekansı, rezonatörler arası aralıklar kuplaj katsayılarını, dolayısıyla bant genişliği ve dalgalanma seviyesini, besleme hattının bağlanma noktası ise dış kuplajı ve giriş uyumunu belirlemektedir. Bu parametreler, denklemlerle bulunan başlangıç değerleri esas alınarak parametrik taramalarla optimize edilmiştir.



(a) (b)

Şekil 1. 7. Derece DGS entegreli saç tokası filtrenin (a) önden ve (b) arkadan görünümü

Tablo 2. 7. Derece DGS entegreli saç tokası filtre parametreleri ve nihai değerleri

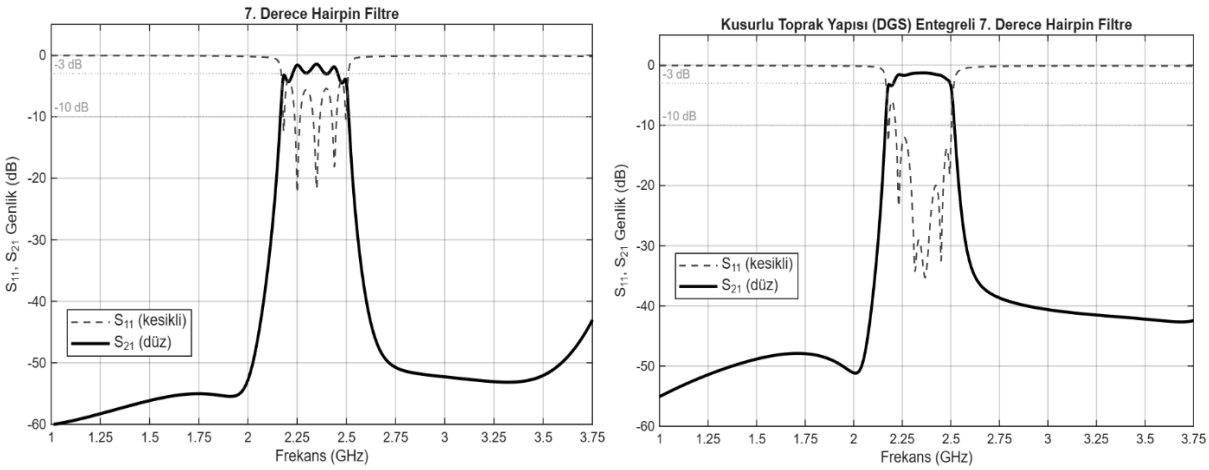
Parametre	Tanım	Değer(mm)
Rez_uzunluk	Rezonatörlerin uzunluğu	21,1
Rez_genislik	Rezonatörlerin genişliği	1,1
Gap12_67	1-2 ve 6-7 rezonatörler arası boşluk	0,58
Gap23_56	2-3 ve 5-6 rezonatörler arası boşluk	0,75
Gap34_45	3-4 ve 4-5 rezonatörler arası boşluk	0,77
Tap_yukseklik	Besleme hattının bağlı olduğu rezonatör tabanından uzaklığı	13
Dumbbell_kenar	Toprak katmanındaki kusurlu yapıda bulunan	3
Dumbbell_uzunluk	Toprak katmanındaki kusurlu yapıda bulunan	5

Klasik saç tokası filtre yapısının bant içi performansını iyileştirmek amacıyla toprak düzlemine Kusurlu Toprak Yapısı (DGS) entegre edilmiştir. Kullanılan halter tipi DGS, iki kare oyuktan ve bunları birbirine bağlayan ince bir boyundan oluşmaktadır. Bu yapı toprak düzleminde LC rezonatörü oluşturularak belirli frekanslarda yüzey akımlarını engelleyip seçici bir bastırma etkisi sağlamaktadır [1].

Halter hücreleri besleme hatlarının ve uç rezonatörlerin yakınında konumlandığından, iç empedansı etkileyerek bant içi davranışı da değiştirmektedir. Bu etki sayesinde, Şekil 2 (a) ve (b)'de görüleceği üzere DGS entegrasyonu öncesi ve sonrasında S_{11} ve S_{21} karakteristiğinde kayda değer bir farklılaşma ortaya çıkmıştır.

4. Benzetim Sonuçları

DGS'siz tasarımda geçirme bandı boyunca düz olmayan ve en fazla 1,4 dB'ye ulaşan araya girme kaybı, DGS entegre edilen nihai tasarımda merkez frekansında 1,3 dB olarak elde edilmiştir. Nihai filtrenin geri dönüş kaybı bant boyunca 10 dB'nin üzerinde olup merkez frekansında 31,15 dB'dir. Bant dışında ise 2,75 GHz'de 40 dB bastırma gözlemlenmiştir. Eklenen DGS yapısının bant dışı bastırma seviyesini iyileştirdiği, ancak hedeflenen 60 dB seviyesine ulaşılamadığı tespit edilmiştir.



(a) (b)

Şekil 2. $S_{11} - S_{21}$ sonuçları (a) Kusurlu toprak yapısı entegresiz (b) Kusurlu toprak yapısı entegreli

5. Sonuç

Bu çalışmada, S bandında çalışan 7. derece Chebyshev hairpin bant geçiren filtre RO3003 alttaş üzerinde tasarlanmış ve DGS entegrasyonunun etkisi incelenmiştir. Nihai tasarımda merkez frekansında 1,3 dB araya girme kaybı ve 31,15 dB geri dönüş kaybı elde edilmiştir. DGS bant içi performansı iyileştirirken bant dışı bastırmayı 60 dB'den 40 dB'e geriletmiş, dolayısıyla bir ödünleşim oluşturmuştur. Gelecek çalışmalarda filtrenin üretilerek ölçülmesi planlanmaktadır.

Teşekkür

Bu çalışma, Turkish Aerospace LIFT-UP Programı kapsamında desteklenen "S Band Bandgeçiren Filtre Tasarımı" projesi çerçevesinde yürütülmüş, Ankara Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi (BAP, Proje No: FBA-2024-3242) ile TÜBİTAK 2209-A (No: 1919B012437951 programı tarafından desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1] J.-S. Hong ve M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, 2.baskı, New York, NY, A.B.D., Wiley, 2011.

[2] İ. Atalay, C. B. Şar, E. Gözel, E. Sağ ve S. Can, "Design of a High-Selectivity Quasi-Elliptic Hairpin Bandpass Filter with DMS and Mitered Bends," 2026 8th International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (ICHORA), Ankara, Türkiye, 2026.

[3] E. Gözel, C. B. Şar, İ. Atalay, E. Sağ ve S. Can, "Design of a Via-Loaded Interdigital Microstrip Bandpass Filter for S-Band Applications," 2026 8th International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (ICHORA), Ankara, Türkiye, 2026.

[4] N. Ismail, S. M. Ulfah, I. Lindra, A. S. Awalluddin, I. Nuraida ve M. A. Ramdhani, "Microstrip hairpin bandpass filter for radar S-band with dumbbell-DGS," 2019 IEEE 5th International Conference on Wireless and Telematics (ICWT), 2019, s. 1-4.

[5] G. L. Matthaei, L. Young ve E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. Norwood, MA, USA: Artech House, 1980.

Göçük Altı Arama Kurtarma Çalışmaları için Sürekli Dalga Radar ile Solunum ve Hareket Analizi

Tuçe Çarkı, Gökçen Erbay, Melek Daşbaşı*, Ahmet Serdar Türk
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Bölümü
İstanbul
tuce.carki@std.yildiz.edu.tr, gokcen.erbay@std.yildiz.edu.tr, asturk@yildiz.edu.tr

*Gebze Teknik Üniversitesi
Savunma Teknolojileri Enstitüsü
Kocaeli
melekorhan@gtu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, göçük altında kalan bireylerin yaşamsal bulgularını tespit ve teşhis etmek amacıyla 500 MHz frekansında çalışan sürekli dalga radar faz sinyalleri üzerinden çok aşamalı bir sinyal işleme yaklaşımı sunulmuştur. Bu amaçla, ilk olarak radardan elde edilen ham faz verisi Tekil Spektrum Analizi (TSA) ile statik yansıma bileşenlerinden arındırılmış, Maksimum Örtüşmeli Ayrık Dalgacık Dönüşümü (MÖADD) ile istenmeyen parazit gürültüler azaltılmıştır. Elde edilen temizlenmiş sinyal, Varyasyonel Mod Ayrıştırması (VMA) ile farklı frekans bileşenlerine ayrıştırılmış ve baskın modlar incelenmiştir. Son aşamada, VMA ile elde edilen baskın mod verisine Sürekli Dalgacık Dönüşümü (SDD) uygulanarak zaman-frekans analizi gerçekleştirilmiştir. SDD çıktılarından elde edilen özniteliklere dayalı kural tabanlı bir karar mekanizması ile hareketler; sabit durum, nefes, el/kol hareketi ve vücut hareketi olmak üzere dört ayrı sınıfa ayrıştırılmıştır. Sınırlı sayıda (28) gerçek ölçümle yapılan ön değerlendirmede sınıf bazında tespit performansı incelenmiştir.*

Abstract: *In this study, a multi-stage signal processing approach based on continuous-wave (CW) radar phase signals operating at a frequency of 500 MHz is proposed to detect and identify the vital signs of individuals trapped under collapsed structures. First, the raw phase data acquired from the radar were processed using Singular Spectrum Analysis (SSA) to remove static reflection components. Subsequently, the Maximum Overlap Discrete Wavelet Transform (MODWT) was employed to suppress unwanted noise and interference. The denoised signal was then decomposed into different frequency components using Variational Mode Decomposition (VMD), and the dominant modes were analysed. In the final stage, the Continuous Wavelet Transform (CWT) was applied to the dominant mode obtained from VMD to perform time–frequency analysis. Based on the features extracted from the CWT outputs, a rule-based decision mechanism was developed to classify the detected activities into four categories: stationary state, breathing, hand/arm movement, and whole-body movement. A preliminary evaluation was conducted using a limited dataset of 28 real measurements, and the class-wise detection performance was analysed.*

1. Giriş

Deprem ve bina çökmesi gibi doğal ve insan kaynaklı afetlerin ardından göçük altında kalan kişilere ilk saatlerde ulaşılması, hayatta kalma olasılığını belirleyen en kritik faktörlerden biridir [1]. Ancak beton, tuğla, çelik donatı ve farklı yapı malzemelerinden oluşan heterojen göçük ortamı, arama-kurtarma çalışmalarını zorlaştırmaktadır. Akustik dinleyiciler, arama köpekleri ve kameralı robotlar gibi geleneksel araçların karmaşık enkaz sahasında geleneksel yöntemlerin etkinliğini sınırlandırmaktadır [2]. Bu nedenle son yıllarda, fiziksel temas gerektirmeden canlıların yaşam belirtilerini algılayabilen radar tabanlı sistemler arama-kurtarma uygulamalarında önemli bir araştırma alanı haline gelmiştir [3] – [5].

Hareketli hedeflerin yansıyıp geri gönen radar sinyalinde oluşturduğu frekans bileşenlerinin toplamı mikro-Doppler imzası olarak tanımlanmaktadır. Mikro-Doppler etkisi hareketli hedeflerin sınıflandırılmasında kritik bir rol oynamakta ve özellikle insan hareketleri ve biyolojik mikro-hareketlerin radar sinyallerinden çıkarılmasında önemli bir bilgi kaynağı oluşturmaktadır [6]. Bu sebeple, düşük genlikli fizyolojik hareketlerin neden olduğu mikro-Doppler bileşenlerinin analizi, temassız yaşam belirtisi tespit sistemlerinin temel yaklaşımlarından biri haline gelmiştir. Ancak, göçük ortamındaki güçlü sabit yansımalar, çevresel gürültüler ve hedef dışı hareketler radar sinyallerinin güvenilir biçimde yorumlanmasını zorlaştırmakta ve canlı bir hedeften yansıyan işaret gürültü

oranını düşürmektedir. Bu amaçla, etkili sinyal işleme algoritmalarının geliştirilmesi, radar tabanlı yaşam tespit sistemlerinin başarısında kritik bir rol oynamaktadır.

Radar tabanlı yaşam belirtisi tespitinde, zaman–frekans analizlerinden elde edilen özniteliklere dayalı sınıflandırma yöntemleri literatürde yaygın olarak kullanılmaktadır. [7] tarafından spektrogramdan çıkarılan gövde frekansı, bant genişliği ve sinyal gücü öznitelikleri kullanılarak çok sınıflı ayrım bir karar ağacı yapısıyla gerçekleştirilmiştir [7]. Benzer öznitelik tabanlı yaklaşımlar, duvar arkası radar uygulamalarında solunum ve el hareketinin ayrıştırılmasında da kullanılmıştır [8]. Derin öğrenme tabanlı yöntemler yüksek başarım sağlasa da geniş etiketli veri kümeleri ve yüksek hesaplama kaynağı gerektirmektedir [9]. Buna karşılık, sınırlı veri ve gerçek zamanlı çalışma gerektiren arama-kurtarma senaryolarında yorumlanabilir ve düşük hesaplama maliyetine sahip kural tabanlı karar ağaçları daha uygun bir alternatif olarak tercih edilmektedir [7], [10].

2. Deney Düzeneği ve Sinyal İşleme

Ölçümler, laboratuvar ortamında oluşturulan kontrollü bir enkaz simülasyon alanında gerçekleştirilmiştir. Deney düzeneği; ahşap paletler, beton bloklar, tuğlalar ve farklı yapı malzemeleri kullanılarak gerçek enkaz koşullarını temsil edecek şekilde hazırlanmıştır (Şekil 1). Amaç, enkaz içerisinde oluşturulan yaşam boşluğundaki canlı bir deneğin yaşam belirtilerinin radar sinyalleri kullanılarak tespit edilmesidir.

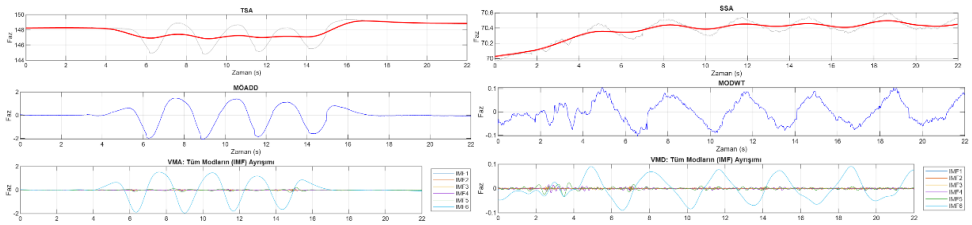
Radar sistemi, enkaz modelinin karşısına yerleştirilmiş ve veri toplama sürecinde farklı hareket senaryoları uygulanmıştır. Bu senaryolar; periyodik bir şekilde gerçekleştirilen nefes, el/kol ve vücut hareketi durumlarından oluşmaktadır. Her bir senaryoda radar sisteminden elde edilen genlik ve faz verileri eş zamanlı olarak kaydedilmiştir. Her kayıt 22 sn ve N = 10000 örnektir (fs ≈ 454,5 Hz). Dört sınıf için toplam 28 kayıt alınmıştır: nefes (7), el/kol (7), sabit (6), vücut (8).

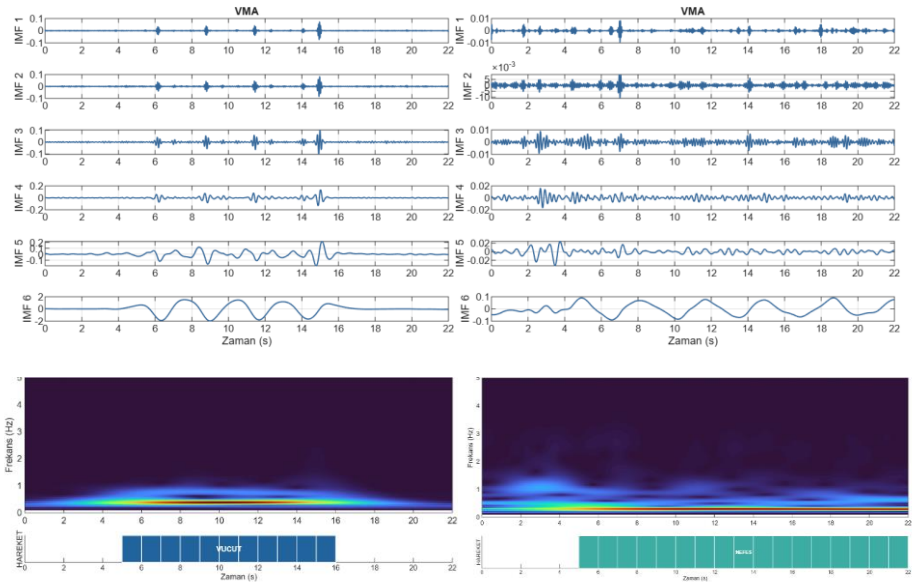


Şekil 1. Laboratuvar ortamında oluşturulan enkaz alanı

3. Radar Sinyal İşleme ve Sınıflandırma

Bu çalışmada, 500 MHz sürekli dalga radardan elde edilen ham radar sinyali dört aşamalı bir işleme hattından geçirilmektedir. İlk olarak, statik yansımalardan kaynaklanan girişim TSA [11, 12] ile ayrıştırılır. Ardından, zamansal hizayı bozmayan MÖADD [13,14] ile sinyal istenmeyen parazit gürültüden arındırılır. Üçüncü aşamada, yaşam belirtisini taşıyan baskın bileşen VMA [15] ile elde edilir. Son olarak bu baskın bileşenin SDD [16] hesaplanarak zaman–frekans görüntüsünden öznitelikler (kök ortalama kare genlik, baskın frekans bileşeni, 2-6 Hz arasındaki bandın enerjisi, spektral entropi) çıkartılır. (A) Elde edilen öznitelikler sırasıyla; hareketin şiddetini, gövde hareketinin hızını, uzuv/el hareketinin yüksek frekanslı bileşenini ve spektral entropi hareketin düzenliliğini temsil eder [7], [10]. Öğrenme gerektirmeyen sıralı bir kural ağacında her kural bir eşiği sınar ve ilk sağlanan kural sınıfı belirler. Solunum için kullanılan üst frekans eşiği (0,6 Hz), literatürde tanımlanan solunum bandının (0,1–0,6 Hz) üst sınırıyla uyumludur [17], genlik ve entropi eşikleri ise 28 ölçümde sınıf aralıkları arasındaki boşluklardan veri uyarlamalı türetilmiştir. Önerilen yöntem, %73,7 genel doğruluk ile dört sınıflı ayrımı gerçekleştirmektedir. Vücut hareketi yüksek başarımla ayırt edilebilirken, düşük genlikli el/kol hareketlerinin solunum ile karışması yöntemin başlıca sınırlılığıdır.

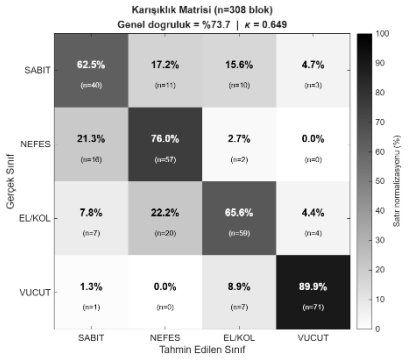




(a) (b)

Şekil 2. Sürekli dalga radarının sinyal analizi ve sınıflandırma sonuçları: (a) vücut hareketi ve (b) solunum hareketi

Önerilen kural tabanlı karar mekanizmasının başarımı, deney sırasında elle işaretlenen referans etiketler kullanılarak nicel biçimde değerlendirilmiştir. Her kayıt 2 s'lik bloklara ayrılmış, 28 kayıt için toplam 308 blok elde edilmiştir. Elde edilen karışıklık matrisi Şekil 3'te verilmiştir. Genel doğruluk %73,7'tür. Şekil 3 incelendiğinde, vücut hareketi sınıfının %89,9 duyarlılık ile en yüksek başarımı gösterdiği; buna karşılık en belirgin karışmanın el/kol hareketi bloklarının solunum olarak sınıflandırılması yönünde gerçekleştiği görülmektedir.



Şekil 3: Önerilen kural tabanlı karar mekanizmasının karışıklık matrisi (28 kayıt × 11 blok = 308 blok).

Tüm sınıflar üzerinden hesaplanan ortalama değerleri, %73,5 kesinlik, %73,5 duyarlılık ve %73,3 F1 skoru olarak elde edilmiştir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, göçük altında kalan bireylerin yaşamsal bulgularını tespit etmek amacıyla TSA tabanlı statik bileşen bastırma, MÖADD tabanlı parazit gürültü azaltma, VMA ile sinyal bileşenlerinin ayrıştırılması ve SDD ile elde edilen zaman-frekans görüntülerinden öznitelik çıkarımından oluşan çok aşamalı bir sinyal işleme yaklaşımı önerilmiştir. Önerilen yöntem, karar mekanizması ile desteklenerek farklı hareket türlerinin teşhis edilmesi amaçlanmıştır. Laboratuvar ortamında elde edilen sonuçlar incelendiğinde önerilen sistemin; el hareketleri, sabit, vücut hareketleri ve solunum kaynaklı mikro hareketler gibi insan kaynaklı dinamik bileşenleri karmaşık enkaz koşullarında analiz edebildiği gözlemlenmiştir. Gelecek çalışmalarda, farklı hareket senaryolarını içeren daha geniş veri setleri oluşturularak önerilen yöntemin derin öğrenme tabanlı sınıflandırma algoritmaları ile desteklenmesi ve teşhis başarımının artırılması hedeflenmektedir.

Kaynaklar

[1]. Statheropoulos, Milt & Agapiou, Agapios & Pallis, George & Mikedi, K. & Karma, Sofia & Vamvakari, Pierina Julia & Dandoulaki, Miranda & Andritsos, Fivos & Thomas, Charles. (2015). Factors that affect rescue time in urban search and rescue (USAR) operations. Natural Hazards. 75. 10.1007/s11069-014-1304-3.

[2]. Ahmed, S., Joret, A., Katiran, N., & Sulong, M. S. (2022). Human detection techniques for search and rescue of trapped victims under debris: A review. Evolution of Information, Communication and Computing System, 3(1), 54–65.

[3]. Chen, K. M., Misra, D., Wang, H., Chuang, H. R., & Postow, E. (1986). An X-Band Microwave Life-Detection System. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, BME-33(7), 697-701. https://doi.org/10.1109/TBME.1986.325760

[4]. Chuang, H. R., Chen, Y. F., & Chen, K. M. (1990). Microprocessor-controlled automatic clutter-cancellation circuits for microwave systems to sense physiological movements remotely through the rubble. 177-181. Paper presented at IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, San Jose, CA, USA.

[5]. Chen KM, Huang Y, Zhang J, Norman A. Microwave life-detection systems for searching human subjects under earthquake rubble or behind barrier. IEEE Trans Biomed Eng. 2000 Jan;47(1):105-14. doi: 10.1109/10.817625. PMID: 10646285.

[6]. Chen, V. C. (2011). The micro-Doppler effect in radar. Artech House.

[7]. Y. Kim ve H. Ling, "Human activity classification based on micro-Doppler signatures using a support vector machine," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., 47(5):1328-1337, 2009.

[8]. Y. Zhou ve diğ., "Detection and classification of finer-grained human activities based on stepped-frequency continuous-wave through-wall radar," Sensors, 16(6):885, 2016.

[9]. Ö. Niyaz, T. Tüylü, P. Mahouti, B. Erkmen ve N. Türker Tokan, "Detection and classification of human respiration under building debris model using VHF/UHF waves," Neural Computing and Applications, 36:14709-14725, 2024.

[10]. Nejadgholi ve diğ., "Classification of Doppler radar reflections as preprocessing for breathing rate monitoring," IET Signal Processing, 13(3):323-332, 2019.

[11]. Yu, Huimin & Huang, Wenjun & Du, Baoqiang. (2023). SSA-VMD for UWB Radar Sensor Vital Sign Extraction. Sensors. 23. 756. 10.3390/s23020756.

[12]. N. Golyandina, V. Nekrutkin, and A. A. Zhigljavsky, *Analysis of Time Series Structure: SSA and Related Techniques*, Chapman & Hall/CRC, 2001.

[13]. Pramanik SK and Islam SMM (2024) Through the wall human heart beat detection using single channel CW radar. Front. Physiol. 15:1344221. doi: 10.3389/fphys.2024.1344221.

[14]. Shikhsarmast FM, Lyu T, Liang X, Zhang H, Gulliver TA. Random-Noise Denoising and Clutter Elimination of Human Respiration Movements Based on an Improved Time Window Selection Algorithm Using Wavelet Transform. Sensors (Basel). 2018 Dec 28;19(1):95. doi: 10.3390/s19010095. PMID: 30597894; PMCID: PMC6338991.

[15]. Konstantin Dragomiretskiy and Dominique Zosso,Variational Mode Decomposition,IEEE Transactions on Signal Processing,1053-587X,Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE),2014-02,62,3,531-544,https://cir.nii.ac.jp/crid/1361137046528617344,https://doi.org/10.1109/tsp.2013.2288675.

[16]. Bae C, Lee S, Jung Y. High-Speed Continuous Wavelet Transform Processor for Vital Signal Measurement Using Frequency-Modulated Continuous Wave Radar. Sensors (Basel). 2022 Apr 16;22(8):3073. doi: 10.3390/s22083073. PMID: 35459058; PMCID: PMC9032614.

[17]. C. Li, V. M. Lubecke, O. Boric-Lubecke ve J. Lin, "A review on recent advances in Doppler radar sensors for noncontact healthcare monitoring," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 61(5):2046-2060, 2013.

X-Bant Uygulamaları için 10GHz Bant Geçiren FSY Tasarımı

Münip Alper TEKİNARSLAN, Bilge ŞENEL*
Süleyman Demirel Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Isparta
malpertknrsln@gmail.com, *bilgeturkel@sdu.edu.tr,

Özet: *Bu çalışmada, 10 GHz (X-bant) frekansında çalışan, bir bant geçiren Frekans Seçici Yüzey (FSY) tasarlanmıştır. Yüzey geometrisi hem ayna hem de dönel simetriye sahip bir birim hücre şeklindedir. Rezonans frekansını, yapının sahip olduğu simetriyi ve polarizasyon bağımsızlığını bozmadan hedeflenen 10 GHz noktasına ayarlayabilmek için köşelerde yer alan rezonatörler arasındaki mesafe (L parametresi) parametrik kaydırma yöntemiyle optimize edilmiştir. Tasarlanan yüzey, 60°'ye varan eğik geliş açılarında hem TE hem de TM modları için kabul edilebilir düzeyde açısal kararlılık sergilemektedir.*

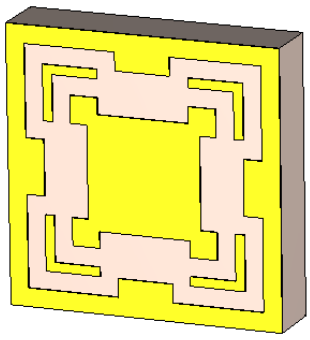
Abstract: *In this study, a band-pass Frequency Selective Surface (FSS) operating at 10 GHz (X-band) has been designed. The surface geometry consists of mirror and rotational symmetric unit cell. To tune the resonance frequency to the targeted 10 GHz point without without compromising the symmetry and polarization independence of the structure, the distance between the corner resonators (parameter L) was optimized using a parametric sweep method. The proposed surface exhibits acceptable angular stability for both TE and TM modes, at oblique incidence angles up to 60°.*

1. Giriş

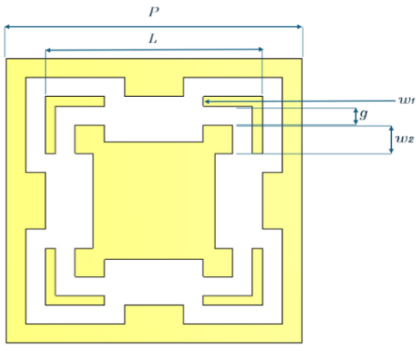
Günümüzde savunma sanayii teknolojilerindeki hızlı gelişmeler özellikle X-bant spektrumunda (8-12 GHz) ciddi bir elektromanyetik yoğunluğa yol açmıştır [1]. Sistemlerin bir arada sağlıklı çalışabilmesi, belirli frekansların geçirilmesi, belirli frekansların durdurulması gerekmekte ve meydana gelmesi muhtemel elektromanyetik girişimin önlenebilmesi için FSY'ler kritik bir rol oynamaktadır [2]. FSY'ler, periyodik olarak dizilmiş iletken elemanlardan oluşan ve belirli frekansları geçiren veya durduran uzaysal filtrelerdir [3]. FSY'lerin elektromanyetik dalganın geliş açısına ve polarizasyona (TE veya TM) karşı duyarlı olmamaları beklenmektedir [4-5]. Bu çalışmada, 10GHz merkez frekansında çalışan özgün bir bant geçiren FSY birim hücresi tasarlanmıştır.

2. Tasarlanan Birim Hücre Geometrisi

Tasarlanan FSY yapısında, maliyet etkinliği ve kolay bulunabilirliği nedeniyle standart FR-4 alttaş ($\epsilon_r = 4{,}4$; $\tan\delta = 0{,}02$) tercih edilmiş ve üzerine 0,035 mm kalınlığında bakır yüzeyler CST Studio Suite ortamında yerleştirilmiştir (Şekil 1.a). Şekil 1.b'de toplam genişliği P ile ifade edilen birim hücrenin dört çeyrek parçalı hem rotasyonel hem ayna simetrik olan bir FSY deseni oluşturması sayesinde elektromanyetik dalga her iki (TE/TM) polarizasyon modu için aynı fiziksel yansıma yüzeyiyle karşılaşmaktadır [6]. Şekil 1.b'de gösterilen FSY birim hücre boyutları büyüklükleri Tablo 1'de sunulmuştur.



Şekil 1.a FSY birim hücresinin 3B geometrisi.



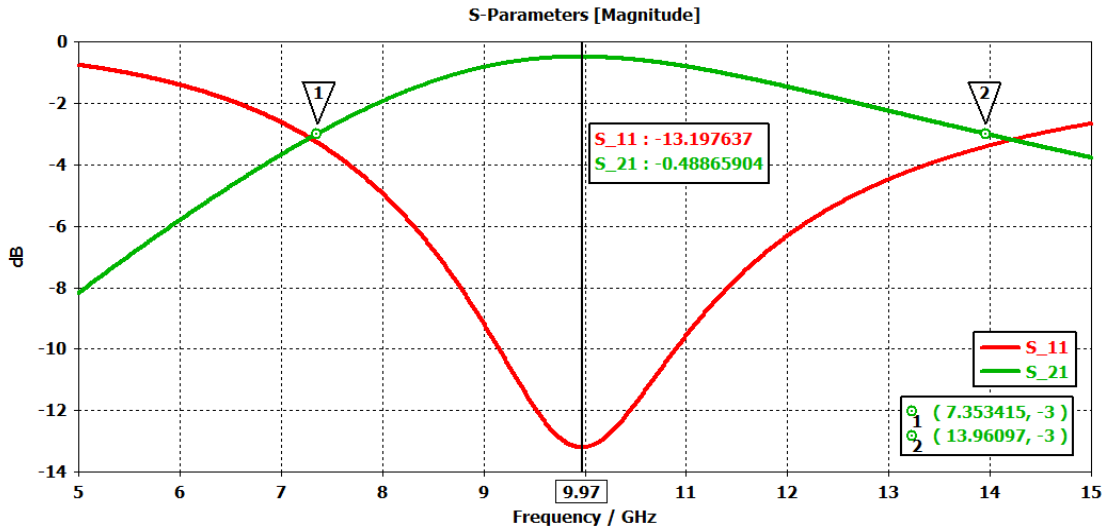
Şekil 1.b Tasarım parametrelerini gösteren şematik.

Tablo 1. Önerilen FSY'nin birim hücre boyutları.

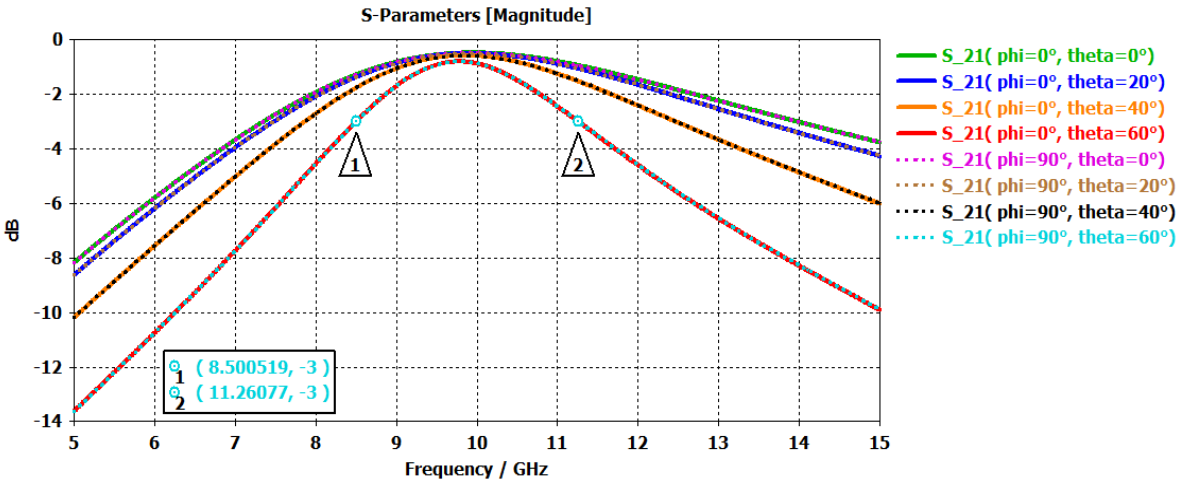
Parametre	P	L	w_1	g	w_2
Değer (mm)	7,50	6,50	0,26	0,50	0,75

3. Simülasyon Çıktıları ve Performans Analizi

Önerilen FSY'nin elektromanyetik performansı, CST Studio Suite simülatöründe tam dalga simülasyonları ile incelenmiştir. Şekil 2'de sunulan dik geliş durumu ve TE moduna ait S-parametreleri, 10 GHz'de 0 dB'ye çok yakın (-0,48 dB) iletim katsayısı (S_{21}) ile hedeflenen bant geçiren filtre karakteristiğini sağlamaktadır. Ayrıca, yapının S_{21} parametresine ait -3 dB çalışma bant genişliği 7,35 GHz ile 13,96 GHz aralığında olup toplam 6,61 GHz olarak elde edilmiştir. Tasarımın açısal kararlılığını incelemek amacıyla geliş açısı (θ), 0° ile 60° arasında taranmış; analizler TE ($\phi = 0°$) ve TM ($\phi = 90°$) modları için genişletilmiştir. Şekil 3'teki S_{21} genlik yanıtı incelendiğinde, 60°'ye varan eğik geliş açılarında -3 dB çalışma bant genişliğinin 8,50 GHz ile 11,26 GHz aralığında (toplam 2,76 GHz) kalarak, tasarımın hedeflenen çalışma frekansını ve filtreleme performansını başarıyla koruduğunu kanıtlamaktadır.



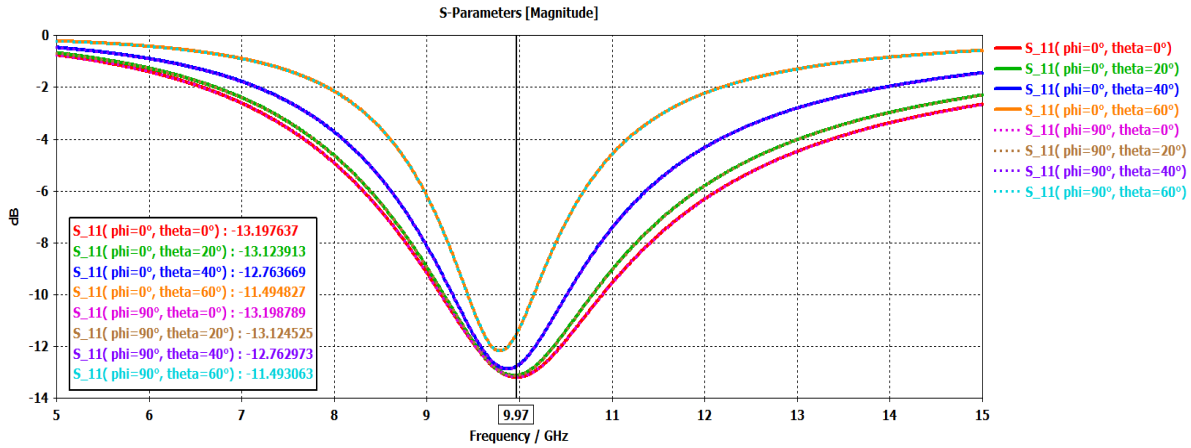
Şekil 2. Yüzeye dik geliş durumunda ($\theta = 0°$) TE modu S-parametrelerinin frekansa göre değişimi.



Şekil 3. Önerilen FSY'nin farklı geliş açıları ve polarizasyon durumları için iletim katsayısı genlik yanıtı.

İletim performansını destekler nitelikte, Şekil 4'te yapının farklı geliş açıları için yansıma katsayısı (S_{11}) sonuçları sunulmuştur. Rezonans bölgesindeki (yaklaşık 10 GHz) yansıma seviyesinin tüm açılar için -10 dB sınırının

altında kalması, yüzeyin 60^0'ye kadar istenen yansıma karakteristiğini koruduğunu doğrulamaktadır. Ayrıca, analiz edilen tüm durumlarda TE ve TM modlarına ait eğrilerin birbiriyle tam örtüşmesi, tasarımın TE/TM modlarında polarizasyon duyarsız bir yapıda olduğunu göstermektedir. Geliş açısına (θ) bağlı merkez frekans değişimleri incelendiğinde; dik gelişte (0°) 10 GHz olan merkez frekansının, geliş açısı 20°, 40° ve 60°'ye ulaştığında sırasıyla yaklaşık 9,95 GHz, 9,90 GHz ve 9,80 GHz seviyelerine kaydığı, ancak buna rağmen bant geçiren karakteristiğinin başarıyla korunduğu görülmektedir.



Şekil 4. Önerilen FSY'nin farklı geliş açıları ve polarizasyon durumları için yansıma katsayısı genlik yanıtı.

4. Sonuç

Bu çalışmada, X-bant uygulamaları için 10 GHz rezonans frekansında çalışan, TE/TM modlarında polarizasyon bağımsız bir bant geçiren frekans seçici yüzey tasarımı sunulmuştur. Önerilen birim hücre geometrisinin 60°'ye kadar geliş açılarında istenen bant geçiren performansını koruduğu görülmüştür. Çalışmada tamamlanan elektromanyetik performans analizleri sonucunda, dik gelişte elde edilen 6,61 GHz'lik (7,35 - 13,96 GHz) -3 dB çalışma bant genişliğinin, 60° eğik geliş açısında 2,76 GHz (8,50 - 11,26 GHz) aralığında kalarak iletim karakteristiğinin bozulmadığı ve 10 GHz'deki rezonans frekansını başarıyla koruduğu doğrulanmıştır. Ayrıca TE ve TM polarizasyon durumlarında elde edilen sonuçlar, yapının polarizasyon duyarsızlığını kanıtlamıştır.

Kaynaklar

[1] Anwar, Rana Sadaf, Lingfeng Mao, ve Huansheng Ning. "Frequency Selective Surfaces: A Review," Applied Sciences, 2018.
[2] Idrees, Muhammad, Yejun He, Youquan Wen, ve Abdul Majeed. "Design of a Miniaturized and Polarization-Independent Frequency-Selective Surface for Targeted EMI Shielding," Applied Sciences, 2025.
[3] Munk, Ben A. Frequency Selective Surfaces: Theory and Design. John Wiley & Sons, 2000.
[4] Bharti, Garima, Kumud Ranjan Jha, Ghanshyam Singh, ve Rajeev Jyoti. "Design of dual-polarized and angular stable new bandpass frequency selective surface in X-band," Telecommunication Systems, 2016.
[5] Güç, Mustafa, Mert Karahan, Habib Jamalov, ve Galip Orkun Arıcan. "Highly Selective and Polarization-Independent Band-Pass FSS with Robust Angular Stability for Secure CubeSat Communications," Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Fen Bilimleri Dergisi, 2026.
[6] Sood, D., ve C. C. Tripathi. "Polarization Insensitive Compact Wide Stop-band Frequency Selective Surface," Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, 2018.