





URSI (INTERNATIONAL UNION OF SCIENCE) IX. URSI-TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ ULUSAL GENEL KURUL TOPLANTISI

BİLDİRİ KİTAPÇIĞI

6-8 EYLÜL 2018 KTO KARATAY ÜNİVERSİTESİ KONYA

IX. URSI-TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ ULUSAL GENEL KURUL TOPLANTISI

6-8 Eylül 2018

KTO Karatay Üniversitesi, KONYA

URSI-Türkiye 2018 Bilimsel Kongresi 6-8 Eylül 2018 tarihlerinde KTO Karatay Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünün ev sahipliğinde, KTO Karatay Üniversitesinde düzenlenecektir.

Önemli Tarihler:

Bildirilerin Gönderilmesi: 9 Nisan 2018 Değerlendirme Sonuçlarının Bildirimi: 25 Mayıs 2018 Basıma Hazır Bildirilerin Gönderilmesi: 30 Temmuz 2018

Bildiri Konuları: Kongre, Uluslararası URSI'nin komisyon isimleri olan aşağıdaki temel dalları ve bunlara yakın diğer konuları kapsamakta ancak ilgili olmak kaydı ile bunlarla sınırlandırılmamaktadır.

- A. Elektromanyetik Metroloji (Electromagnetic Metrology)
- B. Alanlar ve Dalgalar (Fields and Waves)
- C. Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri (Signals and Systems)
- D. Elektronik ve Fotonik (Electronics and Photonics)
- E. Elektromagnetik Gürültü ve Girişim (EM Noise and Interference)
- F. Dalga Yayılımı ve Uzaktan Algılama (Wave Prop. and Remote Sensing)
- G. İyonosferik Radyo Yayılımı (Ionospheric Radio Propagation)
- H. Dalgalar ve Plazma (Waves and Plasmas)
- İ. Radyo Astronomi (Radio Astronomy)
- J. Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik (EM in Biology and Medicine)

DÜZENLEME KURULU

Kongre Başkanları

Ayhan ALTINTAŞ	Bilkent Üniversitesi
Hulusi AÇIKGÖZ	KTO Karatay Üniversitesi

Teknik Program Komitesi Başkanı

Yerel Düzenleme Komitesi

Abdülkadir ÖZCAN	KTO Karatay Üniversitesi
Adem YILMAZ	KTO Karatay Üniversitesi
Ayşegül YAŞAR	KTO Karatay Üniversitesi
Burak UZMAN	KTO Karatay Üniversitesi
Enes YILDIRIM	KTO Karatay Üniversitesi
Ercan YALDIZ	Selçuk Üniversitesi
Hulusi AÇIKGÖZ	KTO Karatay Üniversitesi
Hüseyin ALP	KTO Karatay Üniversitesi
Hüseyin KILIÇOĞLU	KTO Karatay Üniversitesi
Hüseyin Oktay ALTUN	KTO Karatay Üniversitesi
Levent SEYFİ	Selçuk Üniversitesi
Mehmet ÖZBAY	KTO Karatay Üniversitesi
Meltem KURTULUŞ	KTO Karatay Üniversitesi
Saim ERVURAL	KTO Karatay Üniversitesi
Seyfettin Sinan GÜLTEKİN	Selçuk Üniversitesi
Zeynep Gülbeyaz DEMİRDAĞ	KTO Karatay Üniversitesi

Bilim Kurulu

Ayhan AKBAL	Fırat Üniversitesi	Birsen SAKA	Hacettepe Üniversitesi
Ergin ATALAR	Bilkent Üniversitesi	Ferhat Fikri ÖZEREN	Erciyes Üniversitesi
Haluk KÜLAH	Orta Doğu Teknik Üniversitesi	M. İrşadi AKSUN	Koç Üniversitesi
Özgür ERGÜL	Orta Doğu Teknik Üniversitesi	Özlem ÖZGÜN	Hacettepe Üniversitesi
Şimşek DEMİR	Orta Doğu Teknik Üniversitesi	Ayhan ALTINTAŞ	Bilkent Üniversitesi
Erdal PANAYIRCI	Kadir Has Üniversitesi	Fatih ÜSTÜNER	TÜBİTAK BİLGEM
Feza ARIKAN	Hacettepe Üniversitesi	İbrahim ÜNAL	İnönü Üniversitesi
Orhan ARIKAN	Bilkent Üniversitesi	Özlem Aydın ÇİVİ	Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Sinan GEZİCİ	Bilkent Üniversitesi	Şükrü ÖZEN	Akdeniz Üniversitesi

Hakemler

Funda Akleman	İstanbul Teknik Üniversitesi	Muharrem Karaaslan	İskenderun Teknik Üniversitesi
Mehmet Nuri Akıncı	İstanbul Teknik Üniversitesi	Kamil Karaçuha	İstanbul Teknik Üniversitesi
Lale Alatan	Orta Doğu Teknik Üniversitesi	Sencer Koç	Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Yasemin Altuncu	Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi	Ali Kumru	Gebze Teknik Üniversitesi
Ayhan Altıntaş	Bilkent Üniversitesi	Çetin Kurnaz	Ondokuz Mayıs Üniversitesi
Feza Arıkan	Hacettepe Üniversitesi	Alp Kuştepeli	İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü
Ergin Atalar	Bilkent Üniversitesi	Adnan Köksal	Hacettepe Üniversitesi
Hulusi Açıkgöz	KTO Karatay Üniversitesi	Refik Çağlar Kızılırmak	Nazarbayev University
Fulya Bağcı	Ankara Üniversitesi	Kemal Leblebicioğlu	Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Murat Ceylan	Selçuk Üniversitesi	Özlem Özgün	Hacettepe Üniversitesi
Gonca Çakır	Kocaeli Üniversitesi	Birsen Saka	Hacettepe Üniversitesi
Özlem Aydın Çivi	Orta Doğu Teknik Üniversitesi	Levent Seyfi	Selçuk Üniversitesi
Mehmet Çiydem	Engitek Ltd.	Çiğdem Seçkin Gürel	Hacettepe Üniversitesi
Özlem Çoşkun	Süleyman Demirel Üniversitesi	Mustafa Seçmen	Yaşar Üniversitesi
Şimşek Demir	Orta Doğu Teknik Üniversitesi	Hamid Torpi	Yıldız Teknik Üniversitesi
Fatih Dikmen	Gebze Teknik Üniversitesi	Mirbek Turduev	TED Üniversitesi
Sema Dumanlı	Boğaziçi Üniversitesi	İbrahim Türer	Airbus Defence and Space
Gülbin Dural	Orta Doğu Teknik Üniversitesi	Nurhan Türker Tokan	Yıldız Teknik Üniversitesi
Bora Döken	İstanbul Teknik Üniversitesi	Dilek Uzer	Selçuk Üniversitesi
Evren Ekmekçi	Süleyman Demirel Üniversitesi	Savaş Uçkun	Gaziantep Üniversitesi
Özgür Ergül	Orta Doğu Teknik Üniversitesi	Hüseyin Arda Ülkü	Gebze Teknik Üniversitesi
Murat Eyüboğlu	Orta Doğu Teknik Üniversitesi	İbrahim Ünal	İnönü Üniversitesi
Nevzat Gencer	Orta Doğu Teknik Üniversitesi	Muhammed Fahri Ünlerşen	Necmettin Erbakan Üniversitesi
Sinan Gezici	Bilkent Üniversitesi	Mehmet Ünlü	TOBB ETÜ
İbrahim Halil Giden	TOBB ETÜ	Ercan Yaldız	Selçuk Üniversitesi
Sinan Gültekin	Selçuk Üniversitesi	Ali Yapar	İstanbul Teknik Üniversitesi
Esat Güzel	Fırat Üniversitesi	Erdem Yazgan	TED Üniversitesi
Selçuk Helhel	Akdeniz Üniversitesi	Korkut Yeğin	Ege Üniversitesi
Taha İmeci	Uluslararası Saraybosna Üniversitesi	Adem Yılmaz	KTO Karatay Üniversitesi
Ali Kara	Atılım Üniversitesi	Özgür Yılmaz	Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Davetli Konuşmacılar

Meta-atoms and Metamaterials for Performance Enhancement of Antennas

Prof. Dr. Raj MITTRA

Penn State Üniversitesi

Management of the variability in electromagnetism and in dosimetry in particular

Prof. Joe WIART

Institut Mines Telecom Başkanı

Electromagnetic Diffraction Modeling and Simulation

Prof. Dr. Levent SEVGİ

Okan Üniversitesi

Exploring the Potentials of EM Waves from Body-scale to Nano-communications for Healthcare Applications

Doç. Dr. Akram ALOMAINY

Queen Mary, University of London

5G Mobile Communications

Doç. Dr. Mehmet ÇİYDEM

Engitek Ltd.

IX.URSI-TÜRKİYE 2018 BİLİMSEL KONGRESİ ULUSAL GENEL KURUL TOPLANTISI TEKNİK PROGRAM

1. GÜ	N	Perşembe, 6 Eylül 2018 Sosyal Tesisler Binası			
08:00-	16:00	KAYIT			
09:00-	10:00	Açılış			
10:00-	10:45	Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Raj MITTRA			
10:45-	11:15	Kahve Arası			
11:15-	12:00	Davetli Konu	ışmacı: Prof. Dr. J	oe WIART	
12:00-	12:45	Davetli Konu	ışmacı: Doç. Dr. M	lehmet ÇIYDE	^C M
12:45-	13:30	Oğle Yemeği		D4 D5 D6 D7	DQ D0 D10 D11 D13 D13 D14
13:30-	14:00	P15, P16, P1	7, P18, P19, P20	[4, [3, [0, [7]	, ro, r9, r10, r11, r12, r13, r14,
Merke Dersli Binası	ezi k (M)	G1/A1 5G ve Baz İstasyonu Antenleri	G1/B1 Metamalzemeler	G1/C1 Biyomedikal	G1/D1 Hesaplamalı EM 1
	14:00- 14:20	G1/A1.1	G1/B1.1	G1/C1.1	G1/D1.1
	14:20- 14:40	G1/A1.2	G1/B1.2	G1/C1.2	G1/D1.2
14:00- 15:40	14:40- 15:00	G1/A1.3	G1/B1.3	G1/C1.3	G1/D1.3
	15:00- 15:20	G1/A1.4	G1/B1.4	G1/C1.4	G1/D1.4
	15:20- 15:40	G1/A1.5	G1/B1.5	G1/C1.5	
15:40-	16:00	Kahve Arası			
		Firma Sunui	mları		
16:00- 16:20 17:00 16:20- 16:40		Aselsan A.Ş.		Merkezi Derslik (M Binası)	
		Aktif Neser/ CST			
		G1/A2 Hesaplamalı EM 2	G1/B2 EM Metroloji ve Optimizasyon	G1/C2 Antenler 1	G1/D2 EM Hasatlayıcılar
	17:00- 17:20	G1/A2.1	G1/B2.1	G1/C2.1	G1/D2.1
17:00-	17:20- 17:40	G1/A2.2	G1/B2.2	G1/C2.2	G1/D2.2
18:20	17:40- 18:00	G1/A2.3	G1/B2.3	G1/C2.3	G1/D2.3
	18:00- 18:20	G1/A2.4	G1/B2.4	G1/C2.4	G1/D2.4
19:00-	21:00	GALA Yemeği (Yıldız Köşkü- Meram)			

2. GÜI	Ν	Cuma, 7 Eylül 2018 Sosyal Tesisler Binası			
08:00-	16:00	Kayıt			
10:00-	10:45	Davetli Konuşmacı: Doç. Dr. Akram ALOMAINY			
10:45-	11:15	Kahve Arası Devedi Komenen Brof, Dr. Larrest SEVCİ			
11:13-	12:00 13:30	D Davetli Konușmaci: Prof. Dr. Levent SEVGI			
Merke Derslil Binası	ezi k (M)	G2/A1 EM Soğurucular	G2/B1 Hesaplamalı EM 3	G2/C1 Antenler 2	G2/D1 Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri
	13:40- 14:00	G2/A1.1	G2/B1.1	G2/C1.1	G2/D1.1
	14:00- 14:20	G2/A1.2	G2/B1.2	G2/C1.2	G2/D1.2
13:40- 15:20	14:20- 14:40	G2/A1.3	G2/B1.3	G2/C1.3	G2/D1.3
	14:40- 15:00	G2/A1.4	G2/B1.4	G2/C1.4	G2/D1.4
	15:00- 15:20	G2/A1.5		G2/C1.5	G2/D1.5
15:20-	15:50	Kahve Arası			
Merkezi Derslik (M Binası)		G2/A2 Terahertz, Optik ve Fotonik 1	G2/B2 EM Alanlar ve Dalgalar 1	G2/C2 Antenler 3	G2/D2 Mikrodalga Bileşenleri
	15:50- 16:10	G2/A2.1	G2/B2.1	G2/C2.1	
	16:10- 16:30	G2/A2.2	G2/B2.2	G2/C2.2	G2/D2.1
15:50- 17:30	16:30- 16:50	G2/A2.3	G2/B2.3	G2/C2.3	G2/D2.2
	16:50- 17:10	G2/A2.4	G2/B2.4	G2/C2.4	G2/D2.3
	17:10- 17:30		G2/B2.5		
3. GÜN		Cumartesi, 8 Eylül 2018 Merkezi Derslik (M Binası)			
08:00 -	08:00 - 10:00 Kayıt				
		G3/A1 Terahertz, Optik ve Fotonik 2	G3/B1 Radarlar	G3/C1 EM Alanlar ve Dalgalar 2	G3/D1 Antenler 4
	09:30- 09:50	G3/A1.1	G3/B1.1	G3/C1.1	G3/D1.1
09:30-	09:50- 10:10	G3/A1.2	G3/B1.2	G3/C1.2	G3/D1.2
11.10	10:10- 10:30	G3/A1.3	G3/B1.3	G3/C1.3	G3/D1.3
	10:30-	G3/A1.4	G3/B1.4	G3/C1.4	G3/D1.4

10:50			
10:50- 11:10	G3/B1.5		G3/D1.5
11:10-11:30	Öğrenci Bildiri Yarışması Ödül Töreni ve Kapanış Töreni		
11:30-12:30	URSI Türkiye Ulusal Genel Toplantısı		
12:30-13:30	Öğle Yemeği		
13:00-17:00	Konya Şehir Turu ve Gezisi (Mevlana Türbesi, Karatay Medresesi, Alaaddin, Meram, Sille)		

TEKNİK PROGRAM

6 Eylül 2018, Perşembe

Sosyal Tesisler Binası - 10:00-10:45 Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Raj Mittra "Meta-atoms and Metamaterials for Performance Enhancement of Antennas" Sosyal Tesisler Binası - 11:15-12:00 Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Joe Wiart "Management of the variability in electromagnetism and in dosimetry in particular" Sosyal Tesisler Binası - 12:00-12:45 Davetli Konuşmacı: Doç. Dr. Mehmet Çiydem "5G Mobile Communications"

G1/A1 (M Binası Salon A: 14:00-15:40) - **5G ve Baz İstasyonu Antenleri** Oturum Başkanı: **Mehmet Çiydem**

G1/A1.1

<u>5G Uygulamaları için Enine Kuplajlı AHR Tabanlı Anten Tasarımı, Kazanç ve Elektriksel Boyut</u> <u>İncelenmesi</u> Nezihe Karacan, Öykü Su Yenigün, Evren Ekmekçi Süleyman Demirel Üniversitesi, Isparta

G1/A1.2

<u>Yatay Kıvrımlı Dipol ve Dikey Parazitik Elemanlar Kullanan Çapraz Polarizasyon Performansı</u> <u>Artırılmış Çift Polarize Baz İstasyonu Anteni</u> Orhan Murat Kadağan, Ceyhan Türkmen, Mustafa Seçmen

Yaşar Üniversitesi, İzmir

G1/A1.3

<u>Baz İstasyonu Civarında UMTS (3G) Ölçümü İçin Geniş Bant ve Frekans-Seçici Ölçümlerin</u> <u>Karşılaştırılması</u>

Cafer Bahadır Tektaş (1), Muhammed Hasan Aslan (2), Soydan Çakır (1) (1) TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü, Kocaeli; (2) Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli

G1/A1.4

Erken 5G Uygulamaları için Baz İstasyonu Anten Tasarımı Mehmet Çiydem, Mensur Öztürk, Yasin Yavuz Engitek Ltd., Ankara

G1/A1.5

<u>GSM1800/UMTS/LTE Genişbantlı Baz İstasyonu Anten Tasarımı</u> Mehmet Çiydem, Mensur Öztürk, Yasin Yavuz Engitek Ltd., Ankara

G1/B1 (M Binası Salon B: 14:00-15:40) - Metamalzemeler Oturum Başkanı: Şükrü Özen

G1/B1.1

<u>Üç Boyutlu Çok-Bantlı Mikrodalga Metamalzeme Tasarımları</u> Hande İbili, Selen Keleş, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G1/B1.2

Metamalzeme Kaplı Dairesel Silindirlerden Saçılma İçin Sayısal Olarak Kararlı Bir Algoritma Emrah Sever, Fatih Dikmen, Yury A. Tuchkin, Cumali Sabah Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli

G1/B1.3

<u>Metamalzeme Tabanlı Soğurucu Yüzeylerde Soğurma Miktarının Dielektrik Malzeme Özelliğine</u> <u>Göre Nümerik Olarak İncelenmesi</u>

Umut Köse, Evren Ekmekçi Süleyman Demirel Üniversitesi, Isparta

G1/B1.4

<u>Kutupluluktan Bağımsız Çift Bantlı Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık-Benzeri Metamalzeme</u> <u>Tasarımı</u>

Özgür Demirkap, Fulya Bağcı, A. Egemen Yılmaz, Barış Akaoğlu Ankara Üniversitesi, Ankara

G1/B1.5

Anizotrop Metamalzeme İnce Tabakadan Yansıma Kırılma Probleminin Geçiş Koşulları Kullanılarak İncelenmesi Nezahat Günenç Tuncel Çukurova Üniversitesi, Adana

G1/C1 (M Binası Salon C: 14:00-15:40) - **Biyomedikal** Oturum Başkanı: **Ergin Atalar**

G1/C1.1

Deri Kanseri Tespitine Yönelik Dairesel Yama Yapılı Mikroşerit Anten Tasarımı Rabia Top (1), S. Sinan Gültekin (2), Dilek Uzer (2) (1) Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi, Karaman; (2) Konya Teknik Üniversitesi, Konya

G1/C1.2

<u>Grafen Kaplı Çift Yarıklı Mikrodalga Antenin Doku Hasar Oranına Etkisi</u> Burak Uzman, Hulusi Açıkgöz KTO Karatay Üniversitesi, Konya

G1/C1.3

Göğüs Tümörü Tespitine Yönelik Vivaldi Anten Tasarımı ve Analizi

Beyza Neyişci (1), S. Sinan Gültekin (2), Dilek Uzer (2) (1) Meram Elektrik Dağıtım A.Ş., Konya; (2) Konya Teknik Üniversitesi, Konya

G1/C1.4

Mikrodalga Beyin Kanaması Görüntülemesi İçin Homojen Olmayan Green Fonksiyonuna Dayanan Bir Ters Problem Yaklaşımı

Eda Konakyeri Arıcı, Ali Yapar İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul

G1/C1.5

Adım Frekanslı Sürekli Dalga Radarı ile Tespiti Simüle Edilen Göğüs Hareketi Sinyalinin Dalgacık Dönüşümü ile Gürültüden Arındırılması

Yunus Emre Acar, İbrahim Şeflek, Ercan Yaldız

Konya Teknik Üniversitesi, Konya G1/D1 (M Binası Salon D: 14:00-15:20) - Hesaplamalı EM 1 Oturum Başkanı: Hüseyin Arda Ülkü

G1/D1.1

LKB, NWA, NRL, TOGA-COARE, NPS Buharlaşma Oluk Modellerinin Karşılaştırılmalı Analizi

Muhsin Eren Ergüden, Özlem Özgün Hacettepe Üniversitesi, Ankara

G1/D1.2

<u>Ters Saçılma Problemlerinin Çözümünde Distorted Born İteratif ve Born İteratif Yöntemlerinin</u> <u>Karşılaştırılması</u> Serhat Dinleyen, Hüseyin Arda Ülkü Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli

G1/D1.3

<u>İki Boyutta İntegral Denklem Formülasyonlarıyla Verimli Dalga Saçılma Algoritmalarının Kurulması</u> Fatih Dikmen, Emrah Sever, Yury A. Tuchkin Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli

G1/D1.4

<u>2 Tabakalı Asfalt Yol Katman Kalınlıklarının 3GHz'de Çalışan YGR ve 2-Boyutlu FDTD Kullanılarak</u> <u>Belirlenmesi</u>

Baki Yalın, Atalay Kocakuşak, Şükrü Özen, Selçuk Helhel Akdeniz Üniversitesi, Antalya

Etkileşimli Oturum (M Binası 13:30-14:00) Oturum Başkanı: Hulusi Açıkgöz

Ρ1

<u>S-Bant Mikroşerit Tarak Dişi Filtre Tasarımı ve Bant Kaydırma Çalışması</u> Akın Özkan (1), Birsen Saka (2)

(1) Meteksan Savunma, Ankara; (2) Hacettepe Üniversitesi, Ankara

P2

<u>Vibrasyonel Genetik Algoritma ile En Uygun Işıma Örüntüsüne Sahip Mikroşerit Anten Dizisi</u> <u>Tasarımı ve Benzetimi</u>

Emre Hanbay (1), Doç. Dr. Mustafa Emre Aydemir (2) (1) Milli Savunma Üniversitesi Hezârfen Havacılık ve Uzay Teknolojileri Enstitüsü, İstanbul; (2) İstanbul Gelişim Üniversitesi, İstanbul

Mükemmel İletken Yüzey ile Izgara Tipi Şerit Arasındaki Dilelektrik Tabakada Elektromanyetik Dalganın Davranışı

İsmail Yıldız Çukurova Üniversitesi, Adana

Mikrodalga Beyin Kanaması Görüntülemesi İçin Homojen Olmayan Green Fonksiyonuna Dayanan Bir Ters Problem Yaklaşımı

Eda Konakyeri Arıcı, Ali Yapar İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul

P3

P4

P5

LTE800 ve GSM900 Baz İstasyonu Anten Tasarımı

Mehmet Çiydem, Mensur Öztürk, Yasin Yavuz Engitek Ltd., Ankara

P6

Yarım Uzaydaki Empedans Silindirinden TM Kutuplu Dalgaların Saçılması

Muhammet Serhat Dönmez, Emrah Sever, Fatih Dikmen Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli

Ρ7

Çok Katmanlı Soğurucularda Pertürbasyon Yaklaşımı ile Duyarlılık Analizi

Murat Koray Akkaya (1,2), Asım Egemen Yılmaz (2) (1) Aselsan, Ankara; (2) Ankara Üniversitesi, Ankara

P8

WLAN Uygulamaları için İkili Bant Durdurucu Minyatürize Frekans Seçici Yüzey Tasarımı

Seda Habergötüren Ateş, Ertuğrul Aksoy Gazi Üniversitesi, Ankara

P9

5.Nesil Haberleşme Uygulamalarına Yönelik Mikroşerit Anten Tasarımları

Buğrahan Şahin (1), Dilek Uzer (1), S. Sinan Gültekin(1), Rabia Top (2) (1) Konya Teknik Üniversitesi, Konya; Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi, Karaman

P10

<u>Tekdüze Olmayan Zaman Modülasyonlu Doğrusal Dizi Anten Sistemlerinde Güç Hesabı Üzerine Bir</u> <u>Çalışma</u>

İhsan Kanbaz, Uğur Yeşilyurt, Ertuğrul Aksoy Gazi Üniversitesi, Ankara

P11

Mobil İletişimde Çok-Taşıyıcılı Modülasyon Sistemleri için Tepe Gücü/Ortalama Güç Oranını Düşürme Teknikleri

Gözde Kaçan, Asuman Savaşcıhabeş Nuh Naci Yazgan Üniversitesi, Kayseri

P12

<u>WR-187 Dalga Kılavuzunda Ayrık Halka Rezonatör ve Kesik Tel Rezonatörler ile Elektromanyetik</u> İndüklenmiş Saydamlık

Fulya Bağcı, A. Egemen Yılmaz, Barış Akaoğlu Ankara Üniversitesi, Ankara

P13

<u>C-Bandı Hava Durumu Radarları için U Şeklinde Metamateryal Tabanlı Radar Soğurucu Malzeme</u> <u>Tasarımı</u>

Zeynep Kocaman, Atalay Kocakuşak, Alpaslan B. Karaman, Selçuk Helhel Akdeniz Üniversitesi, Antalya P14

<u>5G Haberleşme Ağlarında Kare Mikroşerit Yama Anten İçin 39 GHz'de Yarık Kenarı Boyutlarının</u> <u>Çalışma Frekansına Etkisi</u>

Barış Gürcan Hakanoğlu (1,2), Mustafa Türkmen (2) (1) Ahi Evran Üniversitesi, Kırşehir; (2) Erciyes Üniversitesi, Kayseri

P15

Yüksek Gerilim Hatlarının Çevresindeki Elektrik Alanın Yük Benzetim Yöntemi ile Simülasyonu

Halil İbrahim Keskin, Alparslan Bozkurt Karaman, Ergin Kayar, Kayhan Ateş, Şükrü Özen Akdeniz Üniversitesi, Antalya

P16

Determination of the electric field level according to stirrer location by data mining methods in the reverberation chamber

Bülent Urul, Bilal Tütüncü, İbrahim Bahadır Başyiğit, Selçuk Helhel Akdeniz Üniversitesi, Antalya

P17

Polinom Kaos Açılım Yöntemi ile Mikrodalga Ablasyon Terapisinde Kullanılan Antenlerin İstatistiksel Analizi

Burak Uzman, Adem Yılmaz, Hulusi Açıkgöz KTO Karatay Üniversitesi, Konya

P18

<u>Elektromanyetik Yapılar ve Antenler İçin İstatistiksel Analiz</u> Hulusi Açıkgöz KTO Karatay Üniversitesi

P19

The Visualization of Solution of Electromagnetic Fields Problems using by MATLAB

Hafiz Alisoy (1), Rafet Akdeniz (1), Baykant B. Alagoz (2)(1) Namik Kemal University, Tekirdag; (2) Inonu University, Malatya

P20

GaN Teknolojisi ile X-Bant Alıcı ve Verici Tümleşik Devrelerin Geliştirilmesi

Onur Memioğlu, Oğuz Kazan, Işınsu Turan, Alper Karakuzulu, Adnan Gündel, Fatih Koçer, Özlem Aydın Çivi

Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

Profesyonel Sunumlar (M binası Salon A: 16:00-17:00)

Aselsan A.Ş. Konuşmacı: Erdal Saygıner Sunum başlığı: "ASELSAN Radar ve Elektronik Harp Sektörü Genel Tanıtımı"

Aktif Neser/CST Konuşmacı: Karthikeyan Sukumar, CST Sunum başlığı: "Antenna Design for a Connected Home Multimedia Device"

G1/A2 (M Binası Salon A: 17:00-18:20) - Hesaplamalı EM 2 Oturum Başkanı: Özlem Özgün

G1/A2.1

Zaman Uzayında Maxwell Denklemleri İçin Yeni Bir Form

Ahmet Arda Çoşan (1), Oleg A. Tretyakov (1), Fatih Erden (2) (1) Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli; (2) Milli Savunma Üniversitesi, İstanbul

G1/A2.2

Boş Uzaydaki Periyodik Yapılar için Tekillik Sadeleştirme Yöntemi Uygulaması Süleyman Adanır, Lale Alatan Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G1/A2.3

Manyetik Alan İntegral Denkleminde İç Rezonans Probleminin Çift Katmanlı Modelleme ile Çözümü Sadri Güler, Hande İbili, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G1/A2.4

<u>Sıfır İndisli Materyallerin Yüzey İntegral Denklemleriyle Hassas ve Hızlı Analizleri</u> Hande İbili, Yeşim Koyaz, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G1/B2 (M Binası Salon B: 17:00-18:20) - Elektromanyetik Metroloji ve Optimizasyon Oturum Başkanı: Hüseyin Oktay Altun

G1/B2.1

Zaman Modülasyonlu Doğrusal Dizilerde Yan Kulakçık ve Yanbant Seviyelerinin Bastırılması İçin İki Aşamalı Bir Eniyileme Yaklaşımı

Uğur Yeşilyurt, İhsan Kanbaz, Ertuğrul Aksoy Gazi Üniversitesi, Ankara

G1/B2.2

Negatif Manyetik Geçirgenliğe Sahip Yapıların Genetik Algoritma Kullanarak Homojenleştirilmesi Barışcan Karaosmanoğlu, Hande İbili, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G1/B2.3

<u>Yeraltı Su Kirliliğinin Tahribatsız Yöntemlerle Tespitine Yönelik Bir Öneri</u> Murat Koray Akkaya (1,2), Asım Egemen Yılmaz (2) (1) ASELSAN, Ankara; (2) Ankara Üniversitesi, Ankara

G1/B2.4

Radom Yapılarında Dış Etkilerin Sebep Olduğu Yapısal Bozulmaların Performans Üzerine Etkilerinin İncelenmesi

Murat Koray Akkaya (1,2), Asım Egemen Yılmaz (2) (1) ASELSAN, Ankara; (2) Ankara Üniversitesi, Ankara

G1/C2 (M Binası Salon C: 17:00-18:20) - Antenler 1 Oturum Başkanı: Ercan Yaldız

G1/C2.1

<u>Characterization of Transmission and Reflection of Ku band Split Ring Resonator Reflectarray using</u> <u>Waveguide method</u> Noaman Naseer, Birsen Saka

Hacettepe Üniversitesi, Ankara

G1/C2.2

Yeni Bir Geniş Bantlı Dalga Kılavuzu Tabanlı Tek Darbe Dizi Anten

Gökhan Gültepe (1), Doğanay Doğan (1), Özlem Aydın Çivi (2) (1) Aselsan A.Ş., Ankara; (2) Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G1/C2.3

Optik Frekanslarda Algılama ve Görüntüleme Uygulamaları için Nanoanten Dizisi Tasarımları ve Analizleri Göktuğ Işıklar İsa Can Cetin, Muştafa Algun, Ömer Freğlu, Özgür Frgül

Göktuğ Işıklar, İsa Can Çetin, Mustafa Algun, Ömer Eroğlu, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G1/C2.4

<u>Tekdüze Olmayan Zaman Modülasyonlu Doğrusal Dizi Anten Sistemlerinde Dinamik Verimliliğin</u> <u>Hesaplanması Üzerine Bir Çalışma</u> İhsan Kanbaz, Uğur Yeşilyurt, Ertuğrul Aksoy

Gazi Üniversitesi, Ankara

G1/D2 (M Binası Salon D: 17:00-18:20) - EM Hasatlayıcılar Oturum Başkanı: Evren Ekmekçi

G1/D2.1

<u>Geniş Bantlı Wilkinson Güç Birleştiricilerle DVB-T, GSM-900, GSM-1800 ve ISM Bantlarında RF</u> <u>Enerji Hasatlama Uygulaması</u> Ömer Kasar, Mahmut Ahmet Gözel, Mesud Kahriman Artvin Çoruh Üniversitesi, Artvin

G1/D2.2

ISM Bandı RF Enerji Hasatlama Uygulamaları için Metamalzeme Yapılarından Esinlenilen Yeni Mikroşerit Anten Tasarımı

Cem Göçen, Merih Palandöken, Adnan Kaya İzmir Katip Çelebi Üniversitesi, İzmir

G1/D2.3

<u>GSM ve Wi-Fi Bandlarına Yönelik Metamalzeme Tabanlı Enerji Hasatlayıcı</u> Emrullah Karakaya, Fulya Bağcı, A. Egemen Yılmaz, Barış Akaoğlu Ankara Üniversitesi, Ankara

G1/D2.4

Metamalzeme ile 1,8 GHz ve 2,6 GHz Frekanslarında Elektromanyetik Hasatlama Fulya Bağcı, Emrullah Karakaya, A. Egemen Yılmaz, Barış Akaoğlu

Ankara Üniversitesi, Ankara

7 Eylül 2018, Cuma

Sosyal Tesisler Binası - 10:00-10:45 Davetli Konuşmacı: Doç. Dr. Akram Alomainy "Exploring the Potentials of EM Waves from Body-scale to Nano-communications for Healthcare Applications" Sosyal Tesisler Binası - 11:15-12:00 Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Levent Sevgi "Electromagnetic Diffraction Modeling and Simulation" G2/A1 (M Binası Salon A: 13:40-15:20) - EM Soğurucular Oturum Başkanı: Selçuk Helhel

G2/A1.1

Frekans Seçici Yüzey Kullanarak Soğurucu TasarımıKağan Can (1), Mustafa Emre Aydemir (2)(1) Hava Harp Okulu Komutanlığı, İstanbul; (2) Gelişim Üniversitesi, İstanbulG2/A1.2ELC Rezonatör Tabanlı Soğurucu Yüzeyi İle Farklı Kimyasal Maddeler İçin Hassasiyet AnaliziNezihe Karacan, Merve Aykırı, Evren EkmekçiSüleyman Demirel Üniversitesi, İsparta

G2/A1.3

<u>Cift-bant plazmonik mükemmel soğurucunun yansıma, geçiş, soğurum ve kırıcılık indisi</u> <u>hassasiyetinin analizi</u>

Semih Korkmaz (1), Serap Aksu (2), Mustafa Türkmen (1) (1) Erciyes Üniversitesi, Kayseri; (2) Bilkent Üniversitesi, Ankara

G2/A1.4

Mikrodalga Frekans Bölgesinde Silindirik Dielektrik Rezonatör Tabanlı Tamamı Dielektrik Soğurucu Yüzey Tasarımı Nezihe Karacan, Evren Ekmekçi

Süleyman Demirel Üniversitesi, Isparta

G2/A1.5

Demir Haç Şeklinde Nano-Açıklık Tabanlı Çift Bantlı Mükemmel Soğurucu Diziler Aytaç Onur, Mustafa Türkmen Erciyes Üniversitesi, Kayseri

G2/B1 (M Binası Salon B: 13:40-15:00) - Hesaplamalı EM 3 Oturum Başkanı: Mehmet Çiydem

G2/B1.1

Periyodik Birim Hücresi Karakteristik Mod Çözümlemesi Yiğit Haykır, Özlem Aydın Çivi Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G2/B1.2

<u>Coklu Duyarlı Aritmetik ile Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Yönteminin Hata Kontrolü</u> Mert Kalfa (1), Özgür Ergül (2), Vakur B. Ertürk (1) (1) Bilkent Üniversitesi, Ankara; (2) Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G2/B1.3

Dünya Yüzeyi Üzerindeki Bir Hedeften Elektromanyetik Dalga Saçılımının Karma Nümerik Yöntemlerle Modellenmesi

Gül Yesa Altun (1), Özlem Özgün (2) (1) Aselsan A.Ş., Ankara; (2) Hacettepe Üniversitesi, Ankara

G2/B1.4

Kaydırılmış Frekansta İç Eşdeğerlik Metodunun İki Boyutlu Kayıplı Cisimlere Uygulanması Buğra Aydemir, Adnan Köksal Hacettepe Üniversitesi, Ankara

G2/C1 (M Binası Salon C: 13:40-15:20) - Antenler 2 Oturum Başkanı: Fatih Dikmen

G2/C1.1

<u>Ku-Band Uydu Sistemlerinde Besleme Amaçlı Oluklu Konik Boynuz Anten Tasarımı ve 3 Boyutlu</u> Baskı Teknolojisi ile Üretimi

Mustafa Emre Çarkacı, Mustafa Seçmen Yaşar Üniversitesi, İzmir

G2/C1.2

Tek Yama Üzerinde Tek Beslemeli İki Bantlı GPS Anten Tasarımı Mustafa Caner Önder, Özlem Aydın Çivi Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G2/C1.3

5G Teknolojisinde MIMO Uygulamaları için Dizi Anten Besleme Devresi Tasarımı

Caner Bozkır (1), Nurhan Türker Tokan (2) (1) Arçelik Elektronik İşletmesi, İstanbul; (2) Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

G2/C1.4

<u>Cipsiz RF Tanımlama Uygulamaları İçin İyileştirilmiş Harf Şekilli Etiket Tasarımları</u> Feza Mutlu, Mehmet Alper Demir, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G2/C1.5

S ve X-Bant Uydu Antenleri Tasarımı

Mehmet Çiydem, Mensur Öztürk, Yasin Yavuz Engitek Ltd., Ankara

G2/D1 (M Binası Salon D: 13:40-15:20) -Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri Oturum Başkanı: Erdal Panayırcı

G2/D1.1

The Effect of Error Propagation on the Performance of Polar Codes Utilizing Successive Cancellation Decoding Algorithm Alia A. Andi, Orhan Gazi Cankaya University, Ankara

G2/D1.2

Termogramların Değerlendirilmesinde Doğru Yaklaşımların Belirlenmesi

Ahmet Haydar Örnek (1), Duygu Savaşçı (1), Murat Ceylan (1), Saim Ervural (1,2), Hanifi Soylu (1)

(1) Konya Teknik Üniversitesi, Konya; (2) KTO Karatay Üniversitesi, Konya

G2/D1.3

<u>Shearlet Dönüşümü ile Medikal Görüntülerde Gürültü Giderme</u> Saim Ervural (1,2), Murat Ceylan (2) (1) KTO Karatay Üniversitesi, Konya; (2) Konya Teknik Üniversitesi, Konya

G2/D1.4

<u>Cok Taşıyıcılı Filtre Bankası ile Gelecek Nesil Radyo Haberleşmesi Tasarımı</u> Bircan Kamışlıoğlu, Ayhan Akbal Fırat Üniversitesi, Elazığ

G2/D1.5

<u>Görünür Işıkla Haberleşme Sistemlerinde Doğrusal Ölçekleme</u> Gökçe Hacıoğlu (1), İdris Cinemre (2) (1) Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon; (2) Iğdır Üniversitesi, Iğdır

G2/A2 (M Binası Salon A: 15:50-17:10) - Terahertz, Optik ve Fotonik 1 Oturum Başkanı: Şimşek Demir

G2/A2.1

Maliyet Etkin Diyot Pompalı Dalgaboyu Değiştirilebilen Verimli Tm: YLF Lazeri Ersen Beyatlı Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi, Rize

G2/A2.2

Fotonik Kristal Yapılarının Optimizasyonu ile Optik Bağlaştırıcı Tasarımları Barışcan Karaosmanoğlu, Şirin Yazar, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G2/A2.3

<u>Keskin Köşeli Nanotel İletim Hatlarında Güç Transferinin Artırılması İçin Optik Bağlaştırıcı</u> <u>Tasarımları</u> Aşkın Altınoklu, Umur Gökmen, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G2/A2.4

Katman Kalınlıkları Kademeli Artan Çok-katmanlı İnce Film Ayarlanabilir Optik Filtre Tasarımı Hüseyin Yankı (1), Çiğdem Seçkin Gürel (2) (1) Aselsan A.Ş., Ankara; (2) Hacettepe Üniversitesi

G2/B2 (M Binası Salon B: 15:50-17:30) - EM Alanlar ve Dalgalar 1 Oturum Başkanı: İbrahim Ünal

G2/B2.1 <u>Kesirli Türev Yöntemiyle Silindirik Dalganın Empedans Şeridinden Saçılması</u> Kamil Karaçuha İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul

G2/B2.2

Dielektrik Silindire Eğik Gelen TM-z Dalgaların Saçılması

M. Enes Hatipoğlu, Emrah Sever, Fatih Dikmen Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli

G2/B2.3

<u>Elektromagnetik Dalgaların Kırınımına İlişkin Farklı Çekirdek Fonksiyonlarına Sahip Üçüncü Türden</u> <u>Modifiye Wiener-Hopf Denklemleri için Yeni Bir Çözüm Yöntemi</u> Kadir Durgut (1), Sevda Gedikli (2), Ali Alkumru (2) (1) TÜBİTAK Bilgem Bilişim Teknolojileri Enstitüsü, Kocaeli; (2) Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli

G2/B2.4

Doğrusal Ters Saçılım Problemlerinin Seyrek Çözümü için Hızlı Çokkutup Yöntemi Emre Alp Miran, Sencer Koç Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G2/B2.5

<u>Kuadratik Üçgenler ile Modellenen Saçıcıların Fiziksel Optik Yaklaşımı ile Zaman Uzayında Analizi</u> Aslıhan Aktepe (1), Hüseyin A. Serim (2), H. Arda Ülkü (1) (1) Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli; (2) TÜBİTAK Bilişim ve Bilgi Güvenliği İleri Teknolojiler Araştırma Merkezi, Kocaeli

G2/C2 (M Binası Salon C: 15:50-17:30) - Antenler 3 Oturum Başkanı: Ayhan Akbal

G2/C2.1

C-Bant Uygulamaları için Geniş Bant Log-Periyodik Mikroşerit Anten Tasarımı

Mehmet Yerlikaya (1), Seyfettin Sinan Gültekin (2), Dilek Uzer (2) (1) Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi, Karaman; (2) Konya Teknik Üniversitesi, Konya

G2/C2.2

<u>Kesilebilir İnkjet Baskılı Log-Periyodik Antenler</u> Feza Mutlu, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G2/C2.3

Spiro Sarmal Anten Analizi ve Silindir Sarmal Anten Karşılaştırması Ertuğ Erdem, Birsen Saka Hacettepe Üniversitesi, Ankara

G2/C2.4

<u>Ultra-Geniş Bant Frekans Seçici Yüzey ile Mikroşerit Anten Kazancını Arttırma</u> Aybike Kocakaya, Gonca Çakır Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli

G2/D2 (M Binası Salon D: 15:50-16:50) - Mikrodalga Bileşenleri Oturum Başkanı: Levent Seyfi

G2/D2.1

<u>Geniş Bant Yer Tabanlı bir VLF/LF Alıcı Sisteminin Analog Ön-uç Tasarımı</u> Uygar Demir, Mevlüt Said Saraçoğlu, Cenk Toker Hacettepe Üniversitesi, Ankara

G2/D2.2

Bant FMCW RADAR Sisteminin AD9914 Geliştirme Kartı ile Gerçekleştirilmesi

Baran Akbıyık, Eralp Göğen, A. Çağrı Yapıcı Başkent Üniversitesi, Ankara

G2/D2.3

Dikdörtgen Dalga Kılavuzu Altyapısına Sahip TE10-TE20 ile TE10-TE11+TM11 Mod Çevirici Tasarımları ve Performans Karşılaştırmaları Onurhan Duman, Gülbin Dural Ünver Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

8 Eylül 2018, Cumartesi

G3/A1 (M Binası Salon A: 09:30-10:50) - Terahertz, Optik ve Fotonik 2 Oturum Başkanı: Ayhan Altıntaş

G3/A1.1

<u>Light-Controlled Polarization of MM-Waves with Photo-Excited Gratings in a Resonant</u> <u>Semiconductor Slab</u>

Vladimir Yurchenko (1), Tugba Navruz (1), Mehmet Ciydem (2), Ayhan Altintas (3) (1) Gazi University, Ankara; (2) Engitek Engineering Technologies Ltd, Ankara; (3) Bilkent University, Ankara

G3/A1.2

<u>Microwave Whispering-Gallery-Mode Photoconductivity Measurement of Recombination Lifetime</u> <u>in Silicon</u>

Vladimir Yurchenko (1), Tugba Navruz (1), Mehmet Ciydem (2), Ayhan Altintas (3) (1) Gazi University, Ankara; (2) Engitek Engineering Technologies Ltd, Ankara; (3) Bilkent University, Ankara

G3/A1.3

<u>Terahertz Time Domain Spektroskopi Sisteminde Sıvı Patlayıcı Tespitine Yönelik Deneysel</u> <u>Çalışmalar</u>

Sergiy Panin (1), Aysun Sayıntı (1), İlhami Ünal (1), Ebru Efeoğlu (2) (1) TÜBİTAK MARMARA ARAŞTIRMA MERKEZİ, Kocaeli; (2) Trakya Üniversitesi, Edirne

G3/A1.4

Graphene Plasmonics for Terahertz Devices

Habibe Durmaz (1), Yasa Eksioglu (2), Arif E. Cetin (3)
(1) Karamanoglu Mehmetbey Üniversitesi, Karaman; (2) Istanbul Kemerburgaz University, Istanbul;
(3) Dokuz Eylul University, Izmir

G3/B1 (M Binası Salon B: 09:30-11:10) - Radarlar Oturum Başkanı: Şimşek Demir

G3/B1.1

Yere Nüfuz Eden Radar Verisi Üzerinde Sabit Yanlış Alarm Oranı Temelli Hedef Tespiti Selim Şahin Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli

G3/B1.2 <u>Radar Kesit Alanı Tabanlı Pasif Radar Gözlem Alıcısı Yer Belirleme Algoritması</u> Burak Tüysüz Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi, Rize

G3/B1.3

<u>Koordinat Dönüşümü Tekniğine Dayanarak Tasarlanan Yön-Bağımsız Dielektrik Katmanlar İle Radar</u> <u>Kesit Alanı Azaltma</u> Canberk Pay, Özlem Özgün Hacettepe Üniversitesi, Ankara

G3/B1.4

FMCW Temelli Uzayı Tarayan 2 Boyutlu Ayrık Frekans Dizili Radar

Savaş Karadağ (1,2), Şimşek Demir (1,2), Altunkan Hızal (3) (1) Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara; (2) PRF Arge Müh. San. Tic. A.Ş., Ankara; (3) Aselsan, Ankara

G3/B1.5

FMCW Radar Tekniği Kullanılarak Yüksek Çözünürlüklü İHA İniş-Kalkış Altimetre Sistemi

Ayşegül Sağlam (1,2), Mehmet Fatih Dinç (2,3), Muhammed Tonga (2,4), Şimşek Demir (2,4) (1) Karabük Üniversitesi, Karabük; (2) PRF Arge Müh. San. Tic. A.Ş., Ankara; (3) Hacettepe Üniversitesi, Ankara; (4) Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G3/C1 (M Binası Salon C: 09:30-10:50) - EM Alanlar ve Dalgalar 2 Oturum Başkanı: Ayhan Akbal

G3/C1.1

VLF Metal Dedektörlerinde Hedef Modelleme ve Frekansa Bağlı Tepkilerin İncelenmesi

B. Kutlu Yavaş (1), Gökhan Bülkü (1), Levent Tura (1,2), Mustafa Türkmen (1,3), Sadık Tahta (1) (1) Nokta Dedektör Ar-Ge Merkezi, İstanbul; (2) Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul; (3) Erciyes Üniversitesi, Kayseri

G3/C1.2

Manyetik Eşlenik Noktalarında Ölçülen ve IRI ile Tahmin Edilen Kritik Frekansların (foF2) Jeomanyetik Fırtınalara Tepkisinin Karşılaştırılması

İbrahim Ünal (1), Erdinç Timoçin (2) (1) İnönü Üniversitesi, Malatya; (2) Mersin Üniversitesi, Mersin

G3/C1.3

<u>300W AGKlar ile Birlikte Kullanılan Soğutucularda Kanat Yönünün 30MHz-230MHz Aralığında</u> <u>Elektromanyetik Işıma Performansına Etkisi</u>

Alpaslan B. Karaman, Atalay Kocakuşak, Zeynep Kocaman, Selçuk Helhel Akdeniz Üniversitesi, Antalya

G3/C1.4

<u>Karbon Fiber Kompozit Kumaşların Elektromanyetik Ekranlama Etkinliğinin İncelenmesi</u> Halil İbrahim Keskin, Kayhan Ateş, Selçuk Helhel, Şükrü Özen Akdeniz Üniversitesi, Antalya

G3/D1 (Salon D: 09:30-10:50) - Antenler 4 Oturum Başkanı: Seyfettin Sinan Gültekin

G3/D1.1

<u>Cift-Katmanlı Geniş-Bant Mikroşerit Dipol Anten Tasarımı</u> Adnan Sondaş Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli

G3/D1.2

Ku-Band Uydu Sistemleri için Çift Oluklu, Geniş Band, Düşük Profilli Anten Tasarımı Yavuz Aşcı, Mustafa Pehlivan, Korkut Yeğin Ege Üniversitesi, İzmir

G3/D1.3

Radyo Frekanslarında Tanımlama Uygulamaları İçin Yüksek Okunabilirlikli Mikroçipsiz Etiket Tasarımları Elif Çetin, M. Barış Şahin ve Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

G3/D1.4

<u>Simetrik Pencereli Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu Filtre Tasarımı</u> Kemal Güvenli (1,2), Sibel Yenikaya (2) (1) Hitit Üniversitesi Osmancık Ömer Derindere MYO, Çorum; (2) Uludağ Üniversitesi, Bursa

G3/D1.5

Vücut Merkezli Uygulamalar için Geliştirilen bir Çift Bant Yama Antenin Variogram Analizi Hulusi Açıkgöz, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

Light-Controlled Polarization of MM-Waves with Photo-Excited Gratings in a Resonant Semiconductor Slab

Vladimir Yurchenko, Tugba Navruz, Mehmet Ciydem*, Ayhan Altintas** Gazi University Celal Bayar Bulvari 06570 Meltepe Ankara v.yurchenko.nuim@gmail.com, selcen@gazi.edu.tr

> *Engitek Engineering Technologies Ltd Ceyhun Atif Kansu Cad. 197 / 16 Ankara <u>mehmet.ciydem@engitek.com.tr</u>

> > **Bilkent University 06800 Bilkent Ankara altintas@ee.bilkent.edu.tr

Özet: Bu bildiride, MM-dalgalar için ışık kontrollü polarıcı olarak, rezonans yarıiletken katmanlarda fotoiletken ızgaralar incelenmiştir. Sırasıyle, kırmızı ışık ve IR ışıma ile uyartılmış şerit, tel ve yüzgeç benzeri ızgaraların etkileri mukayese edilmiştir. Izgarasız taban malzemesine kıyasla, iletilen maksimum güçteki ışığa duyarlı kayma ve düşük frekans bandlarına doğru yapıların polarlama verimliliği bulunmuştur. Bulgular, rezonans yarı-optik cihazların ışık kontrollü frekans ayarlaması ve frekans modulasyonu bileşenlerin tasarımında, fotoiletken ızgaraların ve benzeri örüntülerin potansiyel uygunluğunu göstermektedir.

Abstract: We investigate photoconductive gratings in the resonant semiconductor layers as light-controlled polarizers for MM waves. We compared the effects of strip-like, wire-like, and fin-like gratings excited by the red light and the IR radiation, respectively. We found the light-sensitive shift of maxima of transmitted power and polarizing efficiency of structures towards the lower frequency band as compared to wafers with no gratings. The effect makes photoconductive gratings and similar patterns potentially suitable for the design of light-controlled frequency-tuning and frequency-modulating components of resonant quasi-optical devices.

1. Introduction

Optical control of THz and millimeter-wave (MM-wave) quasi-optical beams is a promising way of ultra-fast switching, modulation, and other processing of electromagnetic radiation. An attractive option is the excitation of photoconductive pattern of diffractive elements in a semiconductor. An example is the creation of gratings on a GaAs surface by a femtosecond laser for manipulation of THz waves [1]. The high-contrast pattern of photo-excited carriers can produce dynamical diffractive elements, thus, providing a route to THz components with reconfigurable functionality. When using sofisticated patterns, one can produce, e.g., diffractive meta-surfaces with focusing capabilities [2] and other devices. The sensitivity of devices can be increased by the use of quasi-optical resonators [3, 4]. The structures in [3, 4] operate as the beam switches for THz and MM waves at certain resonant frequencies. When using diffractive photo-excited patterns in a semiconductor layer, one would expand the functionality of these devices. The issue, though, arises about the resonant operation of these should behave as a resonator at any accepted level of illumination. The basic model for the analysis of relevant effects fo this kind is a semiconductor layer of resonant (half-wavelength) thickness with photo-excited (and partially diffused) gratings created either near the surface or deeper inside the wafer.

The aim of this work is to investigate the effects of photoconductive gratings in a resonant semiconductor layer when considering, as an example, light-controlled polarization properties of the structure for MM waves.

2. Simulation of MM-Wave Polarization with Photo-Excited Semiconductor Gratings

We consider the problem of normal-incident MM-wave propagation through a Silicon (Si) wafer of thickness d (0 < x < d in Figure 1) covered on the front side (x=0) with a thin black (optically non-transparent) dielectric grating mask with narrow air slots for the excitation of a periodic photoconductive grating inside the wafer. The excitation is produced with high-power laser or LED array light source creating a uniform normal-incident illumination of the front surface of the given structure.



Figure 1. Photoconductive gratings of (a) strip-like and (b) fin-like profile in a Si wafer excited by (a) red light (630nm) and (b) IR radiation (1000nm) at the recombination length L=0.02mm, the grating period p=0.3mm, and the air slots in the grating mask (a) c=0.1mm and (b) c=0.02mm (curves show the conductivity distribution).

We compare the effects arising in (i) strip-like, (ii) wire-like, and (iii) fin-like photoconductive gratings, of which two cases, (i) and (iii), are shown in Figure 1. The gratings are produced by photo-excitation with (i, ii) red light (630nm wavelength) and (iii) infrared (IR) radiation (1000nm) assuming the wafer thickness d=0.5mm (resonant-transparent for 90 GHz MM-waves), the recombination length L=0.02mm (the electron-hole lifetime $\tau = 0.22\mu$ s), the grating period p=0.3mm, and the air slots in the grating mask (i) c=0.1mm and (ii, iii) c=0.02mm (rapid surface recombination is assumed at x=0 and x=d, which is typical for Silicon wafers). Simulations of gratings and wave propagation (Figures 2-3) are made using the FlexPDE software (version 7.09).

The reference grating profiles are computed at the light power flux $P_L = 0.1 \text{ kW/cm}^2$ (this is a thousand times more than the maximum Sun light power flux at the Earth surface). The maxima of electron density *n*, photoconductivity σ , dielectric loss tangent tan(δ), and the minima of skin depth δ_s for MM waves at 100 GHz as found for gratings (i), (ii), and (iii) at this illumination, are $n = (4; 3; 6) 10^{16} 1/\text{cm}^3$, $\sigma = (1.2; 0.9; 2.4) \text{ kS/m}$, tan(δ) = (19; 14; 12), and $\delta_s = (45; 51; 57) \mu$ m, respectively (the dark-state wafer parameters are $\sigma = 3 \text{ mS/m}$ and tan(δ) = 10^{-4}).



Figure 2. Power transmission through (a) strip-like and (b) fin-like photo-excited gratings for MM-waves of E (curves 1 to 3) and H (curves 4 to 6) polarization at (a) P_L = 0.1, 1, 10 kW/cm² and (b) P_L = 0.1, 0.3, 1 kW/cm² (curves of increasing index from 1 to 3 and 4 to 6, respectively; curve 7 shows the dark-state results).

MM wave propagation is computed for wafers with grating profiles in the frequency range of f = 10-150 GHz. The gratings are of sub-wavelength kind at these frequencies. They are of interest for the analysis of light-

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

controlled polarization devices for MM waves. Figure 2 shows the power transfer through (a) strip-like and (b) fin-like gratings for MM-waves of E and H polarization when the E and H field is parallel to grating strips and fins, respectively. Simulations show that strip-like and wire-like gratings reduce their polarizing efficiency at half-wavelength wafer thickness whereas fin-like gratings are less sensitive to this effect, assuming the light power is large (the fin cores are sufficiently conductive) and the recombination length is small (the fin shell domains, which have greater losses, are thin). Figure 3 shows the polarizing efficiency of relevant gratings.



Figure 3. Polarization ratio for transmitted waves through (a) strip-like (curves 1 to 3, P_L = 0.1, 1, 10 kW/cm², respectively) and (b) fin-like photo-excited gratings (curves 1 to 3, P_L = 0.1, 0.3, 1 kW/cm², respectively).

3. Conclusions

Simulations of photoconductive gratings in semiconductor wafers revealed the effect of light-sensitive shift of maxima of transmitted power and polarizing efficiency of structures towards the lower frequency band as compared to wafers with no gratings. This happens due to increase of refractive index in some parts of structure (inside of photoconductive domain under illumination) when, after sufficient growth of conductivity (which is proportional to illumination) the imaginary part ε'' of complex dielectric constant $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ is getting greater than the real part ε' . Then, the refractive index, as the real part of square root of ε , starts to increase along with conductivity and, therefore, along with the light intensity.

The frequency shift is proportional to the degree of coupling between MM waves and gratings, which is greater for both the E-polarized waves and the fin-like gratings. Once the coupling has a complicated dependence on the grating profile and the light intensity, the shift would vary with the light intensity and may reverse a little under strong illumination, when MM waves do not penetrate anymore into conducting strips (this happens with increasing illumination in strip-like and wire-like gratings, see curve 3 in Figure 2, a).

The light sensitivity of spectral shift in resonant gratings makes them not so suitable for the application in the fixed-spectrum resonant devices (except for the fin-like gratings at low illumination, when their spectrum is not yet altered essentially while functionality is getting sufficient). On the contrary, the same effect makes photoconductive gratings and similar patterns potentially suitable for the design of light-controlled frequency-tuning and frequency-modulating components of resonant quasi-optical devices.

4. Acknowledgments

The work was supported by The Scientific and Technological Research Council of Turkey (TUBITAK) through 2221 Fellowship Program for Visiting Scientists and Scientists on Sabbatical Leave (2017/2).

References

[1]. Chatzakis I., Tassin P., Luo L., Shen N. H., Zhang L., Wang J., Koschny T. and Soukoulis C. M., "One- and two-dimensional photo-imprinted diffraction gratings for manipulating terahertz waves," Appl. Phys. Lett., vol.103, p.043101- 4, 2013.

[2]. Yu N., Genevet P., Kats M. A., Aieta F., Tetienne J.-P., Capasso F., and Gaburro F., "Light propagation with phase discontinuities: generalized laws of reflection and refraction," Science, vol.334, p.333-337, 2011.

[3]. Fekete L., Kadlec F., Kuzel P., and Nemec H., "Ultrafast Opto-Terahertz Photonic Crystal Modulator," Opt. Lett., vol.32 no.6, p.680 – 682, 2007.

[4]. Yurchenko V., Ciydem M., Gradziel M., Murphy A., and Altintas A., "Light-controlled photonics-based mm-wave beam switch," Optics Express, vol.24 no.15, p.16471 (8), 2016.

Çok Taşıyıcılı Filtre Bankası ile Gelecek Nesil Radyo Haberleşmesi Tasarımı

Bircan Kamışlıoğlu, Ayhan Akbal Fırat Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Elazığ bkamislioglu@firat.edu.tr, ayhan akbal@firat.edu.tr

Özet: Gelecek nesil radyo haberleşmesinde kullanıcıların hız ve spektral talepleri önemli ölçüde artırmıştır. Bu durum geleneksel Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) ile zor sağlanacak olan mevcut zaman-frekans kaynağının olabildiğince verimli kullanılması gerekliliğini beraberinde getirmiştir. Böylece araştırmacılar OFDM tekniğinin pencereleme va da filtreleme ile modifive edildiği yapılar gelistirmislerdir. Bunlara ek olarak Çoklu Taşıyıcılı Filtre Bankası (FBMC) yapısı önerilmiş ve farklı bir modülasyon tekniği olarak artan yüksek talebi karşılamak üzere radyo haberleşmesinde uygulanmıştır. Bu çalışmada OFDM ve FBMC modülasyon tekniklerinin çoklu anten, kanal kestirimi gibi uygulamalarda sinyal-girişim oranı, güç spektral yoğunluğu, bit hata oranı bakımından karşılaştırılması gerçekleştirilmiştir.

Abstract: In next generation radio communication, users have increased speed and spectral requirements considerably. This has led to the necessity of using the present time-frequency source as efficiently as possible with conventional Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Thus, researchers have developed constructions in which the OFDM technique is modified by windowing or filtering. In addition, the Multi-Carrier Filter Bank (FBMC) architecture has been proposed and implemented in radio communications to meet increasingly high demands as a different modulation technique. In this study, we compared the OFDM and FBMC modulation techniques in terms of signal-interference ratio, power spectral density, bit error rate in applications such as multi-antenna, channel estimation.

Keywords: OFDM, FBMC, MIMO.

1. Giris

Gelecek nesil mobil haberleşme sistemleri, daha geniş kullanım yelpazesini düşük gecikme, yüksek hız ve etkili spektral özellikler sağlamak üzere geliştirilmiştir [1-5]. Bu gereksinimleri sağlamak için mevcut zaman-frekans kaynaklarının uygun bir şekilde ayrılması gerekmektedir. OFDM tekniği sahip olduğu kötü spektral karakteristikten dolayı gelecek nesil sistemlerin ihtiyaçlarını karşılayamayacağı düşünülerek modifiye edilmiştir. Bu çalışmada OFDM'in çok daha iyi spektral özelliklere sahip olan FBMC tekniği ile kıyaslanması[6-8] gerçekleştirilmiştir. FBMC tekniğinin birçok çeşidi vardır ancak biz çok daha yüksek spektral verimlilik sağlayan OQAM ile elde edilen yapı üzerinde duracağız [9]. Modülasyon ve çoklu erişim şemasının tasarımını etkileyen gelecek nesil mobil sistemler için iki önemli özellik tanımlanmaktadır. Bunlardan ilki farklı kullanıcı gereksinimlerini ve kanal özelliklerini verimli bir şekilde desteklemek için esnek zaman-frekans dağılımı, ikincisi ise özellikle Çoklu Girişli Çok Çıkışlı (MIMO) hüzme şekillendirme ve yüksek taşıyıcı frekansları kullanan yoğun heterojen ağlarda düşük gecikme yayılması olarak tanımlanabilir. Bu iki gözlem, FBMC'yi gelecekteki mobil sistemler için uygun bir seçim haline getirmektedir. İlk olarak, FBMC hem zaman hem de frekansta iyi bir lokalizasyona sahip olacak şekilde tasarlanabilir ve mevcut zaman-frekans kaynaklarının verimli bir şekilde tahsis edilmesine olanak sağlar. İkincisi, düşük gecikme yayılımı, basit tek-kademe dengeleyicilerin optimal performansa ulaşması için yeterli olduğunu garanti eder.

2. Coklu Taşıyıcılı Modülasyon

Coklu taşıyıcılı sistemlerde, bilgi genellikle zaman ve frekansta örtüşen darbeler üzerinden iletilir. Bunun büyük avantajı, bu darbelerin sadece küçük bir bant genişliğini kaplamasıdır. Böylece frekans seçici geniş bantlı kanallar; ihmal edilebilir girişime sahip, çoklu düz frekanslı, alt kanallara (alt taşıyıcılar) dönüşür. İletilen sinyal matematiksel olarak zaman düzleminde Denklem 1 ile ifade edilir.

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} g_{l,k}(t) x_{l,k}$$
(1)

Denklem 1'de $x_{l,k}$ iletilen sembolleri, l alt taşıyıcı pozisyonları ve k zaman pozisyonlarında tanımlanmıştır. İletilen sembol olarak QAM ya da PAM sembolleri Denklem 2'deki $g_{l,k}$ prototip filtre olarak tanımlanan p(t) darbe işaretiyle elde edilir. *T* zaman aralığını ve F frekans aralığını (alt taşıyıcı aralığı) ifade eder. Faz kayması $\theta_{l,k}$ seçimi, daha sonra FBMC-OQAM durumunda uygun hale gelir. Bilginin kanal üzerinden iletiminden sonra, alınan semboller r(t), alınan sinyalin $g_{l,k}(t)$ temel darbeler üzerine yansıtılmasıyla çözülür ve Denklem 3 elde edilir.

$$g_{l,k} = p(t - kT)e^{j2\pi dF(T - kT)}e^{j\theta_{l,k}}$$
(2)

$$y_{l,k} = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) g_{l,k}^*(t) dt$$
(3)

CP-OFDM en önemli çoklu taşıyıcılı modülasyon tekniklerinden biri olarak kablosuz LAN, LTE gibi uygulamalarda kullanılmaktadır. CP-OFDM hesaplama karmaşıklığını oldukça azaltan dikdörtgen alıcı ve verici darbelerini kullanmaktadır. Ancak, dikdörtgen darbeler frekans alanında lokalize edilmemiştir, bu da Out-Of-Band (OOB) emisyonlarının yüksek olmasına yol açmaktadır. OOB etkisi CP-OFDM tekniğinin en büyük dezavantajı olarak bilinmektedir. Ek olarak CP frekans seçici kanallarda denkleştirmeyi kolaylaştırırken spektral verimliliği azaltır. Bir AWGN kanalda CP'ye ihtiyaç duyulmaz. OOB etkisini azaltmak için pencerelenmiş OFDM yapısı diye bilinen WOLA (OFDM with Weighted OverLap and Add) geliştirilmiştir. Vericide, dikdörtgen darbenin kenarları daha pürüzsüz (pencereleme) bir işlevle değiştirilir ve komşu WOLA sembolleri zamanla üst üste gelir. Alıcı da işarete pencereleme işlemi uygular, ancak örtüşme ve ekleme işlemi aynı WOLA sembolü içinde bant içi girişim azaltılarak gerçekleştirilir. CP'nin hem vericideki hem de alıcıdaki pencereleri hesaba katacak kadar uzun olması gerekmektedir. Filtrelenmiş OFDM şeması için iki yöntem önerilmiştir. İlk olarak, Dolph Chebyshev penceresine dayanan alt bant filtrelemeyi uygulayan Evrensel Filtreli Çok Taşıyıcı (UFMC) önerilmiştir [33]. Bu yöntemde dikgenlik sıfır ekleme (ZP-Zero Padding) ya da CP ekleme ile sağlanmaktadır. İkinci yöntem olan Filtered OFDM'de (f-OFDM) her band için alt taşıyıcı sayısı UFMC'den daha fazladır. Yapısındaki filtre sinc darbesine dayalı bir fonksiyon olup genellikle Hann penceresini kullanır. Diğer taraftan BMC-OAM icin benzersiz bir tanım bulunmamaktadır. Nam ve diğ. [10] Frekans lokalizasyonundan fedakarlık edip, modülasyon semasını OOB emisyonları acısından OFDM'den daha kötü hale getirmistir. Diğerleri [11], [12], T F \approx 1 ve zaman-frekansı lokalizasyonunun bir zaman-frekansı aralığına sahip olmak için dikgenliği feda ederler. Öte yandan, FBMC-QAM için TF=2 bir zaman frekans aralığını düşünelim, böylece arzu edilen tüm diğer özellikleri yerine getirmek için spektral verimlilikten fedakarlık edilirken bu yüksek zaman frekans aralığı, iki kat seçici kanaldaki genel sağlamlığı arttırır. FBMC-OQAM, FBMC-QAM ile ilişkilidir, ancak CP ilavesiz OFDM ile aynı simge yoğunluğuna sahiptir. Balian-Low teoremini karşılamak için, karmaşık ortogonalite koşulu yerine daha az sert gerçek ortogonalite koşulu gerçekleştirilir. Zaman-frekans aralığı (yoğunluğu) TF = 0.5'e eşit olmasına rağmen, sadece gerçek değerli bilgi sembollerinin bu şekilde iletilebileceğini akılda tutmak zorundayız ki bu da TF=1 durumunda karmaşık semboller için eşdeğer bir zaman frekansı aralığına yol açmaktadır. Çok sık olarak, karmaşık sembolün gerçek kısmı ilk zaman dilimine ve sanal kısmı ikinci zaman dilimine verlestirilir, böylece bu yapı Ofset-OAM olarak isimlendirilir. Ancak, bu tür bir sınırlama gerekli değildir. FBMC-OQAM'ın ana dezavantajı karmaşık ortogonalliğin kaybıdır. Bu, uzay-zaman blok kodları ya da maksimum olasılık sembolü tespiti, kanal tahmini gibi bazı MIMO tekniklerinin özelliklerini göstermektedir. OFDM'de bilinen tüm MIMO yöntemlerini ve kanal kestirim tekniklerini doğrudan FBMC'de kullanabilmek için, FBMC-OQAM'de karmaşık ortogonalliği eski haline getirmek gerekir. Bu, zaman veya frekansta sembollerin yayılmasıyla başarılabilir. Bu yayılma, 3G'de kullanılan Kod Bölmeli Çoklu Erişim'e (CDMA) benzer olmasına rağmen, kodlanmış bir FBMC-OQAM, temel anlamda farklıdır. Bunun yerine, kanalın zaman içinde (zaman içinde yayılırsak) veya frekansta (frekansa yayılırsak) yaklaşık düz olması mümkün olan basit tek kademe dengeleyiciler ile sağlanır. Kablosuz kanallar oldukça yaygın olduğundan, bu varsayım bircok senaryoda doğrudur. Ayrıca, FBMC'nin iyi zaman frekans lokalizasyonuna sahip olması, sadece bir koruma sembolü ile farklı blokların verimli bir şekilde ayrılmasını sağlar ve ilave filtreleme gerekmez. Bir başka avantaj, yukarı bağlantıda (up-link) bulunabilir. Geleneksel FBMC-OQAM, yukarı bağlantı problemli olan (ama aşağı bağlantı olmayan) senkron faz iletimlerini gerektirir. Kodlanmış FBMC'de, artık bu bir sorun değildir çünkü karmaşık dikgenliği yeniden elde ederiz.

3. Uygulamalar

OFDM ve türevleri ile FBMC teknilkerinin güç spektral yoğunlukları Şekil 1 ile gösterilmiştir. FBMC tekniğinin OFDM'e göre oldukça keskin sınırlara sahip olduğu sonucu gözlemlenmiştir. OFDM ile kodlanmış FBMC tekniklerinin bit hata oranı Şekil 2'de verilmiştir. Sinyal gürültü oranı arttıkça hata oranı farkı artmıştır. Şekil 3'te bit hata oranı OFDM ve türevleri ile FBMC için gösterilmiştir. Sinyal girişim oranı Şekil 4'te verilmiş olup FBMC-QAM yapısının aynı frekansta daha yüksek sinyal girişim oranı sağladığı görülmüştür.



4. Sonuclar

Bu çalışmada FBMC tekniği ile OFDM ve türevleri güç spektral yoğunluğu, bit hata oranı, sinyal girişim oranı gibi parametreler bakımından karşılaştırılmıştır. Alt taşıyıcı sayısı yüksek olduğunda OFDM'de spektral verimlilik yüksek olur ancak daha az alt taşıyıcı için FBMC daha etkili olduğu sonucuna varılmıştır.

Kaynaklar

[1]. 3GPP. TSG RAN; Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies; (Release 14). [Online]. Available: <u>http://www.3gpp.org/DynaReport/38913.htm</u>

[2]. Schwarz S. ve Rupp M., "Society in motion: Challenges for LTE and beyond mobile communications," IEEE Commun. Mag., cilt 54, no. 5, s.76–83, Mayıs 2016.

[3]. Schaich F., Wild T., ve Ahmed R., "Subcarrier spacing-how to make use of this degree of freedom," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC Spring), s. 1–6, Eylül 2016.

[4]. Zhang X., Jia M., Chen L., Ma J., ve Qiu J., "Filtered-OFDM-enabler for flexible waveform in the 5th generation cellular networks," Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM), s.1–6, Nisan 2015.

[5]. Schwarz S., Philosof T., ve Rupp M., "Signal processing challenges in cellular assisted vehicular communications," IEEE Signal Process. Mag., cilt. 34, no. 2, s. 47–59, Mart 2017.

[6]. Andrews J. G. et al., "What will 5G be?" IEEE J. Sel. Areas Commun., cilt. 32, no. 6, s. 1065–1082, Haziran 2014.

[7]. Wunder G. et al., "5GNOW: Non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications," IEEE Commun. Mag., cilt. 52, no. 2, s.97–105, Şubat 2014.

[8]. Banelli P., Buzzi, S. Colavolpe G., Modenini A., Rusek F., ve Ugolini A., "Modulation formats and waveforms for 5G networks: Who will be the heir of OFDM?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency," IEEE Signal Process. Mag., cilt. 31, no. 6, s. 80–93, Kasım 2014.

[9]. 3GPP. TSG RAN; Study on New Radio Access Technology; (Release 14). [Online]. Available: <u>http://www.3gpp.org</u> /DynaReport/38912.htm, 2016.

[10]. 3GPP. TSG RAN; Study on New Radio Access Technology; Radio Interface Protocol Aspects; (Release 14). [Online]. Available: <u>http://www.3gpp.org/DynaReport/38804.htm</u>, 2017.

[11]. 3GPP. TSG RAN; Study on New Radio Access Technology; Physical Layer Aspects; (Release 14). [Online]. Available: http://www.3gpp.org/DynaReport/38802.htm, 2017.

[12]. Bellanger M., FBMC Physical Layer: A Primer, PHYDYAS FP7 Project Document 2010. [Online]. Available: <u>http://www.ictphydyas</u>. org/teamspace/internal-folder/special-session-at-crowncom- 2010.

LKB, NWA, NRL, TOGA-COARE, NPS Buharlaşma Oluk Modellerinin Karşılaştırılmalı Analizi

Muhsin Eren ERGÜDEN, Özlem ÖZGÜN Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği, Ankara eren.erguden09@hacettepe.edu.tr, ozlem@ee.hacettepe.edu.tr

Özet: Buharlaşma oluk modelleri, Monin-Obukhov Benzerlik Teorisi'nin deneysel sonuçlar kullanılarak geliştirilmesi sonucu oluşturulmuş modellerdir. Bu modeller kullanılarak değiştirilmiş kırıcılık ve oluk yüksekliği değerleri hesaplanır. Bu bildiride, beş farklı buharlaşma oluk modeli (LKB, NWA, NRL, TOGA-COARE, NPS) bağıl nem, rüzgar hızı ve hava - deniz yüzey sıcaklığı farkı açısından karşılaştırılmaktadır.

Abstract: Evaporation duct models are models that have been developed as a result of using experimental results in the Monin-Obukhov Similarity Theorem. By using this model, modified refractivity and duct height values are calculated. In this report, five different evaporation duct models (LKB, NWA, NRL, TOGA-COARE, NPS) are compared in terms of relative humidity, wind speed and air - sea surface temperature difference.

1. Giriş

Elektromanyetik dalgalar boş uzayda düz bir hat boyunca ilerler. Fakat troposferde kırılma indisinin değişimi nedeniyle düz bir hat yerine eğilerek ilerler. Haberleşme ve radar sistemlerini tasarlarken özellikle troposferdeki kırıcılık özellikleri, ufuk ötesi yayılımda çok yollu sönümlenme ve girişim etkilerinden dolayı kritik öneme sahiptir. Elektromanyetik dalgaların kırılması sonucu radar ufku genişler ve bu nedenle radar kaplama alanı artar. Bir başka sonuç, görünen hedef ile gerçek hedef arasında oluşan sapmadan dolayı oluşabilecek düşey açı ölçüm hatalardır. Radyo kırılma indisinin hızlı değişimi, radyo dalgalarının troposferde dünya yüzeyine yakın ince bir kısmında kılavuzlanmasına neden olabilmektedir. Dalga kılavuzu şeklindeki bu yapılara *oluk (duct)* denir. Oluklar vasıtasıyla elektromanyetik dalgaları uzun mesafelere yayılabilmektedir.

Olukların, oluşma şekillerine ve oluştukları ortama göre farklı çeşitleri vardır. Deniz ve okyanus çevrelerinde sık oluşan oluk çeşidi buharlaşma oluğudur. 20. yüzyılın ikinci yarısından itibaren Monin-Obukhov Benzerlik Teorisi'ne ve farklı deney sonuçlarına dayanarak buharlaşma oluk modelleri geliştirilmiştir. Bu modellerin geliştirilmesindeki temel amaç, değiştirilmiş kırıcılık ve oluk yüksekliği değerlerini hesaplamaktır. Buharlaşma oluk modellerine etki eden temel parametreler; atmosferik basınç, atmosferik sıcaklık, atmosferik sıcaklık ölçüm yüksekliği, bağıl nem, bağıl nem ölçüm yüksekliği, başlangıç potansiyel sıcaklığı, deniz yüzey sıcaklığı, havadeniz yüzey sıcaklığı farkı, ortalama yüzey katman sıcaklığı, rüzgar hızı, rüzgar hızı ölçüm yüksekliği ve özgül nemdir [1]. Bu bildiride LKB (Liu-Katsaros-Businger - 1979), NWA (Naval Warfare Assessment - 1984), NRL (Naval Research Laboratory - 1992),TOGA-COARE (Tropical Ocean and Global Atmosphere Coupled Ocean-Atmosphere Response Experiment - 1996) ve NPS (Naval Postgraduate School - 2000) buharlaşma oluk modelleri bağıl nem, rüzgar hızı ve hava - deniz yüzey sıcaklığı farkı açısından karşılaştırılmaktadır.

2. Buharlaşma Oluk Modelleri

Buharlaşma oluk modellerini birbirinden ayıran en önemli etmen, deneysel verilere göre belirlenmiş evrensel fonksiyonlardır. LKB, NWA, NRL, TOGA-COARE ve NPS buharlaşma oluk modelleri için evrensel fonksiyonlar şu şekildedir:

LKB (Liu-Katsaros-Businger) Modeli:

LKB Modeli'nde rüzgar (ψ_u) ile sıcaklık ve nem (ψ_h) için evrensel fonksiyonlar [2];

$$\psi_{u}(\zeta) = \begin{cases} 2ln\frac{1+x}{2} + ln\frac{1+x^{2}}{2} - 2arctanx + \frac{\pi}{2}, & \zeta \le 0\\ -\gamma\zeta, & \zeta > 0 \end{cases}$$
(1)

$$\psi_h(\zeta) = \begin{cases} 2ln \frac{1+\chi^2}{2}, & \zeta \le 0\\ -\gamma \zeta, & \zeta > 0 \end{cases}$$
(2)

$$x = (1 - \beta \zeta)^{1/4}, \tag{3}$$

 ζ : Monin-Obukhov parametresi (*z/L*, *z*: Yükseklik, *L*: Monin-Obukhov uzunluğu)

$$\beta = 16, \gamma = 5 \tag{4}$$

Naval Warfare Assessment (NWA) Modeli:

Kararsız koşullar için [3];

$$\psi_h = 2ln[(1 + z_{pu}^2)/2] \tag{5}$$

$$\psi_m = 2\ln[(1+z_{pu})/2] + \ln[(1+z_{pu}^2)/2] - 2\arctan(z_{pu}) + \frac{\pi}{2}$$
(6)

 ψ_m , rüzgar hızı (momentum) için evrensel fonksiyon

$$\psi_{h}$$
, potansiyel sıcaklık (1s1) için evrensel fonksiyon

$$z_{pu} = (1 - 16\zeta)^{0.25} \tag{7}$$

Kararlı ve nötr koşullar için;

$$\psi_m = \psi_h = -6\ln(1+\zeta) \tag{8}$$

Naval Research Laboratory (NRL) Modeli:

Kararsız koşullarda evrensel fonksiyonlar NWA ile aynıdır. Kararlı ve nötr koşullarda;

$$\psi_m = \psi_h = -7\zeta$$
 (9)

TOGA-COARE Modeli:

TOGA-COARE Modeli'nde rüzgar için evrensel fonksiyonlar (ψ_u) [2]:

$$\psi_{u}(\zeta) = \frac{1}{1+\zeta^{2}} \left[2ln \frac{1+x_{2}}{2} + ln \frac{1+x_{2}^{2}}{2} - 2arctanx_{2} + \frac{\pi}{2} \right] + \left(l - \frac{1}{1+\zeta^{2}} \right) \left[\frac{3}{2}ln \frac{1+y_{2}+y_{2}^{2}}{3} - \sqrt{3}arctan \frac{2y_{2}+1}{\sqrt{3}} + \frac{\pi}{3} \right], \quad \zeta < 0$$
(10)

$$\psi_u(\zeta) = -a\zeta - b(\zeta - \frac{c}{d})e^{-z} - b\frac{c}{d}, \qquad \zeta \ge 0$$
(11)

TOGA-COARE Modeli'nde sıcaklık ve nem için evrensel fonksiyonlar (ψ_h) [2]:

$$\psi_{h}(\zeta) = \frac{2}{1+\zeta^{2}} ln \frac{1+x_{2}}{2} + (1 - \frac{1}{1+\zeta^{2}}) + (1 - \frac{1}{1+\zeta^{2}}) \left[\frac{3}{2} ln \frac{1+y_{2}+y_{2}^{2}}{3} - \sqrt{3} \arctan \frac{2y_{2}+1}{\sqrt{3}} + \frac{\pi}{3}\right], \quad \zeta < 0$$
(12)

$$\psi_h(\zeta) = I - (1 + \frac{2a}{3}\zeta)^{3/2} - b(\zeta - \frac{c}{d})e^{-z} - b\frac{c}{d}, \qquad \zeta \ge 0$$
(13)

$$x_2 = (1 - 16\zeta)^{1/4},\tag{14}$$

$$y_2 = (1 - 10\zeta)^{1/3},\tag{15}$$

$$z = d\zeta \tag{16}$$

$$a = 1, b = 2/3, c = 5, d = 0.35$$
 (17)

Naval Postgraduate School (NPS) Modeli:

Kararsız koşullar için [3];

$$\psi_h = \frac{\psi_{tk} + \zeta^2 \psi_k}{1 + \zeta^2},\tag{18}$$

$$\psi_{tk} = 2ln[(1+z_{pt})/2] \tag{19}$$

$$z_{pt} = (1 - 16\zeta)^{0.5} \tag{20}$$

$$\psi_k = 1.5 \ln[(z_{pg}^2 + z_{pg} + 1)/3] - \sqrt{3} \arctan[(2z_{pg} + 1)/\sqrt{3}] + \frac{\pi}{\sqrt{3}}$$
(21)

$$z_{pq} = (1 - 34\zeta)^{0.333} \tag{22}$$

 ψ_m için denklemde ψ_{uk}, ψ_{tk} ile yer değiştirilir ve ψ_k 'da farklı bir z_{pg} kullanılır.

$$\psi_{uk} = 2\ln[(1+z_{pu})/2] + \ln[(1+z_{pu}^2)/2] - 2\arctan(z_{pu}) + \frac{\pi}{2}$$
(23)

$$z_{pu} = (1 - 16\zeta)^{0.25}, \qquad z_{pg} = (1 - 10\zeta)^{0.333}$$
 (24)

Kararlı ve nötr koşullar için ψ_h ve ψ_m fonksiyonları [3];

$$\psi_h = 1 - [1 + (2\zeta/3)]^{1.5} - (2/3)[\zeta - 5/0.35] \exp(-0.35\zeta) - (2/3)(5/0.35)$$
(25)

$$\psi_m = -\zeta - (2/3)[\zeta - 5/0.35]\exp(-0.35\zeta) - (2/3)(5/0.35)$$
(26)

3. Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde, MATLAB ortamında geliştirilen yöntemler farklı atmosferik koşullar için karşılaştırılmıştır. Şekil 1'de modeller bağıl nem parametresine göre karşılaştırılmıştır. Görüldüğü gibi bağıl nem arttıkça oluk yüksekliği azalır ve değiştirilmiş kırıcılık artar. Düşük ve yüksek bağıl nem değerlerinde buharlaşma oluğu oluşmayabilir. Şekil 2'de modeller rüzgar hızı açısından karşılaştırılmıştır. Rüzgar hızı arttıkça değiştirilmiş kırıcılık artar ve oluk yüksekliği azalır. Düşük rüzgar hızı değerlerinde buharlaşma oluğu oluşmayabilir. Şekil 3'te modeller hava - deniz yüzey sıcaklığı farkına göre karşılaştırılmıştır. Hava - deniz yüzey sıcaklığı farkı arttıkça oluk yüksekliği azalır. Hava - deniz yüzey sıcaklığı farkının fazla olduğu durumlarda buharlaşma oluğu oluşmaz.



Şekil 1 - Değiştirilmiş Kırıcılık - Yükseklik Grafiği (Bağıl Nem Etkisi) [1]: (sol) %30, (sağ) %40



Sekil 2 – Değiştirilmiş Kırıcılık – Yükseklik Grafiği (Rüzgar Hızı Etkisi) [1]: (sol) 10 m/s, (sağ) 14 m/s



Şekil 3 - Değiştirilmiş Kırıcılık-Yükseklik Grafiği (Hava-Deniz Sıcaklık Farkı Etkisi) [1]: (sol) 0 °C, (sağ) 10 °C

Kaynaklar

[1]. Ergüden M. E., Elektromanyetik Dalga Yayılımının Çift Yönlü Parabolik Dalga Modellemesi İçin Buharlaşma Oluk Algoritmalarının Geliştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği, Ankara, Türkiye, 2018.

[2]. Ivanov V., K., Shalyapin, V., N., Levadnyi, Yu. V., Determination of the Evaporation Duct Height from Standard Meteorological Data, Izvestiya, Atmospheric and Oceanic Physics, cilt. 43, no. 1, s.36-44, 2007.

[3]. Babin, S., M., Dockery, G., D., LKB-Based Evaporation Duct Model Comparison with Buoy Data, Journal of Applied Meteorology, cilt. 41, John Hopkins Üniversitesi, Laurel, Maryland, ABD, 2001.

Koordinat Dönüşümü Tekniğine Dayanarak Tasarlanan Yön-Bağımsız Dielektrik Katmanlar İle Radar Kesit Alanı Azaltma

Canberk Pay, Özlem Özgün Hacettepe Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara canberk.pay@stu.ee.hacettepe.edu.tr, ozlem@ee.hacettepe.edu.tr

Özet: Uçak, gemi gibi cisimlerin Radar Kesit Alanı (RKA) değerinin azaltılarak radar tarafından tespit edilme ihtimalinin azaltılması radar ve elektronik harp uygulamalarında önemli bir meseledir. Koordinat dönüşümü yaklaşımı ile cisim etrafına tasarlanan bir malzeme ortamı ile etkin bir şekilde RKA azaltmak mümkündür. Ancak bu yöntem ile tasarlanan ortamların malzeme parametreleri yön-bağımlıdır ve bu nedenle fiziksel olarak gerçeklenmesi zordur. Bu çalışmada, koordinat dönüşümü yaklaşımına dayanan, ancak bu yöntemle tasarlanan yapay yön-bağımlı malzemeler yerine yön-bağımsız ve fiziksel olarak gerçeklenmesi kolay dielektrik malzemeler kullanılmasını amaçlayan bir RKA azaltma yöntemi sunulmaktadır. Bu yöntemde, yön-bağımsız dielektrik katmanlar ile kaplanan belirli bir cismin RKA değerinin, dönüşüm elektromanyetiği ile hesaplanan ortam ile kaplanmış cismin RKA değerine eşdeğer olması amaçlanmaktadır. Bu koşulu sağlayan malzeme parametreleri genetik optimizasyon tekniği ile belirlenmektedir. Benzetimler, sonlu elemanlar yöntemi ile yapılmaktadır.

Abstract: Reduction of Radar Cross Section (RCS) of objects, such as airplanes and ships, is an important issue in radar and electronic warfare applications. RCS reduction can effectively be achieved by using the coordinate transformation technique which designs a transformation medium around the object. However, the material parameters of such media are anisotropic and spatially-varying, which make their realizations challenging. In this study, an RCS reduction technique is presented, which employs isotropic and physically-realizable dielectric layers coated over the object. In this technique, it is aimed that the RCS of the object coated by isotropic dielectric layers mimics the RCS of the object coated by the anisotropic transformation medium which is designed by using the coordinate transformation technique. Material parameters of the dielectric layers are obtained by using the genetic optimization technique. Simulations are performed by the finite element method.

1. Giriş

İkinci Dünya Savaşı esnasında ve sonrasında radar sistemlerinde kaydedilen gelişmeler, elektromanyetik dalgalar ile çeşitli malzemeler arasındaki etkileşimlerin keşfedilmesinde önemli rol oynamıştır [1]. Bu keşiflerin bir sonucu olarak ise bilim insanları, cisimlerden geri yansıyan elektromanyetik dalgaları azaltmanın yollarını araştırmaya başlamışlardır. Radar Kesit Alanı (RKA), bir cismin elektromanyetik yansıtıcılığını, diğer bir deyişle görünürlüğünü ifade eden elektriksel bir parametre olup cismin geometrik ve elektriksel parametreleri, frekans, bakış açısı gibi birçok parametreye bağlıdır. Radar kesit alanı azaltma teknikleri üç ana başlık içerisinde incelenebilir [2]. Bunlar; (i) fiziksel şekillendirme ile RKA azaltma, (ii) radar sönümleyici malzemeler yardımıyla RKA azaltma ve (iii) aktif RKA azaltmadır.

Dönüşüm elektromanyetiği yaklaşımı, Maxwell denklemlerinin koordinat dönüşümü sırasında şeklinin değişmemesi prensibine dayanır. Koordinat dönüşümü tekniği olarak da bilinen bu yaklaşım, belirli bir amaca uygun bir şekilde koordinat dönüşümü uygulanmış orijinal ortamı, Maxwell denklemlerinin sağlandığı yön-bağımlı bir ortam haline dönüşümü. Koordinat dönüşümü tekniğine dayanan yöntemler bulunmaktadır. Bunlardan biri dönüşüm optiğidir. Bu yöntem ile pahalı, üretimi zor fakat geniş bantlı RKA azalması elde edilebilmektedir [3]. Radar sönümleyici malzemeler ile RKA azaltma, yapay manyetik iletken malzemeler ile de yapılabilmektedir [4]. Bu yaklaşımda satranç tahtasına benzer bir yapıyla kaplanan iki katmanlı cismin altı iletken levha üzerine konulmaktadır. Buradan yansıyan dalgaların fazlarının yıkıcı etkisiyle RKA azaltması amaçlanmaktadır. Yeniden şekillendirme ise, koordinat dönüşümü tekniğine dayanan diğer önemli bir yaklaşımdır [5]. Bu yaklaşıma göre, herhangi bir cisim amaca uygun şekilde tasarlanmış yön-bağımlı katmanla kaplandığı takdirde, uzaydaki herhangi bir gözlemci onu şekli değiştirmiş bir cisim olarak algılamaktadır. Yeniden şekillendirme yaklaşımı, cismi olduğundan küçük gösterilmesi ve bu sayede cismin RKA değerinin azaltılması amacıyla da kullanılabilir (bknz. Şekil-1). Ancak bu yaklaşım ile tasarlanan ortamların fiziksel gerçeklenmesi metamalzeme teknolojisi kullanarak mümkün olmakla birlikte fiziksel tasarında bazı zorluklar bulunmaktadır. En

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

önemli zorluklardan biri, tasarlanan malzeme (elektrik ve manyetik geçirgenlik) parametrelerinin yönbağımlı olması ve koordinat dönüşümü uygulanmasından dolayı konumsal olarak hızlı değişim gösterebilmesidir. Bu nedenle, bu tip yapay malzemelerin fiziksel tasarımını kolaylaştırmak için bir takım homojenleştirme yaklaşımlarının kullanılması gerekir. Bu bildiride, yeniden şekillendirme yaklaşımına dayanan, ancak bu yöntemle tasarlanan yapay yön-bağımlı malzemeler yerine yön-bağımsız ve fiziksel tasarımı kolay dielektrik malzemeler kullanılmasını amaçlayan bir RKA azaltma tekniği sunulmaktadır. Dönüşüm elektromanyetiği ile tasarlanan yapay malzemelerin davranışına eşdeğer davranış gösteren katmanlı doğal malzemelerin tasarımı genetik algoritma ile yapılmaktadır. (bknz. Şekil-2). Bütün benzetimlerde RKA hesabı sonlu eleman yöntemi ile yapılmaktadır.



Şekil-1. Koordinat Dönüşümü ve Saçıcı Çevresinde Oluşturulan Dönüşüm Ortamı ile RKA Azaltma.



Şekil-2. Oluşturulan Eşdeğer Problem ve Çalışmanın Amacı.

2. Yöntem

Geliştirilen yöntemde ilk adım, Şekil-1'de görüldüğü gibi cismin çevresinde bir dönüşüm ortamı tanımlayarak koordinat dönüşümü uygulamaktır. Bu işlem esnasında yön-bağımlı bir ortam elde edilip koordinatlar üzerinde doğrusal bir dönüşüm uygulanmaktadır. Şekil-3'de, siyah ile çizilen kare cisim orijinal olan ve RKA'nı azaltılmak istenen cismi temsil etmektedir. Orjinal cismin içerisindeki kırmızı kare cisim ise, hedeflenen RKA değerine sahip olan cisimdir. Orjinal cisim ile mavi ile belirtilen kare cisim arasındaki mesafe ise yaratılan dönüşüm ortamını simgelemektedir. Dönüşüm ortamı içindeki koordinatlarda aşağıdaki dönüşüm uygulanır.

$$\tilde{r} = \frac{\|\bar{r}_A - \bar{r}_n\|}{\|\bar{r}_A - \bar{r}_o\|} (\bar{r} - \bar{r}_o) + \bar{r}_n$$
(1)

Bu denklemde \bar{r} ve \tilde{r} , orijinal ve dönüşüm uygulanmış koordinatların konum vektörleridir. Diğer konum vektörleri ise sınırlar üzerindeki ilgili noktalara ait vektörlerdir. Koordinat dönüşümünün yarattığı ortamın elektrik ve manyetik geçirkenlik tensörleri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$\overline{\overline{\varepsilon}} = \varepsilon \,\overline{\overline{\Lambda}} \qquad \overline{\overline{\mu}} = \mu \,\overline{\overline{\Lambda}} \qquad \overline{\overline{\Lambda}} = (\det \overline{\overline{J}}) \left(\overline{\overline{J}}^{\mathrm{T}} \cdot \overline{\overline{J}}\right)^{-1} \tag{2}$$

Bu denklemde, ε and μ original ortam parametreleri, $\overline{\overline{J}} = \partial(\tilde{x}, \tilde{y}, \tilde{z}) / \partial(x, y, z)$ ise Jacobian tensörüdür.



Şekil-3. Koordinat Dönüşümü Tekniği.

Çalışmanın ikinci kısmında ise, koordinat dönüşümü ile elde edilen radar kesit alanı azalmasına, aynı iletken silindirik cismin çevresini bu kez gerçeklenebilir dielektrik katmanlar ile kaplayarak ulaşılmaya çalışılmaktadır. Bu katmanların kalınlığına, dielektrik katsayısına ve içerdiği kayıplara genetik algoritma kullanılarak yapılan optimizasyonlar sonucunda karar verilmektedir. Genetik algoritmadaki amaç fonksiyonu, dielektrik katmanlarla kaplanmış cismin RKA değerinin dönüşüm elektromanyetiği ile hesaplanan ortam ile kaplanmış cismin RKA değerine yakın olmasını sağlayacak şekilde tanımlanmıştır.

3. Sayısal Sonuçlar

İletken dairesel kesitli silindirik cismin RKA değerinin azaltması amacıyla benzetim çalışmaları yapılmıştır. Belirli bir açıdan gönderilen elektromanyetik dalga aynı açıdan bakan bir gözlemci tarafından incelenmiştir. Çeşitli frekans bantlarında monostatik RKA profilleri elde edilmiştir. Şekil-4'te 10 cm çapındaki bir silindirik cismin RKA değerinen, 5 cm çapındaki bir silindirik cismin RKA değerine düşürülmesi için optimizasyon yapılmıştır. Yapılan optimizasyon sonucunda elde edilen dielektrik katmanların kalınlıkları, dieletrik sabiti ve kayıp parametreleri Tablo-1'de özetlenmiştir.

Elde edilen sonuçlar, dönüşüm elektromanyetiği ile tasarlanan yapay malzemelerin davranışına eşdeğer davranış gösteren katmanlı doğal malzemeler sayesinde RKA azaltılabileceğini göstermektedir.

Frekans Bandı	3-5 GHz
Orjinal Cismin Çapı	10 cm
Hedeflenen Cismin Çapı	5 cm
Dielektrik Katman Sayısı	4
Dielektrik Katman Kalınlıkları (içten dışa)	1 cm, 1 cm, 0.5 cm, 0.5 cm
Dielektrik Sabiti (içten dışa)	1.20, 2.74, 3.99, 1.34
Kayıp Tanjantı (içten dışa)	0.0486, 0.0795, 0.0117, 0.0006

Tablo-1. Örnek Genetik Optimizasyon Sonucu.



Kaynaklar

[1]. Gaylor K., "Radar Absorbing Materials – Mechanisms and Materials," *DSTO Materials Research Laboratory*, Avustralya, 1989.

[2]. Saville, P., "Review of Radar Absorbing Materials," Defence R&D, Kanada, 2005.

[3]. Mittra, Raj, and Yuda Zhou. "Application of Transformation Electromagnetics to Cloak Design and Reduction of Radar Cross Section." *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 13, no. 2, 2013, pp. 73–85., doi:10.5515/jkiees.2013.13.2.73.

[4] Zaker, Reza, and Arezoo Sadeghzadeh. "Double-Layer Ultra-Thin Artificial Magnetic Conductor Structure for Wideband Radar Cross-Section Reduction." *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, no. 9, 2018, pp. 1601–1607., doi:10.1049/iet-map.2017.1019.

[5]. Ozgun, O., Kuzuoglu, M., "Electromagnetic Metamorphosis: Reshaping Scatterers via Conformal Anisotropic Metamaterial Coatings," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 10, pp. 2386-2392, 2007.

Microwave Whispering-Gallery-Mode Photoconductivity Measurement of Recombination Lifetime in Silicon

Vladimir Yurchenko, Tugba Navruz, Mehmet Ciydem*, Ayhan Altintas** Gazi University Celal Bayar Bulvari 06570 Meltepe Ankara <u>v.yurchenko.nuim@gmail.com</u>, <u>selcen@gazi.edu.tr</u>

> *Engitek Engineering Technologies Ltd Ceyhun Atif Kansu Cad. 197 / 16 Ankara <u>mehmet.ciydem@engitek.com.tr</u>

> > **Bilkent University 06800 Bilkent Ankara altintas@ee.bilkent.edu.tr

Özet: Bu bildiride; yüksek dirençli yarı-iletken katmanlarda biraraya gelme süresinin temassız ölçümü için fısıldayan galeri mod tabanlı, kuvvetlendirilmiş rezonans mikrodalga algılamalı foto-iletkenlik sönümlenme yöntemi sunulmuştur. Önerilen yöntem 5 ve 30 kOhm cm'lik yüksek dirençli katkısız Silikon katmanlara uygulanmış ve biraraya gelme süreleri, sırasıyle, 12 ve 14 µsn olarak ölçülmüştür.

Abstract: We present a whispering-gallery-mode resonance-enhanced microwave-detected photoconductivitydecay method for contactless measurement of recombination lifetime in high-resistivity semiconductor layers. We applied the method to undoped Silicon wafers of high resistivity at 5 and 30 kOhm cm and measured the recombination lifetime values of 12 and 14 microseconds, respectively.

1. Introduction

We present a method of resonance-enhanced contactless microwave photoconductivity measurement of electronhole recombination lifetime τ_R in pure semiconductors using the whispering-gallery-mode (WGM) resonator. We used the method for measuring τ_R in two kinds of Silicon (Si) wafers specified by the resistivity values $\rho_1 =$ 30 kOhm cm and $\rho_2 = 5$ kOhm cm (they are undoped wafers s_1 and s_2 of the diameter D=75mm and thickness $d_1=0.5$ mm and $d_2=0.4$ mm, respectively). The method is based on the effect of resonant photosensitivity of microwave transmission through the structure made of a section of suspended strip line coupled to the WGM resonator that has a top-layer semiconductor subject to the pulsed LED illumination [1] (Figure 1, a). Contactless measurements of τ_R are of great interest in photovoltaic technology and in other cases, e.g., in the design of lightcontrolled millimeter-wave quasi-optical beam switches and similar devices [2].

The method provides an enhancement to the contactless measurement approach based on various versions of microwave-detected photoconductance-decay technique [3]-[5]. The latter has essential benefits over other methods, though requires high-power laser sources for creating significant photoconductivity and, typically, is implemented as an expensive equipment made for industrial applications. In practice, we could not find any contactless methods suitable for our wafers in a range of laboratories around. In the meantime, trials of the other, more conventional techniques (e.g., pressed-contact photoconductivity) failed completely for the given samples due to uncontrollable nonlinear effects of charge carrier transport through unpredictable contact barriers and, also, in the bulk of high-resistivity wafers (besides, the measurements require high-power illumination that creates further problems in this approach).

The aim of this work is to develop a resonance-enhanced WGM-based microwave photoconductivity method for contactless measurement of recombination lifetime in pure semiconductors and to apply it to the measurement of recombination lifetime in high-resistivity Silicon wafers. The advantage of the technique is the possibility of doing measurements at low light intensity and low level of excitation of a semiconductor.

2. Implementation of the Resonant WGM Microwave Photoconductivity Method

The method is based on the use of devices and components largely available in a typical RF laboratory. The main device is the R&S FSH8 Handheld Spectrum Analyzer (model .28 with FSH-K42 option) that operates as a vector network analyzer (VNA) in the frequency band f = 100 kHz – 8 GHz with a possibility of time-domain signal tracking at the chosen frequency (the best time resolution is $\Delta t = 1\mu$ s). High-resistivity Silicon wafers, depending on their intended applications, may have the recombination lifetime τ_R ranging from nearly a second (ultra-pure samples) to nano- and picosecond scales (radiation damaged wafers). For the typical undoped Silicon, τ_R is more likely on a millisecond to microsecond scale, which is matching the time resolution of the VNA.



Figure 1. (a) A view of a strip line (1), a WGM resonator (2), a heat-sink with an LED and a lens (3), and photodetectors (4), and (b) transmission spectrum of a strip-line setup in the dark (curve 1) and in the light (curve 2).

The method utilizes the effect of resonant photosensitivity of microwave transmission through a strip line coupled to the disk WGM resonator that contains a semiconductor layer [1]. The measurement system (see Figure 1, a) consists of (1) a strip line suspended over conducting plate, (2) a WGM resonator made of a set of dielectric and semiconductor wafers placed on the same plate, (3) a 100W blue or white LED array with a lens attached to the heat-sink, and (4) a pair of pin-diode photo-detectors for measuring the light intensity, which is controlled by the LED array voltage V_{LED} . Unlike the WGM structure in [1], for the operation at the frequencies below 8GHz, the resonator contains more wafers, including 7 MgF₂ wafers on the conducting plate, 9 sapphire wafers above (thickness 0.55mm and 0.40mm, respectively), and a stack of a few Si wafers on top (facing the LED). The top stacks were of the kinds: $3s_1-2s_2-\text{LED}$ (#1), $2s_2-3s_1-\text{LED}$ (#2), $1s_1-\text{LED}$ (#3), and $1s_2-\text{LED}$ (#4), where s_1 and s_2 are the wafers specified above (alternatively, the entire resonator can be assembled of high-resistivity Si wafers). The LED is controlled by an electronic switch providing a fast (< 1µs) turning off the light pulse (faster than 0.2 µs for the blue LED) and generating a synchronized trigger signal for the VNA operation. The strip line is connected to the VNA ports so that the microwave transmission signal is measured as a function of either the frequency *f* (over the given band at the fixed light intensity, Figure 1, b) or the time *t* (at the chosen microwave frequency, when synchronized with an event of turning off the light pulse, Figure 2).

Figure 1, b, shows two kinds of resonances observed as the narrow deeps of S_{21} that emerge either (1) in the dark state or (2) under the light of the blue LED (the peak values of resonator quality factors are $Q\sim10^4$, unlike $Q\sim20$ in another technique [3], but the resonator lifetime is small, with an instant peak value being < 1.6µs). When setting the frequency in time-domain measurements at the resonant point, we observe either the down-switch or the up-switch dynamics of S_{21} signals, respectively (see Figure 2, a and b). Some deeps may have their minima at the medium light intensity. Then, we observe a hybrid switch (Figure 2, c) that corresponds to the twice greater sensitivity of the system, thus, improving the detection of small carrier density variations.

Figure 3 shows three kinds of results, which represent the main stages of the measurement process. The first result (Figure 3, a) shows the transmission spectra $S_{21}(f)$ of a setup #3 as measured at different light intensities, which are related to cases (b) and (c) in Figure 2. The second result (Figure 3, b) is the calibration curve $V_R(S_{21})$ which is recovered from these spectra. The curve provides the relationship between the light intensity (presented by the photo-detector signal V_R) and microwave transmission signal S_{21} , which is recorded under the same conditions (including the same frequency $f_0 = 6.231000$ GHz) as used in the time-domain measurements of S_{21} in Figure 2 (c). The third, and the main result (Figure 3, c), is the actual time-domain curve $V_R(t)$ showing the recombination dynamics of the photo-excited carriers (effective photoconductivity, whose value is proportional to the light signal V_R), which is recovered from the VNA time-domain measurements of $S_{21}(t)$ (here, an average of 12 synchronized time-domain up-switch traces) by using the calibration function $V_R(S_{21})$ established above.


Figure 2. VNA signal measured in time-domain at the resonant frequency f_0 when turning off the light in case of (a) down switch, (b) up switch, and (c) hybrid switch in a setup with (a) WGM structure #1 (f_0 = 4.268882GHz, V_{LED} =32V) and (b, c) WGM structure #3 (f_0 = 6.231000GHz, V_{LED} =30.8V and 40.2V, respectively).



Figure 3. (a) Transmission spectra of a setup #3 at different light intensities (V_{LED} =39, 33, 31, 30, 20V, curves 1 to 5, respectively), (b) the calibration curve recovered from these data (branches 1 and 2 correspond to the weak and strong light, respectively), and (c) the time curves showing the recombination dynamics of photo-excited carriers (whose density is proportional to the light flux presented by the V_R photo-detector signal) as recovered from the measured data (curve 1) and fitted with one-term and three-term exponential functions (curves 2 and 3, respectively), which show the dominant recombination lifetime τ_R =14µs (in case of s_2 wafers, τ_R =12µs).

3. Conclusions

The measured values of τ_R are the effective quantities characterizing the entire sample rather than microscopic properties. They are, likely, to be defined by the surface rather than bulk recombination [3] but, nonetheless, present a valuable data in practice. Further research is needed for the more detailed analysis of these effects.

4. Acknowledgments

The work was supported by The Scientific and Technological Research Council of Turkey (TUBITAK) through 2221 Fellowship Program for Visiting Scientists and Scientists on Sabbatical Leave (2017/2).

References

[1]. Yurchenko V., Ciydem M. and Altintas A., "Light-controlled microwave whispering-gallery-mode quasioptical resonators at 50W LED array illumination," AIP Advances, vol.5, p.087144 (6), 2015.

[2]. Yurchenko V., Ciydem M., Gradziel M., Murphy A., and Altintas A., "Light-controlled photonics-based mm-wave beam switch," Optics Express, vol.24 no.15, p.16471 (8), 2016.

[3]. Ahrenkiel R.K. and Johnston S.W., "Resonant coupling for contactless measurement of carrier lifetime," IEEE 39th PV Specialists Conference, p.1389-1393, 2013.

[4]. Palais O. and Arcari A., "Contactless measurement of bulk lifetime and surface recombination velocity in silicon wafers," J. Appl. Phys., vol. 93, p.4686-4690, 2003.

[5]. Lauer K., Laades A., Übensee H., Metzner H., and Lawerenz A., "Detailed analysis of the microwavedetected photoconductance decay in crystalline silicon," J. Appl. Phys., vol.104, p.104503 (9), 2008.

The Effect of Error Propagation on the Performance of Polar Codes Utilizing Successive Cancellation Decoding Algorithm

Alia A. Andi, Orhan Gazi

Cankaya University Electronic and Communication Engineering Department Ankara, Turkey <u>alia_eletri@yahoo.com</u>, <u>o.gazi@cankaya.edu.tr</u>

Özet: Bu makale çalışmasında ardışık iptal yöntemi ile çözümlenen polar kodların, çözümlenmeleri esnasında meydana gelen tek bitlik hataların kod performansı üzerindeki etkilerini inceledik. Polar kodlarda veri bitleri sıralı bir şekilde çözümlendiğinden, tek bitlik bir hatanın bile diğer bitlerin çözümlenmesinde olumsuz etkisinin çok fazla olduğunu gördük. Bundan dolayı polar kodların çözümlenmeleri esnasında meydana gelen tek bitlik hataların düzeltilmesinin polar kodların performanslarında önemli iyileşme yapmaktadır.

Abstract: In this paper, we discuss and analyze the effect of error propagation on the performance polar codes decoded using the successive cancellation algorithm. We show that error propagation due to erroneous bit decision is a catastrophic issue for the successive cancellation of polar codes. Even a wrong decision on a single bit may cause an abundance of successor bits to be wrongly decoded. Furthermore, we observe that the performance of polar codes is significantly improved if even single bit errors are detected and corrected before the decoding of successor bits.

Keywords— Channel capacity; channel polarization; polar codes; successive cancellation decoding.

1. Introduction

Polar codes can achieve the capacity discrete memoryless channels, such as binary erasure channel (BEC), and binary symmetric channel. Polar codes are decoded using the successive cancellation (SC) algorithm which is introduced in [1]. The complexity of the SC decoding algorithm is on the order of O(NlogN). Hardware architectures for successive cancellation list decoding of polar codes in the log-likelihood ratio domain have been presented in [2]. In [3], the improved versions of the successive cancellation (SC) decoding algorithm, the successive cancellation list (SCL) and the successive cancellation stack (SCS) decoding methods, which show better performance for polar codes without increasing the code lengths, are introduced. A new SC-based decoding algorithm called SC flip, which preserves the low memory requirements of original SC decoder is studied in [4]. In [5], the authors focus on short length polar codes and present a method which can enhance the performance of the successive cancellation decoder.

In this paper, we analysis the effect of error propagation on the performance of successive cancellation (SC) decoding of polar codes. The remainder of this paper is organized as follows. In Section II, concept of SC decoding is briefly visited. In Section III, we discuss and analysis the effect of error propagation on the performance of SC decoding. Simulation results are presented in Section IV. Finally, the conclusions are drawn in Section V.

2. Polar Codes and Successive Cancelation Decoding Algorithm

A. Polar Code Construction

A polar code is constructed considering N independent copies of a discrete binary memoryless channel W. These channels are combined in a recursive manner, followed by channel spliting stage [1], [4]. The split channels with large capacities are used for the transmission of information bits whereas low capacity split channels are used for frozen bits, i.e., parity bits.

For the construction of a polar code of rate

$$R \triangleq \frac{K}{N}, 0 < K < N$$

we choose the *K* split channels out of *N* split channels with large capacities. These *K* channels are called nonfrozen channels, and they are used for the transmission of information bits. The remaining channels are not used for carrying information and these channels are called frozen channels. A polar code-word is obtained using $x_1^N = u_1^N G_N$ where G_N is the generator matrix and u_1^N is an *N*-bit vector consisting of *K* information bits and N - Kfrozen bits. We denote the set of frozen channel indices by A^c and the set of non-frozen channel indices by *A* [1], [4].

B. Successive Cancellation (SC) Decoding of Polar Codes

The encoder maps the input bits u_1^N into the code-word bits x_1^N , which are transmitted through the split channels W_N^i , $1 \le i \le N$, and y_1^N is the received signal. The task of the decoder is to estimate information bits \hat{u}_1^N from the received signal y_1^N . The duty of the decoder is to estimate the data bits according to

$$\hat{u}_i \triangleq \begin{cases} u_i, & \text{if } i \in A^c \\ h_i(y_1^N, u_1^{i-1}), & \text{if } i \in A \end{cases}$$

$$\tag{1}$$

where $h_i(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1})$ is decision function defined as:

$$h_{i}(y_{1}^{N}, \hat{u}_{1}^{i-1}) \triangleq \begin{cases} 0, if \ \frac{W_{N}^{(i)}(y_{1}^{N}, \hat{u}_{1}^{i-1}|0)}{W_{N}^{(i)}(y_{1}^{N}, \hat{u}_{1}^{i-1}|1)} \ge 1. \\ 1, otherwise. \end{cases}$$
(2)

In (2), the rational term can be defined as

$$L_{N}^{(i)}(y_{1}^{N},\hat{u}_{1}^{i-1}) \triangleq \frac{W_{N}^{(i)}(y_{1}^{N},\hat{u}_{1}^{i-1}|0)}{W_{N}^{(i)}(y_{1}^{N},\hat{u}_{1}^{i-1}|1)}$$
(3)

which is named as likelihood ratio (LR) [1], [4], [6]. The LRs can be recursively computed using

$$L_{N}^{(2i-1)}(y_{1}^{N},\hat{u}_{1}^{2i-2}) = \frac{L_{N/2}^{(i)}(y_{1}^{N/2},\hat{u}_{1,o}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2})L_{N/2}^{(i)}(y_{\frac{N}{2}+1}^{N},\hat{u}_{1,e}^{2i-2}) + 1}{L_{N/2}^{(i)}(y_{1}^{N/2},\hat{u}_{1,o}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2}) + L_{N/2}^{(i)}(y_{\frac{N}{2}+1}^{N},\hat{u}_{1,e}^{2i-2})}$$
(4)

and

$$L_{N}^{(2i)}\left(y_{1}^{N},\hat{u}_{1}^{2i-1}\right) = \left[L_{\frac{N}{2}}^{(i)}\left(y_{1}^{\frac{N}{2}},\hat{u}_{1,o}^{2i-2}\oplus\hat{u}_{1,e}^{2i-2}\right)\right]^{1-\hat{u}_{2i-1}}L_{\frac{N}{2}}^{(i)}\left(y_{\frac{N}{2}+1}^{N},\hat{u}_{1,e}^{2i-2}\right).$$
(5)

The formulas [1-5] are run for the decoding of every information bit, and as it is seen from the exponential part of (5), for the decoding of the current bit, we use the decision result of the previous decoding stage. If the previously decoded bit value is wrong, then this wrong information is used by the stages where successor bits are decoded.

3. Error Propagation

Erroneous bit decisions in SC decoding may happen due to two factors, one is the channel noise and the other is the error propagation due to previous erroneous bit decisions. However, for the decoding of the first information bit, only channel and noise effects take role on the wrong decision.

C. Effect of Error proagation

In order to examine the effect of error propagation on the performance of polar codes under successive cancellation decoder over a BEC, we artificially introduced single bit errors and inspect the performance of the decoder considering the decoding of all the other bits.

We examine error propagation in SC decoding in two ways. In the first approach, we consider the effect of single bit error location on the code performance.

In the second approach, we introduce single bit errors for the information bits having odd indices, such as $(\hat{u}_1, \hat{u}_3, \hat{u}_5, \dots, \hat{u}_{N-1})$ or introduce single bit errors for the information bits having even indices such as $(\hat{u}_2, \hat{u}_4, \hat{u}_6, \dots, \hat{u}_N)$ and examine its effect on the code performance.

4. Simulation Results

In Figure 1A, simulation results for the effect of error propagation considering the location of single error on the performance of polar codes under successive cancellation decoder at block length 2^{10} over a BEC with erasure probability zero and rate 0.5 are shown. It is clear from Figure 1A that as the location number gets smaller values, the degrading effect of the error propagation becomes more serious.

In Figure 1B, we compare the effect of error propagation considering the location number falling into odd or even numbers. It is clear from Figure 1B that single bit errors occurring in even locations have more degrading effect on the code performance.

5. Conclusion

In this paper, we inspected the effect of error propagation on the performance of successive cancellation (SC) decoding of polar codes. The results demonstrate that, the performance of successive cancellation (SC) decoding is affected from error locations differently, and error locations with low indices have more degrading effect. This is due to the propagation of the error; since more successors bits are affected worse performance is obtained. Besides, the single bit errors occurring in even locations have more degrading effect on the code performance when odd locations are considered.



Figure 1. (A)The effect of error propagation on performance of polar codes under SC decoder at block length 210 over a BEC with erasure probability zero and rate 0.5. First error location is the index of the data for which wrong decision is made for the first time. Small error locations have more degrading effect. (B) The effect of first error location on performance of polar codes under SC decoder at block length 210 over a BEC with erasure probability zero and rate 0.5. Even locations have more degrading effects.

10. References

[1] Arıkan E., "Channel polarization: A method for constructing capacity achieving codes for symmetric binaryinput memoryless channels," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 55, no. 7, pp. 3051-3073, July 2009.

[2] Balatsoukas A.," LLR-Based Successive Cancellation List Decoding of Polar Codes", IEEE Transactions on signal processing, vol. 63, no. 19, 2015.

[3] Chen K., "Improved Successive Cancellation Decoding of Polar Code," IEEE Transactions on Communications, vol. 61, No. 8, August 2013.

[4] Afisiadis O., Balatsoukas-Stimming A. and Burg A., "A Low-Complexity Improved Successive Cancellation Decoder for Polar Codes", IEEE 48th Asilomar conference on signal, systems and computers, pp. 2116-2120, 2014.

[5] Hadi A., Alsusa E. and Rabie K. M., "A Method to Enhance the Performance of Successive Cancellation Dcoding in Polar Codes", IEEE 10th International Symposium on communication systems, Network and Digital Signal Processing (CSNDSP), pp. 1-5, 2016.

Frekans Seçici Yüzey Kullanarak Soğurucu Tasarımı

Kağan CAN Hava Harp Okulu Komutanlığı Elektronik Mühendisliği Bölümü İstanbul Doç.Dr. Mustafa Emre AYDEMİR* Gelişim Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü İstanbul

kcan@hho.edu.tr, meaydemir@gelisim.edu.tr,

Özet: Bildiride mevcut optimizasyon yöntemleri ile ayrı ayrı optimize edilmiş frekans seçici yüzey gruplarının bir arada kullanarak istenilen özellikte bir frekans seçici soğurucu tasarımı gerçekleştirme yöntemi önerilmiştir. Söz konusu yöntem ile mevcut durumda tek tip frekans seçici şekil kullanılabilirken artık birden fazla şekil aynı yüzeyde kullanılabilir hale getirilmiştir. Yöntem iletim hattı modelini esas almaktadır. Önce tüm yüzey belli eşit alanlara ayrılmış ve her bir alana empedans değeri atanmıştır. Atanan empedans değerleri matris halinde işlenerek en uygun empedans değerleri bulunmuştur. Bu işlemin ardından her bir alan için üzerindeki empedans değerini gerçekleştirecek en uygun şekil atanmış ve bu şekil istenen değere göre optimize edilmiştir.

Abstract: In this paper we suggest a technique that enable us to design a frequency selective surface by using a group of structures that are optimized separetely. By this technique we can include several different structures in our solution space. This technique uses transmission line analysis. First the surface is divided into equal regions We assign an impedancce value to each region. These impedance values are grouped in matrices and processed. When the optimum impedance values of each region are found, a frequency selective surface according to optimized impedances is constructed.

1. Giriş

Son yıllarda frekans seçici yüzeyler .[1] üzerine gerçekleştirilen çalışmalarda büyük bir artış yaşanmaktadır.[2] Söz konusu çalışmalar genellikle ana bir yapının istenen özelliklere göre optimize edilmesi şeklinde gerçekleşmektedir. Bu şekilde yürütülen çalışmalarda Razanoz limiti nedeniyle [3] band genişliği yapının kalınlığı ile doğru orantılı olarak artmaktadır. Söz konusu limitin üstüne çıkabilmek için birden fazla yapı aynı yüzeyde kullanılarak aynı kalınlıkla daha fazla band genişliği elde edilebilmektedir. Bu kapsamda bir tasarım tekniği önerilmiştir.

2. Önerilen Teknik

Soğurucu yüzeylerin band genişliğini arttırmanın temel olarak üç yöntemi bulunmaktadır. Bunlardan ilki manyetik malzeme kullanmaktır.[4]-[6] Elektriksel malzeme yerine manyetik malzeme kullanarak band genişliği arttırılabilir. Manyetik malzeme kullanımı kalınlığı değiştirmeden yapının

indüksiyonunu arttırır. Ancak manyetik malzeme kullanımı yüzeyin ağırlığının arttırır. İkinci yöntemde ise aynı hücrede birden fazla rezonans elamanı kullanılır.[7] Her bir eleman farklı frekanslarda rezonansa girmektedir. Eğer elemanların rezonans frekansları mümkün olduğunca birbirine yakın seçilirse yüzeyin frekans bandının arttırır. Üçüncü yöntemde ise farklı rezonans elemanları farklı katmanlarda üst üste kullanılır [8] ve daha kompleks bir yapı elde edilir.

Önerilen teknikte yüzey elemanlarını yan yana kullanıp uygun toplam empedans değerine ulaşmak hedeflenmiştir. Ancak oluşacak büyük yüzey yapılarını hesaplamalı elektromanyetik yöntemleri ile analiz etmek uzun süreceği için önce MATLAB ile empedans analizi yapılacak ve her bir yüzey için en ideal empedans değeri elde edilecektir. Bu suretle her bir yapı için ideal empedans değeri tasarlanacaktır. Söz konusu teknikte kullanılacak temel yapıya göre bir veya iki tür optimizasyon tekniği (genetik algoritma ve yapay sinir ağları) kullanılmaktadır. Eğer temel yapı daha önce çalışılmış ve frekans empedans ilişkisini veren temel formülleri oluşturulmuş ise sadece genetik algoritma ile her bir yüzey için gerekli empedans değeri oluşturulmaktadır. Söz konusu empedans değeri ile çalışması istenen frekans bandında o yüzeye atanan frekansa karşılık gelen yapı ebat değerleri temel formül kullanılarak hesaplanmaktadır. Eğer temel yapı özgün bir yapı (daha önce çalışılmanış) ise kendisi için belirlenen empedans ve frekans değerine karşılık gelen yapı ebat değerleri yapay sinir ağları kullanılarak bulunmaktadır. Bu bildiride temel yapısı daha önce çalışılmış bir yüzey ele alınmıştır. Öncelikli olarak tüm yüzey şekil-1'de gösterildiği gibi çalışılacak frekans bandına göre uygun eşit bölgelere ayrılır.

Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey
1	2	3	4	3	2	1
Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey
2	5	6	7	6	5	2
Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey
3	6	8	9	8	6	3
Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey
4	7	9	10	9	7	4
Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey
3	6	8	9	8	6	3
Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey
2	5	6	7	6	5	2
Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey	Yüzey
1	2	3	4	3	2	1

Şekil-1 Eşit bölgelere ayrılmış yüzey

Her bir bölgeye bir empedans değeri atanır. Atamalar yapılırken yüzeyin simetrik olması gerektiği göz önünde bulundurulur. Tüm yüzey için minimum yansıma katsayısını verecek (havanın empedansına uyumlandırılmış) Z_{toplam} empedans değeri paralel empedansların birleşimi olarak aşağıdaki şekilde elde edilir.

Zsıra1=Zyüzey1// Zyüzey2// Zyüzey3// Zyüzey4// Zyüzey3// Zyüzey2// Zyüzey1 Zsıra2=Zyüzey2// Zyüzey5// Zyüzey6// Zyüzey7// Zyüzey6// Zyüzey2 Zsıra3=Zyüzey3// Zyüzey6// Zyüzey8// Zyüzey9// Zyüzey8// Zyüzey6// Zyüzey3 Zsıra4=Zyüzey4// Zyüzey7// Zyüzey9// Zyüzey9// Zyüzey9// Zyüzey7// Zyüzey4 Zsıra5=Zyüzey3// Zyüzey6// Zyüzey8// Zyüzey9// Zyüzey6// Zyüzey3 Zsıra6=Zyüzey2// Zyüzey5// Zyüzey6// Zyüzey7// Zyüzey6// Zyüzey2 Zsıra7=Zyüzey1// Zyüzey2// Zyüzey3// Zyüzey4// Zyüzey3// Zyüzey2// Zyüzey2 Zsıra7=Zyüzey1// Zyüzey2// Zyüzey3// Zyüzey4// Zyüzey3// Zyüzey2// Zyüzey1 Ztoplam=Zsıra1// Zsıra2// Zsıra3// Zsıra4// Zsıra5// Zsıra6// Zsıra7

Her bir yüzeyin empedans değeri MATLAB üzerinde genetik algoritma kullanılarak toplu halde havanın empedans değeri olan Z_{toplam}'ı verecek şekilde optimize edilir. Bu analizde gelen elektromanyetik dalga düzlem dalga olarak ele alınır. Optimizasyon işleminden sonra her bir yüzey için belirlenen frekans ile bir üst basamakta elde edilen empedans değeri temel formülde kullanılarak uygun ebatlar elde edilir. Bu teknikte her bir bölge için ayrı boyutlara sahip aynı yapılar kullanılabildiği gibi yine her bir bölge için ayrı yapılar da kullanılabilir.

3. Beklenen Sonuçlar

Söz konusu teknik kullanılarak şekil-2'de gösterilen 2 farklı yapı kullanılarak (2x2 yüzey) yapılan çalışmada tek yapı kullanımına göre band genişliği %17 arttırılmıştır. Yapı yelpazesi geniş tutulduğunda band genişliğinin o oranda artacağı değerlendirilmektedir.

Yüzey	Yüzey
1	2
Yüzey	Yüzey
2	1

Şekil-2 Eşit dört bölgeli yüzey

4. Kaynaklar

[1] Frequency Selective Surfaces: Theory and Design.

[2] Filippo Costa, Alireza Kazemzadeh, Simone Genovesi ve Agostino Monorchio "Electromagnetic Absorbers Based on Frequency Selective Surfaces", Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT)

[3] K.N.Rozanov "Ultimate Thickness to Bandwidth Ratio of Radar Absorbers" IEEE Trans.Antennas Propag., vol.48, no.8, pp. 1230-1234, Aug.2000

[4] R. Diaz, "Magnetic loading of artificial magnetic conductors for bandwidth enhancement," in IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003, 2003, vol. 2, pp. 431–434 vol.2.

[5] D. J. Kern ve D. H. Werner, "Magnetic loading of EBG AMC ground planes and ultrathin absorbers for improved bandwidth performance and reduced size," Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 48, no. 12, pp. 2468–2471, Dec. 2006.

[6] L. Sun, H. Cheng, Y. Zhou, ve J. Wang, "Design of a Lightweight Magnetic Radar Absorber Embedded With Resistive FSS," IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 11, pp. 675–677, 2012.

[7] H. Wakatsuchi, S. Greedy, C. Christopoulos, ve J. Paul, "Customised broadband metamaterial absorbers for arbitrary polarisation," Opt. Express, vol. 18, no. 21, pp. 22187–22198, 2010.

[8] H. Yang, X. Cao, J. Gao, W. Li, Z. Yuan, and K. Shang, "Low RCS metamaterial absorber and extending bandwidth based on electromagnetic resonances," Prog. Electromagn. Res. M, vol. 33, pp. 31–44, 2013.

Dünya Yüzeyi Üzerindeki Bir Hedeften Elektromanyetik Dalga Saçılımının Karma Nümerik Yöntemlerle Modellenmesi

Gül Yesa Altun¹, Özlem Özgün²

¹Haberleşme ve Bilgi Teknolojileri Grup Başkanlığı, Aselsan A.Ş., Ankara <u>yesaaltun@msn.com</u>

²Hacettepe Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara ozlem@ee.hacettepe.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, Dünya yüzeyi üzerindeki bir hedeften elektromanyetik dalga saçılımı karma nümerik yöntemlerle modellenmiş ve yöntemlerin başarımları incelenmiştir. Uzun mesafe elektromanyetik dalga yayılımı modellemesinde, SSPE (Parabolik Denklem Fourier Adımlama) yöntemi etkin olarak kullanılmaktadır. İki-yönlü SSPE yöntemi eğimli/kavisli yüzeylerde merdivenleme yaklaşımı kullandığından, merdivenleme hatasını azaltmak ve SSPE 'nin performansını iyileştirmek için yeni bir karma yöntem olan SSPE+MoM (Parabolik Denklem Fourier Adımlama +Moment Yöntemi) önerilmiştir. SSPE ve SSPE+MoM yöntemleri, bir diğer karma yöntem olan GO+UTD (Geometrik Optik+Düzgün Kırınım Teorisi) yöntemi ile karşılaştırılmıştır. Yöntemlerin performanslarını gösteren nümerik sonuçlar karşılaştırımalı olarak sunulmuş ve özellikle eğimli yüzey modellemesinde SSPE+MoM sonuçları ile GO+UTD sonuçları arasında uyum olduğu gözlenmiştir.

Abstract: In this study, electromagnetic wave scattering by a target on the earth's surface is modeled by hybrid methods and the performances of the methods are tested. SSPE (Split-Step Parabolic Equation) method can effectively be used in long-range electromagnetic wave propagation problems. Since the two-way SSPE method employs staircasing approach for modeling slanted/curved surfaces, a new hybrid SSPE+MoM (Split-Step Parabolic Equation + Method of Moments) method is proposed in order to decrease the staircasing error and to improve the performance of the SSPE method. The SSPE and SSPE+MoM methods are compared with another hybrid method which is GO+UTD (Geometric Optic+Uniform Theory of Diffraction) method. The numerical results that show the performances of the methods are presented in a comparative manner, and it is observed that the results of the SSPE+MoM are matched to those of the GO+UTD especially when modeling slanted surfaces.

1. Giriş

Elektromanyetik yayılım problemlerinde, Dünya yüzeyi üzerinde bir hedef olduğu durumda elektromanyetik yayılımın modellenebilmesi için, kaynak, radar ve hedef arasındaki dalga yayılımın etkileyen olayların tümünün dikkate alınması gerekmektedir. Dünya yüzeyinden yansıma, atmosferik kırılma, kırınım, dalga boyu, hedefin şekli/boyutu ve kaynakla hedef arasındaki mesafe gibi birçok etken elektromanyetik dalga yayılımını etkileyen faktörlerdir. Hedefle kaynak arasındaki mesafenin dalga boyuna göre büyük olması ve homojen olmayan ortam koşulları nedeniyle, bu problemin standart nümerik yöntemlerle (örneğin, moment yöntemi-MoM veya sonlu elemanlar yöntemi-FEM) çözümü fazla iş yükü gerektirmesi nedeniyle zordur.

Uzun mesafe elektromanyetik yayılım problemlerinin çözümünde kullanılan en etkin yöntemlerden biri, parabolik dalga denkleminin çözümüne dayanan iki-yönlü Fourier adımlama yöntemidir [1]. Bu yöntem, engebeli arazi ve homojen olmayan ortamlardaki yayılımı etkin olarak modellemekle birlikte, Dünya yüzeyi üzerindeki hedefi merdiven tipi bölüntüleyerek modellediği için kavisli veya eğimli yapıdaki hedeflerin sınır koşullarının sağlanmasında zorluğa yol açmaktadır.

Bu bildiride, Dünya yüzeyi üzerinde bir engel olduğu durumdaki elektromanyetik yayılım problemi, parabolik dalga denkleminin çözümüne dayanan Fourier adımlama yöntemi (SSPE) ve moment metodu (MoM) bir arada kullanılarak yeni bir karma yöntem ile modellenmiştir (Şekil 1). Bu yöntemler sırası ile Bölüm 2 ve Bölüm 3'te özetlenmiştir. Bölüm 4'te sayısal veriler ile başarımı test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, bir diğer karma yöntem olan GO+UTD (Geometrik Optik+Düzgün Kırınım Teorisi) yöntemi ile karşılaştırılmıştır.



Şekil 1. Fourier Adımlama Yöntemi ve Moment Metodunun karma modellemesi.

2. Fourier Adımlama Yöntemi

Helmholtz dalga denkleminin parabolik yaklaştırması, yatay polarizasyonda ve iki boyutlu Kartezyen uzayda, $e^{-i\omega t}$ zaman bağımlılığı ile aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial x^2} + 2ik\frac{\partial}{\partial x} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2(n^2 - 1)\right]u(x, z) = 0$$
(1)

Bu eşitlikte, $k = 2\pi/\lambda$ dalga numarası, *n* kırınım indisi, *x* ve *z* sırası ile mesafe ve yükseklik, u(x, z) yayılan alandır. Eşitlik (1)'deki diferansiyel operatör iki pseudo-diferansiyel operatör ile ifade edilebilir ve geniş-açılı adımlama (split-step) çözümü ileri ve geri yönlü yayılım için (2)'deki eşitlik ile hesaplanır [1-2].

$$u(x \pm \Delta x, z) = \exp[ik(n-1)\Delta x] \times F^{-1} \left\{ \exp\left[-\frac{ip^2 \Delta x}{k} \left(\sqrt{1-\frac{p^2}{k^2}}+1\right)^{-1}\right] \times F\{u(x,z)\} \right\}$$
(2)

Bu eşitlikte, Δx enine mesafedeki adım uzunluğunu, $p = ksin\theta$ dönüşüm değişkenini (θ yatay düzlemdeki yayılım açısını ifade etmektedir.), F Fourier dönüşümünü ve F^{-1} ters Fourier dönüşümünü ifade etmektedir. İndirgenmiş u(x,z) alanı hesaplandıktan sonra, $\varphi(x,z)$, orijinal alan ileri ve geri yönlü yayılım için sırasıyla $\varphi_i(x,z) = u_i(x,z)\exp(ikx)$ ve $\varphi_g(x,z) = u_g(x,z)\exp(-ikx)$ eşitlikleri ile hesaplanır. Burada, φ_i ileri yönlü yayılan dalgayı, u_i ileri yönlü indirgenmiş yayılan dalgayı, φ_g geri yönlü yayılan dalgayı ve u_g geri yönlü indirgenmiş yayılan dalgayı ifade etmektedir.

3. Moment Metodu

Yatay polarizasyon durumunda elektrik alan integral denklem eşitliği kullanılarak, yüzey üzerinde indüklenen akım yoğunlukları (3)'teki eşitlik yardımıyla hesaplanır.

$$\frac{k\eta}{4} \int_{\mathcal{C}'} J_z(\mathbf{r}') \ H_0^{(2)}(k|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|) dl' = E_z^g(\mathbf{r})$$
(3)

Bu eşitlikte, $H_0^{(2)}$ sıfırıncı derece ikinci tür Hankel fonksiyonu, **r**' kaynak konum vektörü, **r** gözlem konum vektörü, J_z indüklenen akım yoğunluğu, *k* dalga numarası, *C*' engelin sınır yüzeyi ve $E_z^g(\mathbf{r})$ Fourier adımlama yöntemi ile hesaplanan gelen alandır. Engelin yüzey bölüntülemesi, $\Delta C \leq \lambda/10$ olacak şekilde yapılmıştır. Moment metodu ile hesaplama yapılabilmesi için bilinmeyen akım yoğunluğu, J_z , temel darbe (pulse) fonksiyonların toplamı şekilde yazılır ve gözlem noktalarında nokta uyarlama ile ağırlıklandırılır. Eşitlik (3)'ün toplamlar şeklinde yazılması ile [A][x] = [b] matris denklem sistemi oluşturulur [3]. Bu eşitlikte *x* bilinmeyen akım yoğunluklarını, *b* gelen alanı içeren vektörü ifade etmektedir. Gelen alan hesaplaması, ortamda engelin olmadığı durumda, SSPE algoritması kullanılarak yapılır. Matris denklem sisteminin çözümü ile engelin sınırı üzerinde indüklenen akım yoğunluğu hesaplanır. Bulunan akım yoğunluğu değerleri kullanılarak, engelden saçılan alan, eşitlik (3)'e benzer şekilde hesaplanır.

Engelin içinde bulunduğu bölge II için saçılan alan hesaplaması Moment metodu ile yapılır (Şekil 1). Moment metodu ile hesaplanan sınırdaki saçılan alan değerleri kullanılarak SSPE algoritması ile bütün alan için saçılım modellemesi tamamlanır. Bölge I için sınır I'deki saçılan alan değerleri geri yönlü, Bölge III için sınır II'deki saçılan alan değerleri durumda hesaplanan gelen alan toplanır ve bütün alan için yayılan alan dağılımı bulunur.

4. Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde SSPE+MoM karma modellemesinin başarımı, Dünya yüzeyi üzerinde bulunan üçgen bir hedef için test edilmiştir. Karma modelleme ile elde edilen sonuçlar SSPE ve GO+UTD [4] modellemelerinin sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Verici anten, x = 0 km mesafede, z = 100 m yükseklikte bulunan çizgisel bir kaynak olarak modellenmiştir. Yatay polarizasyon durumu için 60 MHz'te mükemmel iletken engebeli arazideki yayılım faktörü (YF), x = 0.3 km ve x = 0.7 km'de yüksekliğe göre (Şekil 2.a ve Şekil 2.b); z = 25 m ve z = 75 m'de mesafeye göre (Şekil 2.c ve Şekil 2.d) çizdirilmiştir. Tüm yöntemlere ait yayılım faktörü haritaları Şekil 3'de görülmektedir. Özellikle eğimli yüzey modellemesinde SSPE+MoM karma modelinin GO+UTD yöntemi ile uyum içinde olduğu ve hedefin yanal yüzeyinden olan yansımaların daha doğru bir şekilde modellendiği gözlenmiştir.



Şekil 2. (a) x = 0.3 km için YF-yükseklik grafiği, (b) x = 0.7 km için YF-yükseklik grafiği, (c) z = 25 m için YF-mesafe grafiği ve (d) z = 75 m için YF-mesafe grafiği (Frekans = 60 MHz, $\Delta x = 5$ m, $\Delta z = 0.3$ m)



Şekil 3. Üçgen engel için yayılım faktörü haritaları: (a) GO+UTD, (b) SSPE+MoM, (c) SSPE. (Frekans = 60 MHz, $\Delta x = 5 \text{ m}, \Delta z = 0.3 \text{ m}$)

Kaynaklar

[1] Özgün Ö., Apaydın G., Kuzuoğlu M., Sevgi L., "PETOOL: MATLAB-based one-way and two-way split-step parabolic equation tool for radiowave propagation over variable terrain", *Computer Physics Communications*, v. 182, s. 2638-2654, 2011.

[2] Levy, M., *Parabolic Equation Methods for Electromagnetic Propagation*. IEE, Institution of Electrical Engineers, 2000.

[3] Gibson W. C., The Method of Moments in Electromagnetics. Chapman & Hall/CRC, s. 95-101, Kasım 2007.

[4] Özgün Ö., "New Software Tool (GO+UTD) for Visualization of Wave Propagation", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 58, s. 91-103, Haziran 2016.

S-Bant Mikroşerit Tarak Dişi Filtre Tasarımı ve Bant Kaydırma Çalışması

Akın ÖZKAN(1), Birsen SAKA(2) Meteksan Savunma(1) Mikrodalga Tasarım Müdürlüğü Ankara <u>aozkan@meteksan.com</u>

Hacettepe Üniversitesi(2) Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara birsen@ee.hacettepe.edu.tr

Özet: Bu çalışmada; düşük kayıplı, S-bant mikroşerit bant geçiren tarak dişi filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, tasarlanan tarak dişi filtrenin kapasitörlerinin kapasitans değeri 0.9-1.5 pF arasında değiştirilerek filtrenin bant kaydırma kabiliyeti incelenmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre 2.5 GHz merkez frekansı %20.8 kaydırılırken 1-dB bant genişliği %8.6, 3-dB bant genişliği %8.3 değişmiştir. Bu aralıkta, filtrenin iletim kaybı konnektör kayıpları dahil 1.0-1.13 dB arasında ölçülmüştür.

Abstract: In this study, low loss microstrip combline bandpass filter at S-band is designed. The passband shifting ability of the filter is observed by changing the capacitance value of lumped element capacitors in the range of 0.9-1.5 pF. Measurement results shows that, 2.5 GHz center frequency can be shifted by 20.8 percent while 1-dB bandwidth changes by 8.6 percent and 3-dB bandwidth changes by 8.3 percent. In this range, insertion loss is measured between 1.0-1.13 dB while connector loss is included.

1. Giriş

Sivil ve askeri alanda, S-bantta (2-4 GHz) çalışan haberleşme ve radar sistemleri gibi birçok uygulama bulunmaktadır [1]. Bu sebeple, S-bantta çalışan düşük kayıplı, yüksek seçiciliği olan, kompakt filtre tasarımına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu çalışma kapsamında; 2.5 GHz merkez frekansında, 200 MHz bant genişliğine sahip, bant içi salınımı 0.2 dB olan üçüncü derece tarak dişi mikroşerit filtre tasarlanmıştır ve üretilmiştir. Tarak dişi bant geçiren filtre yapısı, rezonatörlerinde bulunan kapasitörlerin kapasitans değerlerinin değiştirilmesi sayesinde iletim bandı kaydırma özelliğine sahiptir. Bant kaydırma kabiliyeti, üretim toleransı ve üretim hatası sonucunda rezonatör uzunluklarının değişmesinden kaynaklanan bant kayması ve taban malzemenin dielektrik sabiti toleransından kaynaklanan bant kayması problemlerini telafi etmek amacıyla kullanılabilir [2].

Bu çalışmada filtre tasarımı, klasik iletim kaybı metodu kullanılarak toplu elemanlı filtre sentezlenmesiyle başlamıştır [3]. Admitans çeviriciler eklenmesi sonrasında, dış kalite faktörü (Q_e) ve bağlaşım katsayısı (K) parametreleri için elektromanyetik analiz (em analiz) uygulanarak yapı dağınık elemanlı mikroşerit filtreye dönüştürülmüştür. Tasarlanan tarak dişi mikroşerit filtre üretilmiş ve farklı kapasitans değerleri entegre edilerek filtrenin ölçüm sonuçların alınmıştır. Ölçüm sonuçları em analiz sonuçları ile karşılaştırılmış ve filtrenin S-bantta bant kaydırma performansı incelenmiştir.

2. Filtre Sentezi

İlk adımda iletim kaybı metodunda, toplu elemanlı normalize alçakgeçiren filtre sentezi için 0.2 dB bant içi salınımı olan Chebyshev filtre karakteristiği seçilmiştir. Chebyshev filtre karakteristiği Maximally Flat ve Bessel filtre karakteristiklerine kıyasla bant içi salınım dezavantajına karşılık daha iyi bant dışı bastırma sunar [4]. Seçilen Chebyshev karakteristiği üçüncü dereceden filtre için şu normalize eleman değerleri elde edilir; $g_0=1$, $g_1=1.2275$, $g_2=1.1525$, $g_3=1.2275$, $g_4=1$ [5]. Bu değerler ile 2.5 GHz merkez frekansı 200 MHz bant genişliğinde filtre tasarımı için $Q_e=15.24$ ve K=0.067 olarak hesaplanır. Mikroşerit filtre için Rogers RO4350BTM 20 mil taban malzemesi seçilmiştir [6], em simulasyonlarda ve üretilen filtrede bu taban malzeme kullanılmıştır. Paralel bağlaşımlı rezonatörlerin empedansı $Z_{res}=30$ Ohm, rezonatörlerin elektriksel uzunluğu (θ_0) 60⁰ olarak belirlenmiştir. Seçilen taban malzeme kullanılarak mikroşerit hat kalınlığını (W) ve mikroşerit rezonatörlerin

fiziksel uzunlukları (L_0) hesaplanır. Ayrıca 2.5 GHz merkez frekans ve seçilen Z_{res} değeri sonucunda rezonatörlere eklenen toplu eleman kapasitörlerin kapasitans değeri (C_L) 1.224 pF olarak hesaplanmıştır. Mikroşerit rezonatörlerin ilgili parametreleri belirlendikten sonra; hesaplanan $Q_e=15.24$ ve K=0.067 değerlerini sağlamak üzere giriş çıkış hatlarının yatay besleme pozisyonları (H_h) ve paralel mikroşerit hatlar arası açıklık değeri (S) gerçekleştirilen em analizlerle belirlenmiştir. Elektromanyetik analizler için Sonnet 13.52 simulasyon program kullanılmıştır. Belirlenen H_h ve S değerleriyle filtre sentezi sona ermiştir. Son olarak, eleman değerlerinin ufak değişimleriyle gerçekleştirilen em analizler sonucu filtre tepkisi optimize edilmiştir. Sabit $C_L=1.224$ pF kapasitans değeriyle 2.5GHz merkez frekansında filtre tepkisini elde edilmesinin ardından C_L değiştirilerek filtrenin bant kaydırma kabiliyeti analiz edilmiştir (Şekil 1).



Şekil 1. CL kapasitansının 0.9-1.5 pF aralığında 0.1 pF adımla değiştirilmesi sonucu elde edilen analiz sonuçları

3. Ölçüm

Sentezlenen filtre Rogers RO4350B[™] 20 mil taban malzemesiyle üretilmiştir [6]. Filtre boyutu iletim hatlarıyla birlikte 705x454 mildir (Şekil 2). Üretilen filtreye 0.9, 1.0, 1.1, 1.2, 1.3 ve 1.5 pF Johanson Technology® 402TS kapasitörleri entegre edilmiş ve filtre tepkisi ölçülmüştür [7]. 0.9, 1.2 ve 1.5 pF için ölçüm sonuçları Şekil 3'de gösterilmiştir. Tüm değerler için kaydedilen ölçüm sonuçları Tablo 1'de verilmiştir.



Şekil 2. Üretilen mikroşerit tarak dişi filtre



Şekil 3. 0.9, 1.2, 1.5 pF kapasitans değerleri için filtrenin bant kaydırma tepkisi

Tablo 1. Filtrenin farklı C _L değerleri için ölçülen frekans tepkisi						
$C_{\rm L}$	f-1dB	f _{max}	f_{1dB}	S_{21} at	1_{dB}	3_{dB} BW
pF	MHz	MHz	MHz	f _{max}	\mathbf{BW}	MHz
				(dB)	MHz	
0.9	2498	2669	2794	-1.13	296	385
1.0	2429	2540	2707	-1.0	278	366
1.1	2366	2500	2644	-1.02	278	372
1.2	2273	2350	2535	-1.05	272	362
1.3	2235	2340	2523	-1.0	288	363
1.5	2076	2150	2360	-1.03	284	354

Ölçüm sonuçlarına göre, bant kaydırma aralığında filtrenin iletim kaybı 1.0-1.13 dB arasında değişmiştir. Merkez frekans 2150-2670 MHz aralığında değişerek %20.8 bant kaydırması sağlamıştır. 1dB bant genişliği 2.5 GHz merkezindeki bant genişliğine göre %8.6 değişmiştir ve bu aralıkta filtre 2076-2794 MHz aralığını kapsayabilmiştir. 3dB bant genişliği ise %8.3 değişmiştir.

4. Sonuç

Özet olarak, bu çalışmada analitik formüller ve gerçekleştirilen elektromanyetik analiz sonucu; 2.5 GHz merkez frekansında çalışan, 1.0-1.13 dB arası iletim kaybına sahip düşük kayıplı, seçiciliği yüksek bant geçiren filtre üretilmiştir. Ayrıca bu filtrenin S-bantta bant kaydırma kabiliyeti incelenmiştir, %20.8 oranında merkez frekans kayması sağlanmıştır. İncelenen bant kaydırma özelliği, üretim toleransı veya üretimde kullanılan taban malzemenin dielektrik sabitinin toleransı sebebiyle gerçekleşen filtrenin iletim bandı kaymasını tolere etmek amacıyla kullanılabilir.

Kaynaklar

[1]. F. Losee, RF Systems, Components, and Circuits Handbook, Artech House, 2005.

[2]. Özkan A., Voltaj ile Frekansı Ayarlanabilen S-bant Tarak Dişi Filtre Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi, 2016.

[3]. Pozar D. M., Microwave Engineering, John Wiley and Sons Inc., 2005.

[4]. Kinayman N., Aksun M. I., Modern Microwave Circuits, Artech House, 2005.

[5]. Matthaei G. L., Young L., Jones E. M. T., Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Artech House, 1980.

[6]. "www.rogerscorp.com/," Rogers Corporation.

[7]. "http://www.johansontechnology.com/,"Johanson Technology.

Görünür Işıkla Haberleşme Sistemlerinde Doğrusal Ölçekleme

Gökçe HACIOĞLU, İdris CİNEMRE* Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Trabzon <u>gokcehacioglu@ktu.edu.tr</u>, *Iğdır Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Iğdır <u>idris.cinemre@igdir.edu.tr</u>

Özet: Yapılan çalışmada yüksek hızlı haberleşme sistemlerinde kullanılan dikgen frekans bölüşümlü çoğullamanın görünür ışıkla haberleşme sistemlerine uygulanışı gösterilmiştir. Ayrıca LED'in dinamik bölgesi içerisinde kalabilmek için bilgi taşıyan işaretin ölçeklendirilmesi ve bunun; işaret gürültü oranına, bit hata oranına etkisi irdelenmiştir. Ayrıca ölçeklendirme katsayısının LED'in dinamik bölgesi içinde kalınma olasılığına etkisi hesaplanmıştır. Bilgi taşıyan işaretin; LED'in dinamik bölgesi içinde kalınma olasılığı büyük yapılırken gücü çok azaltmayacak şekilde ölçeklendirilmesi gerektiği sonucuna ulaşılmıştır. Ayrıca gürültü gücünün seviyesine göre ölçekleme katsayısının ayarlanması başarımı arttırabilecektir.

Abstract: In this paper, we show the application of orthogonal frequency division multiplexing for high speed visible light communication systems. Scaling of the symbols in order to stay within the dynamic region of the LED and effect of scaling on BER are examined. The effect of the scaling factor on the probability of staying in the dynamic region of the LED is calculated. According to results obtained scaling of information carrying signal can increase probability of staying in dynamic region but cause reducing of signal power. Setting the scaling factor according to noise level in the receiver may increase performance.

1. Giriş

Görünür ışıkla haberleşme sistemlerinde iletilen sayısal bilgi ışığın parlaklık seviyesi ile kodlanır. Bu sebeple alınan işaretin genliği kullanılarak bilgi alıcıda elde edilebilir. Ayrıca LED'ler sadece pozitif değerli işaretleri iletebilirler. Öte yandan yüksek hızlı haberleşme sistemlerinde karşılaşılan sorunlardan biri olan semboller arası girişim sorunu görünür ışıkla haberleşme sistemlerinde de karşılaşılabilecek bir sorundur. Semboller arası girişim sorununa çözüm olarak kullanılan Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama (DFBÇ) karmaşık sayı değerli örnek değerlerinin iletilip alınabilmesini gerektirir. Ancak alıcı tarafta bilgi alınan işaretin genliğinden doğrudan elde edildiğinden karmaşık değere sahip örnek değerleri alıcıda elde edilemez. Bu sebeple DFBÇ'de gönderici tarafta iletilecek olan bilgileri taşıyan sembollere uygulanan Ters Ayrık Fourier Dönüşümü (TAFD) işleminin sonucunda sadece gerçel değerli örnekler elde edilmesi gerekir. Hermitian simetri ile iletilmek istenen N/2-1 adet sembolden N adet gerçel değerli örnek elde edilmektedir [1]. İşaretlerin sadece pozitif değerlere sahip olan kısmının iletilebilmesi sebebi ile Hermitian simetri ve TAFD sonunda elde edilen örnek değerlerinin pozitif bir DC değerle toplanması gerekebilir [2]. LED'lerin tamamen söndürülüp yakılması yoluyla yapılan bir anahtarlama LED'lerin yavaş tepki süresi ile mümkün olamamaktadır [3]. Hermitian simetri ve TAFD sonunda elde edilen örnek değerlerinin pozitif yapılabilmesi için DC değerle toplama (DCO-OFDM) dışında çözümler de literatürde mevcuttur [4].

Görünür ışıkla haberleşmede göz önüne alınması gereken bir diğer durum LED'lerin dinamik alanlarının sınırlı olmasıdır[5]. Oysa DCO-OFDM sonunda elde edilen bazı örnek değerleri bu alanın dışında kalacak ve LED tarafından kırpılacaktır. Bu soruna çözüm olarak ta DCO-OFDM sonunda elde edilen örnek değerlerinin bir katsayı ile çarpılarak doğrusal olarak ölçeklendirilmesi önerilmektedir [6].

Yapılan çalışmada doğrusal ölçeklendirme uygulanmasının işaret-gürültü oranına etkisi incelenmiştir. Ayrıca LED'e uygulanacak olan bilgi taşıyan işaretin gücünün belli bir seviyede tutulması durumundaki bit hata oranı başarımı ile her N örnekte bir değişen ölçeklendirme durumundaki başarım kıyaslanmıştır.

2. Sistem Modeli

A. Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama ve Hermitian Simetri

N adet sembolün iletilmek istendiğini varsayılsın. İletilmek istenen N adet sembole (<u>S</u>) TAFD uygulanması sonucu elde edilen S_F vektörü aşağıda gösterilmektedir.

$$\underline{S} = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ \vdots \\ S_{N-1} \end{bmatrix}, \underline{S}_{\underline{F}} = \underline{\underline{F}^H} \underline{S} = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ \vdots \\ S_{N-1} \end{bmatrix}, \underline{\underline{F}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W_N & W_N^2 & \dots & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{2(N-1)} & \dots & W_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix}, \underline{\underline{F}^H} = \left(\underline{\underline{F}^T}\right)^*, W_N = e^{-\frac{j2\pi}{N}}$$
(1)

$$\underline{S_{FH}} = \underline{\underline{F}^H} \underbrace{\underline{S}_H} = \underline{\underline{F}^H} \underbrace{\underline{\begin{bmatrix} 0 \quad S_1 \quad S_2 \quad \dots \quad S_{\underline{N}-1} \quad 0 \quad S_{\underline{N}-1}^* & S_{\underline{N}-2}^* & \dots & S_1^* \end{bmatrix}^T}_{S_H} = \begin{bmatrix} S_{H0} \quad S_{H1} \quad \dots \quad S_{H(N-1)} \end{bmatrix}^T; \ \underline{S_T} = \underline{S_{FH}} + V_{DC}$$
(2)

Denklemde gösterilen; s_k , k = 0,1,2, ..., N - 1 sayısal ikili veriyi genlik, frekans yada faza haritalandırarak elde edilen sembollerdir. Ancak görünür ışıkla haberleşme kullanılacağından TAFD sonrasında elde edilecek olan örnek değerlerinin gerçel değerli olması gerekir. <u>F</u> ve <u>F</u>^H matrisleri sırası ile Ayrık Fourier Dönüşümü (AFD) ve TAFD matrisleridir. *T*, * operatörleri ise devriğini alma (transpoze) ve karmaşık eşlenik alma işlemlerini göstermektedirler. Denklem (2)'de Hermitian simetri ile $\frac{N}{2} - 1$ adet sembol ile $(s_1, s_2, ..., s_{\frac{N}{2}-1})$, $N \times 1$ boyutunda <u>S</u>_H vektörünün elde edilmesi ve <u>S</u>_H vektörünün TAFD'si (<u>S</u>_{FH}) gösterilmektedir. <u>S</u>_{FH} vektörünün N adet örnek değeri vardır ve bunlar gerçel değerlidir. <u>S</u>_{FH} her ne kadar gerçel değerli olsa da değerleri negatif olabilmektedir. Bu sebeple <u>S</u>_{FH} vektörü pozitif bir DC gerilim değeri (V_{DC}) ile toplanır.

B. LED'in Dinamik Bölgesi ve Doğrusal Ölçekleme

Şekil (1)'de LED'e ilişkin yaklaşık gerilim-akım karakteristiği gösterilmektedir. Görünür ışıkla haberleşme sistemlerinden beklenenlerden birisi de ortam aydınlatması olduğundan LED'e uygulanan ortalama gerilimin $V_{ortalama}$ olması gerekir. Ayrıca; DCO-OFDM ile elde edilen S_T 'nin örnek değerlerinin kırpılmaması için bu değerlerin LED'in dinamik bölgesi içinde kalması gerekir. S_T 'nin herhangi bir elemanı olan $S_{Hk} + V_{DC}$ 'nin LED'in dinamik bölgesi göz önüne alındığında alması gereken değerler $(S_{Hk,kırp})$; $S_{Hk} + V_{DC} \ge V_{doyum}$ ise V_{doyum} 'a, $S_{Hk} + V_{DC} < V_{eşik}$ ise $V_{eşik} \le S_{Hk} + V_{DC} < V_{doyum}$ ise $S_{Hk} + V_{DC}$ 'ye eşit olmaktadır.



Şekil. 1. LED'in Gerilim-Akım Karakteristiği

 $S_{Hk,kirp}$ 'ın V_{doyum} ve $V_{eşik}$ değerlerini alması durumunda iletilmek istenen bilgi alıcıda yanlış algılanabilecektir. Bu durumun üstesinden gelmek için önerilen yöntemlerden biri de doğrusal ölçeklemedir [5]. Doğrusal ölçekleme ile elde edilen $S_{T,0}$, $S_{T,0} = \alpha S_{FH} + V_{DC}$ biçiminde elde edilmektedir. Ölçekleme katsayısı α ; her N örnek için LED'in dinamik bölgesinde kalabilmek, istenen değerde ortalama aydınlatma seviyesi sağlayacak gerilimi ($V_{ortalama}$) LED'e verebilmek ve bilgi taşıyan işaretin gücünü en büyük yapabilmek için tekrar hesaplanmalıdır. Ölçekleme katsayısı α 'nın hesaplanması için [6]'da bir yöntem önerilmiştir. Buna göre α katsayısı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\alpha^{+} = \min\left\{\frac{V_{doyum} - V_{ortalama}}{max(\underline{S_{FH}})}, \frac{V_{e_{\bar{s}ik}} - V_{ortalama}}{min(\underline{S_{FH}})}\right\}; \ \alpha^{-} = \max\left\{\frac{V_{doyum} - V_{ortalama}}{min(\underline{S_{FH}})}, \frac{V_{e_{\bar{s}ik}} - V_{ortalama}}{max(\underline{S_{FH}})}\right\}; \ \alpha = \left\{\begin{array}{l}\alpha^{+}, & |\alpha^{+}| \ge |\alpha^{-}| \ ise \\ \alpha^{-}, & |\alpha^{+}| < |\alpha^{-}| \ ise \end{array}\right\}$$

$$(3)$$

 V_{DC} değeri olarak ta $V_{ortalama}$ değeri kullanıldığında hem LED'in istenen bir aydınlatma seviyesini sağlaması hem de DCO-OFDM kullanarak yapılan yüksek hızlı haberleşmeye ilişkin işaretin kırpılmaması sağlanabilir. Öte yandan her N örnek için α değeri hesaplamaktansa hep aynı ölçekleme katsayısı kullanılabilir. $S_{T,0}$ ortalaması V_{DC} standart sapması $\alpha\sigma$ olan bir Gauss rastlantısal değişkeni olarak düşünülürse. $S_{T,0}$ 'nün $V_{eşik}$ ile V_{doyum} arasında bir değer alma olasılığı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\Pr\left(V_{eşik} \le \underline{S_{T,\hat{0}}} < V_{doyum}\right) = Q\left(\frac{V_{eşik} - V_{ortalama}}{\alpha\sigma}\right) - Q\left(\frac{V_{doyum} - V_{ortalama}}{\alpha\sigma}\right)$$
(4)

Yukarıdaki denklemi en büyük yapan α değeri de ölçekleme katsayısı olarak kullanılabilir.

3. Benzetim Sonuçları

Yapılan benzetimlerde Cree Xlamp XB-H'ın veri sayfasından alınan parametreler kullanılmıştır. Buna göre; $V_{eşik} = 2.625V$, $V_{ortalama} = 3V$ ve $V_{doyum} = 3.15V$ olarak alınmıştır. Modülasyon olarak 16-QAM kullanılmış ve ortalama enerji 1 olacak şekilde yıldız kümesindeki sembol noktalarının konumu normalize edilmiştir. Bu durumda $S_{T,0}$ 'nün ortalama değeri $V_{ortalama} = 3V$ standart sapması (σ) ise 1V olmaktadır. Aşağıda (4)'teki dinamik bölge içinde kalma olasılığının α 'ya göre grafiği gösterilmektedir.



 αS_{FH} $S_{T,\ddot{0}}$ 'de bilgi taşıyan kısım olan göz önüne alınırsa bilgi taşıyan işaretin gücü $E_{bilgi} = \alpha^2 E \left[S_{FH} \odot S_{FH} \right] = \alpha^2$ biçiminde hesaplanabilir. Bilgiyi taşıyan işaretin gücü ölçekleme katsayısına bağlıdır. Şekil 2.'den de görüleceği gibi ölçekleme katsayısı ne kadar küçük olursa dinamik bölge içinde kalma olasılığı o kadar büyük olacaktır. Eğer (3)'de gösterildiği biçimde α değeri her N örnekte bir hesaplanırsa elde edilecek olan E_{bilgi} değeri N = 1024 taşıyıcı için ortalama -26.0641 dB olarak bulunmuştur. Sabit α değeri kullanıldığında ise ortalama bilgi işareti gücü -20dB olmaktadır. Hem sabit ölçekleme faktörü ($\alpha = 0.1$) kullanılan benzetimlerde hem de ölçekleme faktörünün her N örnekte bir yeniden hesaplandığı benzetimlerde sinyal gücü olarak -26.0641 dBW alınmış ve bit hata oranı (BER) alıcıda <u>R</u> = S_{T,Ö} + <u>G</u> biçimindeki <u>R</u> vektörünün alındığı varsayılarak hesaplanmıştır. Gürültü örnekleri 0 ortalamalı Gauss olarak varsayılmış ve G vektörünün içine yerleştirilmiştir. Gürültünün varyansı ise işaret gürültü oranı (İGO) değerine göre hesaplanmıştır. Şekil 3.'ten de görüleceği gibi BER başarımı belli bir İGO değerinden önce (15dB) sabit ölçekleme katsayısı ($\alpha = 0.1$) kullanıldığında daha iyi çıkmaktadır. Ancak 15dB sonrasında her N örnekte bir α 'nın hesaplanması durumunda BER başarımı kayda değer bir oranda yüksek olmaktadır.

Kaynaklar

- [1] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, sayfa 189–203, Şubat 2009.
- [2] H. Zhang, Y. Yuan, ve W. Xu, "PAPR Reduction for DCO-OFDM Visible Light Communications via Semidefinite Relaxation," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 17, sayfa 1718–1721, Ocak 2014.
- [3] S. Rajagopal, R. Roberts, ve S.-K. Lim, "IEEE 802.15.7 visible light communication: modulation schemes and dimming support," *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 3, sayfa. 72–82, 2012.
- [4] S. D. Dissanayake ve J. Armstrong, "Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 7, sayfa 1063–1072, 2013.
- [5] H. Zhang, L.-L. Yang, ve L. Hanzo, "Piecewise Companding Transform Assisted Optical-OFDM Systems for Indoor Visible Light Communications," *IEEE Access*, vol. 5, sayfa. 295–311, 2017.
- [6] Yu, Z., Baxley, R. J., ve Zhou, G. T., "Peak-to-average power ratio and illumination-to-communication efficiency considerations in visible light OFDM systems," *Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2013 IEEE International Conference on*, sayfa 5397-5401, Mayıs 2013.

Kutupluluktan Bağımsız Çift Bantlı Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık-Benzeri Metamalzeme Tasarımı

Özgür Demirkap¹, Fulya Bağcı¹*, A. Egemen Yılmaz², Barış Akaoğlu¹ ¹Ankara Üniversitesi Fizik Mühendisliği Bölümü Ankara <u>ozgurdemirkap@gmail.com, fbagci@eng.ankara.edu.tr</u>*, <u>akaoglu@eng.ankara.edu.tr</u>

> ²Ankara Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara <u>aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada çift bantlı, enine-elektrik ve enine-manyetik dalgalar için iletim rezonans frekanslarında yüksek iletim (>%80) ve yüksek grup gecikmesi (>0,8 ns) gösteren, kutupluluktan tamamen bağımsız elektromanyetik indüklenmiş saydamlık-benzeri bir metamalzeme tasarlanmıştır. Çift bantlı EİS-benzeri metamalzemenin tasarımı, birim hücresindeki metamalzemelerin yakın frekansta EİS bandı gösterecek şekilde ayrı ayrı tasarlanmasıyla gerçekleştirilmiştir.

Abstract: In this study, a dual-band completely polarization independent electromagnetically-induced transparency-like metamaterial with high transmission (>80%) and high group delay (>0.8 ns) at transmission resonances for transverse-electric and transverse-magnetic waves is designed. The design of the dual-band EIS-like metamaterial is accomplished by designing the metamaterials in the unit cell separately to show EIS band at close frequencies.

1. Giriş

Metamalzemeler süper-mercek, kalkanlama, soğurma gibi potansiyel uygulamalarından dolayı oldukça ilgi çeken malzemelerdir. Dalgaboyu altı ölçekte periyodik birim hücrelere sahip olmalarından ve rezonant yapılarından ötürü çok sayıda teknolojik ve askeri cihazların geliştirilmesinde metamalzemeler etkin bir rol üstlenmektedir. Metamalzemelerin uygulama alanlarından birisi de elektromanyetik indüklenmiş saydamlık-(EİS) benzeri etkinin oluşturulmasına dayanmaktadır. Klasik yaklaşımla EİS yakın zamanda metamalzemelerde de [1] gözlenmiştir. EİS-benzeri etki sonucu geniş bir soğurma bandının içinde dar bir iletim penceresi oluşabilmektedir. Bu sebeple, EİS yavaş ışık ve yüksek doğrusal olmayan optiksel uygulamalar açısından oldukça ilgi çekmektedir.

Genel olarak, metamalzemelerde EİS-benzeri etkinin oluşturulması iki yöntemle mümkündür. İlk yöntemde aynı rezonans frekansa sahip, elektromanyetik dalga ile güçlü bir biçimde etkileşen aydınlık kip ile elektromanyetik dalga ile etkileşmeyen karanlık kip arasında doğrudan bağlaşım yolu ile EİS-benzeri etki oluşmaktadır [2], [3]. Bu yöntemde iletim doruk frekansının modülasyonu rezonatörler arası bağlaşım gücüne güçlü bir biçimde bağlıdır. İkinci yöntemde ise rezonatörlerin geometrisi veya konumu değiştirilip birim hücrede asimetri oluşturularak EİS-benzeri etki yaratılmaktadır [4], [5]. Fakat bu yöntemde yapı asimetrik olduğundan gelen dalganın kutupluluğundaki küçük bir değişim EİS-benzeri etkiyi yok edebilmektedir.

EİS-benzeri etki literatürdeki çoğu çalışmada tek bir bantta elde edilmiştir. Bu çalışmada iki ayrı EİS-benzeri metamalzeme birim hücresi tasarlanıp süper hücre yöntemi ile birleştirilerek mikrodalga frekanslarda kutupluluktan bağımsız, iki bantlı bir EİS-benzeri metamalzeme tasarlanmıştır. Tasarımın birim hücresinde kare halka rezonatör (KHR) ile Minkowski-tipi kare halka rezonatör (MKHR) kullanılmış olup hesaplamalar üç boyutlu Maxwell denklemlerinin sonlu integrasyon tekniği ile hesaplanmasına dayalı ticari bir elektromanyetik benzetim programı olan CST Microwave Studio kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Metamalzemenin durdurucu bant içerisinde iki ayrı frekansta yüksek oranlarda iletim göstermesi ve bu etkinin iki farklı dik kutuplulukta gelen dalgalar için de aynı şekilde elde edilmiş olması tasarlanan EİS-benzeri metamalzemeyi ilgi çekici kılmaktadır.

2. İki Bantlı EİS-Benzeri Metamalzemenin Tasarımı

Önerilen süper hücre halindeki EİS-benzeri metamalzemenin ilkine ait birim hücre yapısı Şekil 1(a)'da gösterilmiştir. Alttaş olarak 1,575 mm kalınlıkta Rogers RT Duroid/5880 kullanılmıştır. Birim hücrede dörtlü dönme simetrilerine sahip KHR ve MKHR rezonatörleri kullanılmıştır. Kare şeklindeki birim hücrenin örgü

sabiti, p=10 mm'dir. İki rezonatörün geometrileri aynı rezonans frekansına sahip olacak şekilde belirlenmiş olup bu parametreler KHR için l=7,5 mm, w=0,5 mm; MKHR için ise $l_1=1,95$ mm, $w_1=0,2$ mm, c=1,5 mm, d=2,0mm'dir. İki rezonatör arası uzaklık s=0,5 mm'dir. KHR ve MKHR birim hücrede tek başlarına olduklarında sırasıyla 10,55 GHz ve 10,40 GHz frekanslarda iletim minimumu (rezonans) vermektedir. KHR ve MKHR'nin yarı-doruk bant genişliğinin merkez frekansa bölünmesiyle hesaplanan Q-faktörleri sırasıyla 2,40 ve 8,08'dir. Bu değerlerin karşılaştırılmasından anlaşılacağı üzere KHR, MKHR'ya göre elektromanyetik dalga ile daha fazla etkileşmektedir. Bu iki rezonatör birim hücre içerisinde bir arada bulunduğunda elde edilen iletim spektrumu Şekil 1(b)'de gösterilmiştir. İki rezörün yıkıcı girişim ile etkileşmesi sonucu Şekil 1(b)'de açıkça görüleceği üzere 8,88 GHz'de bir iletim penceresi oluşmuştur. x-(enine-manyetik) ve y-(enine-elektriksel) kutuplu dalgalar için iletim eğrisinin üst üste çakışması, simetrik olan yapının beklenildiği gibi kutupluluktan bağımsız olduğunu göstermektedir.



Şekil 1(a) EİS-benzeri metamalzemenin birim hücre geometrisi ve (b) iletim spektrumu.

İlk EİS-benzeri metamalzemede izlenen yöntem tekrar edilerek, ilk EİS-benzeri metamalzemenin iletim rezonansına yakın bir frekansta iletim rezonansı veren ikinci bir EİS-benzeri metamalzeme tasarlanmıştır. Tasarlanan metamalzemenin birim hücre yapısı Şekil 2(a)'da, iletim spektrumu Şekil 2(b)'de gösterilmiştir. Bu metamalzeme için l=8 mm, w=0,8 mm ve $l_1=5$ mm, $w_1=0,2$ mm, c=1,7 mm, d=1,5 mm olarak seçilmiştir. KHR tek başına 10,53 GHz, MKHR ise 10,50 GHz frekansta rezonans verirken iki rezonatörün bir arada bulunduğu birim hücrede EİS-bandı doruk frekansı 9,3 GHz'dir.



Şekil 2(a) EİS-benzeri metamalzemenin birim hücre geometrisi ve (b) iletim spektrumu.

Son olarak iki farklı EİS-benzeri metamalzeme birim hücresi 2×2 'lik Şekil 3(a)'da gösterilen konfigürasyonda dizilerek metamalzemenin süper hücre yapısı oluşturulmuştur. Bu yapının kendisini tekrarlamasıyla oluşan metamalzeme yapısının x ve y-kutuplu elektromanyetik dalgalar için iletim spektrumu Şekil 3(b)'de gösterilmiştir. x ve y-kutuplu gelen dalgalar için 8,73 GHz'de %80,9 iletim oranında ve 9,27 GHz'de %89,1 iletim oranında olmak üzere iki adet EİS-benzeri iletim bandı bulunmaktadır. Şekil 3(c)'den de görüldüğü gibi kutupluluk açıları değişse de EİS-benzeri iletim bantlarında hiçbir değişiklik olmamaktadır.

EİS-benzeri olgunun en göze çarpan sonucu yavaş ışık oluşumudur. Durdurucu bantların içerisindeki iletim bantları ne kadar keskin ise ilerleyen dalganın hızı o ölçüde düşüktür. Grup gecikmesi olan τ_G , ϕ iletim katsayısının fazı ve w açısal frekans olmak üzere, $d\phi/dw$ türevi alınarak hesaplanabilir. Bu eşitlikten elde edilen

grup gecikmesi spektrumu Şekil 4(a)'da sunulmuştur. Çift bantlı EİS-benzeri metamalzemenin grup gecikmesi (τ_G) değerleri hem x hem de y-kutuplulukta gelen dalgalar için aynı olup iletim bantları doruk frekanslarında 1,72 ns ve 0,82 ns olarak elde edilmiştir. $n_G=(c/d)\tau_G$ denklemi aracılığı ile, c ışık hızı, d alttaş kalınlığı olmak üzere grup indisi değerleri 8,73 GHz ve 9,27 GHz frekanslar için sırasıyla 327,6 ve 156,2 olarak hesaplanmıştır. Geliş açısının EİS-benzeri bantlara etkisi x-kutuplu dalgalar için Şekil 4(b)'de, y-kutuplu dalgalar için ise Şekil 4(c)'de sunulmuştur. x-kutuplu dalgalar için geliş açısı 0°'dan 45°'ye arttığında iletim bandı doruk frekansları birinci bant için 8,77 GHz'den 8,75 GHz'e (%0,23), ikinci bant için ise 9,28 GHz'den 9,25 GHz'e (%0,32) azalmaktadır. y-kutupta gönderilen dalgalar için ise 0°'den 45° geliş açısına değişimde birinci bant doruk frekanslarında veğişim olmazken ikinci bant doruk frekanslarında 9,26 GHz'den 9,25 GHz'e çok az miktarda (%0,11) bir azalma gerçekleşmektedir.



Şekil 3. Çift bantlı EİS-benzeri metamalzemenin (a) birim hücre geometrisi, (b) *x* ve y-kutuplu dalgalar için ve (c) farklı kutupluluk açılarında iletim spektrumları.



Şekil 4(a) Çift bantlı EİS-benzeri metamalzemenin grup gecikmesi spektrumu, (b) x-kutuplu ve (c) y-kutuplu dalgalar için geliş açısına bağlı iletim spektrumları.

3. Sonuç

Kutupluluktan bağımsız ve geliş açısı değişiminden minimum oranda etkilenecek biçimde tasarlanan iki adet tek bantlı EİS-benzeri metamalzeme birim hücresinin 2×2'lik süper hücre şekline getirilmesiyle 8,73 GHz ve 9,27 GHz frekanslarında sırasıyla %80,9 ve %89,1 iletim ile 1,72 ns ve 0,82 ns grup gecikmesine sahip, çift bantlı bir EİS-benzeri metamalzeme tasarlanmıştır. Çift bantlı EİS-benzeri metamalzemenin tasarımı farklı bir yöntem olarak süper hücre yöntemi ile gerçekleştirilmiştir.

Teşekkür: Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 117E504 no'lu proje ile ve Ankara Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Birimi (BAP) tarafından 16B0443005 ve 17B0443006 no'lu projeler ile desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1] Tassin P., Zhang L., Koschny T., Economou E. N., Soukoulis C. M., Phys. Rev. B, cilt. 89, no. 075120, s. 053901, 2014.

[2] Hu S., Yang H., Han S., Huang X., Xiao B., J. Appl. Phys., cilt. 117, s. 043107, 2015.

[3] Bagci F., Akaoglu B, J. Appl. Phys., cilt 122, s. 073103, 2017.

[4] Fedotov V. A., Rose M., Prosvirnin S. L., Papasimakis N., Zheludev N. I., Appl. Phys. Lett., cilt. 99 s. 147401, 2007.

[5] Singh R., Al-Naib I. A. I., Yang Y., Chowdhury D. R., Cao W., Rockstuhl C., Ozaki T., Morandotti R., Zhang W., Appl. Phys. Lett., cilt. 99, s. 201107, 2011.

Characterization of Transmission and Reflection of Ku band Split Ring Resonator Reflectarray using Waveguide method

Noaman Naseer, Birsen Saka Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara noaman.naseer@hacettepe.edu.tr, birsen@ee.hacettepe.edu.tr

Özet: Bu makalede, ayrık halkalı rezanatör yansıtıcı dizinin analizi, tasarımı ve ölçümü verilmiştir. Yansıtıcı dizisinin S-parametrelerinin ölçümü Ku bandında dalgakılavuzu yöntemi ile yapılmıştır. Önerilen tasarım FR4 alltaş üzerinde üretilmiştir. Tasarlanan yanıtıcı dizi, Ku bandının 12GHz ila 16.5 GHz frekans aralığında iyi yansıma karakteristiği göstermiştir. Yansımanın enyüksek olduğu frekans ise yaklaşık 15.3 GHz'dir.

Abstract: In this paper, the analysis, design, and measurement of a split ring resonator reflectarray is presented. The measurement of reflectarray S-parameters are performed by waveguide method at Ku band. The proposed design is fabricated on FR4 substrate. The designed reflectarray has good reflection characteristics for a wide frequency range from 12 GHz to 16.5 GHz in Ku-band. The maximum value of reflection is achieved approximately at 15.3 GHz frequency.

1. Introduction

The reflectarray antenna is a multi-element high gain antenna which reflects the electromagnetic wave in a particular direction was first proposed in 1963 [1]. In 1991 Joan Huang has combined the advantages of microstrip array and reflector antennas in the form of a microstrip reflectarray antenna [2]. In recent years the split ring resonators (SRR) plays vital role in radio frequency and microwave applications and its importance increase a lot with advent of metamaterials. Many researchers also explore the application of SRR in reflectarray antennas. The X-band compact and high gain reflectarray element using SRR is discussed in [3]. A parametric analysis of X-band Double Split Ring Resonator (DSRR) as reflectarray for linear polarization is presented in [4] whereas a frequency selective dual band X/Ku SRR reflectarray is explained in [5].

In this paper, the transmission and reflection characterization of Ku band SRR reflectarray for frequency 12 GHz to 16.5 GHz using waveguide method is presented. The most common method used for transmission and reflection characterization is free space method but this method is more suitable for reflectarray having large number of elements and measurements must be taken inside expensive anechoic chamber. The alternative method more suitable for small size reflectarray antennas is waveguide method. The characterization of phase of reflection coefficient of a hollow patch antenna at Ku band using the waveguide method is successfully demonstrated by M. Hajian and coauthors [6] and reflection characteristics of reflectarray using S band waveguide are explained in [7] whereas X-band waveguide setup is used to find the reflection coefficient of Minkowski shaped microstrip reflectarray is discussed in [8].

2. Unit cell and Simulation Setup

Theoretical analyses of SRR reflectarray and unit cell have been done using Computer Simulation Tool CST. The substrate used in simulation is FR4 having dielectric constant ε_r =4.3, and thickness *t* is 1.4 mm respectively. The unit cell consists of two split rings without back conducting plane, the radius of inner ring is 1.2 mm the width of conductor *w* is 0.4 mm, the distance *d* between two rings is 0.4 mm, and the split *g* is also 0.4 mm wide the radius of outer ring is 2 mm. The width and length dimension of a unit cell are 5 mm each. The waveguide setup, unit cell and the simulated S-parameters for frequency band 12 GHz to 17 GHz are shown in Figure 1. The simulated unit cell of reflectarray is reflecting electromagnetic wave with in a small bandwidth from 15.9

GHz to 16.42 GHz it can be observed clearly that the S11 parameter has maximum value whereas S21 has minimum value near 16.2 GHz which confirm maximum reflection and minimum transmission at this frequency respectively.



Figure 1: (a) SRR unit cell. (b) Waveguide setup for simulation. (c) Simulated S- parameters of unit cell.

3. Reflectarray and Measurement Setup

The 8 × 2 SRR reflectarray is simulated and the optimized to cover a wide frequency band from 12 GHz to 16.5 GHz is fabricated. The S-parameters of fabricated design are measured by using waveguide setup, the fabricated SRR reflectarray and waveguide setup have been shown in Figure 2 (a) and (b) respectively. Before the measurement, Network Analyzer is calibrated by using 85052D calibration kit. The SRR reflectarray is placed in between two air filled Ku band rectangular waveguides. The opposite ends of waveguides are connected with network analyzer with the help of coaxial to waveguide connectors. The comparison of simulated and measured S_{11} and S_{21} parameters have been shown in Figure 2 (c), It can be observed clearly that both simulated and measured result have in good agreement and covering the bandwidth from 12 GHz to 16.5 GHz in the Ku band very efficiently. Moreover, by comparing Figure 1 (c) and Figure 2 (c) it has been witnessed that not only the maximum value of reflection is shifted from frequency 16.2 GHz to its left at frequency approximately 15.4 GHz but also the design now covering wide range of frequencies from 12 GHz to 16.5 GHz.



Figure 2: (a) Fabricated SRR Reflectarray. (b) Measurement setup. (c) Measured and simulated S-parametres of 8 × 2 SRR array

4. Conclusion

The Ku band compact SRR reflectarray has been successfully simulated and realized and it's S_{11} and S_{21} parameters have been measured through waveguide method. The measured S-parameters pretty good matched simulated result with minimal difference so from these result it can be concluded that waveguide method can be used to characterize reflection and transmission parameters of small size reflectarray quite effectively.

References

[1]. Berry, D., Malech, R. and Kennedy, W., 1963. The reflectarray antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, *11*(6), pp.645-651.

[2]. Huang, J., 1991, June. Microstrip reflectarray. In Antennas and Propagation Society International Symposium, 1991. IEEE AP-S. Digest, pp. 612-615.

[3]. Ahn, C.H., Oh, S.W. and Chang, K., 2010, July. Compact reflectarray antenna element using split ring resonator. In *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE*, pp. 1-4.

[4]. Özşahin, G., Şimşek, T., Ünlü, M., Kiriş, O., Köse, S., Mustaçoğlu, H., Öztürk, F. and Akan, V., 2017, July. Parametric analysis of double-split ring resonator as a reflectarray unit cell. In *Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, *2017 IEEE International Symposium on*, pp. 101-102.

[5]. Derafshi, I., Komjani, N., Ghasemi-Mizuji, E. and Mohammadirad, M., 2016. Dual-band X/Ku Reflectarray Antenna Using a Novel FSS-Backed Unit-Cell with Quasi-Spiral Phase Delay Line. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, *15*(3), pp.225-236.

[6]. Hajian, M., Dickhof, J.H., Trampuz, C. and Ligthart, L.P., 2010, April. Design of hollow patch microstrip reflectarray and measuring phase of reflection coefficient at Ka-band using waveguide simulator. In *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 IEEE Proceedings of the Fourth European Conference on*, pp. 1-5.

[7]. Rajagopalan, H. and Rahmat-Samii, Y., 2010. On the reflection characteristics of a reflectarray element with low-loss and high-loss substrates. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, *52*(4), pp.73-89.

[8]. Zubir, F., Abd Rahim, M.K., Ayop, O.B. and Majid, H.A., 2010. Design and analysis of microstrip reflectarray antenna with minkowski shape radiating element. *Progress In Electromagnetics Research*, *24*, pp.317-331.

Yeni Bir Geniş Bantlı Dalga Kılavuzu Tabanlı Tek Darbe Dizi Anten

Gökhan Gültepe, Doğanay Doğan, Özlem Aydın Çivi* Aselsan A.Ş. Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara doganay@aselsan.com.tr, ggultepe@aselsan.com.tr,

> * Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara ozlem@metu.edu.tr

Özet: Geniş bantlı yarık antenlerle (LTSA) içi içe geçmiş ve yakın aralıklı ilerleyen dalga yarıklı dalga kılavuzu dizi antenleri (TWSWA) birleştiren yeni bir anten elemanından oluşan bir tek darbe anten dizisi tasarlanmıştır [1,2]. Tek darbe operasyonu için ardışık çizgisel diziler aynı genlik dağılımı ve farklı yayılım katsayısına sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Böylece, farklı eğikliğe sahip iki toplam hüzmesi aynı anda oluşturulmaktadır. İkili dizi elemanları 5-portlu bir kutu olarak ifade edilmiştir. Bir yönde sonsuz diğerinde 40 elemanlı ve 30 dB Taylor genlik dağılımına ve C bantta %13 yan-lob bant genişliğine sahip bir dizi yeni bir yöntemle sentezlenmiştir [1,2]. Dizi HFSS ile doğrulanmıştır.

Abstract: A monopulse antenna array is designed by using a novel element combining wideband linearly tapered slot antennas (LTSA) with an interleaved, closely-spaced, travelling-wave slotted waveguide array (TWSWA) [1,2]. For monopulse operation, adjacent rows of interleaved arrays are designed to have the same amplitude distribution but different propagation constants. So, interleaved arrays generate two simultaneous sum beams with distinct but close squint angles. Dual array elements are represented by 5-port networks. A 40-by-infnite array operating in 13% sidelobe bandwidth in C-band with 30-dB Taylor distribution is synthesized by a new method [1,2]. The array is verified by full-wave simulations in HFSS.

1. Giriş

İlerleyen dalga yarıklı dalga kılavuzu dizi antenler (TWSWA) tek darbe radar uygulamalarında da mekanik ve yüksek güç dayanıklılıkları gibi sebeplerle çokça tercih edilmektedirler. Önceki tek darbe uygulamalarında, iç içe geçmiş yarıklı dalga kılavuzu dizi antenlerde üst üste gelen toplam hüzmeleri oluşturulmuş [3] veya farklı uyarım modları kullanılmıştır [4]. Başka uygulamalarda, aynı yayılım katsayısına sahip iç içe geçmiş dizilerin biri toplam diğeri fark hüzmeleri oluşturduğu [1,2,5] veya Taylor ve Bayliss genlik dağılımları kullanılarak sentezlenmis özel genlik dağılımları ile uyarıldığı görülmüstür [6]. İç içe geçmiş yarıklı dalga kılavuzları kullanıldığında bir yönde kücülen dalga kılavuzu boyutları sebebiyle yarıkların daha belirgin bir rezonansa sahip olması dizinin yan-lob seviyesinin tasarım frekansından uzaklaştıkça hızlıca bozulduğu gözlemlenmiştir. Buna çözüm olarak, geniş bantlı baskı devre devre antenlerin yarıklı dalga kılavuzuna entegre edildiği yeni bir anten elemanı önerilmiş ve rezonansın etkisi ortadan kaldırılmıştır [1,2]. Bahsedilen dizi, iç içe geçmiş toplam ve fark hüzmesi olusturan dizilerden olusmaktadır. Bu kez de, tasarım frekansından uzaklastıkça yan yana olan toplam ve fark dizilerinin birbirini etkilediği ve yayılım örüntüsündeki yan lob seviyesini olumsuz etkilediği görülmüştür. Etkileşim seviyesini azaltmak kesin çözüm olsa da, hızlı bir çözüm olarak bir sayısal hüzme oluşturma yöntemi kullanılmış ve etkileşimi azaltmak için toplam hüzmesindeki farkın etkişi ve fark hüzmesindeki toplamın etkisi azaltılmıştır. Yöntemin ve taşarımın doğruluğu prototip üretimi sonucu düzlemsel vakın alan ölçümleriyle doğrulanmıştır [1,2].

Bu çalışmada, daha önceki çalışmalarda [1,2] önerilen anten elemanı kullanılarak bir tek darbe dizi anteni tasarlanmıştır. Toplam ve fark hüzmeleri yerine [1,2], iç içe geçmiş diziler arası etkileşim seviyesini azaltmak için, farklı eğikliğe sahip ve üst üste gelen iki toplam hüzmesi oluşturan bir dizi tasarlanmıştır. Bu dizi, önceki çalışmalarda [1,2] verilen yöntemle MATLAB ortamında sentezlenmiştir. Dizi anten 5.8 ve 6.6 GHz arasında 30-dB yan lob seviyesine sahip olan farklı eğiklikte iki toplam hüzmesi oluşturmaktadır. Daha sonra dizi anten HFSS yazılımında doğrulanmıştır.

2. Dizi Tasarımı ve Benzetim Sonuçları

Çalışmalarda [1,2] görüleceği gibi sırtlı dalga kılavuzu üzerine yarıklar açılmış ve bu yarıklara LTSA antenler yerleştirilmiştir. Dalga kılavuzu içindeki yayılım yönüne paralel ve uzun kenarın merkezine açılan yarıklara yerleştirilen LTSA antenler, dalga kılavuzu içinde ilerleyen dalganın yarıklardan içeri daldırılan metal şeritlere kuplajı ile beslenmiş ve dizideki her bir antenin elemanının uyarım genliği metal şeridin boyunun değiştirilmesiyle sağlanmıştır.

Farklı eğikliğe sahip iki toplam hüzmesi için iç içe geçmiş dizilerin dalga kılavuzlarının farklı yayılım sabitlerine (β_1, β_2) sahip olması gerekmektedir. Bu sebeple, Şekil 1'de görüldüğü gibi, dalga kılavuzlarının bir tanesinin dar kenarı diğerine göre daha kısa olarak tasarlanmıştır. Yayılım sabitleri (β_1, β_2) veya dar kenar uzunlukları arasındaki fark yön bulma için iki toplam hüzmesi arasındaki gerekli açısal kaymaya göre belirlenmektedir. Yan ayan bulunan farklı dizilere ait anten elemanları dar kenar uzunluğu hariç aynı olarak tasarlanmıştır. En az düzeyde değişiklik için dar kenar uzunluğu LTSA antene en uzak olan taban yüzey seviyesinin değiştirilmesiyle belirlenmiştir.



Şekil 1. Birim anten elemanı.

Birim eleman karakterizasyonu dizi düzlemindeki iki yönde sonsuz dizi yaklaşımıyla yapılmıştır [1,2]. Radyasyon yüzeyi PML ile sonlandırılmış ve dalga kılavuzu açıklıkları port olarak tanımlanmıştır. Dalganın dalga kılavuzu içindeki yayılım yönündeki birim yüzeyleri arasına yayılım sabitiyle orantılı faz farkı empoze edilmiştir. Birim eleman içindeki dalga kılavuzlarının farklı olmasından dolayı yan yana bulunan çizgisel diziler için farklı faz farkları gerekmektedir. İki faz farkı aynı anda birim elemana empoze edilemediğinden, her bir faz farkı için bir karakterizasyon yapılmış ve bu karakterizasyon sonuçları hesaplanan S parametreleri harmanlanarak birim elemanı ifade eden bir model oluşturulmuştur. PML ile sonlandırılan yüzeye de soyut 5. bir port matematiksel olarak tanımlanmıştır [1,2].

$$|\mathbf{S}_{5n}| = (1 - |\mathbf{S}_{51}|^2 + |\mathbf{S}_{52}|^2 + |\mathbf{S}_{53}|^2 + |\mathbf{S}_{54}|^2)^{0.5}, \quad n=1,2,3,4$$
(1)

Port 1 ve 3'ün, yayılım sabiti β_1 olan dalga kılavuzuna ait olduğu düşünülürse, port 1 ve 3'ün uyarılmasıyla oluşan S parametreleri, faz farkının β_1 ile orantılı olduğu benzetimden alınmıştır. Diğer faz farkı içinde, port 2 ve 4 için aynı işlemler tekrarlanmıştır. Böylece, birim eleman 5 portlu bir ağ olarak ifade edilmiştir.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11}^{\beta_1} & S_{12}^{\beta_2} & S_{13}^{\beta_1} & S_{14}^{\beta_2} & S_{15}^{\beta_1} \\ S_{21}^{\beta_1} & S_{22}^{\beta_2} & S_{23}^{\beta_1} & S_{24}^{\beta_2} & S_{25}^{\beta_2} \\ S_{31}^{\beta_1} & S_{32}^{\beta_2} & S_{33}^{\beta_1} & S_{34}^{\beta_2} & S_{35}^{\beta_1} \\ S_{41}^{\beta_1} & S_{42}^{\beta_2} & S_{43}^{\beta_1} & S_{44}^{\beta_2} & S_{45}^{\beta_2} \\ S_{51}^{\beta_1} & S_{52}^{\beta_2} & S_{53}^{\beta_1} & S_{54}^{\beta_2} & 0 \end{bmatrix}$$
(2)

İki karakterizasyonun harmanlanmasıyla elde edilen model ile teorik bir model oluşturulmuş, gerçeğe yakınsanmaya çalışılmıştır. Bu model kullanılarak MATLAB ortamında 30-dB Taylor genlik dağılımı sağlayacak dizi elemanlarının S parametrelerinin birbirine eklenmesiyle 40-elemanlı bir dizi oluşturulmuştur. Aynı dizi HFSS yazılımında gerçeklenmiş ve analiz edilmiştir. Analiz sonuçlarının Şekil 2'deki gibi karşılaştırılmasıyla, kullanılan teorik modelin tutarlılığı kanıtlanmıştır. Bunun ardından, çalışmalarda [1,2] verilen sayısal hüzme oluşturma yöntemiyle Şekil 3'teki hüzmeler sentezlenmiştir. Her frekans için oluşturulan iki hüzmenin oranından tek darbe yön bulma yapılabilecektir.



Şekil 2. Merkez frekanstaki (6.2 GHz) ışıma örüntüleri: Model (MATLAB) vs Benzetim (HFSS).



3. Sonuçlar

Bu bildiride, tek darbe yarıklı dalga kılavuzu dizi antenler için yeni bir anten yapısı önerilmektedir. Merkez frekans etrafında (6.2 GHz) %13 bant genişliğinde hedeflenen 30 dB yan lob seviyesinin korunduğu eğiklikleri farklı iki toplam hüzmesi oluşturan bir tasarım benzetimlerle doğrulanmıştır..

Kaynaklar

[1]. G. Gültepe, D. Doğan and Ö. A. Çivi, "A Hybrid Antenna Element for Travelling Wave Dual-Plane Monopulse Slotted Waveguide Arrays," 12. Avrupa Anten ve Yayılım Konferansı, yayınlanacak.

[2]. G. Gültepe, D. Doğan and Ö. A. Çivi, "A Novel Dual-Plane Monopulse Array of Wideband Printed Antennas on Travelling-Wave Slotted Waveguides," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, gönderildi.

[3]. J. T. Branigan and M. W. Wronski, U.S. Patent 4 958 166, Eylül 18, 1990.

[4]. J. T. Nemit, U.S. Patent 4 164 742, Ağustos 14, 1979.

[5]. R. C. Laverick and P. R. Smith, U.S. Patent 3 636 563, Ocak 18, 1972.

[6] R. R. Kinsey, "An edge-slotted waveguide array with dual-plane monopulse," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, no. 3, sayfa. 474–481, Mart 1999.

Vibrasyonel Genetik Algoritma ile En Uygun Işıma Örüntüsüne Sahip Mikroşerit Anten Dizisi Tasarımı ve Benzetimi

Emre HANBAY*, Doç. Dr. Mustafa Emre AYDEMİR**

*Milli Savunma Üniversitesi Hezârfen Havacılık ve Uzay Teknolojileri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Bölümü Yesilvurt / İstanbul

> **İstanbul Gelişim Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü Avcılar / İstanbul ehanbay@hho. edu. tr, meaydemir@igu. edu. tr

Özet: Bu bildiride,vibrasyonel genetik algoritma tabanlı yeni bir metot kullanarak en uygun parametreli doğrusal anten dizi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu metot, mikro şerit yama antenlerden oluşan anten dizisinin ışıma örüntü parametrelerinin eniyilemesi için kullanılmıştır. Optimal ışıma örüntüsü elde etmek için 8,16,32,48 elemandan oluşan anten dizileri örnek olarak incelenmiş ve her bir elemanın akım uyarım ağılıkları ve dizi elemanları arası mesafeler analiz edilmiştir. Ayrıca 2.45 GHz frekansında mikroşerit yama anten parametrelerinin eniyilemesi yapılarak kazanç arttırılmıştır. İstenilen S-parametreleri ve ışıma örüntüsü için hesaplamalı elektromanyetik yöntemleri kullanarak vibrasyonel genetik algoritma metodunun performans analizi ve değerlendirmesi yapılmıştır. Benzetim sonuçları farklı eleman sayılarından oluşan mikroşerit yama anten dizilerinin eniyilemesi için vibrasyonel genetik algoritmanın kullanılması eniyileme performansını arttırdığını göstermektedir.

Abstract: In this paper, a linear antenna array design with optimal parameters was realized by using a new method based on vibrational genetic algorithm. This method is used to optimize the radiation pattern parameters of the antena array consisting of microstrip patch antennas. In order to obtain optimal radiation pattern, antenna arrays composed of 8,16,32,48 elements are examined as an example and the current excitation weights of each element and the distances between elements are analyzed. In addition, the microstrip patch antenna parameters at 2.45 GHz frequency are optimized and the gain is increased. Performance analysis and evaluation of the vibrational genetic algorithm method were performed by using calculated electromagnetic methods for the desired S-parameters and radiation pattern. The simulation results show that using a vibrational genetic algorithm to optimize the microstrip patch antena arrays of different element numbers improves the optimization performance.

1. Giriş

Son dönemde en iyi ışıma örüntüsü, yönlülük kazancı ve anten kazancı elde etmek için farklı tipte ve farklı geometrik yapıda anten dizileri üzerinde birçok çalışmalar yapılmaktadır. Özellikle askeri radar ve iletişim sistemleri,kablosuz haberleşme sistemleri ve uzay ve havacılık haberleşmesi gibi yoğun girişimin ve gürültünün olduğu ortamlarda yan huzme seviyelerinin azaltılması,verimliliği yüksek yönlülük kazancı ve arzu edilen seviyelerde anten kazancının elde edilmesi önemli bir sorun olmaktadır[1]. Literatüre bakıldığında, girişime karşı sıfırların doğru yerleştirilmesi,yan huzme sevilerinin azaltılması ve istenilen huzme genişliğini elde etmek için birçok eniyileme tekniklerinin kullanıldığı görülmektedir[2]. Analitik eniyileme yöntemleri ile çözümü zor doğrusal olmayan karmaşık problemlerin çözümünde Parçacık Sürü Optimizasyonu(PSO),Diferansiyel Gelişim(DG), Benzetim Tavlama(BT),Yayılan Ot Optimizasyonu(IWO),Genetik Algoritmalar(GA) ve Karınca Koloni Optimizasyonu(KKO) gibi canlıların doğal davranışlarından yola çıkan birçok sezgisel eniyileme teknikleri kullanılmaktadır[3,4,5,6,7,8,9,10,11,12].

Anten dizileri, belirli sayılarda ışıma yapan anten elemanlarının geometrik veya elektriksel olarak bir araya getirilmesiyle oluşturulur[13].Anten dizisinin ışıması her bir anten elemanın bireysel ışıma alanının vektörel toplamından ve dizi faktörünün etkisinden oluşur. Anten dizisinin parametrelerinin değişimi dizi faktörünü etkiler, bu sayede ışıma örüntüsü şekillendirilir[14]. Işıma örüntüsünü şekillendirebilmek için değişiklik

yapılabilecek bir takım parametreler vardır. Genel anten incelemelerinde istenen ışıma örüntüsünü en iyi yaklaşıklıkla verecek bu parametreler, akım genliği, faz uyarımı, elemanlar arasındaki mesafe geometrik şekil (doğrusal, dairesel,küresel,düzlemsel vb.) ve dizi elemanın bireysel ışıma örüntüsüdür. Amaç bu parametrelerde yapılan değişikliklerle istenilen anten ışıma örüntüsüne en yakın ışıma örüntüsünü elde etmektir[15].

Bu bildiride, vibrasyonel genetik algoritma(VGA) tabanlı yeni bir metot kullanarak en iyi parametreli doğrusal anten dizi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu yöntem, farklı sayılarda mikroşerit yama antenlerden oluşan doğrusal yapıda anten dizilerinin ışıma örüntüsüne etki eden parametrelerinin eniyilemesi için uygulanmıştır. Örnek olarak 8,16,32,48 elemandan oluşan anten dizileri analiz edilmiş ve en iyi ışıma örüntüsünü elde edebilmek için akım uyarımı ağırlıklarının ve diziyi oluşturan elemanlar arası mesafelerin eniyilemesi yapılmıştır. İstenilen S-parametresi ve anten yönlülük kazancını elde etmek için kullanılan VGA'nın performans analizi ve değerlendirilmesi ve mikroşerit yama anten elemanlarından oluşan lineer dizi anten simülasyonu MATLAB ve elektromanyetik hesaplamalı yazılımlar ile yapılmıştır. Bildirinin ikinci bölümünde lineer anten dizilerinin tasarımı için kullanılan formüller verilmiş ve eniyileme yöntemi olarak kullanılan VGA kısaca tanıtılmıştır. Üçüncü bölümde benzetimin sayısal sonuçları veriliştir. Son bölümde, elde edilen sonuçlar değerlendirilmiş ve daha sonra yapılabilecek çalışmalar için fikirlere yer verilmiştir.

2. Materyal ve Metot

Bu bölümde doğrusal dizi anten tasarımı ile ilgili formüller verilmiştir. Ayrıca mikroşerit yama anten tasarım parametreleri oluşturulmuştur. Dizi antenlerin elektrik ve manyetik alanları, her bir anten elemanının ışıma alanları vektörel toplanmasıyla elde edilir. Arzu edilen yönde bir ışıma örüntüsü elde edebilmek için, her bir antenden ışıyan alanın istenilen doğrultuda birbirine eklenmesi, istenmeyen doğrultularda ise birbirini sönümleyerek yok etmesi sağlanır[1].



Şekil 1. (a)Z-ekseni boyuca düzgün dağılımlı d mesafesi aralıklarla yerleştirilmiş anten dizi yapısı.(b)Mikroşerit yama antenin yapısı ve parametre dağılımı.(c)Mikroşerit yama anteninin yan gösterimi

Şekil 1. (a)'da Z-ekseni boyunca düzgün dağılımlı yerleştirilmiş N elemanlı doğrusal anten dizisi yapısının geometrisi gösterilmektedir[1]. Anten dizisinin elemanlarının arasında ki mesafe d ile gösterilmektedir. Anten dizisi en fazla ışımayı Y-ekseni doğrultusunda yapmaktadır. Işıma örüntüsünü şekillendirecek dizi faktörü aşağıdaki gibidir;

$$AF(\theta) = 2\sum_{n=1}^{M} I_n \cos\left[\left(\frac{2n-1}{2}\right) \operatorname{kd} \cos\theta\right]$$
(1)

Burada; I_n akım uyarım kat sayısını, d anten dizisindeki elemanların arasındaki mesafeyi, θ yükseklik açısını,k yayılım sabiti $(2\pi / \lambda)$, λ ise çalışma dalga uzunluğunu göstermektedir[18].Uygulanacak eniyileme metodu için düşük yan huzme seviyelerine ulaşmada kullanılacak maliyet fonksiyonu;

$$CF = \frac{|AF(\theta_{\max}, I_n)|}{|AF(\theta_0, I_n)|}$$
(2)

Burada θ_0 [0, π] arasındaki en fazla ışımanın olduğu örüntünün düzlem yükseklik açısını, θ_{max} en yüksek yan huzme seviyesinin oluştuğu düzlem yükseklik açısını göstermektedir. Maliyet fonksiyonunda VGA tekniği ile düzgün dağılımlı elemanlar arası mesafe ve her bir eleman için farklı akım genliklerinin eniyilemesi yapılmaktadır. Ayrıca anten dizisinin ışıma örüntüsünü oluşturan diğer bir husus her bir antenin kendi bireysel

ışıma örüntüsüdür. Anten dizisi için kullanılan mikroşerit yama anten parametrelerinin eniyilemesi yapılarak anten dizisinin yönlülük ve kazanç bakımından istenilen seviyeye ulaştırılır.

2.45Ghz çalışma frekansında tasarımı yapılacak bir mikro şerit yama anten için yama genişlik boyutu, yama uzunluğu, zemin genişliği, zemin uzunluğu, besleme çizgisi ile yama arası boşluk değeri, yama kalınlığı ve besleme ile yama arası kol uzunluğu gibi parametrelerin değerleri VGA ile eniyilemesi yapılarak hesaplanır.Hesaplamalarda eniyileme yöntemi olarak kullanılan VGA, GA 'dan farklı olarak mutasyona dayalı titreşim kavramına dayanmaktadır. Bu kavram, eş zamanlı olarak tasarım alanının çeşitli bölümlerini mümkün olduğunca hızlı bir şekilde küresel en iyiyi yakalayabilen örneklere sahip olma üzerinde durmaktadır. Bu amaçla, anten parametreleri olarak tanımladığımız popülâsyondaki tüm bireyler, periyodik olarak titreşimsel olarak mutasyona uğrarlar ve tasarım alanı boyunca yayılırlar. Böylece, yerel en iyileri hızlıca terk etmek ve daha uygun bireyleri araştırmak mümkündür. Geçiş aşamalarında titreşimsel kavramı uygulamak, geçiş işleminde yer alan parametreleri salınmak anlamına gelir. Bu nedenle, genetik sürecin her aşamasında, küresel en iyi kolayca yakalanabileceği çeşitli ve farklı çeşitlilik seviyeleri elde etmek mümkündür[16].

3. Bulgular

Bu bölümde istenilen ışıma örüntüsünün oluşturulmasında elde ettiğimiz sayısal sonuçlar verilmiştir. Farklı eleman sayılarına sahip doğrusal anten dizilerinin VGA kullanarak düzgün dağılımlı elemanlar arası mesafe ve farklı değerlerdeki akım genlikleri parametreleri hesaplanmıştır. Elemanlar arası mesafe(d) $[\lambda \lambda/2]$ arasında olacak şekilde,8,16,32,48 elemanlı doğrusal mikroşerit yama anten dizilerinin hesaplanan maksimum yan huzme değerleri, akım uyarım katsayıları tablo 1'de gösterilmektedir. Ayrıca eniyileme tekniği olarak kullanılan VGA ile GA performans grafiği maliyet fonksiyonu üzerinden karşılaştırılmıştır. Şekil 2'de VGA'nın en iyi seviyelere 60 iterasyonda yaklaşırken, GA 180 iterasyonda en iyi seviye yaklaşması, VGA metodunun GA metoduna kıyasla çok daha kısa sürede küresel en iyiye ulaştığını göstermektedir.



Şekil 2.(a)GA performans grafiği(b)VGA performans grafiği

Tablo 1. Farklı eleman sayılarında mikroşerit yama anter	ı dizisi için '	VGA ile elde	edilen her bi	ir elemanın akı	m
ağırlıkları ve dizi elemanları arası mesafe.					

Fleman	Akım Genlik Katsavıları	Elemanlar Arası Mesafe	Yan Huzme Sevivesi
Lieman			
Sayısı	(I_n)	(d)	(dB)
8	0. 8624 0. 6824 0. 4112 0. 2135	0. 614 λ	-12.4
16	0.86883 0.79874 0.74385 0.61556	0. 815 λ	-21.8
	0.44164 0.37859 0.22582 0.13946		
32	0. 9612 0. 8965 0. 8624 0. 8375 0. 8034	0. 894 λ	-20. 52
	0. 7745 0. 7456 0. 7196 0. 5487 0. 3565		
	0. 2756 0. 2436 0. 2334 0. 1654 0. 1235		
	0. 1058		
48	0.9714 0.8275 0.8134 0.8131 0.79340.7758	0. 913 λ	-19.8
	0.7681 0.7421 0.7218 0.71780.6124 0.5904		
	0.3378 0.3645 0.2978 0.2803 0.2417 0.1760		
	0.1472 0.1357 0.1214 0.1102 0.1025 0.1013		

MATLAB ile elde edilen bu sonuçlar neticesinde en iyi parametre değerleri kullanılarak 2. 45 Ghz çalışma frekansında bir mikroşerit yama anten tasarımı ve benzetimi yapılmıştır. Mikroşerit anten tasarımı için kullanılan parametreler Tablo 2'de gösterilmektedir.

Parametre	Tanımı	Değer
L	Yama antenin uzunluğu	28.45
W	Yama antenin genişliği	28.45
E _{eff}	Dielektrik Sabiti	4.7
L_g	Zemin uzunluğu	72. 54
W_{g}	Zemin Genişliği	72.74
H _s	Dielektrik kalınlığı	1.6
H _p	Yama Kalınlığı	0.035
G_p	Besleme çizgisi ile yama arası boşluk	1.137
Arm	Besleme Yama Arası Kol uzunluğu	9

Tablo 2. Mikroşerit yama anten tasarımında hesaplanan parametre değerleri

Şekil 3'de anten tasarımının karakteristik özelliklerinden olan geri dönüş kaybı ve gerilim duran dalga oranı(VSWR) seviyeleri göstermektedir. Tasarımda seçilen 2.45 Ghz çalışma frekansında geriş dönüş kaybı -10 dB değerinin altında, gerilim duran dalga oranı ise 1.1 seviyesindedir.



Şekil 3. (a)Mikroşerit yama anten gerilim duran dalga oranı(VSWR).(b)Geri dönüş kaybı(S11)

Şekil 4 'te parametrelerinin eniyilemesi yapılan tek bir mikroşerit yama anteninin uzak alan anten ışıma örüntüsü(yönlülük) göstermektedir.2.45Ghz çalışma frekansında 6.75 dBi en yüksek değere ulaşmaktadır.



Şekil 4. Tasarlanan mikroşerit yama antenin uzak alan yönlülük ışıma örüntüsü

Şekil 5'de x-ekseni boyunca farklı akım genlikleri ve düzgün dağılımlı yerleştirilen 16 elemanlı doğrusal mikroşerit yama anten dizisinin uzak alan yönlülük ışıma örüntüsü gösterilmektedir. Anten dizi elemanlarını akım genlik değerlerinin ve elamanları arasındaki mesafelerinin eniyilemesi yapılarak yan huzmeler en düşük seviyelere ulaşılmıştır.Elektromanyetik hesaplama yazılımında tasarımı yapılan doğrusal anten dizi elemanları en yüksek ışımayı z-ekseni yönünde olacak şekilde yerleştiriliştir.Tasarımı yapılan doğrusal anten dizisinin anten yönlülük kazancı 18.7 dBi ve en yüksek yan huzme -21.8 dB seviyelerindedir.



Şekil 5. Farklı akım genlikleri ve düzgün dağılımlı tasarlanan 16 elemanlı doğrusal mikroşerit yama anten dizisinin uzak alan yönlülük ışıma örüntüsü

4. Sonuçlar

Vibrasyonel Genetik algoritmalar yardımıyla farklı eleman sayılarında doğrusal mikroşerit anten dizilerinin elemanlar arası mesafe ve her bir eleman için akım genlik katsayılarının eniyilemesi yapılarak yüksek anten yönlülük kazancında istenilen ışıma örüntüsü elde edilmiştir. VGA parametrelerin eniyilemesinde hızlı bir şekilde küresel en iyiye ulaşmıştır. Gelecek çalışmalarda VGA metodu kullanılarak çok daha işlem zorluğu ve karmaşıklığı içeren anten ışıma örüntüsü elde edilebilecektir.

5. Kaynaklar

[1]. C. A. Ballanis, "Antenna theory analysis and design," 2nd edition, John Willey and Son's Inc., New York, 1997.

[2]. R. L. Haupt, and D. H. Werner, Genetic Algorithms in Electromagnetics, IEEE Press Wiley-Interscience, 2007.

[3] Gopi Ra, Durbadal Mandal, Sakti Prasad Ghossa, Rajib Kar, "Optimal array factor radiation pattern synthesis for linear antenna array using cat swarm optimization: validation by an electromagnetic", Simulator, Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering 18(4):570-577 Nisan 2017.

[4] Mayank Vishwakarma ,Kanchan Cecil, "Synthesis of Linear Antenna Array Using PSO to Reduce Side Lobe Level for WLAN",International Journal of Engineering and Innovative Technology(IJEIT) cilt 3,no7,Ocak 2014.
[5]. Diogenes Marcano and Filinto Duran, "Synthesis of Antenna Arrays Using Genetic Algorithms", IEEE

Antennas Propagate. Magazine, Cilt .42, No. 3, Haziran 2000.

[6]. L. L. Wang and D. G. Fang, "Synthesis of non-uniformly spaced arrays using genetic algorithm,"

Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics, s. 302- 305, Kasım 2003.

[7]. Keen-Keong Yan, Yilong Lu, , "Sidelobe reduction in array-pattern synthesis using genetic algorithm", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.45, no. 7, s.1117 – 1122, Temmuz 1997.

[8] W. Mahler, and F. Landstorfer, "Design and optimization of an antenna array for WiMAX base stations," IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, s. 1006 – 1009 2005.

[9] D. Simon, R. Rarick, M. Ergezer, ve D. Du, "Analytical and numerical comparisons of biogeography-based optimization and genetic algorithms," Information Sciences, cilt. 181, no. 7, s. 1224-1248, Nisan 2011.

[10] T.S.Jeyali Laseetha, Dr. R Sukanesh "Synthesis of linear antenna array using Genetic Algorithm to maximize side lobe level reduction", International Journal of Computer Application (0975 -8887), cilt 20- No 7, Nisan 2011.

[11] Shraddha Shrivastava, Kanchan Cecil "Performance Analysis of Linear Antenna Array Using Genetic Algorithm", International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT) cilt 2, no 5, Kasım 2012.

[12] T.Günel, "A fuzzy hybrid approach for the synthesis of rectangular microstrip antenna elements with thick substrates", Microwave and Optical Technology Letters, cilt.26, s.351-355, 2000.

[13]. Simon, R., Whinnery, J.R., van Duzer, T., 1994. Fields and Waves in Communication Electronics (3rd Ed.). John Wiley & Sons, Canada.

[14]. K. Murthy and A. Kumar, "Synthesis of Linear Antenna Arrays," IEEE Trans. Antennas Propagation. Cilt. AP-24, s. 865-870, Kasım 1976.

[15] Panayiotis Ioannides, ve Constantine A. Balanis, "Uniform Circular and Rectangular Arrays for Adaptive Beamforming Applications," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt. 4, s. 351-354, 2005.

[16] Abdurrahman Hacioĝlu, İbrahim Özkol, (2002) "Vibrational genetic algorithm as a new concept in airfoil design", Aircraft Engineering and Aerospace Technology, cilt. 74 no. 3, s.228-236.

Demir Haç Şeklinde Nano-Açıklık Tabanlı Çift Bantlı Mükemmel Soğurucu Dizileri

Aytaç Onur^{*} ve Mustafa Türkmen Erciyes Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Kayseri *<u>aytac.onur@saglik.gov.tr, turkmen@erciyes.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada, kızılötesi bölgede biyo-algılama uygulamalarında kullanılabilecek Demir Haç şeklinde nano-açıklıklara dayalı yeni bir mükemmel soğurucu (MS) dizisi sunulmuştur. Sunulan MS nanoanten dizisinin analizi FDTD yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. MS dizisi çift-bant spektral cevaba sahip olup rezonans frekansları yapının geometrik boyutları değiştirilerek ayarlanabilmektedir. Çift-bant rezonans cevabı, ayarlanabilir frekans değişimleri ve rezonans frekanslarındaki yüksek elektrik alan değerleri ile sunulan MS nanoanten dizileri kızılötesi bölgede biyo-algılama uygulamaları için kullanışlı olabilirler.

Abstract: In this study, a novel plasmonic perfect absorber (PA) array based on Iron Cross-shaped nanoapertures for bio-sensing applications in infrared regime is presented. The proposed PA nanoantenna array is analyzed by using the FDTD (Finite Difference Time Domain) method. The PA nanoantenna array has a dualband spectral response, and the resonance frequencies can be tuned by varying the geometrical dimensions. Owing to the dual-band adjustable spectral response and enhanced electric fields on resonance frequencies, the proposed PA nanoantenna array can be useful for bio-sensing applications in infrared regime.

1. Giriş

Plazmonik mükemmel soğurucular (MS), rezonans frekanslarında gelen radyasyonun büyük bir bölümünü soğuran ve nano boyutlarda tasarlanan optik nanoanten dizileridir.[1-4]. Mükemmel soğurucular ışığı oda sıcaklığında ve çok küçük boyutlarda hapsedebilen ve istenildiği gibi yönlendirebilen yapılardır. MS dizileri altın parçacık ya da açıklık modellerinde tasarlanabilmektedir. Bu yapılarda düz bir metal film ile şekillendirilmiş parçacıklar ya da açıklıklar arasına yerleştirilen bir dielektrik ara katman ile elektromanyetik soğurum arttırılmaya çalışılmaktadır. Mükemmel soğurucular, polarizasyon ve kırılma indisi hassasiyetleri, geometrik boyutları ya da katman parametrelerinin değişimi ile ayarlanabilen spektral cevapları ve rezonans frekanslarında elde edilen yüksek soğurum özellikleri ve şiddetli yakın alan dağılımları ile son yıllarda büyük önem kazanmıştır [1-5]. Literatürde yer alan bir çalışmada altın nano-parçacık tabanlı çift bant mükemmel soğurucu dizileri ile PMMA içerisindeki C-H ve C=O arasındaki bağlar aynı anda algılanabilmiştir [2]. Yine benzer bir mükemmel soğurucu ile algılama çalışmasının deneysel bölümünde elde edilen iki rezonans frekansı ile PMMA içerisindeki C-H ve C=O arasındaki bağlar aynı anda algılanabilmiştir [6].

Bu çalışmada, kızılötesi bölgede biyo-algılama uygulamalarında kullanılabilecek Demir Haç şeklinde nanoaçıklıklara dayalı yeni bir mükemmel soğurucu (MS) dizisi sunulmuştur. Şekil 1.a'da görülen Demir Haç şeklindeki açıklık tabanlı nanoanten yapısında taban malzemesi olarak 300 nm kalınlığında silikon kullanılmıştır. Taban malzemesinin üzeri 200 nm altın film ile kaplanmış, altın film üzerine ise 150 nm kalınlığında dielektrik bir ara katman yerleştirilmiştir. Nanoanten yapının son katmanı olarak 50 nm kalınlığında altın kullanılmıştır. Sunulan MS dizisinin periyodu 1450 nm ($P_x = P_y = 1450$ nm) olarak belirlenmiştir. Malzemelerin dielektrik sabitleri için Palik'in [7] sunmuş olduğu yaklaşım kullanılmıştır. Altın katman içerisinde; yükseklikleri 1000 nm olan ve taban genişlikleri w = 1000 nm olan iki adet ikizkenar üçgen açıklık alt ve üst kollara yerleştirilmiştir. Yükseklikleri 1000 nm ve taban genişlikleri h = 700 nm olan iki adet ikizkenar üçgen açıklık ise sağ ve sol kollarda yer alacak şekilde yerleştirilerek yapı tasarlanmıştır (Şekil.1.b). Altın parçacık içerisinde oluşturulan açıklık nanoanten yapının toplam boyu L = 1300 nm olarak belirlenmiştir. MS dizisinin analizi gerçekleştirilirken y yönünde polarizasyonlu ışık kaynağı kullanılmıştır.



Sekil 1. (a) Demir Haç şeklindeki nano-açıklık tabanlı MS dizisinin birim hücresi (b) Üstten görünümü

2. Nümerik Analiz

Bu çalışmada, kızılötesi bölgede biyo-algılama algılamaları için sunulan MS dizisinin analizi FDTD [8] yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Yıldız şeklindeki nano-açıklık tabanlı MS dizisinde dielektrik ara katman olarak MgF₂ (n = 1.37) kullanılması durumunda frekansa bağlı olarak reflektans (R), transmitans (T) ve absorbans (A) cevabı Şekil 2.a'daki gibi olmaktadır. Absorbans (soğurum) değeri A = 1 – R - T formülü ile hesaplanmıştır [2]. Sunulan MS nanoanten dizisi çift-bant rezonansa sahiptir. Elde edilen iki adet rezonans noktasından ilkinde (f₁ = 84.5 THz) absorbans % 99.9 ve ikinci rezonans noktasında (f₂ = 169 THz), absorbans değeri % 99.6 olarak elde edilmiştir. Dielektrik ara katman olarak MgF₂ kullanılması durumunda rezonans frekanslarında (f₁ ve f₂) oluşan elektrik alan dağılımları Şekil 2.b ve Şekil 2.c'de sırasıyla verilmiştir. MS dizisi Demir Haç şeklinde tasarlanarak üçgenlerin keskin noktalarında elektrik alan değerlerinin yüksek olması sağlanmıştır. Dielektrik ara katman olarak MgF₂ kullanılmaşı göre 2500 kattan daha büyük değerde olduğu görülmektedir. Elektrik alan değerlerinin yüksek olması SEIRA (Surface Enhanced Infrared Absorption) uygulamaları için istenen bir durumdur. Geleneksel nanoanten dizilerinde bu değer en fazla 600 civarında olmaktadır [1-5].



Şekil 2. (a) MgF₂ kullanılan MS dizisinin spektral cevabı. MgF₂ dielektrik ara katman için (b) f_1 ve (c) f_2 rezonans frekanslarında toplam elektrik alan $|E|^2/|E_{int}|^2$ dağılımları.

Şekil 3'te Demir Haç şeklindeki MS dizisinin farklı h, w, L ve P parametre değerleri için spektral değişimleri görülmektedir (L = 1300 nm, h = 700 nm, w = 1000 nm, P = 1450 nm, t_{Au} = 50 nm ve t_s = 150 nm). h (sol ve sağ kollarda bulunan üçgen açıklıkların taban genişliği) artığında birinci rezonans frekansı sağa kaymakta yani artmaktadır (Şekil 3.a). Şekil 3.b'de w (alt ve üst kollarda bulunan üçgen açıklıkların taban genişliği) değişimi için absorbans spektrası verilmiştir, alt ve üst kollarda bulunan üçgen açıklıkların taban

genişliği arttığında yapının tüm rezonans frekansları artmaktadır. Bu artış birinci rezonans frekansında hafifçe gerçekleşirken ikinci rezonans frekansında belirgin bir şekilde olmaktadır. L (demir haç şeklindeki açıklığın eni ve boyu) artırıldığında, tüm rezonans frekansları sola kaymakta yani azalmaktadır (Şekil 3.c). Absorbans spektrasının periyoda (P) bağımlılığı Şekil 3.d'de görülmektedir, periyot değişiminden ikinci rezonans frekansı etkilenmekte ve periyot artırıldığında ikinci rezonans noktası sola kaymaktadır. Mükemmel soğurucu dizisinin optik özellikleri yapının geometrik parametrelerine bağımlılır (Şekil 3). Önerilen mükemmel soğurucu dizisinin rezonans frekansları yapının geometrik parametreleri değiştirilerek ayarlanabilmektedir. Bu durum tasarlanan yapının algılanmak istenilen analitin rezonans frekansına göre ayarlanabilmesine olanak sağlamaktadır.



3. Sonuç

Sonuç olarak bu çalışmada, kızılötesi bölgede biyo-algılama uygulamalarında kullanılabilecek Demir Haç şeklinde yeni bir metal-dielektrik-metal kompoziti nano-açıklık tabanlı mükemmel soğurucu dizisi sunulmuştur. MS dizisinin spektral cevabı ve geometrik parametrelere bağımlılığı FDTD yöntemi ile incelenmiş ve rezonans frekanslarında oluşan elektrik alan dağılımları hesaplanmıştır. Çift-bant rezonans cevabı, ayarlanabilir frekans değişimleri, rezonans frekanslarında elde edilen yüksek elektrik alan değerleri ile sunulan Demir Haç şeklindeki nano açıklık tabanlı MS dizisi kızılötesi bölgede biyo-algılama uygulamalarında aynı anda birden fazla molekülün algılanmasında kullanılabilme potansiyeline sahiptir.

Kaynaklar

- [1] N. Liu, M. Mesch, T. Weiss, M. Hentschel ve H. Giessen, "Infrared perfect absorber and its application as plasmonic sensor," Nano Lett., cilt.10 no.7, s.2342-2348, 2010.
- [2] K. Chen, R. Adato ve H. Altug, "Dual-band perfect absorber for multispectral plasmon-enhanced infrared spectroscopy," ACS Nano, cilt.6 no.9, s.7998–8006, 2012.
- [3] A.A. Jamali ve B. Witzigmann, "Plasmonic perfect absorbers for biosensing applications", Plasmonics, cilt.9, no.6, s.1265-1270, 2014.
- [4] M. K. Hedayati, F. Faupel ve M. Elbahri, "Review of plasmonic nanocomposite metamaterial absorber materials", cilt.7, no.2, s.1221-1248, 2014.
- [5] G. Li, X. Chen, O. Li, C. Shao, Y. Jiang, L. Huang, B. Ni, W. Hu ve W. Lu: "A novel plasmonic resonance sensor based on an infrared perfect absorber", J. Phys. D: Appl. Phys., no. 45, s. 205102, 2012.
- [6] A. E. Cetin, S. Korkmaz, H. Durmaz, E. Aslan, S. Kaya, R. Paiella ve M. Turkmen, "Quantification of Multiple Molecular Fingerprints by Dual-Resonant Perfect Absorber", Advanced Optical Materials, cilt.4 no.8, s.1274-1280, 2016.
- [7] E.D. Palik, "Handbook of Optical Constants of Solids", Academic, FL, 1985.
- [8] The numerical simulations are carried out using a finite-difference-time-domain package, Lumerical $FDTD^{TM}$, <u>www.lumerical.com</u>.

Dikdörtgen Dalga Kılavuzu Altyapısına Sahip TE10-TE20 ile TE10-TE11+TM11 Mod Çevirici Tasarımları ve Performans Karşılaştırmaları

Onurhan Duman, Gülbin Dural Ünver Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara <u>onurhan.duman@metu.edu.tr</u>, <u>gulbin@metu.edu.tr</u>

Özet: Dikdörtgen dalga kılavuzu altyapısına sahip TE10-TE20 ve TE10-TE11+TM11 mod çeviriciler çoklu mod tek darbe beslemelerinde ve 1'e 2 dikdörtgen dalga kılavuzu güç bölücülerinde kullanılmaktadır. Bu makalede TE10-TE20 ve TE10-TE11+TM11 mod çevirici olarak kullanılabilecek üç geometri incelenmiş ve performans karşılaştırmaları yapılmıştır. Mod çevirici tasarımı ve performans analizleri için CST Microwave Studio 2018 3 boyutlu elektromanyetik analiz yazılımı kullanılmıştır. Çalışma frekansı olarak 10 GHz seçilmiştir.

Abstract: Rectangular waveguide TE10-TE20 and TE10-TE11+TM11 mode converters are used in multimode monopulse feeds and rectangular waveguide 1-to-2 power dividers. In this paper, three geometries which can be used for this purpose are investigated and their performance comparisons are given. CST Microwave Studio 2018 3D electromagnetic simulation software is used for designing and simulating given mode converter designs. 10 GHz is chosen as operating frequency.

1. Giriş

Dikdörtgen dalga kılavuzu altyapısına sahip TE10-TE20 ve TE10-TE11+TM11 mod çeviriciler çoklu mod tek darbe beslemelerinde ve 1'e 2 180 derece faz farklı güç bölücülerde kullanılmaktadır. Tek modlu tek darbe beslemelerinde gerekli üç ışıma örüntüsü (toplam, yanca fark, yükseliş farkı) dizi anten ve bu antenin elemanlarını gerekli ışıma örüntüsüne göre farklı şekillerde besleyen karşılaştırıcı ile oluşturulmaktadır. Tek modlu tek darbe beslemelerinde ise tek bir eleman ve bu elemandan yapılan farklı dalga kılavuzu modlarıyla benzer açıklık elektrik alan dağılımı sağlanabilir. Bunun sonucunda benzer toplam, yanca fark ve yükseliş fark tek darbe ışıma örüntüleri elde edilebilir. Çoklu mod tek darbe beslemelerinde yayın yapılacak modlar için farklı mod setleri seçilebilir. Bunlardan biri, [1]'de verilen ve bu çalışmada temel alınan,

- Toplam ışıma örüntüsü oluşturmak için TE10 modunun yayın yapılması,
- Yanca fark ışıma örüntüsü oluşturmak için TE20 modunun yayın yapılması,
- Yükseliş fark ışıma örüntüsü oluşturmak için TE11+TM11 mod birleşiminin yayın yapılmasıdır.

Bu makalede yukarıdaki seçime uygun olarak yanca ve yükseliş fark ışıma örüntüsü oluşturmak için gerekli olan TE10-TE20 ve TE10-TE11+TM11 mod çeviricileri üç farklı geometride incelenmiştir: ayrık adımlı mod çevirici, kıvrımlı mod çevirici, köşe mod çevirici. Bu geometriler kullanılarak elde edilen mod çeviricilerin performans analiz sonuçları da verilmiştir. Bu çalışma ile literatürde eksik olan ayrık adımlı TE10-TE20 mod çevirici, ayrık adımlı TE10-TE11+TM11 mod çevirici, kıvrımlı TE10-TE11+TM11 mod çevirici kıvrımlı TE10-TE11+TM11 mod çevirici ve köşe TE10-TE11+TM11 mod çevirici de literatüre eklenmiş ve incelenen bu üç geometride bulunan eksik çeviriciler tamamlanmıştır.

2. TE10-TE20 mod çeviriciler

Ayrık adımlı TE10-TEn0 (n tek sayı) mod çevirici örneği [2]'de verilmiştir. Bu çalışma da mod çevirim işlemini yapmak için manyetik alan düzleminde simetrik ayrık adımlar kullanılmıştır. Bu tür simetrik ayrık adımlar TE10-TEn0 (n tek sayı) mod çevirimini yapmak için uygundur, ama adımın simetrik olması nedeniyle TE10-TE20 mod çevirimini yapamamaktadır, [2]. Bu nedenle, bu çalışmada TE10-TE20 mod çevirimi için manyetik alan düzleminde 5 adet asimetrik ayrık adımlı geometri incelenmiştir. Kıvrımlı TE10-TE20 mod çevirici için [3]'te verilen yapı incelenmiştir. Köşe TE10-TE20 mod çevirici için [4]'te verilen yapı analiz edilmiştir. Bu yapı manyetik alan düzlemindeki bir köşe bölgesi ile çıkış portunda TE10 modunu bastırmaya ve giriş portundaki yansıma katsayısını iyileştirmeye yarayan indükleyici postlardan oluşmaktadır. Bu üç geometri için yapılan

tasarım ve/veya analiz işlemleri CST Microwave Studio yazılımı ve bu yazılımın optimizasyon aracı kullanılarak yapılmıştır. Tasarlanan TE10-TE20 mod çevirici geometrileri Şekil 1'de verilmiştir. Şekil 2'de bu üç geometrinin S parametre analiz sonuçları üst üste çizilmiştir. Belirlenen tasarım hedefleri aşağıda verilmiştir:

- S2(TE20),1(TE10) = 0 dB @ 10 GHz, (girişteki TE10 modunun ne kadarının çıkışta TE20 moduna çevrildiğini gösteren S parametresi)
- S1(TE10),1(TE10) < -20 dB @ 10 GHz, (giriş yansıma katsayısı gösteren S parametresi)
- S2(TE10),1(TE10) < -20 dB @ 10 GHz, (çıkış portunda TE10 modunun bastırımını gösteren S parametresi)



 Ayrık adımlı TE10-TE20 mod çevirici
 Köşe TE10-TE20 mod çevirici, [4]

 Şekil 1. Tasarlanan/incelenen TE10-TE20 mod çeviriciler



Şekil 2. Tasarlanan/incelenen TE10-TE20 mod çeviricilerin S parametresi analiz sonuçları

3. TE10-TE11+TM11 mod çeviriciler

Ayrık adımlı TE10-TE11+TM11 mod çevirici tasarımında TE11 ve TM11 modlarını uyandırmak için dikdörtgen dalga kılavuzunu elektrik alan düzleminde genişletmek gerekmektedir. Bu nedenle bu çeviricide elektrik düzleminde var olan 5 adet asimetrik ayrık adımlı geometri incelenmiştir. Kıvrımlı TE10-TE11+TM11 mod çevirici için elektrik alan düzleminde yapılan 2 kıvrımlı geometri incelenmiştir. Köşe TE10-TE11+TM11 mod çevirici için Şekil 3'te verilen yapı tasarlanmıştır. Bu yapı elektrik alan düzlemindeki bir köşe bölgesi ile çıkış portunda TE10 modunu baştırmaya ve giriş portundaki yansıma katsayısını iyileştirmeye yarayan kapasitif postlardan oluşmaktadır. Bu üç geometri için yapılan tasarım ve analiz işlemleri CST Microwave Studio yazılımı ve bu yazılımın optimizasyon aracı kullanılarak yapılmıştır. Tasarlanan TE10-TE11+TM11 mod çevirici geometrileri Şekil 3'de verilmiştir. Şekil 4'de bu üç geometrinin S parametre analiz sonuçları üst üste çizilmiştir. Belirlenen tasarım hedefleri aşağıda verilmiştir:

- S1(TE10),1(TE10) < -15 dB @ 10 GHz, (giriş yansıma katsayısı gösteren S parametresi)
- S2(TE10),1(TE10) < -15 dB @ 10 GHz, (çıkış portunda TE10 modunun bastırımını gösteren S parametresi)
- S2(TM11),1(TE10) S2(TE11),1(TE10) = 6.57 dB @ 10 GHz, (istenilen mod birleşimini elde etme için çıkış portunda TM11 modu ile TE11 modu arasında 6.57 dB fark olmalıdır)


Şekil 3. Tasarlanan TE10-TE11+TM11 mod çeviriciler



Şekil 4. Tasarlanan TE10-TE11+TM11 mod çeviricilerin S parametresi analiz sonuçları

4. Sonuç

Dikdörtgen dalga kılavuzu altyapısına sahip yapılarda TE10-TE20 ile TE10-TE11+TM11 mod çevirimi üç farklı geometri ile yapılabilir. Bunlardan ilki olan ayrık adımlı mod çeviricinin S parametre analiz sonucu frekans bandı boyunca çok hızlı bir değişim göstermekte ve bu üç geometri arasında çalışma bant genişliği en dar olandır. Ayrık adım sayısı arttırılacak bant genişliği biraz daha arttırılabilir, ama bu durumda optimizasyon parametre sayısı artacak ve tasarım süresi uzayacaktır. İkinci geometri olan kıvrımlı mod çeviricinin bant genişliği ayrık adımlı mod çeviriciye göre daha geniştir. Ayrıca sadece iki adet optimizasyon parametresine (kavis yarıçapı ve kavis açısı) sahip olduğundan dolayı bu üç geometri arasında tasarımı en kolay olan mod çeviriciye göre geniştir. Optimize edilmesi gereken parametre sayısı ise ayrık adımlı mod çeviriciden daha az, kıvrımlı mod çeviriciden daha çoktur. Bununla birlikte köşe mod çevirici geometrisi incelenen bu üç geometri içerisinden en kompakt olan geometridir. Bu çalışma ile literatürde eksik olan ayrık adımlı TE10-TE20 mod çevirici, ayrık adımlı TE10-TE11+TM11 mod çevirici, kıvrımlı TE10-TE11+TM11 mod çevirici ve köşe TE10-TE11+TM11 mod çevirici de literatüre eklenmiş ve incelenen bu üç geometri dulunan eksik çeviriciler tamamlanmıştır.

Kaynaklar

[1]. Balanis C. A., Advanced Engineering Electromagnetics, 2. Baskı, A.B.D.: WILEY, 2012.

[2]. Ming-Chuan Y., Jia-Han L. ve Webb K. J., "Functional waveguide mode transformers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt. 52, no. 1, s. 161-169, 2004.

[3]. Qiang Z., Cheng-Wei Y. ve Lie L., "Theoretical Design and Analysis for TE20-TE10 Rectangular Waveguide Mode Converters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt. 60, no. 4, s. 1018-1026, 2012.

[4]. Matsumoto S., Ohta I., Fukada K., Kawai T., Iio K. ve Kashiwa T., "A TE10-TE20 mode transducer utilizing a right-angled corner and its application to a compact H-plane out-of-phase power divider," 2009 Asia Pacific Microwave Conference, Singapur, 2009.

Kesirli Türev Yöntemiyle Silindirik Dalganın Empedans Şeridinden Saçılması

Kamil Karaçuha İstanbul Teknik Üniversitesi Bilişim Enstitüsü İstanbul karacuha17@itu.edu.tr

Özet: Daha öncesinde, kesirli türev tanımını ve operatörünü kullanarak iki boyutlu empedans şeritten düzlem dalga kırınım problemi üzerine çalışmalar yapıldı. Bu çalışmada kesirli türev yöntemiyle, çizgisel kaynaktan yayılan silindirik elektromanyetik dalganın, kesirli sınır koşullarına (KSK) sahip 'kesirsel' şeritten saçılması incelenmiştir. İki boyutlu silindirik cisimlerden saçılma, daha önceleri detaylı olarak çalışılmış olup, bu çalışmadaki amacımız; kesirsel derece (KD), v = 0.5 olduğunda herhangi bir yerden uyarılan silindirik dalganın analitik çözümünü bulmak ve bu durumun fiziksel olarak karşılığını incelemektir.

Abstract: Earlier, by using fractional derivative definition and operator, diffraction from two dimensional impedance strip has been done. In this study, method of fractional derivative is utilized to find the diffraction of cylindrical electromagnetic wave from 'fractional strip' having fractional boundary conditions (FBC). Here, the

approach is to find the analytical solution and evaluate the outcomes while having fractional order (FO), v = 0.5. **1. Giriş**

Bu çalışmada iki boyutlu 'kesirsel' şeride gelen silindirik dalganın saçılması incelendi. Burada özel olarak alan ifadesi, çizgisel kaynağın yeri, şeridin simetri ekseninden farklı noktalar için de sayısal olarak hesaplandı. 'Kesirsel' şeridi, saçılan alanları kesirsel türevlerle ifade edilen, kesirsel sınır koşullarına sahip olan bir kanonik obje olarak tanımlayabiliriz. E. I. Veliev tarafından ilk defa ortaya konulan KSK, mükemmel elektrik iletken ve mükemmel manyetik iletken arasında kalan sınır koşulları olarak ifade edilir[1-3]. Kesirsel Sınır Koşulları, empedans koşullarına yakın koşullardır. Özel hallerde mükemmel elektrik iletken ya da mükemmel manyetik koşulları olurlar. KD, v = 0 için empedans mükemmel elektrik iletken, v = 1 için mükemmel manyetik iletkene karşılık gelir. Burada önemli olan ve bu çalışmada detaylı olarak incelenen durum KD, 0.5 olduğunda, dalga kırınım problemi analitik olarak çözülebilmektedir. Öncelikle kesirsel türev, (1)'deki Riemann-Liouville tanımındaki gibi belirlenir [4].

$$\mathfrak{D}_{y}^{\nu}f(y) = \mathfrak{D}_{y}^{\nu}f(y) = \frac{1}{\Gamma(1-\nu)}\frac{d}{dy}\int_{-\infty}^{y}\frac{f(t)}{(y-t)^{\nu}}dt$$
(1)

Burada Γ (v) gamma fonksiyonu olarak tanımlanır, KD v, 0 ile 1 arasında değişir.

2. Problemin Formülasyonu

İki boyutlu genişliği 2a olan şerit y = 0 düzlemine yerleştirilmiştir. Şerit z ekseni boyunca sonsuz uzunluktadır. Çizgisel kaynak $\vec{J}_e = \vec{z}J_e\delta(x - x_o)\delta(y - y_o)$ şeklinde ifade edilmiştir. Elektrik ve manyetik alanların ifadesi $\vec{E}_z^i(0,0,E_z)$, $\vec{H}_z^i(H_x,H_y,0)$ formuna olup, gelen elektriksel alanın ifadesi (2)'de verilmiştir.

$$\vec{E}_{z}^{i}(x,y) = -\vec{J}_{e}\frac{\eta_{0}k}{4}H_{0}^{(1)}\left(k\sqrt{(x-x_{o})^{2}+(y-y_{o})^{2}}\right)$$
(2)

Burada $H_0^{(1)}(kx)$, Hankel fonksiyonu, η_0 serbest uzayda dalga empedansı ve $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ dalga sayısı olarak tanımlanmış olup zamana bağımlılık $e^{-i\omega t}$ olarak dikkate alınmıştır. Toplam alan $\vec{E}_z = \vec{E}_z^i + \vec{E}_z^s$, saçılan ve gelen alanın vektörel toplamı olarak ifade edilebilir. Toplam alan için sınır koşulları KSK olarak tanımlanır ve (3)'te verilmiştir [1-4].

$$\left.\mathfrak{D}_{ky}^{\nu}E_{z}(x,y)\right|_{\nu=+0}=0\tag{3}$$

Burada x, -a < x < a'dır.

Kesirsel derecenin değişen değerleri için $(0 < \nu < 1)$, KSK, kesirsel Green Teoreminin kullanılmasına yönlendirir. Kesirsel Green fonksiyonu $G^{\nu}(x)$ şeklinde gösterilir. Bu durumda elektrik alanın integral gösterimi (4)'te verilmiştir [1, 5, 6].

$$E_z^s(x,y) = \int_{-\infty}^{\infty} f^{1-\nu}(x') \, G^{\nu}(x-x',y) dx' \tag{4}$$

(4)'te, $f^{1-\nu}(x')$, kesirsel potansiyel yoğunluğu olarak tanımlanmış olup, alanın Fourier transformu alındığında (5) elde edilir.

$$E_{z}^{s}(x,y) = -i\frac{e^{\pm i\frac{\pi}{2}\nu}}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}F^{1-\nu}(\alpha)e^{ik\left[\alpha x \pm y\sqrt{1-\alpha^{2}}\right]}(1-\alpha^{2})^{\frac{\nu-1}{2}}d\alpha$$
(5)

burada, \pm işareti; y>0 için üst değer, y<0 için alt değer dikkate alınır.

$$F^{1-\nu}(\alpha) = \int_{-1}^{1} \tilde{f}^{1-\nu}(\xi) e^{-i\varepsilon\alpha\xi} d\xi , \quad \tilde{f}^{1-\nu}(\xi) = af^{1-\nu}(\xi)$$

$$\varepsilon = ka, \quad \xi = \frac{x}{a}, \quad \tilde{f}^{1-\nu}(\xi) = \frac{\varepsilon}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F^{1-\nu}(\alpha) e^{i\varepsilon\alpha\xi} d\alpha \qquad (6)$$

3. Problemin Çözümü ve Fiziksel Yorumu

Toplam alan (3)'teki sınır koşulunu sağlaması gerekmektedir. (5) ve (6) dikkate alındığında, (7) elde edilir. Denklemin sağ tarafi çizgisel kaynağın oluşturduğu alanın sınırdaki ifadesi ile ilgilidir [7]. Fiziksel olarak y>0 durumu incelenecektir.

$$\int_{-\infty}^{\infty} F^{1-\nu}(\alpha) \frac{\sin \varepsilon (\alpha - \beta)}{\alpha - \beta} (1 - \alpha^2)^{\nu - \frac{1}{2}} d\alpha$$
$$= -4iB\pi e^{-i\frac{\pi}{2}\nu} \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\left[-kx_0\alpha + ky_0\sqrt{1 - \alpha^2}\right]} \frac{\sin \varepsilon (\alpha - \beta)}{\alpha - \beta} (1 - \alpha^2)^{\frac{\nu - 1}{2}} d\alpha \tag{7}$$
$$B = -J_e \frac{\eta_0 k}{4\pi}$$

burada,

Önceki paragraflarda bahsedildiği gibi KD $\nu = 0.5$ olduğunda, Integral denklemi (7)'in analitik çözümü vardır ve ifadesi (8)'de verilmiştir. Kesirsel potansiyel yoğunluğu da, (9) olarak ifade edilir.

$$F^{0.5}(\alpha) = -i4Be^{-i\frac{\pi}{4}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin\varepsilon(\beta-\alpha)}{(\beta-\alpha)} e^{i\left[(-kx_0\beta) + ky_0\sqrt{1-\beta^2}\right]} (1-\beta^2)^{-\frac{1}{4}} d\beta$$
(8)

$$\tilde{f}^{0.5}(\xi) = -i2\varepsilon B e^{-i\frac{\pi}{4}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\left[(\varepsilon\alpha\xi - kx_0\alpha) + ky_0\sqrt{1-\alpha^2}\right]} (1-\alpha^2)^{-\frac{1}{4}} d\alpha \tag{9}$$

Analitik ifadelerin bulunmasıyla, fiziksel yorumun yapılması gerekmektedir. Takip eden bölümde, ışıma diyagramı, monostatik radar kesit alanı incelemeleri yapılacaktır. Bu ifadeler, saçılan alanın karakteristiğini ve fiziksel anlamını yorumlamak için önemlidir. Öncelikle, elektriksel alanın uzak alan ifadesi (10), monostatik ve bistatik radar kesit alanın ifadesi ise (12)' de verilmiştir[4]. (5)'teki elektriksel alanı ifadesi silindirik koordinatlara dönüşürken, x = r cos φ , y = r sin φ dönüşümü yapılır ve en dik iniş yöntemiyle bulunur. (10)'da ki $\Phi^{\nu}(\varphi)$, ışıma diyagramını göstermektedir.

$$E_z^s(r,\varphi) = A(kr)\Phi^{\nu}(\varphi) \qquad \text{kr} \to \infty$$
⁽¹⁰⁾

burada,

$$A(kr) = \sqrt{\frac{2}{\pi kr}} e^{ikr - i\pi/4} \qquad \Phi^{\nu}(\varphi) = -\frac{i}{4} (\pm i)^{\nu} F^{1-\nu}(\cos\varphi) \sin^{\nu}\varphi \qquad (11)$$

$$\frac{\sigma_{2d}}{\lambda}(\varphi) = \frac{2}{\pi} |\Phi(\varphi)|^2 \; ; \; \sigma_{2d}(monostatik) = \frac{\sigma_{2d}}{\lambda}(\theta_o) \tag{12}$$

3. Sayısal Sonuçlar

Burada, sayısal olarak KD 0.5 olduğunda ışıma diyagramları, monostatik radar kesit alanı ve elektrik alanın sonuçları Şekil 1-3'te sırasıyla verilmiştir. Farklı ϵ ve kaynak yerlerine göre çizimler yapılmıştır.

$$\epsilon = ka, \ \kappa_1 = kx_0 = \frac{\epsilon x_0}{a}, \ \kappa_2 = ky_0 = \frac{\epsilon y_0}{a}, \ \kappa_3 = k\rho_0$$
(13)



Şekil 1. Normalize ışıma diyagramı (a) ve monostatik radar kesit alanı (b) (a) $\epsilon = 1.5\pi$, $\kappa_1 = 0$, $\kappa_2 = 4.5\pi$ (b) $\epsilon = 1.5\pi$, $\kappa_3 = 4.5\pi$



Şekil 3. Elektriksel Alanın Büyüklüğü

(a)
$$\epsilon=1.5\pi$$
 , $\kappa_1=0$, $\kappa_2=4.5\pi$ (b) $\epsilon=3\pi$, $\kappa_1=3\pi$, $\kappa_2=3\pi$

Burada $\Phi^{\nu}(\varphi)$, ışıma diyagramını oluşturur. Fiziksel yorum açısından son olarak da kesirsel derecenin, empedans ilişkisi (13)'te verilmiştir. Görüldüğü üzere, $\nu = 0$ için, empedans $\eta = 0$ mükemmel elektrik iletkene, $\nu = 1$ için, empedans $\eta = -i\infty$ mükemmel manyetik iletkene karşılık gelmektedir. Kesirsel derecenin ara değerleri için, empedans değeri tamamen karmaşık değerdedir. Bu çalışmada $\nu = 0.5$ kullanılmış olup, $\eta = -\frac{1}{2}$

 $\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = -i$ olarak bulunur [2].

$$\nu = \frac{1}{i\pi} ln \frac{1-\eta}{1+\eta}, \quad \eta = -i \tan\left(\frac{\pi\nu}{2}\right)$$
(13)

4. Sonuç

Bu çalışmada, kesirsel sınır koşulları kullanılarak kesirsel derece 0.5 olduğunda; 2 boyutlu şerit üzene çizgisel kaynaktan gelen ve cisimden saçılan alan ifadesinin analitik çözümü olduğu ve çizgisel kaynağının rastgele açılarda olma durumundaki saçılmanın oluşturduğu toplam alanın sayısal olarak hesaplanıp görselleştirilmesi yapılmıştır. Kesirsel sınır koşulu, empedans koşulunun özel bir hali olarak düşünülebiliriz. Bu koşullar değişen kesirsel derece ile birlikte anlamlı ve kullanışlı bir teknik olarak özel sınır koşulları olan kırınım problemlerinde kullanılabilir.

Kaynaklar

[1] E. I. Veliev, M. V. Ivakhnychenko, ve T. M. Ahmedov, "Fractional Boundary Conditions In Plane Waves Diffraction On A Strip," Progress In Electromagnetics Research, vol. 79, sf. 443–462, 2008.

[2] M. V. Ivakhnychenko, E. I. Veliev, ve T. M. Ahmedov, "Scattering Properties Of The Strip With Fractional Boundary Conditions And Comparison With The Impedance Strip," Progress In Electromagnetics Research C, vol. 2, sf. 189–205, 2008.

[3] K. Karacuha, E. I. Veliev, E. Karacuha, ve O. Dur, "Computational Methods and Telecommunication in Electrical Engineering and Finance," in *Fractional Derivative Method in the Problem of Diffraction of a Cylindrical Wave on An Impedence Strip.*

[4] Balanis, C. A., Advanced Engineering Electromagnetic, Wiley, 1989.

[5] Veliev E. ve N. Engheta. "Generalization of Green's Theorem with Fractional Differintegration". 2003 IEEE AP-S International Symposium & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2003.

[6] E.I. Veliev, T.M. Ahmedov, M.V. Ivakhnychenko. Fractional green's function and fractional boundary conditions in diffraction of electromagnetic waves on plane screens. *Azerbaijan Journal of Mathematics V. 1, No 1, 2011, January ISSN 2218-6816*

[7] Samko, S. G., A. A. Kilbas, ve O. I. Marichev, Fractional Integrals and Derivatives, Theory and Applications, Gordon and Breach Science Publishers, Langhorne, PA, 1993.

BAZ İSTASYONU CİVARINDA UMTS (3G) ÖLÇÜMÜ İÇİN GENİŞ BANT VE FREKANS-SEÇİCİ ÖLÇÜMLERİN KARŞILAŞTIRILMASI

Cafer Bahadır Tektaş¹, Muhammed Hasan Aslan², Soydan Çakır¹ ¹TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü, Gebze, Kocaeli

bahadir.tektas@tubitak.gov.tr, soydan.cakir@tubitak.gov.tr

²Gebze Teknik Üniversitesi Fizik Anabilim Dalı <u>maslan@gtu.edu.tr</u>

Özet: Elektromanyetik (EM) kirliliğin maruziyet seviyesini ölçmek için, geniş bant ve frekans seçici diğer adıyla dar bant olmak üzere iki yaygın ölçüm yöntemi kullanılmaktadır. Bu çalışmada, frekans seçici ölçümleri gerçekleştirebilen ve sonucunda güçleri toplayıp toplam maruz kalma seviyesini hesaplayabilen bir yazılım çözümü geliştirilmiştir. Daha sonra bir baz istasyonu civarında geniş bant ve frekans seçici EM kirlilik ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Son olarak, EM alan probu ile elde edilen geniş bant ölçüm sonuçları ile bir spektrum analizörü ve mini-bikonik anten kullanılarak gerçekleştirilen frekans seçici ölçüm yöntemi ile elden edilen ölçüm sonuçları arasında karşılaştırma yapılmıştır.

Abstract: There are two common methods to measure the exposure level of electromagnetic (EM) pollution; broadband and frequency selective, alias narrow-band, measurement methods. In this research, we developed a software solution that can perform frequency-selective measurements and finally can collect the powers and calculate the total exposure level. Thereafter, broadband and frequency-selective EM pollution measurements were performed in the vicinity of a base station. Finally, we made comparison between broadband measurement results obtained with a field probe and frequency-selective ones obtained by using a spectrum analyser and a mini-biconical antenna.

1. Giriş

EM kirlilik ölçümleri için kullanılan iki yaygın yöntem bulunmaktadır. Bunlar geniş bant ölçüm yöntemi ve frekans seçici ölçüm yöntemidir. Bu iki yöntemin farklı ölçüm teknikleri, avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır. Ölçüm yöntemlerinden ilki olan geniş bant ölçüm, çok geniş frekans aralığında, probların içerisinde bulunan x, y ve z eksenlerinden her birinin ölçtüğü elektrik veya manyetik alanın değerini, probun izotropik özelliğinden dolayı toplar ve tek bir değer olarak verir. Bu yöntem ile ölçümler daha kolay ve kısa zamanda yapılabilir. Ancak alan probları geniş bantta ölçüm gerçekleştirdikleri için farklı frekans aralıklarındaki radyasyonları sınıflandırma kabiliyetleri yoktur. Bu durum ölçülen EM alan seviyesini maruziyet limitleriyle karşılaştırılması durumunda sorunlara neden olmaktadır. Ayrıca baz istasyonları gibi modülasyonlu ve sinyal gücünün hızlı değiştiği sinyaller ölçülürken okuma hataları ortaya çıkabilmektedir [1]. Ölçüm yöntemlerinden bir diğeri olan frekans seçici yöntemde ise geniş bantı antenler, koaksiyel kablo ve spektrum analizör ile birlikte dar bant ölçümler gerçekleştirildiğinden dolayı geniş bant ölçümündeki kısıtlamalar ortaya çıkmamaktadır. Spektrum analizör çok geniş bir frekans bandında spektrumun belirli bir bölümündeki genlik değişimlerini görüntüleyerek sadece istenilen frekans bandını ölçebilme kabiliyeti vermektedir. Bu durum maruziyet seviyesi belirlenirken ölçülen frekans aralığına uygun olarak limit değerlerin kullanımına imkân tanımakta ve çok daha hassas ölçüm olanağı sağlamaktadır [2].

2. Teori ve Ölçüm Düzeneği Kurulumu

Baz istasyonları tipik olarak her biri 120°'lik açıya sahip üç antenle, 360° derecelik bir alanı kapsayan sektör antenlerden oluşur. UMTS (3G) baz istasyonlarına baktığımızda, yayın yapan bu üç sektör antenden her birinin spektrumunda en az bir tane 5 MHz'lik kanal bant genişliğe sahip WCDMA modülasyonlu UMTS (3G) sinyali bulunur [3]. Frekans seçici spektral ölçümde tek bir UMTS kanalının ölçülmesi istenirse, UMTS (3G) spektrumunun merkez frekansın belirlenip 5 MHz kanal genişliğinde RMS detektör ile ölçülmesi anlık ölçümde doğru sonucu verecektir. Eğer operatör tarafında verilmesi gereken ekstrapolasyon faktörünün (K) bilindiği ve trafik yükünün olmadığı varsayıldığı durumda ölçülen sinyal, P_{min} olarak kabul edilirse, spektrumun maksimum gücü P_{maks} denklik (1)' de ki gibi bulunur.

$$P_{maks} = K \cdot P_{\min} \tag{1}$$

Denklik (1), trafik yükünün olmadığı kabulünü kullandığı için maksimum trafiğin kaba bir tahminini vermekte olup, maksimum gücün yüksek tahmin edilmesine sebep olabilmektedir. Bu nedenle UMTS baz istasyonlarının

ölçümünde çok daha hassas bir metot olan kod seçici ölçüm tavsiye edilmektedir. Kod seçici metoda göre, baz istasyonuna ait 3 sektör antenin her biri için maksimum elektrik alan denklik (2)' deki gibi belirlenir. Toplam seviye ise denklik (3)' deki gibi bu sektör antenlerin elektrik alan seviyelerinin toplanmasıyla elde edilir [4].

$$E_{sektörN} = CPICH_{powerN} \cdot \sqrt{\frac{P_{maksN}}{P_{CPICH(N)}}}$$
(2)

$$E_{toplam} = \sqrt{E_{sekt \ddot{o}r1}^2 + E_{sekt \ddot{o}r2}^2 + E_{sekt \ddot{o}r3}^2} \tag{3}$$

Burada, "P-CPICH" (Birincil Ortak Pilot Kanal) sürekli ve sabit güçlü bir sinyalizasyon işaretidir ve sadece kod seçici bir cihaz ile ölçülebilir, "N" ise her bir sektör antenin numarasıdır. Eğer frekans bandında komşu kanallar var ise klasik spektral yöntemle bunları ayırmak imkânsız hale gelir. Frekans seçici ölçüm yönteminde klasik spektral ölçüme göre daha fazla tercih edilen bir diğer yöntem kanal güç ölçümü (channel power measurement) yöntemidir. Bu yöntemle her kanal için merkez frekanslar kullanılır ve spektrum ekranında sadece ölçülecek olan sinyal görüntülenir ve klasik yönteme oranla çok daha küçük çözünürlük bant genişliği (RBW) ile ilgili kanalın gücü çok daha hassas olarak güç toplama yöntemi ile tespit edilir. Ölçüm sırasında video bant genişliği (VBW), tarama süresi, ölçüm noktası sayısı, genişlik, detektör tipi ve biriktirme süresi (integration time) ayarlanması gereken diğer önemli parametrelerdir.

Bu çalışmada, Visual C++ yazılımı kullanılarak "EM Kirlilik Ölçümü" yazılımı geliştirilmiştir. Sürücü hazırlama bölümü de yazılıma entegre edilmiştir. Çözünürlük bant genişliği (RBW), detektör tipi, ortalama tipi (average type) gibi spektrum analizör ölçüm parametreleri, bu ayrı sürücü dosyaları içerisinde ayarlanabilirken, başlama frekansı, orta frekansı, durma frekansı, anten faktörü, modülasyon cevabi düzeltme faktörü, kablo kayıpları, maruziyet limitleri gibi parametreler yazılım ana ekranından girilebilmektedir. Yazılım, x, y ve z koordinatları için ölçümleri ayrı ayrı gerçekleştirebilmekte ve tespit edilen her frekans için vektör toplamını hesaplayabilmektedir. Bir eksen ölcümü sırasında, yazılım belirli bir frekans aralığı icin spektrum analizör ekranındaki son tepe noktasına kadar gürültü seviyesini asan her tepe noktayı (peak) veya sadece maksimum tepe noktasını tespit ederek ölçebilmektedir. Son olarak, yazılım tarafından, toplam alan seviyesi ve toplam maruziyet seviyesi belirli frekans bandı için hesaplanıp, ölçüm sonucuna göre "başarılı" veya "başarısız" olduğuna yüklenen limit çizgilerine bağlı olarak karar verilmektedir. Bu araştırmada, geniş bant ve frekans seçici ölçüm yöntemlerini karşılaştırabilmek için bir operatöre ait tek sektör antenli yapıya sahip ve UMTS (3G) yayını yapan bir baz istasyonu civarında ölçümler gerçekleştirilmiştir. Ölçümlere başlamadan önce spektrum analizör (Agilent, E4402B ESA-E) ve alıcı mini-bikonik anten (Schwarzbeck SBA9113) kullanılarak geniş bantta baz istasyonu spektrumu incelenmiştir. Spektruma baktığımızda 2110 MHz - 2130 MHz frekans aralığında yayın yapan UMTS (3G) indirme (downlink) bandı olduğu tespit edilmiştir. Daha sonra UMTS (3G) spektrumuna odaklanmak için spektrum analizör üzerinden bandın başlangıç ve bitiş frekansları girilmiş ve çözünürlük bant genişliği 30 kHz yapılarak spektrum daha yakından incelenmiştir. Şekil 1 (a)'da verilen spektrum bize bu frekans bandında yayın yapan 5 MHz'lik bant genişliğine sahip dört faklı UMTS (3G) kanalının olduğunu göstermiştir.



Şekil 1. Baz istasyonu ölçümü, (a) UMTS (3G) spektrumu, (b) ölçüm düzeneği

Bu kanalların ölçümlerine tarama (sweeping) metodu kullanılarak gerçekleştirilen frekans seçici ölçüm ile başlanmıştır. İlk olarak spektrum analizör ve yazılım bilgisayarı baz istasyonunun yayın yaptığı yöne göre mümkün olan en uzak noktaya Şekil 1 (b)'deki gibi konumlandırılmıştır. Alıcı anten olarak kullanılan minibikonik anten ise toplamda 15 m uzunluğa sahip olan ekranlı RF kablo ile spektrum analizör cihazının girişine bağlanmıştır. Ölçümler sırasında kanal güç ölçümü gerçekleştirildiği için UMTS (3G) spektrumunda bulunan dört kanalın merkez frekansları ayrı ayrı tespit edilerek kaydedilmiştir. Bu frekanslar sırasıyla 2112.405 MHz, 2117.405 MHz, 2122.405 MHz ve 2127.405 MHz olarak belirlenmiştir. İlk olarak yazılıma UMTS (3G) spektrumda yer alan ilk kanala ait merkez frekans girildikten sonra, ölçüm için gerekli sürücüler yüklenmiş ve ölçülecek ilk kanal için "Band 1" seçilerek ölçüm başlatılmıştır. Ölçüm başlamasıyla birlikte alıcı mini-bikonik anten manuel olarak yönlendirilerek antenin farklı polarizasyonlarında ölçüm alacak şekilde tarama gerçekleştirilmiştir. Maksimum seviyeyi bulmak için sektör antenin yayın yaptığı yönde ve ortalama bir insan boyu yüksekliğinde geniş bir alan taranmıştır. RMS detektör kullanılarak gerçekleştirilen ölçümler sırasında 30

kHz'lik çözünürlük bant genişliği (RBW), 300 kHz video bant genişliği (VBW), 300 ms tarama süresi (sweep time) ve 5 MHz span kullanılmıştır. Band 1'e ait maksimum güç yoğunluğu bulunduğunda ölçüm bitirilmiştir. İlk kanal ölçümü tamamlandıktan sonra benzer şekilde yazılım ekranına diğer kanallara ait merkez frekanslar girilerek ve sırasıyla "Band 2", "Band 3" ve "Band 4" seçilerek ölçümler gerçekleştirilmiştir. Daha sonra alıcı cihaz olarak NARDA, NBM 550 model EM alan ölçüm sistemi ve NARDA, EF0691 model elektrik alan probu kullanılarak, aynı bölgede tarama yapılarak geniş bant ölçüm gerçekleştirilmiş ve bu iki yöntemin ölçüm sonucları karsılastırılmıştır. İkinci adım olarak "Sabit Tek Noktada X,Y,Z" metodu kullanılarak gercekleştirilen frekans secici ölcümlere gecilmistir. Ölcümlere, antenin konumlandırılacağı noktavı belirlemek icin genis bant ölcüm ile baslanmıştır. Bir önceki adıma benzer sekilde geniş bant ölcüm gercekleştirilmiş ve makşimum seviyenin ölcüldüğü nokta isaretlemistir. Daha sonra bu noktaya, frekans secici ölcümleri gerceklestirmek icin üzerine takıldığı tripod sistemi ile birlikte alıcı mini-bikonik anten konumlandırılmıştır. Antenin kulakları ilk olarak Y ekseni konumuna getirilmiş ve yerden yüksekliği 1,5 m olarak ayarlanmıştır. Alıcı anten tarafında yapılan ayarlamalardan sonra spektrum analizör ve yazılım üzerindeki ayarlamalara geçilmiştir. İlk olarak yazılıma UMTS (3G) spektrumda yer alan birinci kanala ait merkez frekans girildikten sonra, ölçüm için gerekli sürücüler yüklenmiştir. Ölçülecek ilk kanal için "Band 1" seçilerek Y eksenindeki ölçüm gerçekleştirilmiştir. Daha sonra spektrumdaki diğer kanallar için sırasıyla Band 2, Band 3 ve Band 4 seçilerek ve merkez frekanslar girilerek her bir kanal için Y eksenindeki ölçümler gerçekleştirilmiştir. Aynı ölçüm adımları antenin X ve Z eksenleri icinde tekrarlanarak ölcüm tamamlanmıştır. Son olarak bu 4 kanalın X, Y ve Z eksenlerinde vaptığı toplam ışıma seviyesi yazılım tarafından analiz edilerek ölçüm sonucu hesaplanmış ve geniş bant ölçümü ile elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmıştır.

5. Ölçüm Sonuçları

Frekans seçici ve geniş bant ölçüm yöntemlerinin karşılaştırma sonuçları Tablo 1 ve Tablo 2' de verilmiştir. Frekans seçici tarama metodu ve genişband ölçüm yöntemi karşılaştırma sonuçları Tablo 1'de verilirken, frekans seçici sabit nokta X,Y,Z metodu ve genişband ölçüm yöntemi karşılaştırma sonuçları ise Tablo 2'de verilmiştir.

Frekans Seçici Ölçüm Yöntemi (Tarama Metodu)									Geniş Bant (Yöntem	Əlçüm 1i	
Ba	nd 1	Ba	and 2	Ba	and 3	Ba	and 4	To	plam	Toplan	1
V/m	W/m ²	V/m	W/m ²	V/m	W/m ²	V/m	W/m ²	V/m	W/m ²	V/m	W/m ²
2.92	0.0226	2.86	0.0217	3.56	0.0336	3.52	0.0328	6.20	0.1021	6.06	0.0974

Tablo 1. Tarama metodu ile gerçekleştirilen frekans seçici ölçüm ve geniş bant ölçüm sonuçları

Tablo 2. Sabit Nokta XYZ metodu ile gerçekleştirilen frekans seçici ölçüm ve geniş bant ölçüm sonuçları												
	Frekans Seçici Ölçüm Yöntemi (Sabit Nokta XYZ Metodu)										Geniş Bant Ölçüm Yöntemi	
Eksenler	Ba	and 1	Ba	und 2	Band 3		Band 4		Toplam		Toplam	
	V/m	W/m ²	V/m	W/m ²	V/m	W/m ²	V/m	W/m ²	V/m	W/m ²	V/m	W/m ²
Х	2.44	0.0158	2.19	0.0127	2.31	0.0142	3.02	0.0242				
Y	1.59	0.0067	1.70	0.0076	1.82	0.0088	1.20	0.0038	6.04	0.0969	5.63	0.0841
Z	0.63	0.0010	0.55	0.0008	0.52	0.0007	0.42	0.0005				

6. Sonuç

Bu araştırmada, EM kirlilik ölçümleri için kullanılan, frekans seçici ve geniş bant ölçüm yöntemleri deneysel olarak incelenmiş ve karşılaştırılmıştır. İlk olarak bir baz istasyonu civarında UMTS (3G) indirme (downlink) frekans bandına ait 4 ayrı kanalın tarama ve sabit nokta X,Y,Z metodları kullanılarak frekans seçici ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Daha sonra aynı ölçümler elektrik alan probu ile geniş bant ölçüm yöntemiyle tekrarlanmıştır. Son olarak iki yöntem ile gerçekleştirilen ölçüm sonuçları arasında karşılaştırmalar yapılmıştır. Karşılaştırma sonucu bize iki yöntem ile elde edilen ölçüm sonuçlarının 1 dB'den daha az fark ile birbiriyle uyumlu olduğunu göstermiştir. Bu sonuçlar, tasarlanan frekans seçici ölçüm sistemi ve yazılımının etkinliğini vurgularken, frekans seçici yöntemin avantajlarını ve yeteneklerini göstermek açısından önemlidir.

10. Kaynaklar

- T.G. Cooper, S.M. Mann, M. Khalid, R.P. Blackwell, "Exposure of the General Public to Radio Waves near Microcell and Picocell Base Stations for Mobile Telecommunications", NRPB-W62, 2004
- [2] T.G Cooper, S.M Mann, M. Khalid, R.P Blackwell, "Public exposure to radio waves near GSM microcell and picocell base stations", J. Radiol Prot. 2006 Jun;26(2):199-211, 2006 May 26
- [3] Bornkessel, C., Wuschek, M.: "Exposure Measurements of Modern Digital Broadband Radio Services", German Microwave Conference, Karlsruhe, Germany, 2006
- [4] C. Olivier and L. Martens, "Optimal settings for frequency-selective measurements used for the exposure assessment around UMTS base stations," IEEE Trans. Instrum. Meas., 56(5). s.1901-1909, 2007

Çift-Katmanlı Geniş-Bant Mikroşerit Dipol Anten Tasarımı

Adnan Sondaş Kocaeli Üniversitesi Bilişim Sistemleri Mühendisliği Bölümü Kocaeli <u>asondas@kocaeli.edu.tr</u>

Özet: Mikroşerit antenler az hacim kaplamaları, yüzeye uyumlu ve hafif olmaları, ucuz maliyetleri, üretimlerinin kolay olması gibi avantajları sayesinde kablosuz haberleşmenin her alanında tercih edilmektedirler. En büyük dezavantajları ise dar bantlı karakteristik sergilemeleridir. Literatürdeki çalışmalarda bu sorunun üstesinden glebilmek için anten geometrisi ile oynanmakta veya antene yeni eklemeler yapılmaktadır. Bildiride, WLAN/WiMAX uygulamalarında kullanılabilecek klasik bir mikroşerit dipol antenin daha geniş bantlı hale getirilmesi tanıtılmaktadır. Tasarımda, dipol elemanın beslemesi yakınlarına asimetrik ve aynı düzlemde olacak şekilde bükülmüş şerit yüklemeler, alt katmanına ise iki adet kare halka elemanı eklenmiştir. Bu dipol, yükleme ve halka elemanlarının boyutları ve konumları optimize edilerek geniş bantlı anten performansı elde edilmiştir. Önerilen tasarım %57'lik frekans bant genişliğine sahiptir ve 2.06–3.72 GHz aralığında performans göstermektedir. Tasarım ilgili bantta yönlü bir ışıma örüntüsüne ve 6.49-3.98 dBi seviyelerinde yönlendirme kazancına sahiptir.

Abstract: These days, microstrip antennas are preferred in all areas of wireless communication, due to their advantages such as low volume coverage, light weight, surface compatibility, high cost requirements and easy production etc. Also microstrip antennas have these advantages as well as disadvantages such as low gain, low power operation and narrow bandwidth etc. The main disadvantages of these antennas are their narrow band performance (~11%). In the literature, there are some wideband microstrip antenna designs. These broadband characteristics are obtained by changing the antenna geometry or by adding new parasitic patches to the antenna elements. In this study, a classical wideband microstrip dipole antenna design which can be used in WLAN/WiMAX applications (covering the bands 2.4–2.5 GHz and 2.5–3.5 GHz) is introduced. The proposed antenna has a pair of twisted strip which are placed asymmetrically near the feed of the dipole element with a length of 52 mm (~ λ /2). Also a pair of square loop elements is placed on a sublayer. The antenna has a resonance between 2.06–3.72 GHz with a bandwidth of 57%. The antenna has a directive radiation pattern with a gain of 6.49-3.98 dBi.

1. Giriş

Mikroşerit antenler, az hacim kaplamaları, yüzeye uyumlu ve hafif olmaları, ucuz maliyetleri, üretimlerinin kolay olması gibi birçok avantaja sahip olduklarından dolayı kablosuz haberleşme sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadırlar. Bu antenler, boyutları sayesinde minyatür boyutlu cihazların dışına ya da içine kolayca yerleştirilebilir, yüzeye uyumlu olmalarından dolayı da uçak, füze ve uydu gibi özel hassasiyet gerektiren araçların aerodinamik yapısını bozmadan bu araçların üzerine monte edilebilirler. Gerektiğinde devre elemanları ile aynı taban malzemesi üzerine yerleştirilmesi sonucunda elde edilen tümleşik anten sistemiyle daha ideal bir elektriksel performans sağlanabilmektedir. Ayrıca bu antenlerden çoklu-bant karakteristiği elde edilebilirken, tasarım üzerinde yapılan küçük oynamalar sayesinde doğrusal veya dairesel kutuplanmış ışıma karakteristiği de elde edilebilmektedir [1].

Mikroşerit antenler bu özelliklerinin yanı sıra, düşük kazanç, düşük güç ve dar bantlılık gibi dezavantajlara da sahiptirler [2, 3]. Bu dezavantajların başında ise bant genişliklerinin dar olması (< %11) gelmektedir. Literatürde yer alan bazı çalışmalarda, Defense Advanced Research Project Agency (DARPA)'ya göre %25, Federal Communication Commission (FCC)'ye göre %20 olarak kabul edilen geniş bant sınırının [4] mikroşerit antenler için de aşılabildiği görülmektedir. Bu geniş bantlı mikroşerit dipol anten tasarımları incelendiğinde, klasik mikroşerit dipol antenlerin bu uygulamalar için pek tercih edilmedikleri görülmektedir. Olan çalışmalarda ise dipol elemanlara farklı yüklemelerin eklenmesi [5, 6], kıvrımlı yapıların kullanılması [7] gibi işlemler sonucunda geniş bantlı anten performansının elde edilebildiği gözlemlenmiştir.

Önerilen bu çalışmada ise [6]'da klasik bir dipol antenin bant genişliğini artırmak için uygulanmış yöntemlere (maksimum %22'lik performans elde edilmiştir) alternatif olan ve daha geniş bant performansına sahip olan mikroşerit dipol anten tasarımı tanıtılmıştır. Önerilen bu anten yapısı, WiMAX (2.4–2.5 GHz) ve WLAN (2.5–3.6 GHz) uygulamalarında kullanılmak üzere tasarlanmıştır.

2. Önerilen Anten Tasarımı

Önerilen mikroşerit anten konfigürasyonu ve ilgili tasarım parametreleri Şekil 1'de verilmektedir. Görüldüğü üzere, önerilen tasarım çift katmandan oluşmaktadır. Üst katmanda, 52 mm ($-\lambda/2$) uzunluğundaki mikroşerit dipol antene iki adet bükülmüş yükleme elemanı, aynı düzlemde ve besleme konumuna asimetrik şekilde eklenmiştir. Bu metalik plakalar 0.79 mm yüksekliğindeki ve $60 \times 22 \text{ mm}^2$ boyutlarındaki Arlon DiClad 880 (ε_r =2.2) dielektrik alttaş üzerine yerleştirilmiştir. Alt katmanda ise yine aynı boyutlardaki alttaş üzerinde iki adet kare halka yapısı yer almaktadır. Bu halkalar üst katmandaki mikroşerit dipolün kolları altına gelecek şekilde yerleştirilmiştir ve konumları anten performansı için oldukça önemlidir. CST Microwave Studio programında, 0.05 mm kalınlığındaki kayıplı bakır plakalar (σ =5.8×107 S/m) kullanılarak metalik yapılar modellenmiştir. Ayrıca, anten ışımasının yönlü olması için de 30 mm mesafeye toprak düzlemi konulmuştur.



Sekil 1. Önerilen anten tasarımı a) Üst katman b) Alt katman c) Perspektif görünümü (boyutlar mm)

Önerilen anten tasarımında şerit yükleme elemanları yokken (Yüklemesiz), varken (Yüklemeli) (alt katman yok) ve alt katman varken (Önerilen) sergilediği geri-dönüş kaybı (S₁₁) karakteristiği Şekil 2'de verilmiştir. Görüldüğü üzere, dipol elemanı tek başına iken 2.29–2.56 GHz aralığında %11'lik bant genişliği performansı göstermektedir. Önerilen tasarımda, dipol elemanına bükülmüş yüklemeler eklenerek ve boyutları ayarlanarak (üst katman), bu elemanların sahip oldukları iki farklı frekans bandı bir araya getirilmiştir. Böylece ilgili tasarımdan 2.28–3.67 GHz frekans aralığında %46'lık geniş bantlı bir anten performansı elde edilmiştir. Oldukça geniş bantlı bir performansa sahip olan bu yapıya alt katmanın eklenmesi sonucunda ise 2.06–3.72 GHz frekans aralığında %57'lik bir bant genişliği elde edilebilmiştir. Önerilen optimum tasarımın VSWR karakteristiğinden (Şekil 3) görüldüğü üzere, antenin ilgili banttaki performansı beklendiği üzere seviye 2'nin altındadır.

Şekil 4'te ise ilgili tasarımın 2.2 GHz, 3.0 GHz ve 3.6 GHz'deki ışıma örüntüleri yer almaktadır. Görüldüğü üzere, eklenen parazitik elamanlar ve alt katman dipol yapısının ışıma karakteristiğini bozucu bir etkiye neden olmamış, toprak yapısı ise tasarımın yönlü ışıma performansına sahip olmasını sağlamıştır. Anten yapısının ilgili banttaki simülatör tarafından hesaplanan yönlendirme kazancı ise 6.49-3.98 dBi seviyelerindedir.



Şekil 2. Tasarımının geri-dönüş kaybı karakteristiği



Şekil 3. Önerilen tasarımın VSWR karakteristiği



Şekil 4. Önerilen tasarımın a) 2.2 GHz b) 3.0 GHz c) 3.6 GHz'deki ışıma örüntüleri.

3. Sonuçlar ve Tartışma

Bildiride, WLAN/WiMAX bantlarını kapsayan uygulamalarda kullanılmak üzere, 2.06–3.72 GHz aralığında performans gösteren bir geniş bantlı mikroşerit dipol anten tasarımı tanıtılmıştır. İlgili tasarımda, 52 mm ($\sim\lambda/2$) uzunluğundaki klasik bir mikroşerit dipol anten elemanının beslemesi yakınlarına aynı düzlemde ve asimetrik olacak şekilde iki adet bükülmüş yükleme elemanı ve alt katmanda ise iki adet kare halka elemanı eklenmiştir. Bu eklemeler sayesinde %11'lik bant genişliğine sahip olan standart bir mikroşerit dipol antenin bant genişliği %57'ye çıkarılabilmiştir. Ayrıca bu eklemeler sonucunda antenin ışıma örüntüsü karakteristiğinde herhangi bir bozulma olmamıştır. Önerilen geniş bantlı anten, eklenen toprak katmanı sayesinde yönlü ışıma örüntüsüne ve 6.49-3.98 dBi seviyelerindeki yönlendirme kazancına sahiptir. Konferansta, tanıtılan anten tasarımının CST Microwave Studio programı ile elde edilmiş farklı parametrik çalışma sonuçlarına ve ölçüm sonuçlarına yer verilecektir.

Kaynaklar

[1]. Sondaş A., "Metamateryal altyapılı ve halka yüklemeli mikroşerit anten tasarımları ve gerçeklenmesi", *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Doktora Tezi, Kocaeli, Türkiye*, 2011.

[2]. Kumar G., Ray K.P., "Broadband Microstrip Antennas", Artech House, USA, 2003.

[3]. Wong, K. L., "Compact and Broadband Microstrip Atennas", John Wiley & Sons, Inc, 2002.

[4]. FCC 02-48, "Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems", FCC, 98-153, Washington, 2002.

[5]. Chen S.L., Lin K.H., "Performance of a Folded Dipole with Closed Loop for RFID Applications", Progress In Electromagnetics Research Symposium, Prague, Czech Republic, 2007.

[6]. Keskin N., İmeci, T., Rahman S.M.T., Karaçuha E., "UHF RFID Pasif Etiket için Dipol Anten Tasarımları", IEEE 22nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), Trabzon, Türkiye, 2014.

[7]. Rao K.V.S., Nikitin P.V., Lam S.F., "Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application", IEEE Trans. Antennas Propagation, 53(12), 3870-3876, 2005.

Mükemmel İletken Yüzey ile Izgara Tipi Şerit Arasındaki Dilelektrik Tabakada Elektromanyetik Dalganın Davranışı

İsmail YILDIZ

Çukurova Üniversitesi Elekril-Elektronik Mühendisliği Bölümü Adana, Türkiye <u>iyildiz@cu.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada, mükemmel iletken yüzey ile ızgara tipi şerit arasındaki dielektrik tabakada elektromanyetik dalganın davranışı incelenmiştir. Saçılma, ışın izleme yöntemi kullanılarak analitik olarak çalışılmıştır. Birinci ortamdaki ve ikinci ortamdaki bütün alan ifadeleri TE ve TM polarizasyon için analitik olarak elde edilmiştir. Her iki ortamdaki elektrik ve manyetik alan ifadeleri için sonuçlar grafîksel olarak elde edilmiş ve Floquet modlarıyla elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Ayrıca, şerit genişliğine göre kayıp incelenmiştir.

Abstract: In this study, the scattering a plane electromagnetic wave by a slab with strip grating on a grounded plane is investigated. The scattering mechanism is studied analytically including multiple processes by using ray tracing method. All field expressions in medium1 and in medium2 are obtained analytically for TE and TM polarization. Results for electric fields and magnetic fields on each medium are obtained graphically and compared with the results which are founded by Floquet modes. The graphs are matched, thus, the solution obtained here is verified. Moreover, the strip width is examined according to the dissipated loss.

1. Giriş

Bu çalışmada, x=-h'deki mükemmel iletken düzlem ile x=0'daki ızgara tipi mükemmel iletken şeritlerden oluşan yüzey arasına kalan dielektrik tabakada elektromanyetik dalganın saçılması incelenmiştir. Izgara tipi periyodik yapı için, d periyodu a ise şerit genişliğini göstermektedir. Yapılan incelemede, öncelikle TE ve TM polarizasyon için yansıma ve kırılma katsayıları elde edilmiştir. Gelen dalga birinci ortamdan ikinci ortama doğrudur. Genliği, gelen dalga ile karşılaştırıldığında ihmal edilebilecek olduğundan ikinci kırılmadan sonraki dalgalar hesaba dahil edilmemiştir. Tüm metal yüzeyler yerine ızgara tipi şerit duvarlar konulmasıyla, yayılım süresince kaybın düşürülmesi ve mikroelektronik boyutlarda çalışabilme gibi avantajlar sağlanılması beklenilmektedir. Zamana bağlılık $e^{j\omega t}$ olarak alınmıştır. 1969'da, Weinstein [1] normal sınır koşulları yerine, arayüzü normal düz yüzey gibi düşünülebilecek ızgara şeritler ve silindirler gibi periyodik yapılar için yaklaşık sınır koşullarını sunmuştur. 1970'de Jacobsen [2] aynı geometri için elektromanyetik dalganın saçılmasını Floquet modları ile incelemiştir. Vorobyov [3] yapıyı yarı sonsuz ızgara şeritler için nümerik olarak incelerken, Shapoval ve ekibi çalışmasında [4] metal yerine grafin kullanmış ve grafinin yüzey empedansına dayanan yeni bir nümerik yöntem ile çözüm yapmıştır. Xiong ve ekibi sonlu uzunluklu periyodik yapıların analizi için yeni bir yöntem [5] geliştirmiştir.

2. Katsayıların Elde Edilmesi

Normal sınır koşulları yerine, periyodik yapılar için verilen yaklaşık sınır koşulları kullanarak, ızgara tipi şerit yapıyı düz bir yüzeymiş gibi düşünerek, arayüz için yansıma ve kırılma katsayıları elde edilmiştir. Şekil-1'de gösterilen TM polarize ve gelen dalganın birinci ortamdan ikinci ortama doğru olduğu durum için çözüm aşağıda verilmektedir. Benzer şekilde TE polarize için gelen dalga birinci ortamdan ikinci ortama doğru olduğu iken, gelen dalga diğer taraftan gelirkenki TE ve TM polarize durumlar için de ayrı ayrı yansıma ve kırılma katsayıları elde edilmiştir. Örnek olarak, A_{11}^{TM} katsayısında, üst indis olan TM polarizasyonu belirtirken alt indisdeki 11 ifadesi gelen dalganın birinci ortamda olduğunu, ve birinci ortama döndüğünü, yani yansıma katsayısını belirtmektedir.



Şekil 1. H-polarize gelen, yansıyan ve kırılan dalga

Şekil-1'de, x=0'da, y-yönünde sonsuz uzun ve z-yönünde sonsuz tane, d ile periyodik metal şeritlerden oluşan bir arayüz vardır. Gelen dalga TM polarize ve şekilde gösterildiği gibi ise, Maxwell Denklemleri uyarınca dalganın elektrik alan bileşeni bulunur. Benzer şekilde, A_{11}^{TM} yansıma ve A_{12}^{TM} kırılma katsayısı olmak üzere, yansıya ve kırılan dalgaların elektrik ve manyetik alan bileşenleri;

$$\vec{H}_{0y} = \hat{e}_y e^{-jk_1(-x\cos\theta_0 + z\sin\theta_0)}$$
(1)
$$E_{1x} = \frac{A_{11}^{TM}k_1\sin\theta_1}{\omega\varepsilon_1} e^{-jk_1(x\cos\theta_1 + z\sin\theta_1)}$$
(6)

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = j\omega\varepsilon_1 \vec{E}$$

$$E_{1z} = \frac{-A_{11}^{TM} k_1 \cos\theta_1}{\omega\varepsilon_1} e^{-jk_1(-x\cos\theta_0 + z\sin\theta_0)}$$

$$(3)$$

$$\vec{H}_{2u} = \hat{e}_{u} A_{12}^{TM} e^{-jk_2(-x\cos\theta_2 + z\sin\theta_2)}$$

$$(8)$$

$$\vec{H}_{2y} = \hat{e}_y A_{12}^{TM} e^{-jk_2(-x\cos\theta_2 + z\sin\theta_2)}$$
 (8)

$$\vec{H}_{1y} = \hat{e}_y A_{11}^{TM} e^{-jk_1(x\cos\theta_1 + z\sin\theta_1)}$$
(5)
$$E_{2z} = \frac{A_{12}^{TM} k_2 \cos\theta_2}{\omega \varepsilon_2} e^{-jk_2(-x\cos\theta_2 + z\sin\theta_2)}$$
(10)

Birinci ve ikinci ortamdaki toplam elektrik ve manyetik alan;

$$E_x^1 = \frac{k_1 \sin\theta_0}{\omega\varepsilon_1} e^{-jk_1(-x\cos\theta_0 + z\sin\theta_0)} + \frac{A_{11}^{TM}k_1\sin\theta_1}{\omega\varepsilon_1} e^{-jk_1(x\cos\theta_1 + z\sin\theta_1)}$$
(11)

$$E_z^1 = \frac{k_1 \cos\theta_0}{\omega\varepsilon_1} e^{-jk_1(-x\cos\theta_0 + z\sin\theta_0)} - \frac{A_{11}^{TM}k_1\cos\theta_1}{\omega\varepsilon_1} e^{-jk_1(x\cos\theta_1 + z\sin\theta_1)}$$
(12)

$$H_{y}^{1} = e^{-jk_{1}(-x\cos\theta_{0} + z\sin\theta_{0})} + A_{11}^{TM}e^{-jk_{1}(x\cos\theta_{1} + z\sin\theta_{1})}$$
(13)

$$E_x^2 = \frac{A_{12}^{TM} k_2 \sin \theta_2}{\omega \varepsilon_2} e^{-jk_2(-x\cos \theta_2 + z\sin \theta_2)} \tag{14}$$

$$E_z^2 = \frac{A_{12}^{TM}k_2\cos\theta_2}{\omega\varepsilon_2} e^{-jk_2(-x\cos\theta_2 + z\sin\theta_2)}$$
(15)

$$H_{y}^{2} = A_{12}^{TM} e^{-jk_{2}(-x\cos\theta_{2} + z\sin\theta_{2})}$$
(16)

Yaklaşık Sınır Koşulları

$$E_y^2 + E_y^1 = (jk_2l_0H_z^2 - jk_1l_0H_z^1) + l_0\frac{\partial}{\partial y}(E_x^2 - E_x^1)$$
(17)

$$E_y^2 - E_y^1 = (-jk_2l_2H_z^2 - jk_1l_2H_z^1) - l_2\frac{\partial}{\partial y}(E_x^2 + E_x^1)$$
(18)

$$H_{y}^{2} - H_{y}^{1} = (-jk_{2}l_{1}E_{z}^{2} - jk_{1}l_{1}E_{z}^{1}) + l_{1}\frac{\partial}{\partial y}(H_{x}^{2} + H_{x}^{1})$$
(19)

$$E_z^2 - E_z^1 = \left(-jk_2 l_3 H_y^2 - jk_1 l_3 H_y^1\right) - l_4 \frac{\partial}{\partial z} (E_x^2 + E_x^1)$$
(20)

$$l_0 = \frac{d}{\pi} \ln\left(\frac{1}{\sin\left(\frac{\pi a}{2d}\right)}\right) \qquad \qquad l_1 = \frac{d}{\pi} \ln\left(\frac{1}{\cos\left(\frac{\pi a}{2d}\right)}\right) \qquad \qquad l_2 = l_3 = l_4 = 0$$

Yaklaşık sınır koşullarını uyguladıktan sonra, yansıma katsayısı A_{11}^{TM} ve kırılma katsayısı A_{12}^{TM} :

$$A_{11}^{TM} = \frac{[jk_1k_2l_1cos\theta_0cos\theta_2(k_1+k_2)+\omega k_1cos\theta_0\varepsilon_2]-[\omega k_2cos\theta_2\varepsilon_1]}{[jk_1k_2l_1cos\theta_0cos\theta_2(k_1+k_2)+\omega k_1cos\theta_0\varepsilon_2]+[\omega k_2cos\theta_2\varepsilon_1]}$$
(21)
$$A_{12}^{TM} = \frac{2\omega k_1cos\theta_0\varepsilon_2}{[jk_1k_2l_1cos\theta_0cos\theta_2(k_1+k_2)+\omega k_1cos\theta_0\varepsilon_2]+[\omega k_2cos\theta_2\varepsilon_1]}$$
(22)

Tüm A_{21}^{TM} , A_{22}^{TM} , A_{11}^{TE} , A_{12}^{TE} , A_{21}^{TE} ve A_{22}^{TE} katsayıları aynı yolla bulunabilir.

3. Problemin Formülasyonu

Her iki ortamdaki TE ve TM polarizasyon için elektrik ve manyetik alan ifadeleri ortamdaki bütün alan ifadelerinin toplanmasıyla elde edilir. Tüm alanlar Şekil-2'de gösterilmiştir. Ikinci saçılmadan sonraki alanlar genliği gelen dalgaya göre çok küçük olduğu için ihmal edilmiştir. Bu şekilde elde edilen alan ifadeleri Şekil-3'de gösterilmiştir.

 $\vec{E}^{1} = \hat{e}_{x}E_{x} + \hat{e}_{y}E_{y} + \hat{e}_{z}E_{z} \\ E_{x} = E_{0x} + E_{1x} + E_{5x} \\ E_{y} = E_{0y} + E_{1y} + E_{5y} \\ E_{z} = E_{0z} + E_{1z} + E_{5z}$

 $\vec{E}^2, \vec{H}^1, \vec{H}^2$ if a deleri de \vec{E}^1 gibi el de edilebilir.



Şekil 2. Problemin Geometrisi

Jacobsen'in çalışmasında, elektrik ve manyetik alan ifadeleri aşağıdaki şekilde elde edilmiştir.

$$\vec{E} = \vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{\Pi} + i\omega\mu (\vec{\nabla} \times \vec{\Pi}^*)$$

$$\vec{H} = -i\omega\varepsilon (\vec{\nabla} \times \vec{\Pi}) + \vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{\Pi}^*$$
(23)

Burada Π ve Π^* sırasıyla elektrik ve manyetik Hertzian potansiyelleridir.



Şekil-3. Dielektrik Tabaka İçerisindeki, Her İki Yöntem İle Elde Edilen Elektrik Alan

Grafiğe göre, ışın izleme yöntemi ile elde edilen elektrik alan ifadesinin frekansa göre grafiği, Floquet modları ile elde edilen grafikle uyumlu olduğu görülmektedir. Dolayısıyla, ışın izleme yöntemi ile yapılan çalışma bir diğer çalışma ile doğrulanmış olmaktadır. Bu da, çalışmamızın kontrolü niteliğindedir.



Şekil-4: Her iki duvarı da metal olan ve bir duvarı metal bir duvarı ızgara şerit olan dalga kılavuzu

Şekil-4'te gösterilen dalga kılavuzları için, kayıp hesabı yapacak olursak;

Full duvar için $\vec{P}_{dfw} = \frac{1}{2} \iiint \sigma_s |\vec{E}|^2 dV = \frac{1}{2} \sigma_s |\vec{E}|^2 wl2d \qquad (25)$ Izgara şerit duvar için $\vec{P}_{dsg} = \frac{1}{2} \iiint \sigma_s |\vec{E}|^2 dV = \frac{1}{2} \sigma_s |\vec{E}|^2 wl2a \qquad (26)$

$$\frac{\vec{P}_{dsg}}{\vec{P}_{dfw}} = \frac{\frac{1}{2}\sigma_{s}|\vec{E}|^{2}wl2a}{\frac{1}{2}\sigma_{s}|\vec{E}|^{2}wl2d} = a/d$$
(27)

4. Sonuç

Mükemmel iletken yüzey ile ızgara tipi şerit arasındaki tabakadan elektromanyetik dalganın saçılması, ışın izleme yöntemi ile analitik olarak incelenmiş olup, elde edilen ifadeler Floquet modları ile elde edilen ifadelerle karşılaştırılmıştır. Sonuçların uyumlu olması ile yapılan çalışma doğrulanmıştır. Ayrıca, tüm metal duvardaki kaybın ızgara tipi şerit duvardaki kayba oranına bakılacak olursa, ızgara tipi şeritlerden oluşan duvarda meydana gelecek olan kaybın şerit genişliği ile orantılı olarak azaldığı belirlenmiştir.

5. Kaynaklar

- [1] L. A. Weinstein, "The Theory of Diffraction and the Factorization Method", Golem Press, Boulder, CO, 1969
- [2] J. Jacobsen, "Analytical, Numerical and Experimental Investigation of the Guided Waves on a Periodically Strip-Loaded Dielectric Slab", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-18, no. 3, May 1970
- [3] S.N. Vorobyov, "Numerical Solution of Electromagnetic Wave Diffraction by Plane Semi-Infinite Strip Grating", DIPED-2009
- [4] O. V. Shapoval, J. S. Gomez-Diaz, J. Perruisseau-Carrier, J. R. Mosig, A. I. Mosich, "Integral Equation Analysis of Plane Wave Scattering by Coplanar Graphene-Strip Gratings in THz Range", IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, Vol. 3, Issue. 5, pages: 666-674, 2013
- [5] X.Y.Z. Xiong, L. L. Meng, L.J. Jiang, W.E.I. Sha, F. Yang, "New Approach for Efficient Analysis of Large Finite Periodic Structures", Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), USNC-URSI, page:118, 2014

Çift-bant plazmonik mükemmel soğurucunun yansıma, geçiş, soğurum ve kırıcılık indisi hassasiyetinin analizi

Semih KORKMAZ¹, Serap AKSU², Mustafa TÜRKMEN¹

¹Erciyes Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Kayseri <u>smhkorkmaz@gmail.com.tr</u>, <u>turkmen@erciyes.edu.tr</u>,

> ²Bilkent Üniversitesi Fizik Bölümü Ankara serap.aksu@bilkent.edu.tr

Özet: Plazmonik mükemmel soğurucular, iki metal katman arasında dielektrik bir ayırıcı olmak üzere üç fonksiyonel katmandan oluşur. İki metal katman arasında meydana gelen manyetik kuplajlama, dielektrik katmanın kalınlığına ve dielektrik sabitine bağlıdır [1]. Bu çalışmada mükemmel soğurucu tabanlı papyon çifti şeklinde, plazmonik nanoanten dizileri tasarlanmıştır. Elektromanyetik spektumun orta-kızılötesi bölgesinde %100'e yakın güçlü iki tane soğurum rezonansı değeri elde edilmiştir. Yapının spektral cevabı ve yakın alan dağılımları, sonlu farklar zaman domeni (FDTD) metodu ile incelenmiştir. Ayrıca kırıcılık indeksi algılama karakteristiği, nanoantenin birbirinden farklı ortamlara gömülmesiyle nümerik olarak analiz edilmiştir.

Abstract: Plasmonic perfect absorbers (PAs) consist of three functional layers that comprise a dielectric layer sandwiched between two metal layers. The coupling between two metallic layers results in magnetic resonance depending on the thickness and dielectric constant of the dielectric layer [1]. In this study, perfect absorber based bowtie pair shaped plasmonic nanoantenna arrays are designed. Nearly 100% two absorbance resonance values are obtained in mid-IR region of the electromagnetic spectrum. The spectral response and near-field distribution of designed nanostructures are investigated by using finite difference time domain (FDTD) method. Also, refractive index sensing characteristic is analyzed numerically by embedding the nanoantenna into different cladding media.

1. Giriş

Son yıllarda, plazmonik mükemmel soğurucu tabanlı nanoantenler elektromanyetik spektrumun kızılötesi bölgesinde çok sayıda çalışmaya konu olmuştur [2-6]. Bu çalışmada, orta-kızılötesi bölgede çalışan, papyon çifti şeklinde nanoantenler tasarlanmıştır. Şekil 1 (a)'da çok katmalı alt taban üzerine tasarlanan nanoantenin genel görünümü verilmiştir. Nanoantenler, 300 nm kalınlığındaki silikon üzerine iki metal arasına sıkıştırılmış kırıcılık indis değeri 1.37 olan dielektrik bir ayırıcıdan (MgF₂) oluşan bir alt taban üzerine konumlandırılmıştır. Alttaki altın film kalınlığı 200 nm, dielektik ayırıcı kalınlığı 100 nm ve en üstteki papyon çifti şeklindeki altın nanoantenlerin kalınlığı ise 50 nm olarak belirlenmiştir.



Şekil 1. (a) Tasarlanan yapının perspektif görünümü. Elektrik alan bileşeni x- yönünde, manyetik alan bileşeni ise y- yönünde kutuplanmıştır. (b) Yapının üstten görünümü.

Şekil 1 (b)'de ise yapının üstten görünümü verilmiş olup x-ekseni ve y-ekseni boyunca konumlandırılmış üçgenlerin tüm boyutları birbirlerine eşittir. L_1 , L_2 , L_3 ve L_4 birbirlerinden farklı olup sırasıyla 1720 nm, 2150 nm, 860 nm ve 1050 nm'dir Üçgenler arasındaki mesafe D eşit ve 200 nm olarak belirlenmiştir. Nanoantenlerin x- ve y- ekseni boyunca periyodikliği ise 2600 nm'dir.

2. Nümerik Analizler

Şekil 2 (a)'da yapının belirlenmiş parametre değerleri için elde edilen yansıma, geçiş ve soğurum spektrumu görülmektedir. Yapı çift-bant rezonans değerine sahip anten özelliği göstermektedir. Hesaplamalar sırasında kullanılan metal ve dielektrik malzemelerin dielektrik sabitleri Palik'ten [7] alınmıştır. İlk rezonans dalgasayısı değeri 1751 cm⁻¹ (52.46 THz) iken ikinci rezonans dalgasayısı değeri ise 3059 cm⁻¹ (91.70 THz)'dir. İlk rezonans değerinde % 98 olan soğurum değeri, ikinci rezonansta ise % 99 olarak elde edilmiştir. Şekil 2 (b)'de ise yapının x- yönünde kutuplama altında yakın alan arttırım değerleri ($|E^2|/|E_0^2|$) 52.46 THz rezonans frekansında hesaplanmış ve bu değer 5000 kattan fazladır. Bunun anlamı, nanoanten üzerine gönderilen ($E_0 = 1$) enerjisinin 5000 kattan fazla arttırılmasıdır. Şekil 2 (c)'de ise rezonans frekansı 91.70 THz için elde edilen yakın alan artış değeri 7000 kattan fazladır. Bu iki değer oldukça yüksek olup ışık-madde etkileşimi uygulamaları için oldukça önemli bir yere sahiptir.



Şekil 2. (a) x-yönünde kutuplanmış ışık altında aydınlatılan yapının yansıma, geçiş ve soğurum eğrisi. (b) Rezonans frekansı 52.46 THz için enerjinin hapsedildiği bölgeler. (c) Rezonans frekansı 91.70 THz için enerjinin hapsedildiği bölgeler.

Şekil 3 (a)'da tasarlanan yapının bulunduğu ortamın kırıcılık indisi değişimine hassasiyetini belirlemek için yapı 100 nm kalınlığında farklı ortamlara nümerik olarak gömülmüştür. Bu ortamlar sırasıyla hava (n=1), iyonize olmamış su (n=1.33), aseton (n=1.36) ve gliseroldür (n=1.47). Ortamların kırıcılık indis değeri ref. [8]'ten alınmıştır. Şekil 3 (b)'de görüleceği üzere elde edilen soğurum spektrumuna göre yapı bulunduğu ortamın değişimine oldukça hassastır. Kırıcılık indisi değeri arttıkça nanoantenin vermiş olduğu rezonans değerleri azalmaktadır. Bu şekilde farklı moleküller için rezonansların ayarlanmasına bu yapı imkan vermektedir.



Şekil 3. (a) Ortam içerisine gömülen nanoantenlerin görünümü. (b) Her bir ortamda elde edilen soğurum spektrumu.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada çift-bant frekans cevabı olan bir nanoanten tasarımı sunulmuştur. Işık-madde etkileşimi açısından temel bir özellik olan güçlü soğurum rezonans frekanslarındaki yüksek yakın alan değeri ve bulunduğu ortamın değişimine bağlı olarak spektrumunda meydana gelen kaymalar bu yapının orta-kızılötesi bölgesinde biyosensör uygulamalarında verimli bir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir.

4. Teşekkür

Bu çalışma, Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Proje Merkezi (Proje No: FYL-2014-5075) tarafından desteklenmektedir.

5. Kaynaklar

[1]. Landy N. I., Sajuyigbe S., Mock J.J., Smith D.R. ve Padilla W.J., "Perfect metamaterial absorber", Physical Review Letters, cilt. 100, no. 20, s. 207402–207405, 2008.

[2]. Chen, K., Adato, R. ve Altuğ H., "Dual-band perfect absorber for multispectral plasmon-enhanced infrared spectroscopy," ACS Nano, cilt. 6, no. 9, s. 7998-8006, 2012.

[3]. Brown, L. V., Yang X., Zhao K., Zheng B. Y., Nordlander P. ve Halas N.J., "Fan-shaped gold nanoantennas above reflective substrates for surface-enhanced infrared absorption (SEIRA)", Nano Letters, cilt. 15, no. 2, s.1272-1280, 2015.

[4]. Çetin A. E., Korkmaz S., Durmaz H., Aslan E., Kaya S., Paiella R., ve Turkmen M., "Quantification of Multiple Molecular Fingerprints by Dual Resonant Perfect Absorber," Advanced Optical Materials, cilt. 4, no. 8, s. 1274-1280, 2016.

[5]. Aslan E., Kaya S., Aslan E., Korkmaz S., Saraçoğlu Ö. G., ve Türkmen M., "Polarization insensitive plasmonic perfect absorber with coupled antisymmetric nanorod array," Sensors and Actuators, B: Chemical, cilt. 243, s. 617-625, 2017.

[6]. Aslan E., Aslan E., Türkmen M., ve Saraçoğlu Ö. G., "Experimental and numerical characterization of a mid-infrared plasmonic perfect absorber for dual-band enhanced vibrational spectroscopy," Optical Materials, cilt. 73, s. 213-222, 2017.

[7]. Palik, E., Handbook of Optical Constants of Solids, Academic Press, Orlando, A.B.D., 1985.

[8]. Çetin A. E., Kaya S., Mertiri A., Aslan E., Erramilli S., Altuğ H., ve Türkmen M., "Dual-band plasmonic resonator based on Jerusalem cross-shaped nanoapertures," Photonics and Nanostructures-Fundamentals and Applications, cilt. 15, s. 73-80, 2015.

Tıbbi Amaçlı Elektromanyetik Görüntüleme Problemleri İçin Uygunlaştırıcı Ortamların Analizi

Eda Konakyeri Arıcı, Ali Yapar İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği İstanbul edakonakyeri@yahoo.com, yapara@itu.edu.tr

Özet: Son zamanlarda yapılan bilimsel çalışmalarda kanser, tümör, kanama gibi insan vücudundaki anormal yapıların elektromanyetik dalgalar kullanılarak tespitine ilişkin problemlerde etkili sonuçların alınabilmesi için yansıyan alanın azaltılması ve görüntülenmek istenen bölgeye mümkün olan en yüksek seviyede elektromanyetik enerjinin iletilmesi gerektiği gösterilmiştir. Bu nedenle mikrodalga görüntüleme problemlerinde arka plan uzayının (uygunlaştırıcı ortam) uygun şekilde belirlenmesi önemli bir problem oluşturmaktadır. Bu çalışmada yüksek kontrastlı cisimlerin görüntülenmesinde yansımanın azaltılması için kullanılması gereken uygunlaştırıcı ortamın etkileri, bir insan kafası modeli esas alınarak incelenecektir.

Abstract: In recent scientific studies, it has been shown that in order to obtain effective results in problems related to detection of abnormal structures of human body such as cancer, tumor, bleeding using electromagnetic waves, it is necessary to reduce the reflected field and transmit the electromagnetic energy at the highest possible level to the region to be imaged. For this reason, it is an important problem to determine the background space (matching medium) appropriately in microwave imaging problems. In this study, the effects of the matching medium, which should be used to reduce the reflection in the imaging of high-contrast objects, will be examined based on a human head model.

1. Giriş

Elektromanyetik saçılma problemlerinin önemli uygulamalarından biri insan vücudu organları üzerindeki anormal yapıların tespit edilmesidir. Bu amaçla birçok araştırmacı, meme ve beyin gibi homojen olmayan ve dış ortamdan farklı elektromanyetik parametrelere sahip olan yapılar üzerine çeşitli incelemeler yapmaktadır. Özellikle bu yapılardaki kanser, tümör, kanama gibi oluşumların elektromanyetik yöntemler ile tespiti son yılların önemli araştırma konularından birisi olmuştur [1, 2]. Burada temel prensip, görüntülenmek istenen yapıların elektromagnetik dalgalarla aydınlatılması ve saçılan alandan faydalanılarak anormal oluşumların tespit edilmesidir. Bu uygulamalarda en önemli problem, cismi aydınlatımak için gönderilen dalganın cismin içine nüfuz etmesini sağlamaktır. Bu ise ancak cismi içine alan uzayın (arka plan uzayı) elektromagnetik parametrelerinin uygun bir şekilde seçilmesi ile başarılabilir [3, 4]. Bu durumda söz konusu ortam, uygunlaştırıcı ortam (matching medium) olarak adlandırılır.

Bu çalışmada, bir insan kafası fantomu baz alınarak, uygun Green fonksiyonu yardımıyla momentler yöntemine dayanan bir saçılan alan analizi yapılacaktır. Analiz sırasında gelen alanın beyin gibi yüksek kontrastlı yapılara daha fazla nüfuz etmesini sağlayan uygunlaştırıcı ortamın hem beyinden saçılan hem de beyin içerisindeki alan üzerine etkileri detaylıca incelenecektir.

2. Homojen Olmayan Yapılardan Saçılan Alan

Şekil 1'de verilen homojen olmayan bir cisme ilişkin iki boyutlu saçılma problemi göz önüne alınsın. Cisme ilişkin dielektrik sabiti $\varepsilon(x)$ fonksiyonu ile, dış ortamın dielektrik sabiti ise sabit ε_b değeri ile ifade edilmiştir. Manyetik geçirgenlik tüm uzayda μ_0 (boş uzayın manyetik geçirgenliği) olarak alınmıştır. Cisim, elektrik alanı u^i ile ifade edilen (gelen dalga) TM polarize bir dalga ile aydınlatılmış, böylece problem iki boyutlu skaler hale indirgenmiştir. Bu halde homojen olmayan yapıya ilişkin toplam alan ifadesi u,

$$u(x) = u^{l}(x) + k_{b}^{2} \int G_{b}(x, y) v(y) u(y) dy , x \in D$$
(1)

Lippmann-Schwinger integral denklemini sağlar. Burada $G_b(x,y) = \frac{i}{4}H_1^{(0)}(k_b|x-y|)$ Green fonksiyonunu,

 $v(x) = \begin{cases} \frac{k^2(x)}{k_b^2} - 1 = \frac{\omega^2 \varepsilon(x)\mu_0}{k_b^2} - 1; \ x \in D\\ 0; diğer \end{cases}$ ise saçıcıya ilişkin cisim fonksiyonunu ifade etmektedir. (1) denklemi

[5]'de verilen momentler yöntemi yardımı ile u(y) iç alanları için kolaylıkla çözülebilir. Bu halde uzayın herhangi bir noktasındaki saçılan alan ifadesi (2)'de verilen integral ile sayısal olarak hesaplanır.

1

$$u^{s}(x) = k_{b}^{2} \int G_{b}(x, y) v(y) u(y) dy$$

$$\underbrace{\varepsilon_{b}, \mu_{0}}_{\varepsilon_{b}, \mu_{0}} \underbrace{\varphi_{i}(x, y) v(y) u(y) dy}_{\varepsilon(x), \mu_{0}}$$
(2)

Şekil 1. Problem geometrisi.

3. Sayısal Sonuçlar

Bu calısmada uvgunlaştırıcı ortamının etkisinin görülebilmesi icin oldukca vüksek kontrastlı bir insan beyni kesiti ele alınmıştır. Bu amaçla [6]'da verilen fantom Zubal kafa kesiti kullanılmıştır. İlgili kesitin bağıl dielektrik sabitinin reel ve sanal kısımlarının değerleri Şekil 2'de verilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı üzere bu parametreler sırasıyla 60 ve 35 değerlerine kadar çıkabilmekte olup oldukça yüksek bir kontrasta tekabül etmektedir. Çalışma frekansı 1.2GHz olup beyin $(y_1, y_2)=(0.4, 0)$ noktasındaki çizgisel kaynak ile aydınlatılmıştır. Gözlem noktaları kesit merkezinden 0.2m uzaklıktadır.



Şekil 2. Beyin kesitinin bağıl dielektrik sabiti (a) Reel kısım, (b) Sanal kısım.

İlk olarak ilgili kesit boş uzaya, sonrasında bağıl dielektrik sabiti $\varepsilon_{ru} = 10$, $\varepsilon_{ru} = 20$ ve $\varepsilon_{ru} = 30$ olan üç farklı ortam içerisine yerleştirilmiştir. Tüm durumlar için 0.2m yarıçaplı bir çember üzerindeki saçılan alanın genlik değerleri Şekil 3(a)'da verilmiştir. Görüldüğü üzere ilgili kesit uygunlaştırıcı ortama yerleştirildiğinde kesitten saçılan alan değeri azalmıştır. Bu durum, kesite giren alanın artması olarak da yorumlanabilir. Bunu daha net olarak görebilmek için kafa içerisindeki toplam alan kesit boyunca bir doğru üzerinde hesaplanmıştır. $x_2 = 0.0275$ alınarak toplam iç alan genliğinin x_1 ile değişimi her bir arka plan uzayı için Şekil 3(b)'de verilmiştir. Buradan da görüleceği gibi uygunlaştırıcı ortam kullanımı kesit içerisindeki alanı arttırmıştır.

İkinci bir uygulama olarak uygunlaştırıcı ortamının kayıplı bir ortam olması durumu incelenmiştir. Burada uygunlaştırıcı ortam bağıl dielektrik sabitleri $\varepsilon_{ru} = 10 + 0.1i$, $\varepsilon_{ru} = 20 + 0.1i$ ve $\varepsilon_{ru} = 30 + 0.1i$ olarak seçilmiştir. Şekil 4(a)'da görüldüğü gibi uygunlaştırıcı ortam etkisinde 0.2m yarıçaplı bir çember üzerindeki saçılan alan genliği yine azalmıştır. Şekil 3(a) ile kıyaslandığında kayıplı ortamda saçılan alan genlikleri farklılık göstermiştir. Şekil 4(b)'de ise önceki örnekteki aynı x_2 değeri için toplam iç alan genlikleri verilmiştir. Görüldüğü üzere kayıplı uygunlaştırıcı ortam varlığında da toplam iç alan genliği boş uzaya göre artmıştır. Sayısal sonuçlar göstermiştir ki görüntülenmek istenen bölgeye dalganın nüfuz edebilmesi için uygunlaştırıcı ortamların kullanılması kaçınılmazdır. Bu çalışma temelde teorik bazlı olup bu kapsamda ortam parametreleri de deneme yanılma yoluyla belirlenmiş olduğundan daha gerçekçi malzemelerin araştırılması uygulama açısından önemli bir gerekliliktir.



Şekil 3. Kayıpsız uygunlaştırıcı ortam için (a) Saçılan alan genliği, (b) Toplam iç alan genliği karşılaştırması.



Şekil 4. Kayıplı uygunlaştırıcı ortam için (a) Saçılan alan genliği, (b) Toplam iç alan genliği karşılaştırması.

4. Sonuç

Bu çalışmada, beyin gibi yüksek kontrastlı yapıların görüntülenmesinde kullanılan uygunlaştırıcı ortamının etkileri incelenmiştir. Yapılan analizler sonucu boşluktan farklı uygunlaştırıcı ortamların dışarıdaki saçılan alanı azalttığı görülmüştür. Bu durum, yapıya nüfuz eden alanın artması anlamına gelir ki bu da sayısal örneklerde içerdeki alanın analizi ile açıkça gösterilmiştir. Sonuç olarak görüntülenmek istenen yapının elektromanyetik özelliklerine göre en iyi uygunlaştırıcı ortamın seçilmesi çok daha etkili görüntüleme sonuçlarının elde edilmesini sağlayabilir.

Kaynaklar

[1] Scapaticci R., Di Donato L., Catapano I. ve Crocco L., "A Feasibility study on microwave imaging for brain stroke monitoring", Progress In Electromagnetics Research B, cilt. 40, s. 305-324, 2012.

[2] Yıldırım U., Dilman İ., Bilgin E., Doğu S., Çayören M. ve Akduman İ., "Continuous Monitoring of Hemorrhagic Brain Strokes via Contrast Source Inversion", 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, Fransa, s. 408-411, Mart 2017.

[3] Yılmaz T., Şahintürk H., Acar M. ve Akduman İ., "Matching Medium Characterization for Microwave Brain Stroke Imaging", 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, Porto Riko, s. 1485-1486, Haziran 2016.

[4] Lui H.-S., Fhager A. ve Persson M., "Matching Medium for Biomedical Microwave Imaging", Hobart, TAS, Avustralya, s. 1-3, Kasım 2015.

[5] Richmond J. H., "Scattering by a dielectric cylinder of arbitrary cross section shape", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 13, no. 3, s. 334-341, 1965.

[6] Zubal I. G., Harrell C. R., Smith E. O., Rattner Z., Gindi G. ve Hoffer P. B., "Computerized three-dimensional segmented human anatomy", Medical Physics, cilt. 21, no. 2, s. 299-302, Şubat 1994.,

Mikrodalga Beyin Kanaması Görüntülemesi İçin Homojen Olmayan Green Fonksiyonuna Dayanan Bir Ters Problem Yaklaşımı

Eda Konakyeri Arıcı, Ali Yapar İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği İstanbul edakonakyeri@yahoo.com, yapara@itu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada homojen olmayan ortamlara ilişkin Green fonksiyonunun sayısal olarak hesaplanmasını sağlayan momentler yöntemi tabanlı bir çözüm kullanılarak beyin içerisindeki anormal bir yapının (kanama) yer tespiti yapılmıştır. Bu amaçla sağlıklı ve kanamalı beyin modellerinin farkına ilişkin bir ters saçılma problemi formüle edilmiş ve bu problemin çözümü ile anomalinin bulunduğu bölgeyi belirten bir fark fonksiyonu elde edilmiştir. Boş uzay ile beyin arasındaki elektromanyetik farkların yol açtığı yansıma etkisini azaltmak için arka plan uzayı olarak uygunlaştırıcı ortam kullanılmıştır.

Abstract: In this study, an abnormal structure (bleeding) in the brain is detected using a method of Moments based solution based on the numerical calculation of the Green function for the inhomogeneous medium. For this purpose, an inverse scattering problem related to the difference of healthy and unhealthy brain models is formulated and a difference function is obtained which indicates the region where the anomaly is located by solving this problem. In order to reduce the reflection effect caused by the electromagnetic differences between the free space and the brain, a matching medium is used as the background space.

1. Giriş

Günümüzde homojen olmayan cisimlere ilişkin düz ve ters elektromanyetik saçılma problemleri önemli araştırma konularındandır. Bu tip çalışmalar uzaktan algılama, biyomedikal uygulamalar, mikrodalga görüntüleme gibi birçok alanda kendine yer bulmaktadır. Son zamanlarda insan vücudundaki beyin ve meme gibi organlarda yer alan kanser, kanama gibi çeşitli anormal yapıların tespitine ilişkin araştırmalar yapılmaktadır [1, 2]. Bu tip yapıların homojen olmayan yapılar olmasının zorluğunun yanı sıra dış ortamdan oldukça farklı elektromanyetik özelliklerinin olması araştırmacıların bu yapılardan saçılan alanı analiz etmelerini zorlaştırmaktadır. Bu zorlukları azaltmak amacıyla gelen alanın bu yapıların içine daha fazla nüfuz etmesini sağlayan uygunlaştırıcı ortamının kullanılması fayda sağlamaktadır [1, 3].

Bu çalışmada insan kafası, homojen olmayan bir ortam olarak ele alınmış ve bu yapıya ait homojen olmayan Green fonksiyonu aracılığı ile söz konusu yapıdan saçılan alan, bir integral gösterilimle ifade edilmiştir. Bu ifade temelde yapının homojen olmayan Green fonksiyonu ile gelen dalganın konvolüsyonundan ibarettir. Daha sonra sağlıklı ve kanamalı durumlara ilişkin iki integral ifadenin farkından yola çıkılarak, problem bir kontrast farkı fonksiyonunu bilinmeyen olarak içeren 1. çeşit bir Fredholm integral denkleme indirgenmiştir. Bu denklem Tikhonov anlamında regülerize edilerek çözülmüş ve teoriyi destekleyen iki farklı sayısal uygulama sonuç olarak verilmiştir.

2. Homojen Olmayan Yapılardan Saçılan Alan Analizi ve Ters Problem Çözümü

Bu çalışmada kullanılan yöntemde Şekil 1'de görülen iki boyutlu, homojen olmayan, dielektrik sabiti $\varepsilon(x)$ ve manyetik geçirgenlik sabiti μ_0 olan bir yapı ele alınmıştır. Bu yapıya ilişkin Green fonksiyonu G(x, y) olarak gösterilir ise saçılan alan (1)'deki gibi yazılabilir.

$$u^{s}(x) = k_{b}^{2} \int G(x, y) v(y) u^{i}(y) dy$$
(1)

$$v(x) = \begin{cases} \frac{k^2(x)}{k_b^2} - 1 \; ; \; x \in D\\ 0 \; ; \; di ger \end{cases}$$
(2)

(1)'de v cisim fonksiyonunu, u^i ise gelen alanı ifade etmektedir. Bu çalışmada gelen alan için çizgisel bir kaynak seçilmiştir. (2)'de verilen v cisim fonksiyonunda $x \in D$ için $k^2(x) = \omega^2 \varepsilon(x) \mu_0$ ve dış ortam için $k_b^2 = \omega^2 \varepsilon_b \mu_0$ dalga sayılarının karesidir. ε_b dış ortamın dielektrik sabiti ve μ_0 boş uzaya ilişkin manyetik geçirgenlik sabitidir.



Şekil 1. Probleme ilişkin geometri.

(1)'de verilen ifade sağlıklı ve kanamalı beyinden saçılan alanlar için ayrı ayrı yazılarak birbirinde çıkarılırsa (fark alınırsa)

$$\delta u^{s}(x) = k_{b}^{2} \int [G_{kb}(x, y)v_{kb}(y) - G_{sb}(x, y)v_{sb}(y)] u^{i}(y) dy$$
(3)

yazılabilir. (3)'te δu^s saçılan alanlar arasındaki fark olup G_{sb} sağlıklı beyne ilişkin Green fonksiyonunu, G_{kb} ise kanamalı beyne ilişkin Green fonksiyonunu göstermektedir. Kanamalı bölgenin boyut ve kontrast olarak beynin genel yapısından çok fazla sapmalara neden olmayacağını varsayarak $G_{kb}(x, y) \cong G_{sb}(x, y)$ yaklaşıklığını kullanabiliriz. Bu halde, $\delta v(y) = v_{kb}(y) - v_{sb}(y)$ olmak üzere

$$\delta u^{s}(x) \cong k_{b}^{2} \int G_{sb}(x, y) \, \delta v(y) \, u^{i}(y) \, dy \tag{4}$$

yazılabilir. (4) denklemi kanamalı ve sağlıklı durumlara ait saçılan alanlar arasındaki farkın kanamalı ve sağlıklı durumlardaki kontrast farkı cinsinden ifadesidir. Şimdi, kanamalı beyindeki anormal bölgenin yer tespitinin yapılabilmesi için δv ile belirtilen sağlıklı ve kanamalı beyin örnekleri arasında cisim fonksiyonu farkının hesaplanması yeterlidir. Bu amaçla (4)'te verilen 2. çeşit Fredholm integral denklem ayrıklaştırma yardımıyla önce (5)'teki matris sistemine, daha sonra da (6)'daki regülerize sisteme indirgenebilir.

$$[A][\delta v] = [\delta u^s] \tag{5}$$

$$[\alpha I + A^* A][\delta v] = [A^*][\delta u^s]$$
(6)

Burada, A, çekirdeği $G_{sb}(x, y)$ olan integral operatörün ayrıklaştırılmış matris eşdeğerini, A^* , A matrisinin eşlenik transpozunu, I uygun boyuttaki birim matrisi ve son olarak α ise Tikhonov regülarizasyon katsayısını göstermektedir.

3. Sayısal Sonuçlar

Bu çalışmada beyin içindeki kanama, tümör gibi sağlıksız bir bölgenin tespit edilmesi amacıyla Zubal'ın kafa kesiti [4] kullanılmıştır. Bu kesite ilişkin çalışma frekansı 1.2GHz olup kesit, etrafını merkezden 0.2 ile 0.28m arası uzaklıklarda çevreleyen 8 adet çizgisel kaynak ile aydınlatılmıştır. Gözlem noktaları merkezden 0.14m uzaklıktadır. Analiz sırasında gelen alanın beyne daha fazla nüfuz etmesini sağlayan uygunlaştırıcı ortam kullanılmıştır. Yapılan denemeler sonucu uygunlaştırıcı ortamının bağıl dielektrik sabitinin $\varepsilon_{ru} = 30$ olmasına karar verilmiştir. Formülasyonda sözü edilen homojen olmayan ortama ilişkin Green fonksiyonları ise [5]'te verilen formülasyon yardımıyla sayısal olarak hesaplanmıştır.

İlk olarak beyin kesiti içerisine beynin elektromanyetik parametrelerinden farklı bağıl dielektrik sabiti 70 olan bir yapı yerleştirilerek Şekil 2(a)'da kanamalı olarak ifade edilen sağlıksız beyin modeli oluşturulmuştur. Sağlıklı ve kanamalı beyin kesitlerinden saçılan alan ölçümleri yardımı ile verilen yöntem kullanılarak Şekil 2(b)'deki sonuçlar elde edilmiştir. Buradaki sonuç her bir aydınlatma için bulunan sonuçların aritmetik ortalamasını göstermektedir. Tek tek aydınlatmalar neticesinde cismin lokasyonu bu kadar net olmamasına rağmen beklendiği üzere çoklu aydınlatma, sonucu netleştirmiştir. Görüldüğü üzere her iki model arasındaki cisim fonksiyonları farkının elde edilmesi ile beyin içerisindeki kanamalı bölgenin yer tespiti oldukça başarılı bir şekilde yapılabilmektedir. Birden fazla ayrık bölgede kanama durumunda sonucu görmek amacıyla bu kez Şekil 3(a)'da

verilen beyin kesiti içerisine bağıl dielektrik sabitleri 70 ve 80 olan iki farklı yapı yerleştirilmiştir. Şekil 3(b)'de görüldüğü gibi ilk örnektekine benzer şekilde ilgili bölgelerin yer tespiti oldukça yüksek bir doğrulukta yapılabilmektedir.



Şekil 2. (a) Kanamalı beyin kesitinin bağıl dielektrik sabitinin reel kısmı, (b) Ters problem sonucu elde edilen kanamalı bölge yer tespiti (δv 'nin reel kısmı).



Şekil 3. (a) İki farklı kanamalı bölgeye sahip beyin kesitinin bağıl dielektrik sabitinin reel kısmı, (b) Ters problem sonucu elde edilen kanamalı bölge yer tespiti (δv 'nin reel kısmı).

4. Sonuç

Bu çalışmada, kanamalı olarak ifade edilen sağlıksız bir beyindeki anormal bölgenin yer tespiti, önerilen yöntem sayesinde başarılı bir şekilde yapılabilmiştir. İlgili analizler sırasında gelen alanın beyin ile daha iyi etkileşmesini sağlamak ve daha iyi sonuçlar elde edebilmek için uygunlaştırıcı ortamının doğru seçilmesi gerekmektedir. İlgili yöntemin daha kapsamlı uygulanabilirliği için tespit edilmesi gereken bölgenin elektromanyetik özellikleri, büyüklüğü, yeri gibi parametreleri önemlidir. Bu tip farklılıkların problem çözümüne etkisini azaltmak için yöntemin geliştirilmesi üzerine çalışmalar devam etmektedir.

Kaynaklar

[1] Dilman İ., Yıldırım U., Çoşğun S., Doğu S., Çayören M. ve Akduman İ., "Feasibility of Brain Stroke Imaging with Microwaves", 2016 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE), Langkawi, Malezya, s. 334-338, Aralık 2016.

[2] Yıldırım U., Dilman İ., Bilgin E., Doğu S., Çayören M. ve Akduman İ., "Continuous Monitoring of Hemorrhagic Brain Strokes via Contrast Source Inversion", 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, Fransa, s. 408-411, Mart 2017.

[3] Meaney P. M., Fox C. J., Geimer S. D. ve Paulsen K. D., "Electrical Characterization of Glycerin: Water Mixtures: Implications for Use as a Coupling Medium in Microwave Tomography", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt. 65, no. 5, s. 1471-1478, Mayıs 2017.

[4] Zubal I. G., Harrell C. R., Smith E. O., Rattner Z., Gindi G. ve Hoffer P. B., "Computerized three-dimensional segmented human anatomy", Medical Physics, cilt. 21, no. 2, s. 299-302, Şubat 1994.

[5] Richmond J. H., "Scattering by a dielectric cylinder of arbitrary cross section shape", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 13, no. 3, s. 334-341, 1965.

Ku-Band Uydu Sistemlerinde Besleme Amaçlı Oluklu Konik Boynuz Anten Tasarımı ve 3 Boyutlu Baskı Teknolojisi ile Üretimi

Mustafa Emre Çarkacı*, Mustafa Seçmen Yaşar Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Bornova, İzmir <u>carkaciemre@hotmail.com, mustafa.secmen@yasar.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışma, uydu haberleşme sistemlerinde reflektör anten beslemede kullanılan oluklu konik boynuz antenin tasarımı ve üretimi hakkındadır. CST Microwave Studio programı ile tasarlanan anten, Ku bandında (10.5-18.5 GHz) çalışmakta olup prototip üretimi yeni nesil 3 boyutlu baskı teknolojisi kullanılarak ve iletken boya kaplama yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Elde edilen ölçüm sonuçlarına göre, antenin 1.9:1 oranında bir bant genişliğinde 20 dB'den yüksek geri yansıma kaybı değerine ve bant boyunca 14.5-21 dBi kazanç değerlerine sahiptir. Aynı antenin çok daha yüksek maliyet ve üretim süresine sahip olan yüksek iletkenlikli metal ile üretilmiş haline göre bant boyunca en fazla 1.5 dB kaybı olduğu görülmüştür.

Abstract: This study is about the design and production of a conical corrugated horn antenna used in the feeding reflector antennas in satellite communication systems. The antenna designed with CST Microwave Studio programme operates at Ku band (10.5-18.5 GHz), and the prototype production is realized with new generation 3D printing technology and conductive paint coating method. According to measurement results, the antenna has return loss better than 20 dB and gain values of 14.5-21 dBi within 1.9:1 frequency bandwidth. Antenna is observed to have a loss of at most 1.5 dB within the band as compared to the same antenna manufactured with high conductivity metal, which holds higher cost and production time.

1. Giriş

Oluklu boynuz antenler haberleşme, uydu takip, radar ve uzaktan algılama sistemlerinde yaygın olarak reflektör anten beslemede ve geniş bant ölçümlerinde doğrudan bir verici anten olarak kullanılmaktadır. Antenin tercih edilmesine sebep olarak, yüksek yönlülük (directivity) ve kazancının yanı sıra, düşük çapraz polarizasyon (crosspolarization) seviyesi, düşük yan ve arka hüzme seviyesi ve aynı zamanda iyi bir geri yansıma kaybı değeri sağlaması örnek gösterilebilir [1]-[2]. Antenin tüm bu avantajlı özellikleri, iç yüzeyinin oluklu bir yapıda olmasından kaynaklanır. Oluklu konik boynuz antenler temel olarak 4 ana bölümden oluşur. Bunlar Şekil 1.a)'da görüldüğü gibi, geçiş dalga kılavuzundan itibaren sırasıyla; giriş dalga kılavuzu, mod dönüştürücü, oluk profili ve anten açıklığı bölümleridir. Pürüzsüz, düz duvarlı bir yapı olan giriş dalga kılavuzu bölümünde TE_{11} modunda yayılım varken, dalga oluklu yüzeye geçtiği andan itibaren TE_{11} ve TM_{11} olmak üzere iki modda yayılım başlar. Ancak oluklu yüzey tıpkı bir mod dönüştürücü gibi davranarak, TE ve TM modlarından gelen elektrik ve manyetik alan bileşkelerinin her ikisinin de aynı hızda bir bütün halinde yayılmasını sağlayarak, bu iki modun bir kombinasyonu olan Hybrid (HE₁₁) modu ile tek mod olarak yayılmasını gerçekleştirir [3].

Bu tip antenler, geometrik şekilleri karmaşık olduğundan CNC (Computer Numerical Control) ile işlenerek üretilmeye çalışılmaktadır. Ancak bu uzun süre gerektiren ve çok yüksek maliyetlere kadar çıkabilen bir işlemdir. 3 boyutlu baskı teknolojisi ile hem çok daha az maliyetle hem de zamandan tasarruf ederek daha kısa bir sürede prototip üretimi mümkün hale gelmiştir. Günümüzde, piyasadaki 3 boyutlu baskı makinelerinin tümünde, baskı hassasiyeti ayarları kullanıcının tercihine bırakılmıştır. Katman kalınlığı, baskı hızı, dolum oranı gibi birçok parametre kullanıcının istediği hassasiyette ayarlanarak daha kaliteli baskılar elde edilebilmektedir. Daha önce de bu yöntemle benzer çalışmalar yapılmış ve iyi sonuçlar elde edilmiştir [4].

Bu çalışmada sunulan oluklu boynuz anten, PLA (Polylactic acid) malzeme kullanılarak 3 boyutlu baskı makinesinde üretilmiş ve iletken sprey boya ile kaplanarak prototip hale getirilmiştir. Üretilen antenin 10.5-18.5 GHz bandı boyunca geri yansıma kaybı 20 dB'den iyi olup, 14.5-21 dBi aralığında bir kazancı vardır.

2. Anten Tasarımı ve Üretimi

Anten, uydu haberleşme sistemlerinde reflektör anteni beslemede kullanılacağından için arkasında bir OMT (Orthomode Transducer) ve diplexer (frekans ayırıcı) dalga kılavuzu ile desteklenmelidir. Antenin besleme kısmında daireselden dikdörtgene geçiş dalga kılavuzu yapısına ihtiyaç duyulmuştur. Anten, bu sebeple geçiş ile

beraber tasarlanmıştır. Geçiş (waveguide transition) yapısında dikdörtgen kısmın ölçüleri, antenin çalışma frekansına uygun olan WR62 dalga kılavuzu boyutlarındadır. Geçiş uzunluğu ise merkez frekansın dalga kılavuzundaki dalga boyunun yaklaşık iki katına $(2\lambda_g)$ göre belirlenmiştir [5]. Tasarımda en önemli parametreler Şekil 1.a)'da gösterildiği gibi, anten uzunluğu (L_1), oluk genişliği, giriş yarıçapı (a_i) ve çıkış yarıçapı (a_o) değerleridir. Reflektör anten besleme sistemlerinde ya da doğrudan verici anten olarak kullanılacak oluklu boynuz antenlerin çıkış yarıçapı, yaklaşık olarak merkez frekansın (f_m) havadaki dalga boyuna eşit ya da büyük olmalıdır ($a_o \ge \lambda_{0,m}$). Geniş bant için geçerli olan $1.4f_{min} \le f_{max} \le 2.4f_{min}$ koşuluna göre merkez frekans $f_m \approx 1.2f_{min}$ olarak hesaplanır ve merkez frekansa bağlı giriş yarıçapı değeri de (1)'de verilen formüle göre belirlenir [3].

$$a_i = 3\lambda_{0,m} / 2\pi \tag{1}$$

Denklem (1) verilen ifade ile boyutları hesaplanmaya başlanan anten, öncelikle yüksek iletkenliğe sahip iyi metal (PEC) malzeme kullanılarak CST Microwave Studio ile tasarlanmış ve boyutları optimize edilmiştir. Boynuz antenlerin açıklık açısı (flare angle) olarak en iyi 19°-20° seçilmesi [3] bilgisi ile hesaplanan giriş yarıçapına a_i bağlı olarak çıkış yarıçapı (a_o) ve anten uzunluğu (L_1) elde edilmiştir. Anten oluklarındaki çıkıntıların kalınlığı ve oluk genişliği (çıkıntılar arasındaki mesafe) profil boyunca sırasıyla 1.4 ve 3.4 mm olarak sabit alınmıştır. Konik antenin oluk profili başlangıçta daha çok doğrusal değişime (tapering) sahip iken yapılan optimizasyon çalışmaları sonucu profil, Şekil 1.a)'da da görüldüğü üzere daha çok polinom fonksiyona dönüşmüştür. Profilde olukların derinlikleri, genellikle bant boyunca $\lambda_{min}/4$ ile $3\lambda_{max}/4$ arasında olup tasarlanan antende en küçük ve büyük derinlik değerleri 4.68 mm ve 10.35 mm olarak bulunmuştur.

Antenin prototip üretimi, Ultimaker 2+ isimli üç boyutlu baskı makinesinde polylactic acid (PLA) malzemesi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. 0.2 mm katman kalınlığı, %50 dolum oranı, 50 mm/sn hız ayarlarında, toplam 25.3 m'lik malzeme harcanarak 2 parça halinde üretilen anten Şekil 1.b)'de gösterilmiştir. Antenin tek parça üretimi yaklaşık 12 saat sürmüş olup, üretim 1 günde tamamlanmıştır. Kaplama için Super Shield-841 Nikel iletken aerosol sprey boya [6] kullanılmış olup üç sıkım ile yaklaşık 0.1 mm kalınlıkta kaplama elde edilmiştir.



Sekil 1. a) Tasarlanan antenin boyutları ve parametreleri b) Üretilen prototip antenden görünümler.

3. Simülasyon ve Ölçüm Sonuçları

Bölüm 2'de daha hızlı bir şekilde optimizasyon sonuçlarının elde edilmesi için PEC malzeme ile tasarlanan nihai anten, üretimde kullanılan malzemeler ile tekrarlanmıştır. Bu amaçla, simülasyonda antenin malzemesi olarak PLA ($\varepsilon_r = 2.8$, tan $\delta = 1.1 \times 10^{-2}$) seçilmiş olup antenin üzeri 0.1 mm kalınlığında Nikel iletken aerosol sprey boya temsil edecek şekilde bir kayıplı metal ile kaplanmıştır. İlgili sprey boyanın iletkenliği $\sigma = 24000$ S/m olup literatürde daha önce bu spreyle yakın frekans bandında yapılan çalışmalardan [4] elde edilen sonuçlar doğrultusunda yüzey direnci (R_s) değeri bant boyunca 2.5-3 ohm/ \Box olarak alınmıştır. Bu bilgiler ve denklem (2)'deki formüller doğrultusunda malzemenin deri kalınlığının frekans bandı boyunca en fazla $\delta_s = 17 \ \mu m$ olduğu ve manyetik geçirgenlik katsayısını yaklaşık $\mu_r = 3-4$ olduğu hesaplanmıştır. Malzemenin kaplama kalınlığı olan yaklaşık 0.1 mm değerinin en yüksek deri kalınlığından oldukça fazla olduğu bulunmuştur.

$$R_{\rm s} = 1 / (\sigma \delta_{\rm s}), \ \delta_{\rm s} = \sqrt{\pi f \, \mu \sigma} \tag{2}$$

Üretilen antenin geri dönüş kaybı ve kazanç ölçümleri Yaşar Üniversitesi Anten ve Mikrodalga Laboratuvarı'nda, ışıma örüntüleri ve yönlülük değerleri TÜBİTAK BİLGEM Anten Test ve Araştırma Merkezi Düzlemsel Yakın Alan Projesi olanakları ile ölçülmüştür. Tasarlanıp üretilen antenin geri yansıma katsayı ve

kazanç grafikleri, simülasyon ve ölçüm için Şekil 2'de verilmiştir. Bu sonuçlara göre, antenin 10.5-18.5 GHz bandında -20 dB'den daha düşük geri yansıma katsayısına ve 14.5-20 dBi kazanca sahip olduğu görülmüştür. Kazanç ve -20 dB geri yansıma katsayı değerleri dikkate alındığında, bu çalışmanın referans [4]'teki çalışmaya göre daha geniş bantlı ve daha yüksek kazançlı bir tasarım ortaya koyduğu gözlemlenmektedir. Ayrıca, bu çalışmadaki anten, [4]'teki çalışmadaki ABS malzemesine göre daha ucuz ve baskısı daha kolay olan PLA malzeme ile üretilmiştir. Antenin yönlülük değeri ve kaplama malzemesine bağlı kazançtaki kaybın (anten verimliliğinin) bulunması için neredeyse %100 anten verimliliğine sahip PEC malzemeli simülasyon sonuçları da Şekil 2.b)'de verilmiştir. Bu sonuçlara göre malzemeye bağlı olarak en fazla 1.5 dB kaybı bulunmuştur. Tasarlanan antenin 10.5, 14.5 ve 18 GHz'deki normalize ışıma diyagramları azimut ve elevasyon düzlemleri için Şekil 3'de verilmiştir. Buradaki ölçüm ve simülasyon sonuçları oldukça tutarlı olup, $26000/(\theta_F\theta_H)$ formülü ile [1]

elde edilen ölçüme ait yönlülük değerleri 10.5, 14.5 ve 18 GHz'de sırasıyla 14.23, 17.71 ve 20.6 dB'dir.



Şekil 2. Tasarlanan antenin 10-19 GHz bandındaki a) Geri yansıma katsayısı b) Kazanç değerleri.



Şekil 3. Tasarlanan antenin normalize ışıma örüntüleri a) 10.5 GHz b) 14.5 GHz c) 18 GHz.

4. Sonuçlar ve Değerlendirmeler

Ku bant uydu haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere tasarımı ve prototip üretimi gerçekleştirilen oluklu boynuz antenin 10.5-18.5 GHz çalışma bandı boyunca 20 dB'den daha iyi bir geri dönüş kaybı sağladığı ve aynı zamanda 14.5-21 dBi aralığında bir kazanç elde edildiği gözlemlenmiştir. Yapılan bu çalışmayla, artık bu alanda prototip çalışmalarının 3 boyutlu baskı teknolojisi ile oldukça az maliyetle ve normale kıyasla çok daha kısa bir süre içerisinde gerçekleştirilebildiğinin doğrulanması amaçlanmış ve alınan uyumlu sonuçlarla desteklenmiştir.

Kaynaklar

Stutzman W. L. ve Thiele G. A., Antenna Theory and Design, 3. Baskı, John Wiley Sons Inc., A.B.D., 2013.
 Rao S., Sharma S. K. ve Shafai L., Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems Volume 2, Artech House, A.B.D., 2013.

[3]. Granet C. ve James G. L., "Design of corrugated horns: A primer", IEEE Antennas and Propagation Magazine, cilt.47, s.76-84, Nisan 2005.

[4]. Jia-Chi S.C., Brian D. ve Stuart L., "Development of Ku-band corrugated conical horn using 3-D printing technology", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.13, s.201-204, Ocak 2014.

[5]. Yakan Musthofa M.F. ve Munir A.,"Design of rectangular to circular waveguide converter for S-band frequency," in Proc. 2011 International Conf. on Electrical Engineering and Informatics, s.1-5, Bandung, 2011 [6]. https://www.mgchemicals.com/downloads/tds/tds-841-a.pdf

Erken 5G Uygulamaları için Baz İstasyonu Anten Tasarımı

Mehmet Çiydem, Mensur Öztürk, Yasin Yavuz Engitek Ltd., Ankara

mehmet.ciydem@engitek.com.tr, mensur.ozturk@engirtek.com.tr, yasin.yavuz@engitek.com.tr

Özet: Bu bildiride; erken 5G uygulamaları (f < 6GHz) için geniş bantlı sektörel baz istasyonu anten tasarımı sunulmuştur. 3.5GHz bölgesi 5G'nin ilk uygulamaları için tahsis edilmiştir. Askıda yığın yama anten yöntemiyle, (3.3-3.8)GHz bandını kapsayan çift kutuplu (±45° doğrusal) baz istasyonu anteni geliştirilmiştir. Antenin temel teknik özellikleri S₁₁, S₂₂ <-15dB, S₁₂, S₂₁ < -20dB ve tekil anten 3dB hüzme genişlikleri yaklaşık 65° olarak hedeflenmiştir. Önerilen antenin prototip üretimi ve ölçümleri yapılarak benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Abstract: In this study, we present the wideband base station antenna design for the early deployment of 5G technology (f < 6GHz). 3.5GHz band has been allocated for that purpose. Sectoral, dual-polarized ($\pm 45^{\circ}$ linear) base station antenna is designed by employing suspended stacked patches in (3.3-3.8) GHz. Technical specifications of antenna have been determined to be S_{11} , $S_{22} < -15dB$, S_{12} , $S_{21} < -20dB$ and single element antenna's 3dB beam widths approximately 65°. Proposed antenna has been prototyped and measured. Results are presented in comparison with simulations.

1. Giriş

5G ile ilgili yapılan akademik ve ticari çalışmalar yoğun hücresel ağ ve yüksek kullanıcı kapasitelerine ulaşabilmek adına üst frekans bantlarına (f>20GHz) yönelmiş olsa da mevcut teknolojilerden 5G'ye geçişi yumuşatmak adına yetkili otoriteler Avrupa için 3.5GHz (f<6GHz) bandını erken 5G çalışmalarına tahsis etmiştir [1]. Askıda yığın yama antenleri kullanımında geniş bant besleme, izolasyon, çift kutup ve ışıma örüntüleri hakkında oluşan problemleri çözebilmek için birçok çalışma yapılmış ve elde edilen sonuçlar doğrultusunda baz istasyonlarında kullanılabilirliği kanıtlanmıştır [2] – [5]. Bu kapsamda, 2G, 3G ve LTE baz istasyonu antenlerinde halihazırda kullanılmakta olan ve düşük üretim maliyeti ile yüksek bant genişliği sağlayabilen askıda yığın yama yapısına sahip antenlerin erken 5G baz istasyonu antenleri için kullanılabileceği öngörülmektedir.

Sıradaki bölümde tasarımda kullanılan tekil anten ve prototipi üretilen 1x2 anten dizisinin tasarımı hakkında bilgi verilecektir. Sonrasında Ansys HFSS paket programı ile yapılan benzetim ve ölçüm değerleri karşılaştırmalı olarak sunulacak ve bildirinin sonuç bölümünde elde edilen veriler analiz edilecektir.

2. Anten Elemanlarının Tasarımı

Erken 5G Avrupa bandı için 3300 – 3800MHz frekanslarında çift kutuplu ($\pm 45^{\circ}$ doğrusal), her bir kutup için geri dönüş kaybı -15dB ve izolasyon değeri -20dB altında olan anten tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan tekil antenin 3dB hüzme genişliklerinin yaklaşık 65° olması hedeflenmektedir. Prototipi üretilen ve benzetimi yapılan yapı içerisinde iki adet tekil anten dizi haline getirilmiş ve bu sayede azimut ekseninde 3dB hüzme genişlikleri değişmezken elevasyon ekseninde ise yaklaşık 32° olması beklenmektedir. Şekil – 1'de, prototipi üretilen 1x2 anten dizisi, Şekil – 2'de tekil antenin üst ve yan görünümleri verilmekte olup Şekil – 3'te ise 1x2 anten dizisinin HFSS katı modeli gösterilmektedir. Tekil antenin tasarımında kullanılan ölçüler ise Tablo – 1'de verilmektedir.

Parametre	Değer
Toprak Plakası (GP)	75 x 75 mm
Birincil Plaka (P1)	32 x 32 mm
İkincil Plaka (P ₂)	30 x 30 mm
h _p	10 mm
h _s	16 mm
$h_{\rm v}$	9 mm
$h_{\rm f}$	6.5 mm

Tablo 1. Anten elemanı tasarım değerleri



Şekil 1. Prototipi üretilen 1x2 anten dizisi







Tasarım aşamasında yapılan parametrik çalışmalar sonrasında, tekil antenin besleme plakaları arasına izolasyonu artırmak amacıyla birincil plaka ile arasında 1mm hava boşluğu kalacak şekilde topraklanmamış levha konulmuştur. İki adet tekil antenin bir araya getirilmesi ile elde edilen 1x2 anten dizisinde anten elemanları arasındaki uzaklık yapılan parametrik çalışmalar sonucunda $0.8\lambda_{mid}=75mm$ olacak şekilde ayarlanmıştır. Prototip üretiminde taban malzemesi olarak 1.6mm kalınlığında FR-4 (ε_r =4.4) kullanılmıştır.

3. Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

A. Geri Dönüş Kaybı: Yapılan benzetim ve ölçüm sonuçları doğrultusunda elde edilen geri dönüş kaybı ($S_{11} - S_{22}$) ve izolasyon (S_{21}) değerleri Şekil – 4'te gösterilmektedir. Elde edilen değerler hem benzetim hem de ölçüm sonuçları doğrultusunda yaklaşık olarak tüm bant boyunca -15dB altında çıkmıştır. Benzetim sonuçları ile ölçüm sonuçları arasında yüksek frekanslara doğru gidildikçe farkların oluştuğu gözlemlenmiştir. Bu durumun benzetim yazılımın kullandığı sayısal çözüm metodundan kaynaklanabileceği değerlendirilmektedir.



Şekil 4. Önerilen 1x2 anten dizisi için geri dönüş kaybı ve izolasyon sonuçları

B. Işıma Örüntüsü: Şekil-5'te 1x2 anten dizisinin çalışma bandının ortası olan 3.5GHz frekansında azimut ve elevasyon eksenlerindeki ışıma örüntülerinin benzetim ve ölçüm sonuçları gösterilmektedir. H- düzleminde 65°,

E- düzleminde ise 32° ölçülen 3dB hüzme genişlikleri elde edişmiş olup benzetim ve ölçüm sonuçlarının büyük ölçüde paralellik gösterdiği gözlemlenmiştir.



Şekil 5. 1x2 anten dizisi ışıma örüntüleri (a) Azimut (b) Elevasyon ekseni

4. Sonuç

5G teknolojisi tüm dünya literatüründe oldukça yeni ve üzerinde çokça çalışmaların bulunduğu bir alan olarak karşımıza çıkmaktadır. 3GPP Release 15 çalışma ekibinin Aralık 2017'de netleştirerek duyurduğu erken 5G Avrupa frekans bandı, hali hazırda kullanılmakta olan ve baz istasyonlarında kendini kanıtlamış askıda yığın yama antenlerinin kullanılmasına imkan sağlamaktadır.

Bu bildiri kapsamında yapılan çalışmada erken 5G bandında çalışan, azimut ve elevasyon eksenlerinde sırasıyla 65° ve 32° 3dB hüzme genişliklerine sahip anten tasarlanmıştır. Tasarlanan antenin geri dönüş kaybı çalışma bandı boyunca -15dB altında kalırken, izolasyon değeri de -20dB altında çıkmıştır ve antenin kazancı 11.2 dBi olarak ölçülmüştür. Elevasyon ekseninde 32° 3dB hüzme genişliğini elde edebilmek için 1x2 anten dizisi oluşturulmuştur. Elde edilen sonuçlar da bu yapıların ilgili frekans aralığında çalışabileceğini ortaya koymaktadır.

Kaynaklar

[1]. 3GPP Release 15, "5G NR Specifications", Onay Tarihi: 22 Aralık 2017.

[2]. M. Barba, A high isolation wideband and dual linear polarization patch antenna, IEEE Antennas Propag 56, 1472–1476, 2008.

[3]. K. Luo, W. Ding, Y. Hu ve W. Cao, Design of dual-feed dualpolarized microstrip antenna with high isolation and low cross polarization, Prog Electromagn Res Lett 36, 31–40, 2013.

[4]. J.J. Xie, Y.Z. Yin, J.H. Wang ve X.L. Liu, Wideband dual polarized electromagnetic fed patch antenna with high isolation and low cross-polarization, Electron Lett 49, 171–173, 2013.

[5]. X.N. Low, Z.N. Chen ve W.K. Toh, Ultrawideband suspended plate antenna with enhanced impedance and radiation performance, IEEE Trans Antennas Propag 56, 2490–2495, 2008

GSM1800/UMTS/LTE Genişbantlı Baz İstasyonu Anten Tasarımı

Mehmet Çiydem, Mensur Öztürk, Yasin Yavuz Engitek Ltd., Ankara

mehmet.ciydem@engitek.com.tr, mensur.ozturk@engirtek.com.tr, yasin.yavuz@engitek.com.tr

Özet: Bu çalışmada; GSM1800, UMTS ve LTE bantlarını (1.71-2.69)GHz kapsayan genişbantlı sektörel baz istasyonu anten tasarımı sunulmuştur. Anten, askıda yığın yama anten yöntemiyle çift kutuplu ($\pm 45^{\circ}$ doğrusal) ve hedef teknik özellikleri S₁₁, S₂₂ <-15dB, S₁₂, S₂₁ < -20dB ve tekil anten 3dB hüzme genişlikleri yaklaşık 65° olarak tasarlanmıştır. Önerilen antenin prototip üretimi ve ölçümleri yapılarak benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Abstract: In this study, we present the design of wideband sectoral base station antenna covering GSM1800, UMTS and LTE bands (1.71-2.69) GHz. Antenna has been designed by employing suspended stacked patches in dual polarization ($\pm 45^{\circ}$ linear). Technical specifications of antenna have been determined to be S_{11} , $S_{22} < -15dB$, S_{12} , $S_{21} < -20dB$ and single element antenna's 3dB beam widths approximately 65°. Proposed antenna has been prototyped and measured. Results are presented in comparison with simulations.

1. Giriş

LTE teknolojisinin gelişmesi ile birlikte kullanıcılar tarafından talep edilen yüksek veri trafiğini karşılamak amacıyla servis sağlayıcıları ve operatörler, başta anten teknolojileri olmak üzere birçok alanda iyileştirmeler yapmaktadır. Askıda yığın yama yapısına sahip antenler düşük maliyetli üretim süreçleri ve geniş bant uygulamalarına elverişli olması nedeniyle çok bantlı tasarımlarda tercih edilmektedir [1-4]. Literatür ve ticari ürünler incelendiğinde, 2G, 3G ve LTE anten bloklarının tek bir gövde içerisinde yer aldığı görülmektedir. Bu bağlamda yapılan çalışma da GSM1800 (1710 – 1880)MHz, UMTS (1910 – 2170)MHz ve LTE (2490 – 2690)MHz bantlarını kapsayan genişbantlı anten tasarımını içermektedir.

Önerilen antenin prototipi üretilmiş ve ölçüm sonuçları ile benzetim sonuçları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Benzetim için Ansys HFSS paket programı kullanılmıştır. Bildirinin ikinci bölümünde anten tasarımı ile ilgili detaylar anlatılmakta, sonrasında ise elde edilen veriler sunulmaktadır.

2. Anten Tasarımı

Bildiri kapsamında GSM1800, UMTS ve LTE bantları için çift kutuplu ($\pm 45^{\circ}$ doğrusal) ve S₁₁, S₂₂ <-15dB, S₁₂, S₂₁ < -20dB ve tekil anten 3dB hüzme genişlikleri yaklaşık 65° olacak şekilde anten tasarımı yapılmıştır. Prototipi üretilen ve benzetimi yapılan yapı içerisinde iki adet tekil anten yapısı dizi haline getirilmiş ve bu sayede azimut ekseninde 3dB hüzme genişliği yaklaşık 65° olarak kalırken elevasyon ekseninde ise 3dB hüzme genişliği yaklaşık 65° olarak kalırken elevasyon ekseninde ise 3dB hüzme genişliği yaklaşık 32° olarak elde edilmiştir. Tasarımda taban malzemesi olarak FR-4 ($\epsilon_r = 4.4$) kullanılmıştır.



(a) (b) **Şekil 1.** Önerilen tekil antenin (a) üst görünümü (b) yan görünümü



Şekil 2. 1x2 anten dizisi HFSS Modeli

Şekil – 1'de tekil antenin üst ve yan görünümleri verilmekte olup, Şekil – 2'de 1x2 anten dizisinin HFSS katı modeli gösterilmektedir. Şekil – 3'de ise prototipi üretilen 1x2 anten dizisi sunulmaktadır. Tekil antenin tasarımında kullanılan ölçüler ise Tablo – 1'de verilmektedir.

Tasarım aşamasında yapılan parametrik çalışmalar sonrasında, tekil antenin besleme plakaları arasına izolasyonu (S_{12}, S_{21}) artırmak amacıyla topraklanmamış ve birincil plakaya temas etmeyen levha konulmuştur. Ayrıca çalışma bandı boyunca hem ışıma örüntüsünü hem de geri dönüş kaybı parametrelerini ayarlayabilmek adına Şekil – 2 ve Şekil – 3'te görülen topraklanmamış dikme levhalar eklenmiştir. İki adet tekil antenin bir araya getirilmesi ile elde edilen 1x2 anten dizisinde anten elemanları arasındaki uzaklık 120mm olarak belirlenmiştir.

Tablo 1. Tekil a	anten tasarım	parametreleri
------------------	---------------	---------------

Parametre	Değer
GP	130 x 120 mm
\mathbf{P}_1	53 x 53 mm
P_2	44 x 44 mm
\mathbf{h}_{p}	13 mm
hs	23 mm
$h_{\rm v}$	12.5 mm
hf	9 mm



Şekil 3. Prototipi üretilen 1x2 anten dizisi

3. Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

A. Geri Dönüş Kaybı: Yapılan benzetim ve ölçüm sonuçları doğrultusunda elde edilen geri dönüş kaybı (S₁₁, S₂₂) ve izolasyon (S₂₁=S₁₂) değerleri Şekil – 4'te gösterilmektedir. Hem benzetim hem de ölçüm sonuçlarında geri dönüş kaybı yaklaşık olarak tüm bant boyunca -15dB altında, izolasyon ise -20dB altında çıkmıştır.



Şekil 4. 1x2 anten dizisi için S_{11} , S_{22} ve S_{21} değerleri

B. Işıma Örüntüsü: Şekil-5 (a), (b) ve (c)'de geniş bantlı 1x2 anten dizisinin sırasıyla 1.7GHz, 2.2GHz ve 2.6Ghz frekanslarında azimut ve elevasyon eksen ışıma örüntülerinin benzetim ve ölçüm sonuçları gösterilmektedir. Her üç frekansta da H- düzleminde 65°, E- düzleminde ise 32° ölçülen 3dB hüzme genişlikleri elde edilmiş olup ölçüm sonuçları teorik verilere daha uyumlu gözükmektedir.



Şekil 5. Azimut ve elevasyon ışıma örüntüleri (a) 1700MHz, (b) 2200MHz ve (c) 2600MHz

4. Sonuç

Bu çalışmada GSM1800, UMTS ve LTE bantlarında çalışan, azimut ve elevasyon eksenlerinde sırasıyla 65° ve 32° 3dB hüzme genişliklerine sahip anten tasarlanmıştır. Tasarlanan antenin geri dönüş kaybı çalışma bandı boyunca -15dB altında kalırken, izolasyon değeri de -20dB altında çıkmıştır. Prototipi üretilen antenin kazancı bant boyunca yaklaşık 11.7 dBi olarak ölçülmüştür. Elevasyon ekseninde 32° 3dB hüzme genişliğini elde edebilmek için 1x2 anten dizisi oluşturulmuştur.

Kaynaklar

[1]. Çiydem M. Ve Koç S., "High isolation dual-polarized broadband antenna for base stations", Microwave and Optical Technology Letters (MOTL), 57(3), s.603–607, 2015.

[2]. Kathrein-Werke KG Rosenheim, 698-6000 MHz Base Station Antennas, Filters, Combiners and Amplifiers for Mobile Communications, Part-I Antennas, December 2012.

[3]. Wang Z.S.F. ve Shiqiang P., "Wideband dual-layer patch antenna fed by a modified L-strip," Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 9, no. 2, s. 89 – 99, 2010.

[4]. Xue Z.N.C. ve W.K.Toh, "Ultawideband suspended plate antenna with enhanced impedance and radiation performance", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 56(8), s.2490 – 2495, 2008.

LTE800 ve GSM900 Baz İstasyonu Anten Tasarımı

Mehmet Çiydem, Mensur Öztürk, Yasin Yavuz Engitek Ltd., Ankara mehmet.ciydem@engitek.com.tr, mensur.ozturk@engitek.com.tr, yasin.yavuz@engitek.com.tr

Özet: Bu çalışmada; GSM900 ile LTE'nin alt-bandını (790-960)MHz kapsayan anten tasarımı sunulmuştur. Anten yapısı, askıda yığın yama anten yöntemiyle çift kutuplu ($\pm 45^{\circ}$ doğrusal) ve hedef teknik özellikleri S₁₁, S₂₂ <-15dB, S₁₂, S₂₁ < -20dB ve tekil anten 3dB hüzme genişlikleri yaklaşık 65° olarak tasarlanmıştır. Önerilen antenin modül olarak ve 1x5 dizi olarak prototip üretimi yapılmış, tekil antenin ölçümleri yapılmış ve her iki antenin benzetim sonuçları sunulmuştur.

Abstract: In this study, we present the design of base station antenna for GSM900 and lower LTE band (790-960) MHz. The Antenna structure has been designed by employing suspended stacked patches in dual polarization ($\pm 45^{\circ}$ linear). Technical specifications of antennas have been determined to be S_{11} , $S_{22} < -15 dB$, S_{12} , $S_{21} < -20 dB$ and single element antenna's 3dB beam widths approximately 65°. Proposed antenna have been prototyped as a module and 1x5 array. Module array is measured and the simulation results are presented.

1. Giriş

İletişim teknolojilerinde meydana gelen yenilik ve iyileştirmeler genel olarak yoğun veri odaklı gibi gözükse de, hizmet sunulan tüm bölgelerde yeterli kapsama alanına sahip olmanın önemi teknoloji bağımsız olarak oldukça önemlidir. GSM ve LTE altyapıları üst bantlarda kullanıcılara veri hizmetlerini sunarken GSM900 ve LTE800 bantlarıyla da kapsama alanını geniş tutarak hizmet kalitesinin seviyesini artırmayı amaçlamaktadır. Her ne kadar baz istasyonu antenlerinde dipol-benzeri yapılar üretim kolaylığı ve basit yapıları sebebiyle tercih edilse de bu yapılarla tüm bant boyunca fraksiyonel bant genişliği, kazanç ve VSWR gibi parametreleri uygun seviyelerde tutmak çok mümkün değildir. Dipol-benzeri yapılar yerine yine üretimi kolay ve düşük maliyetli olan askıda yığın yama yapıları ile tüm bant boyunca istenilen teknik özellikler elde edilebilmektedir [1] – [4].

Bu bildiri kapsamında LTE800 ve GSM900 bantlarında (790 – 960MHz) çalışan tekil anten ve elevasyon ışımasını şekillendirebilmek adına 1x5 dizi anten yapıları tasarlanarak prototip üretimleri yapılmıştır. Bir sonraki bölümde tasarım parametreleri verilmekte, sonrasında ise benzetim ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır.

2. Anten Tasarımı



790 – 960MHz bandında çalışan, S_{11} ve S_{22} parametreleri -15dB, S_{21} değeri -20dB altında olan, çift kutuplu (±45° doğrusal) ve 3dB hüzme genişliği hem elevasyon hem azimut ekseninde 65° olan tekil antenin üstten ve yandan görünümleri Şekil – 1'de, benzetim için kullanılan HFSS katı modeli ise Şekil – 2'de gösterilmektedir. Tablo – 1'de ise anten tasarımında kullanılan ölçüler verilmektedir. Yapılan parametrik çalışmalar sonucunda izolasyonu artırabilmek adına besleme noktalarının arasına dikey plaka konulmuştur.

Tekil antenler kullanılarak elevasyon 3dB hüzme genişliği 13° olacak şekilde 1x5 anten dizisi üretilmiş ve Şekil – 3'te sunulmuştur. Elemanlar arası uzaklık $0.85\lambda_{mid}=300mm$ olacak şekilde ayarlanmıştır. Prototip üretimi için taban malzemesi olarak FR-4 ($\epsilon_{r.}=4.4$) kullanılmıştır.

Tablo 1. Tekil anten ölçüleri

Parametre	Değer
GP	240 x 240 mm
P_1	135 x 135 mm
P_2	122 x 122 mm
h_p	27 mm
hs	51 mm
$h_{\rm v}$	26 mm
\mathbf{h}_{f}	12.5 mm



Şekil 3. 1x5 Anten dizisi

3. Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

A. Geri Dönüş Kaybı: Şekil – 4'te S_{11} , S_{22} ve S_{21} değerleri sunulmaktadır. Yapılan benzetim ve ölçüm sonuçları doğrultusunda geri dönüş kaybı yaklaşık olarak tüm bant boyunca -15dB altında, izolasyon ise -20dB altında çıkmıştır.



Sekil 4. Önerilen anten dizisinin S-Parametreleri

B. Işıma Örüntüsü: Şekil – 5 (a)'da tekil antenin azimut ekseninde benzetim ve ölçüm sonuçları verilmiştir. Şekil – 5 (b)'de ise 1x5 modül antenin elevasyon eksenindeki ışıma örüntüsü gösterilmektedir. Tekil anten E- ve Hdüzlemlerinde 65° 3dB hüzme genişliğine sahip iken 1x5 dizi anten E- düzleminde 13° 3dB hüzme genişliğine sahiptir. 1x5 dizi anten ölçümleri yapılmamış olup, sadece benzetim sonuçları sunulmuştur. Ayrıca azimut ekseninde dizi yapısı oluşturulmadığı için 1x5 modül antenin azimut eksenindeki ışıması tekil anten ile benzer çıkmaktadır. Yapılan benzetim ve ölçümler için çalışma bandının ortası olan 850Mhz frekansı tercih edilmiştir.



Şekil 5. Işıma Örüntüleri (a) Tekil anten azimut ekseni (b) 1x5 modül anten elevasyon ekseni

4. Sonuç

Düşük bantlar kapsama alanının artırılması adına hem GSM900 hem de LTE800 bandında kullanılmaktadır. Bu çalışmada GSM ve LTE alt bantlarında çalışan (790 – 960MHz), azimut ve elevasyon eksenlerinde sırasıyla 65° ve 13° 3dB hüzme genişliklerine sahip 1x5 dizi anten tasarlanmıştır. Tasarlanan tekil ve dizi antenlerinin geri dönüş kaybı çalışma bandı boyunca -15dB altında kalırken, izolasyon değeri de -20dB altında çıkmış olup ışıma örüntüleri sektörel hücre yapılarında kullanıma uygundur.

Kaynaklar

[1]. Yoshihide Yamada, Yoshio Ebine ve Makoto Kijima, Low Sidelobe Characteristics of a Dual-frequency Base Station Antenna in the case of Electrical Beam Tilt Use, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, s.2718-2721, 1999.

[2]. Çiydem M., "Isolation enhancement in wideband dual-polarised suspended plate antenna with modified T-type probes", IET Electronic Letters vol.50 (5), s.338-339, 2014.

[3]. Yavuz Y., Çiydem M., Altıntaş A. Ve Koç S., "UHF Bandı DVB-T Anten Tasarımı", URSI-TÜRKİYE'2016 VIII. Bilimsel Kongresi, 2016

[4]. Ali A., Çiydem M., Altıntaş A. Ve Koç S., "DVB-T and DAB-T Transmitter Antenna Design by Using Stacked Suspended Plates", URSI-TÜRKİYE'2014 VII. Bilimsel Kongresi, 2014

Ters Saçılma Problemlerinin Çözümünde Distorted Born İteratif ve Born İteratif Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Serhat Dinleyen, Hüseyin Arda Ülkü Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü 41400 Gebze/Kocaeli sdinleyen@gtu.edu.tr, haulku@gtu.edu.tr

Özet: İki boyutlu elektromanyetik ters saçılma problemlerinin çözümünde distorted Born iteratif yöntemi (DBIM) ve Born iteratif yöntemi (BIM) sıklıkla kullanılmaktadır. Bu çalışmada, DBIM ve BIM yöntemlerinin iki boyutlu ters saçılma problemlerindeki performansları farklı geometriler, dielektrik sabitleri ve gürültü seviyeleri için karşılaştırılacaktır. Nümerik sonuçlar, DBIM'in BIM'e göre daha hızlı yakınsadığını, BIM'in ise gürültüye karşı bağışıklığının daha fazla olduğunu göstermiştir.

Abstract: The distorted Born iterative method (DBIM) and the Born iterative method (BIM) are often used in the solution of two-dimensional electromagnetic inverse scattering problems. In this work, performance of DBIM and BIM on solving two dimensional inverse scattering problems is compared for different geometries, dielectric constants and noise levels. Numerical results show that DBIM converges faster than BIM, while BIM is more immune to noises.

1. Giriş

Elektromanyetik ters saçılma problemleri, ölçülmüş saçılan alanlardan elde edilen bilgilerle bir cismin elektriksel özelliklerinin (dielektrik sabiti veya manyetik geçirgenliği) veya şeklinin belirlenmesini içeren problemlerdir [1]-[2]. Ters saçılma problemleri, radar, uzaktan algılama, çatlak tespiti ve biyomedikal görüntüleme gibi çeşitli alanlardaki kullanımlarından dolayı aktif bir araştırma konusudur. Ancak ters saçılma problemlerinin çözümü, problemin özü itibarıyla doğrusal olmayışından ve kötü konmuş (*ill-posed*) olmasından dolayı oldukça zordur. Bahsedilen zorlukların üstesinden gelebilmek için mikrodalga görüntüleme yöntemleri kullanılabilir. Bu çalışmada, mikrodalga görüntüleme yöntemleri arasında yer alan Born iteratif yöntemi (BIM) [3]-[5] ve distorted Born iteratif yöntemi (DBIM) [4]-[5], iki boyutlu ters saçılma problemlerinin çözümünde kullanılacak ve iki yöntemin performansları karşılaştırılacaktır. Farklı cisimler, dielektrik sabitleri ve gürültü seviyeleri için karşılaştırmalar sunum sırasında verilecektir. Sonuç olarak literatürde gösterildiği gibi [4] DBIM'in gürültüye karşı hassasiyetinin fazla olduğu, BIM'in ise daha yavaş yakınsadığı gösterilmiştir.

2. Formülasyon

 TM_z durumunda, dielektrik sabiti ε_b ve manyetik geçirgenliği μ_b olan bir bölge içerisinde yer alan, manyetik olmayan ve homojen olmayan dielektrik geçirgenliğine ($\varepsilon(\mathbf{r})$ 'ye) sahip S bölgesinden olan saçılma toplam elektrik alanın z bileşeninin ($E_z(\mathbf{r})$) sağladığı hacim integral denklemi çözülerek belirlenebilir:

$$E_{z}(\mathbf{r}) = E_{z}^{\text{inc}}(\mathbf{r}) - k_{b}^{2} \int_{S} \tau(\mathbf{r}') E_{z}(\mathbf{r}') G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') d\mathbf{r}', \quad \mathbf{r} \in S$$
(1)

Benzer olarak aynı S bölgesinden olan ve bölge dışında gözlenen saçılan elektrik alanın z bileşeni $(E_z^{\text{scat}}(\mathbf{r}))$

$$E_{z}^{\text{scat}}(\mathbf{r}_{m}) = -k_{b}^{2} \int_{S} \tau(\mathbf{r}') E_{z}(\mathbf{r}') G(\mathbf{r}_{m},\mathbf{r}') d\mathbf{r}', \quad \mathbf{r}_{m} \in \tilde{S}$$
⁽²⁾

ile belirlenebilir. Bu denklemlerde $H_0^{(2)}(\cdot)$ sıfırıncı dereceden ikinci tür Hankel fonksiyonu ve dalga sayısı $k_b = \omega \sqrt{\varepsilon_b \mu_b}$ olmak üzere $G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = (j/4) H_0^{(2)} (k_b |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|)$ iki boyutlu homojen ortam için Green fonksiyonunu göstermektedir. \mathbf{r}_m , Şekil 1'de gösterildiği gibi, S bölgesi dışındaki saçılan alanın ölçüldüğü noktaları göstermektedir. Cisim fonksiyonu $\tau(\mathbf{r}) = [\varepsilon(\mathbf{r})/\varepsilon_b - 1]$ olarak tanımlanır. (1)'de $E_z^{\text{inc}}(\mathbf{r})$ gelen alanı belirtmektedir.

Ters problemi çözmek için BIM'in adımları aşağıdaki gibidir:
- i) (2) ile verilen ters saçılma probleminde Born yaklaşımı ($E_z(\mathbf{r}) = E_z^{\text{inc}}(\mathbf{r})$) kullanılıp, denklem bölge dışında ölçülen saçılan alanlar için çözülerek cisim fonksiyonu $\tau(\mathbf{r})$ belirlenir.
- ii) i'de elde edilen cisim fonksiyonu $\tau(\mathbf{r})$ kullanılarak (1) ile verilen düz problem çözülür ve yeni toplam alan $E_{\tau}(\mathbf{r})$ bulunur.
- iii) Hesaplanmış toplam alan $E_z(\mathbf{r})$ kullanılarak (2) ile verilen ters problem tekrar çözülerek cisim fonksiyonu $\tau(\mathbf{r})$ güncellenir.
- iv) Yakınsama görülene kadar (ii)-(iii) adımları tekrar edilir.

Son olarak elde edilen cisim fonksiyonu ile bölgenin dielektrik sabiti ve cismin şekli belirlenir.

DBIM'de ise BIM'den farklı olarak iii. adımdan önce elde edilen cisim fonksiyonu kullanılarak ölçülen ve hesaplanan saçılan alanlar arasındaki fark bulunur ve homojen olmayan ortam için Green fonksiyonu ($G_{in}(\mathbf{r},\mathbf{r}')$) [1]'de gösterildiği gibi hesaplanıp, (2)'de $G(\mathbf{r},\mathbf{r}')$ yerine kullanılır. Ölçülen ve hesaplanan saçılan alanlar arasındaki farkın oluşturduğu ters problem çözülerek $\delta \tau(\mathbf{r})$ belirlenir ve cisim fonksiyonu güncellenir: $\tau(\mathbf{r}) = \tau(\mathbf{r}) + \delta \tau(\mathbf{r})$ [1]-[2].



Şekil 1. Ters saçılma probleminin kurulumu.

3. Nümerik Sonuçlar

Nümerik örnekler üretilirken (1) ve (2) denklemleri momentler yöntemi (MY) [6] ile ayrıklaştırılmış ve çözülmüştür. Denklemlerdeki bilinmeyenler $\tau(\mathbf{r})$ ve $E_z(\mathbf{r})$ kare bölgelerde tanımlı pulse temel fonksiyonları ile hücrelere ayrıklaştırılmış ve (1)'in testi için hücre merkezini (\mathbf{r}_n) gösteren Dirac delta fonksiyonları kullanılmıştır. (2)'nin ayrıklaştırılması ile elde edilen matris sistemi çözülürken Tikhonov regülarizasyon yöntemi [1] uygulanmıştır.



Şekil 2. Dielektrik sabiti profili: (a) Gerçek değer, (b) BIM (İGO=20 dB), (c) DBIM (İGO=20 dB), (d) BIM (gürültüsüz) ve (e) DBIM (gürültüsüz).

Örnek olarak, bağıl dielektrik sabiti $\varepsilon_r = 2$ olan ve 1 m × 1 m boyutlarındaki kare şeklindeki homojen cisim (Şekil 2(a)) için DBIM ve BIM'in performansları 300 MHz çalışma frekansında işaretin gürültüye oranı (İGO) 20 dB iken Şekil 2(b)-(c)'de ve gürültüsüz durumlar için Şekil 2(d)-(e)'de karşılaştırılmıştır. Sentetik veri üretimi için düz problem çözülürken bölge 81 hücreye ayrıklaştırılmış, ters problem için ilgilenilen bölge 441 hücre ile modellenmiştir. Sentetik veri üretimi sırasında $\tilde{M} = 128$ düzlemsel dalga kullanılmış ve M = 128 noktada saçılan alanların bilgisi ölçülmüştür. İki yöntemde Tikhonov regülarizasyon parametresi 0.1 seçilmiştir. Şekil 3(a) ve (b)'de sırasıyla saçılan elektrik alan için kalan bağıl hatanın (KBH'nın) ve dielektrik sabiti hata oranının (DSHO'nun) iterasyon sayısına göre değişimi verilmiştir. k. iterasyondaki KBH ve DSHO aşağıdaki gibi hesaplanmıştır:

$$\operatorname{KBH}_{k} = \sum_{m=1}^{M} \left| E_{z}^{\operatorname{scat},(k)}(\mathbf{r}_{m}) - E_{z}^{\operatorname{scat}}(\mathbf{r}_{m}) \right| / \sum_{m=1}^{M} \left| E_{z}^{\operatorname{scat}}(\mathbf{r}_{m}) \right| \quad \text{ve} \quad \operatorname{DSHO}_{k} = \sum_{n=1}^{N} \left| \varepsilon^{(k)}(\mathbf{r}_{n}) - \varepsilon(\mathbf{r}_{n}) \right| / \sum_{n=1}^{N} \left| \varepsilon(\mathbf{r}_{n}) \right| \tag{3}$$



Şekil 3. BIM ve DBIM çözümleri için (a) KBH ve (b) DSHO'nun iterasyon sayısı ile değişimi.

4. Sonuç

Bu çalışmada DBIM ve BIM'in performanslarının karşılaştırılması amaçlanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre beklendiği gibi [7]-[8] DBIM, BIM'e göre çok daha hızlı yakınsarken, BIM'in gürültüye karşı daha dayanıklı olduğu gösterilmiştir. DBIM'in hızlı yakınsaması ve BIM'in gürültüye bağışıklığı üstünlükleri BIM/DBIM karma yöntem kullanılarak birleştirilebilir [7]-[8]. Farklı geometriler, dielektrik sabitleri ve gürültü seviyeleri için örneklerin karşılaştırmaları sunum sırasında yapılacaktır.

Kaynaklar

[1]. Pastorino M., Microwave Imaging, Wiley, 2010.

[2]. Chew W. C., Waves and Fields in Inhomogeneous Media, IEEE Press, 1990.

[3]. Wang Y. M. ve Chew W. C., "An iterative solution of the two dimensional electromagnetic inverse scattering problem", Int. J. Imag. Syst. Technol., cilt 1, no. 1, s. 100-108, 1989.

[4]. Chew W. C. ve Wang Y. M., "Reconstruction of two-dimensional permittivity distribution using the distorted Born iterative method", IEEE Trans. Med. Imaging, cilt 9, no. 2, s. 218-225, 1990.

[5]. Li F., Liu Q. H., Song L. P., "Three-dimensional reconstruction of objects buried in layered media using Born and distorted Born iterative methods", IEEE Geosci. Remote Sens. Lett., cilt 1, no. 2, s. 107-111, 2004.

[6]. Harrington, R. F., Field Computation by Moment Methods, Macmillan, New York, 1968.

[7]. Zaiping N. ve Yerong Z., "Hybrid Born iterative method in low frequency inverse scattering problem", IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, cilt 36, no. 3, s. 749-753, 1998.

[8]. Zaiping N., Feng Y., Yanwen Z. ve Yerong Z., "Variational Born iteration method and its applications to hybrid inversion", IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, cilt 38, no. 4, s. 1709-1715, 2000.

Optik Frekanslarda Algılama ve Görüntüleme Uygulamaları için Nanoanten Dizisi Tasarımları ve Analizleri

Göktuğ Işıklar, İsa Can Çetin, Mustafa Algun, Ömer Eroğlu, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara isiklar.goktug@metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, nanoanten dizileri görünür ışık spektrumunda yüksek güç çoğaltma faktörü elde edecek şekilde tasarlanmış ve bu faktöre etki eden durumlar ayrıntılı olarak incelenmiştir. Özellikle algılama ve görüntüleme uygulamalarında farklı etkenlerin en doğru şekilde analiz edilebilmesi için yüzey integral denklemleri ve çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (MLFMA) kullanılmıştır. Hassas çözümler sayesinde dizilerin elektromanyetik tepkilerinin geometri, boyut, malzeme, dizilim aralıkları, frekans, ve dış ortam gibi etmenlerden nasıl etkilendiği belirlenmiştir. Bu doğrultuda tasarlanan nanoanten dizilerinin optik algılama ve görüntüleme uygulamalarında etkin olarak kullanılabileceği düşünülmektedir.

Abstract: In this study, nanoantenna arrays are designed to obtain high power enhancement factors in the visible light spectrum, and the conditions affecting this factor are investigated in detail. Surface integral equations and the multilevel fast multipole algorithm (MLFMA) are particularly used to accurately analyze different factors in the sensing and imaging applications. With accurate solutions, it has been determined how the electromagnetic responses of the arrays are affected by different factors like geometry, size, material, array spacing, frequency, and host medium. The nanoantenna arrays designed in this manner can be used effectively in optical sensing and imaging applications.

1. Giriş

Nanoantenler, üzerlerine gelen elektromanyetik alanları hapsedip bu alanların yoğunluğunu verimli bir şekilde çoğaltabildikleri için, enerji hasadı, optik manipülasyon, molekül takibi, plazmonik algılama ve nano-plazmonik görüntüleme gibi birçok alanda kullanılabilmektedir [1],[2]. Nanoantenlerin bu özellikleri göstermesindeki en büyük etken, metallerin yüksek frekanslarda elektriksel tepkilerinin değişmesi ve plazmonik davranışlarıdır. Plazmonik özellikleri optimize edilmesi güç çoğaltma faktörünü artırmaktadır; bu özellikler frekans, malzeme, geometri, boyut ve dış ortamın kırılma indisi gibi çeşitli faktörlere bağlıdır [3]. Diğer etmenler sabit tutulduğunda nanoantenler buldukları ortamdaki değişimlere karşı elektromanyetik tepkiler verdiğinden, kırılma indisinin değişimi veya molekül algılama gibi uygulamalarda hassas ölçümler yapılabilmektedir.

Nanoantenlerin geometrik şekillerinin, çoğaltılan güç yoğunluk miktarını ve bu yoğunluğun toplandığı hassas noktaların oluşmasını doğrudan etkilediği bilinmektedir [4]. Özellikle iki sivri uç arasında çok yüksek güç çoğaltma faktörleri üretebilen papyon geometrisi, dizi halinde kullanılmak üzere öne çıkmaktadır. Bu çalışma kapsamında, papyon geometrisinin farklı genişlik, uzunluk, kalınlık, ve papyon arası boşluk değerlerinin etkileri araştırılmış ve bunun sonucunda görünür ışık spektrumunda, özellikle kırmızı ışık civarında, yüksek güç çoğaltma oranları verecek şekilde optimizasyonları gerçekleştirilmiştir. Hassas sayısal çözümler için çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (MLFMA) kullanılmıştır. Nanoanten geometrileri istenilen frekans değerlerinde yüksek verim verebilen gümüş ve benzeri malzemeler olarak modellenmiştir. Papyon nanoantenler dizi haline getirilirken, periyodik dizilim aralıklarının farklı değerlerinin etkileri ayrıntılı olarak incelenmiş ve tasarımlar buna göre şekillendirilmiştir. Papyon dizilerini belirli aralıklarla sabitlemek için bir alt tabaka kullanılması gerekmektedir; bu tabakanın özellikleri de maksimum güç çoğaltma faktörünün miktarını ve frekansını etkileri ayrıntılı bu etkenlerin göz önüne alınmasıyla etkin nanoanten dizileri tasarlanmıştır.

¹Bu çalışma, TÜBİTAK (114E498) ve Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA-GEBİP-2015) tarafından desteklenmektedir.

2. Yöntemler ve Sayısal Veriler

Optik frekanslarında elektriksel geçirgenlik özelliği gösteren plazmonik metaller için, düşük frekans uygulamalarında kullanılan elektromanyetik çözücüler (mükemmel iletken modeller) yanıltıcı veriler vermektedir. Literatürde, optik frekanslarında metallerin de diyelektrik benzeri formülasyonlarla çözülebileceği belirtilmektedir [5]. Metallerin optik frekanslardaki elektrik geçirgenlik değerleri Lorentz-Drude modeli kullanılarak hesaplanabilmektedir. Ayrıca bazı ölçüm sonuçları da literatürde mevcuttur [6]. Genel olarak, yüksek frekanslarda metaller negatif geçirgenlik değerleriyle modellenmelidir. Özellikle kızılötesi frekanslarda olan yüksek negatif değerleri için, değiştirilmiş birleşik teğet formülasyonu (MCTF) oldukça hassas ve tutarlı sonuçlar vermektedir [7]. Bu yüzey integral denklemi formülasyonu MLFMA ile hızlı ve verimli bir biçimde çözülebilmektedir. Bu çalışmadaki benzetimlerde optimum frekans değerlerinde dalga boyunun yaklaşık yüzde biri ayrıklaştırmalar kullanılmış ve çok hassas sonuçlar elde edilmiştir. Aşağıda gösterilen benzetimlerin hepsinde +x polarizasyonunda dik gelen düzlem dalga aydınlatma biçimi olarak kullanılmıştır. Güç çoğaltma faktörleri ise seçilen noktada oluşan güç yoğunluğunun, nanoanten dizisine gönderilen düzlem dalganın güç yoğunluğuna bölünmesiyle bulunmuştur.





Nanoanten dizisi için kullanılan papyon anten, terminal boşluğuyla birlikte 214 nm genişliğe, 100 nm uzunluğa, 20 nm kalınlığa, ve 14 nm papyon boşluğuna sahiptir. Bu geometrik özellikleriyle, tasarım kırmızı ışık spektrumunda yaklaşık 450 THz gibi bir değerde maksimum güç çoğaltma faktörü vermektedir. Güç çoğaltma faktörleri papyon elemanlarının boşluklarının orta noktasında hesaplanmıştır. Geometri boyutları orantılı bir biçimde büyütüldüğünde, maksimum güç artırımı değeri yakın kızılötesi spektrumuna kaymaktadır. Papyon nanoanten dizileri, altın, gümüş, bakır, ve platin metalleri kullanılarak modellenmiş ve görünür ışık ile kızılötesi spektrumunda farklı benzetimler gerçekleştirilmiştir. Bu benzetimlerde, hedeflenen kırmızı ışık spektrumunda gümüş papyon nanoanten dizilerinin en verimli sonuçları verdiği tespit edilmiştir. Nanoanten dizilerinin periyodik dizilim aralıkları güç çoğaltım faktörünü doğrudan etkilemektedir. Ardışık uzaklık için her iki eksende

de eşit olarak alınan farklı değerler denenmiştir. Gerçekleştirilen yüzlerce benzetim sonucunda, bu uzaklığın 475 nm seçilmesiyle, 450 THz frekansında maksimum güç çoğaltım faktörü değerlerinin elde edildiği bulunmuştur. Bu değerler 75 civarına (75 kat güç artırımı) kadar çıkmaktadır.

Nanoanten dizisini belirtilen dizilim uzaklıklarında sabitlemek için bir alt tabaka kullanılmalıdır. Nanoantenlerin güç yükseltme etkisinin azaltılmaması amacıyla bu alt tabaka için kırılma indisi küçük olan bir malzeme seçilmelidir. Özellikle cam, kuartz ve silis malzemeleri üzerinde gerçekleştirilen denemeler sonucunda, kırılma indisi 1.457 olan silis (silisyum dioksit) malzemesinin belirtilen yapı ve frekanslarda en az bozucu etkiyi gösterdiği tespit edilmiştir. Tabaka etkisini olabildiğince azaltmak için, nanoanten geometrisi ile yüzey boyutları aynı olan ek silis tabakalarla papyon elemanlar yüzeyden yükseltilebilmektedir. Böylelikle silis tabakanın içine giren odaklanmış alanlar tekrardan papyon etrafında kalabilmektedir. Tüm bu önlemlere karşın, eklenen silis veya benzeri bir tabakadan dolayı maksimum güç çoğaltma değerleri az da olsa daha düşük frekanslara kaymaktadır. Bu etki papyon nanoantenlerin dış ortamdaki kırılma indisinin değişimine ne kadar hassas tepki verdiğinin de bir göstergesidir.

Tasarlanan nanoanten dizileri yabancı parçacıkların algılanması kapsamında ele alınmış ve incelenmiştir. Benzetimlerde özellikle tek başına yeterli bir parlamaya neden olamayacak kadar küçük parçacıkların nanoanten dizilerinin yakın-alan tepkilerine olan etkileri incelenmiştir. Örnek olarak, 3x3 nanoanten dizisinin kullanıldığı benzetim sonuçları Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu senaryoda yarıçapı 150 nm olan yabancı bir parçacık (gümüş) dizinin içine girmiştir. Parçacık etrafındaki papyonların boşluklarındaki hem elektrik hem de manyetik alan değerleri düşmektedir (Şekil 1.a ve Şekil 1.b); bu da güç yoğunluğunun ve güç çoğaltma faktörünün düşüşüne (Şekil 1.c ve Şekil 1.d) neden olmaktadır. Nanoanten dizileri farklı maddesel özelliklere, boyut, ve geometrilere sahip parçacıklar için farklı tepkiler verdiğinden, deneme sayısının artırılmasıyla bu özellikler ve parçacığın anlık konumu hakkında fikir sahibi olunabilmektedir. Daha düşük güç çoğaltma değerleri veren diziler ile yapılan denemelerde ise hassasiyetin beklendiği gibi azaldığı gözlemlenmiştir. Bu sonuç ise yüksek güç faktörünün algılama hassasiyeti ile doğrudan orantılı olduğunu göstermektedir.

3. Sonuç

Bu çalışmada, görünür ışık spektrumunda farklı uygulamalarda kullanabilecek nanoanten dizileri tasarlanmış ve bu diziler hassas benzetimlerle incelenmiştir. Nanoantenlerin ve bunlardan oluşan dizilerin yüksek güç çoğaltma faktörleri üretebilmeleri için geometri, boyut, malzeme, konuk ortam, gelen dalganın frekansı, periyodik dizilim uzaklığı, ve kullanılan alt tabakanın özellikleri analiz edilmiştir. Özellikle görünür ışık spektrumunda yüksek güç çoğaltma faktörü değerlerine sahip olan dizilerin, enerji hasadı dışında algılama ve görüntüleme uygulamalarında da kullanılabileceği gösterilmiştir.

Kaynaklar

[1]. Alda J., Rico-Garcia J. M., Lopez-Alonso J. M. ve Boreman G., "Optical antennas for nano-photonic applications", Nanotechnology, cilt.16 no.5, s.230-234, 2005.

[2]. Crozier K. B., Zhu W., Wang D., Lin S., Best M. D. ve Camden J. P., "Plasmonics for surface enhanced raman scattering: nanoantennas for single molecules", IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, cilt.20 no.3, Mayıs-Haziran 2014.

[3]. Pitarke J. M., Silkin V. M., Chulkov E. V. ve Echenique P. M., "Theory of surface plasmons and surface-plasmon polaritons", Rep. Progr. Phys., cilt.70 no.1, s.1-87, Ocak 2007.

[4]. Üstün E., Eroğlu Ö., Gür U. M. ve Ergül Ö., "Investigation of nanoantenna geometries for maximum field enhancements at optical frequencies", Progress In Electromagnetics Research Symposium-Spring (PIERS), s. 3673-3680, 2017.

[5]. Karaosmanoğlu B., Yılmaz A., Gür U. M. ve Ergül Ö., "Solutions of plasmonic nanostructures using the multilevel fast multipole algorithm", International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, cilt.26 no.4, s.335-341, Mayıs 2016.

[6]. Johnson P. B. ve Christy R. W., "Optical constants of the noble metals," Phys. Rev. B, cilt.6, s.4370-4379, 1972.

[7]. Karaosmanoğlu B., Yılmaz A. ve Ergül Ö., "A comparative study of surface integral equations for accurate and efficient analysis of plasmonic structures", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.65 no.6, s.3049-3057, Haziran 2017.

Geniş Bant Yer Tabanlı bir VLF/LF Alıcı Sisteminin Analog Ön-uç Tasarımı

Uygar Demir, Mevlüt Said Saraçoğlu, Cenk Toker Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara demir@ee.hacettepe.edu.tr, said@ee.hacettepe.edu.tr, cenk.toker@ee.hacettepe.edu.tr

Özet: *VLF/LF* bandı insan veya doğal kaynaklı olan birçok sinyali barındırır. Bu banttaki insan kaynaklı sinyaller genellikle denizaltı askeri haberleşmesi veya yerküresel konumlama için kullanılan sinyallerdir. Uzay havası kaynaklı etkiler veya yıldırımlar ise doğal VLF/LF sinyallerini oluşur.

Bu çalışmada, bu bandın gözleminin yapılabilmesi için geliştirilen geniş bant alıcı sisteminin analog katmanı ile ilgili bilgiler verilmiştir. Analog ön-uçtan alınan veriler osiloskop yardımı ile kayıt altına alınmış, bazı örnek ölçümler sunulmuştur.

Abstract: *VLF/LF* band contains many signals, with both man made and also natural origins. The man-made signals are mostly used for submarine military communications or for global positioning. Space weather related effects and lightning are the major reasons for natural VLF/LF signals.

In this study, the structure of the analog front-end of a broadband VLF/LF receiver system developed for monitoring this band is explained. Signals at the output of this receiver are recorded by the aid of an oscilloscope, and some sample outputs are presented.

1. Giriş

VLF haberleşmesi, uzak mesafelerle haberleşmek amacıyla kullanılan yöntemlerden birisidir. Askeri haberleşme amacıyla VLF haberleşmesi denizaltı haberleşmesinde, seyrüsefer ve yeraltına gömülü komuta merkezleri ile haberleşme için kullanılmaktadır [1]. VLF bandında yapılan bu iletişimde sinyaller yer ve gök dalgası olarak ikiye ayrılarak yayılım gösterirler. Yer dalgaları yerin yüzeyini takip ederek ilerler. Gök dalgaları ise iyonkürenin katmanlarından yeryüzüne en yakın olan D katmanından yeryüzüne geri yansır.

Düşük sönümlenmenin de -yaklaşık 3 dB/Mm- etkisiyle VLF sinyalleri gök dalgası ile uzak noktalara erişebilir. Güneş firtinaları ve X-ışını patlamaları D katmanını etkileyerek Ani İyonküresel Bozunumlar (Sudden Ionospheric Disturbances, SID) oluştururlar ve bu bozunumların gözlemi için de VLF sinyalleri kullanılmaktadır. Ayrıca yıldırımlar, iyonküreye etki ederek VLF olayları oluşturdukları gibi oluştukları anda en yüksek gücü VLF bandına denk gelecek şekilde ışıma yaparlar.

VLF sinyallerini alabilmek için çeşitli alıcılar tasarlanmıştır. Bu alıcılarda genel olarak üç tip anten görülmektedir. Bunlar elektrik alana bağlaşım için kullanılan çubuk ve düz tabakalı antenler ve manyetik alana bağlaşım için kullanılan döngü tipi antenlerdir. İlk olarak yer tabanlı VLF alıcıları doğal yollarla oluşan VLF sinyallerini yakalamak için kullanılmıştır [2]. Bu alıcılar, oldukça büyük antenlere ve tamamen analog bir teknolojiye sahiptirler. Daha yakın zamanda, Stanford Üniversitesi'nde bulunan VLF grubu sayısal altyapısı olan AWESOME alıcılarını geliştirmiş ve bu alıcılar halihazırda Dünya'nın çeşitli yerlerine yerleştirilmiştir. Bu alıcılar ile iyonküre, manyetoküre araştırmaları, VLF sinyali yakalama gibi uygulamalar yapılmaktadır. Günümüzdeki VLF alıcılarının genel olarak anten, düşük gürültülü analog ön uç, veri edinim bölümü ve senkronizasyon modülü olmak üzere dört farklı elemanı bulunmaktadır.

Bu bildiride, geliştirme aşamasında olan yer tabanlı, genişbant bir VLF alıcısının anten tasarımı ve analog katmanları hakkında bilgiler verilmiş ve kayıtları alınan ilk sonuçlar sunulmaktadır.

2. Alıcı Yapısı

VLF alıcısının analog kısmının test düzeneği Şekil 1'deki gibidir. VLF sinyallerinin alınması için tasarlanmış karesel döngü anteninden alınan zayıf sinyaller bir düşük gürültülü ön yükseltici ile güçlendirilmekte, daha sonra örnekleme aşamasında izgel örtüşmeyi engellemek için bir alçak geçiren filtre ile işlenmektedir. Mevcut çalışmada filtre çıkışındaki sinyal bir osiloskop vasıtasıyla kaydedilmektedir. İlerleyen aşamalarda yapıya analog/sayısal dönüştürücü ve kendi başına çalışan bir gömülü işlemcinin katılması planlanmaktadır.



Şekil 1. Yer tabanlı VLF alıcısının analog ön uç test düzeneği

VLF alıcı anteni birbirine dik iki karesel antenden oluşmaktadır. Herbir döngüde 0.4 mm çapında bakırdan telle sarılmış 40 sarım vardır. Antenlerin kuzey-güney (KG) istikametinde duranı 60 cm kenar uzunluğuna sahipken buna dik olan doğu-batı (DB) anteni 63 cm kenar uzunluğuna sahiptir. Sarımların kalınlığı ise 0.4 cm olarak ölçülmüştür. Bu değerlere göre bu iki antenin direnç ve indüktans değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

	Kuzey-Güney Anteni		Doğu-Batı Anteni	
Parametre	Teorik	Ölçülen	Teorik	Ölçülen
Direnç (Ω)	12.819	14.3	13.46	16.1
İndüktans (mH)	5	5.1	5.3	6.5

 Tablo 1. Teorik hesaplanan [3] ve ölçülen anten parametreleri

VLF alıcı anteninin herhangi bir döngüsü ele alındığında anten duyarlılığı, anten gürültüsü ve belli bir manyetik alan karşılığında oluşan sinyal seviyeleri karşılaştırılarak bulunabilir [4]. Antenin sahip olduğu direnç değerinden kaynaklanan ısıl gürültü ile anten gürültüsü oluşur. Bu da

$$W_a = (4kTR_a)^{1/2}$$
(1)

eşitliğiyle bulunur ve birimi V/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 'dir. Burada, *k* Bolztmann sabiti, *T* Kelvin cinsinden sıcaklık ve R_a antenin direncidir. KG anteni göz önüne alındığında bu değer 0.478 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ olarak bulunur. Yani antende her 1 Hz'lik bant genişliği başına 0.478 nV'luk gürültü gerilimi oluşmaktadır.

Benzer şekilde, döngü anteninde oluşan gerilim

$$V = j2\pi f NAB \tag{2}$$

eşitliği ile bulunabilir. KG anteninin değerleri yerine koyulduğunda 10 kHz çalışma frekansında 1 pT'lık manyetik alan büyüklüğüne sahip bir dalganın 0.9 μ V gerilim değeri ürettiği bulunmaktadır [4]. Bu eşitlikte, f çalışma frekansını, N sarım sayısını, A karesel antenin alanını ve B antende gerilim indükleyen manyetik alan genliğini göstermektedir.

Eşitlik 1'de bant genişliğini 1 Hz olarak alır ve Eşitlik 2'deki manyetik alan büyüklüğünün ürettiği gerilimi buna eşitlersek, gerilim gürültüsünün frekans bağımlı manyetik alan eşdeğeri

$$B_w = (4kTR_a)^{1/2} / (j2\pi fNA)$$
(3)

şeklinde ifade edilir ve birimi *T*dır. Bu değer, 1 Hz'lik bant genişliğine normalize edilirse, antenin normalize duyarlılığı bulunur, $S_w = (4kTR_a)^{1/2}/(2\pi NA)$, ve birimi T/ \sqrt{Hz} 'dir. KG anten parametreleri yerine koyulduğunda, $S_w = 4.79 \text{ pT}/\sqrt{Hz}$ değeri bulunur. Başka bir deyişle, 1 Hz'lik bant genişliği başına 4.79 pT'lık gürültünün oluşturduğu bir manyetik alan genliği vardır. Bu hesaplar DB anteni için yapıldığında normalize duyarlılık 5.288 pT/ \sqrt{Hz} bulunmaktadır.

Görüldüğü gibi VLF anteni tek başına düşük gerilim değeri üreten sinyalleri toplamak için elverişli değildir. Bu sebeple bir düşük gürültülü yükselticiye ihtiyaç vardır. Geliştirilen VLF alıcısında eşdeğer giriş gürültü gerilimi 8 nV/√Hz olan INA128 düşük gürültülü yükseltici kullanılmıştır. Yükseltici devresinin kazancı 1'den 10000'e kadar değerlere ayarlanabilmektedir. Burada yapılan çalışmada giriş çıkış voltaj kazancı 70 dBV olacak şekilde ayarlanmıştır. Yıldırım sinyalinin kısa sürede yüksek genlikte gerilim üretebilmesi ve dolayısıyla yükseltici ve sonrasında gelecek elemanları doyuma ulaştırmaması için yükselticinin kazanç değerinin doğru seçilmesi önemlidir.

Düşük gürültülü yükselticinin sonrasında ilgilenilen bant genişliğini süzebilmek için LTC1562CN entegre devresi ile alçak geçiren filtre tasarlanmıştır. Sezilmek istenilen spektrum genişliği 50 kHz'e kadar olduğu için alçak geçirgen filtre örtüşmeyi de önlemesi için kesme frekansı 100 kHz'de 8. dereceden bir Chebyshev filtresi olarak tasarlanmıştır.

3. Elde edilen ilk sonuçlar

Yer tabanlı VLF alıcısından elde edilen geniş bant verinin spektrogramına ait 4 saniyelik kayıt Şekil 2'de KG ve DB antenleri için verilmiştir. Buradaki şekilde yatay olarak seyreden zamanda uzun süre alan ancak frekansta dar bant işgal eden yapılar insan yapımı sinyalleri göstermektedir. Bu sinyaller denizaltı haberleşmesinde, navigasyon sistemlerinde kullanılan yapılardır. Bunların yanında frekansta geniş bantta yer tutan ancak kısa süreli sinyaller yıldırımların oluşturdukları VLF sinyallerini belirtmektedir.



Şekil 2. Yer tabanlı VLF alıcısının osiloskop yardımıyla Kuzey-Güney (üstte) ve Doğu-Batı (altta) yönelimli antenlerinden kaydedilen geniş bant VLF verisi

Şekil 3'te VLF alıcısının birbirine dik iki antenine eşlenen yıldırım verisi görülmektedir. Görüldüğü gibi yıldırım çok kısa bir sürede ortaya çıkmakta ve bu sinyal içerisinde yüksek frekans bileşenlerini de barındırmaktadır. Ayrıca iki antende oluşan sinyallerin farklı olması yıldırım sinyalinin geldiği yönü bulmakta kullanılabilmesini mümkün kılmaktadır.



Şekil 3. VLF alıcısının birbirine dik antenlerinden elde edilen yıldırım verisi

4. Sonuçlar

Bu bildiride, geliştirilme çalışmaları devam eden geniş bant VLF alıcısının RF katmanında kullanılacak elemanlar için tasarım ve test aşamaları anlatılmıştır. Kullanılan antenin direnç ve indüktans değerleri teorik olarak hesaplanmış ve ölçülmüştür. Daha sonra antenin gürültü gerilimi ve manyetik duyarlılığı teorik olarak hesaplanmıştır. Alıcıda kullanılacak olan düşük gürültülü yükseltici ve alçak geçirgen filtre ile ilgili bilgiler verilmiştir. Osiloskop yardımıyla alınan geniş bant VLF verisinin spektrogramı verilmiş ve zaman uzayında elde edilen yıldırım sinyali gösterilmiştir.

Kaynaklar

Singh, H. ve arkadaşları, "Submarine Communications." Defence Science Journal, vol. 43, no. 1, p. 43, 1993.
 Chen, Y., Guobin, Y., Binbin, N., Zhengyu, Z., Xudong, G., Chen, Z. ve Wang, F., "Development of ground-based ELF/VLF receiver system in Wuhan and its first results" Advances in Space Research, 2016.
 Loudet , L. SID monitoring station. [Online]. Available: <u>https://sidstation.loudet.org/ionosphere-en.xhtml</u>
 Cohen, M. B., Inan, U. S. ve Paschal, E. W. "Sensitive broadband ELF/VLF radio reception with the AWESOME instrument," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 48, no. 1, pp. 3–17, 2010.

Fotonik Kristal Yapılarının Optimizasyonu ile Optik Bağlaştırıcı Tasarımları

Barışcan Karaosmanoğlu, Şirin Yazar, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara bariscan@metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada fotonik kristallerin kullanıldığı optik bağlaştırıcı tasarımları ele alınmıştır. Fotonik kristal olarak davranan diyelektrik nanoçubuk dizgeleri, genetik algoritma ile istenen çıktı bölgesinde elektromanyetik güç yoğunluğunu yükseltmek için optimize edilmiştir. Çubukların basit şekline ve küçük kesit alanına rağmen, kompakt optik bağlaştırıcı ve güç bölücü tasarımları elde edilmiştir.

Abstract: In this work, optical coupler designs using photonic crystal structures are considered. Dielectric nanorod arrays, behaving as photonic crystals, are optimized via genetic algorithms for maximizing the electromagnetic power density in the desired output region. Despite the simple shape and small cross-section area of the rods, compact optical coupler and power divider designs are obtained.

1. Giriş

Fotonik kristal olarak bilinen ve tekrarlı diyelektrik yapıtaşları sayesinde çeşitli elektromanyetik manipülasyon kabiliyetleri sağlayabilen yapılar uzun süredir çalışılmaktadır [1]. Fotonik kristaller ile yüksek iletimli dalga kılavuzu yapıları ve kesin dönüş verebilen yapılar [2]-[5] detaylıca araştırılmıştır. İstenen ışınım örüntülerini ve geçirgenlik özelliklerini elde etmek için sayısal analiz yöntemleri ile optimizasyon teknikleri birleştirilmiş ve çeşitli fotonik kristal yapıları elde edilmiştir [6]-[8]. Bu çalışmada, ince diyelektrik nanoçubuk yapılarını içeren yoğun fotonik kristal dizgeleri optimize edilmiş ve istenen yönde cevap verebilen optik bağlaştırıcılar tasarlanmıştır.

Aşağıda, dizge optimizasyonu için kullanılan araçlardan ve sayısal benzetimlerin detaylarından kısaca bahsedilmiştir. Üçüncü bölümde optik bağlaştırıcı tasarımlarına bazı sayısal örnekler gösterilmiştir. Son bölümde ise elde edilen sonuçlara dair tespitler paylaşılmıştır.

2. Optimizasyon Ortamı ve Sayısal Benzetimler

Bu çalışmada optik bağlaştırıcıların tasarımları genetik algoritma (GA) optimizasyonları ile gerçekleştirilmiştir. Yüksek kalitede optimizasyon sonuçları için GA ve integral denklemi tabanlı bir elektromanyetik tam-dalga çözücüsünün bileşik çalıştığı bir uygulama geliştirilmiş ve kullanılmıştır [9],[10]. GA için her biri 10×10 'luk nanoçubuk dizilimine karşılık gelen 40 bireylik popülasyonlar oluşturulmuştur. Nanoçubuk dizilimleri, her çubuk için var/yok (1/0) durumunu belirten, toplam 100 bitlik kromozomlar ile ifade edilmiştir. Örneğin, 10×10 'luk bir yapı için 2^{100} (yaklaşık 10^{30}) ayrı kombinasyon bulunmaktadır ve hepsinin sırayla denenmesi mümkün olmayacağından GA önemli bir avantaj sağlamaktadır. Her optimizasyon için GA ile 50 nesil tamamlanarak toplam 2000 sayısal benzetimle sonuca ulaşılmıştır.

Nanoçubuk yapıları diyelektrik malzeme olarak ele alınmıştır. Girilebilir olarak tanımlanan bu yapıların yüzeylerinde sınırlar koşullarına uygun elektrik ve manyetik akımlar tanımlanmış ve Rao-Wilton-Glisson (RWG) fonksiyonları [11] ile ayrıklaştırılmıştır. Yüzey denklemi olarak çözüm kolaylığı sağlamasından ötürü elektrik-manyetik akım birleşik alan integral denklemi (JMCFIE) [12] tercih edilmiştir. Benzetimlerde kullanılan nanoçubuklar ince kare prizmalar şeklinde tanımlanmıştır. Matris denklemleri iteratif olarak çözümüş, gereken

Bu çalışma, TÜBİTAK (114E498) ve Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA-GEBIP-2015) tarafından desteklenmektedir.

matris-vektör çarpımları çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (MLFMA) [13] ile hızlı ve doğru biçimde gerçekleştirilmiştir.

3. Sayısal Örnekler

Aşağıdaki örneklerde, nanoçubukların bağıl elektriksel geçirgenliği 4.0 olarak tanımlanmıştır. Kare kesit olarak modellenen çubukların genişliği 100 nm, yüksekliği 7.5 µm'dir. Nanoçubuklar 10×10^{2} luk bir dizge halinde yerleştirilmiş, merkezleri arasındaki uzaklık 375 nm olarak seçilmiştir. Dizge 200 THz'te karmaşık kaynak noktası ışını (CSPB) ile aydınlatılmıştır. CSPB, dizge geometrisinin merkezinden 2.5 µm uzağa 5*i* (m) karmaşık konum bileşeni ile yerleştirilmiştir. Kaynağın oluşturduğu elektrik-alan polarizasyonu nanoçubuklar ile aynı doğrultudadır. Çubuklar $\lambda/10$ boyunda ayrıklaştırıldığında her biri üzerinde 1212 bilinmeyen tanımlanmıştır (burada λ dış ortamın dalga boyudur).

Optimizasyon denemeleri sırasında oluşturulan nanoçubuklar elektromanyetik saçılım problemleri olarak ele alınmıştır. Ayrıklaştırılan her saçılım problemi doğrusal matris denklemine dönüştürülmüş ve iteratif olarak çözülmüştür. İteratif çözücü olarak GMRES kullanılmış ve yakınsama hedefi olarak 0.001 hata kriteri belirlenmiştir. Optimizasyon denemelerinde oluşturulan dizgeler için ortalama 60000 bilinmeyenli matris denklemlerinin çözümleri gerekmiştir.

Şekil 1'de nanoçubuk dizgesinin CSPB ile aydınlatılması sonucu elde edilen üç farklı senaryonun sonuçları gösterilmiştir. İlk senaryoda dizge ileri yönde elektromanyetik güç yoğunluğu çıktısı verecek şekilde optimize edilmiştir. CSPB'den dizgenin girdi bölgesine ulaşan güç yoğunluğu (1.56 W/sm), yalnızca ileri yönde odaklanmış ve dizgeden 100 nm uzakta 1.05 W/sm güç yoğunluğu çıktısı sağlanmıştır. İkinci senaryoda güç yoğunluğu çıktısı sağlanmıştır. İkinci senaryoda güç yoğunluğu çıktısı sağ-yan yönde olacak şekilde nanoçubuk dizgesi optimize edilmiştir. Optimizasyon öncesinde odaklanma istenen bölgede güç yoğunluğu yalnızca 0.0075 W/sm iken, optimizasyon sonucunda bu değer 0.94 W/sm seviyesine yükseltilmiştir. Bu sayede, gelen ışın 2.3 λ boyundaki optik bağlaştırıcı ile başarılı şekilde 90 derece döndürülmüştür. Son senaryoda ise nanoçubuk dizgesi, hem ileri hem de sağ-yan yönde yüksek çıktı vermek üzere optimize edilmiştir. Optimizasyon sonucunda ileri yönde 0.45 W/sm'lik, yan yönde ise 0.41 W/sm'lik güç çıktısı elde edilmiştir.



Şekil 1. CSPB ile 200 THz'te aydınlatıldığında ileri çıktı, yan çıktı, ve ileri+yan çıktı sağlayan optik bağlaştırıcı tasarımlarının etrafındaki elektromanyetik güç yoğunluğu (W/sm) dağılımları. CSPB uyarımının elektromanyetik güç yoğunluğu ayrıca gösterilmiştir.

Sonuç olarak, bu örnekte, optimizasyon vasıtasıyla ileri veya yan yönde yaklaşık 1 W/sm çıktı verebilen fotonik kristal yapıları oluşturulmuştur. Ayrıca, iki yönde aynı anda çıktı istendiğinde, %80 verimin üzerinde çalışan optik güç bölücü elde edilmiştir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, diyelektrik nanoçubuklar ile optik bağlaştırıcı tasarımları hedeflenmiştir. Nanoçubuklar dizge biçiminde kullanılmış ve dizge içindeki var/yok durumları istenen yönde veya yönlerde güç yoğunluğu elde edilebilmesi için optimize edilmiştir. Görece küçük elektriksel boyutlarına rağmen istenen tepkiyi başarıyla sağlayan optik bağlaştırıcı tasarımları elde edilmiştir. Çalışmanın ilerleyen aşamalarında tasarlanmış dizgelerin birbirleri ile etkileşimi incelenecektir.

Kaynaklar

[1]. Joannopoulos J.D., Johnson S.G., Winn J.N. ve Meade R.D., "Photonic crystals: molding the flow of light," Princeton University Press, Ekim 2011.

[2]. Mekis A., Chen J. C., Kurland I., Fan S., Villeneuve P. R. ve Joannopoulos J. D., "High transmission through sharp bends in photonic crystal waveguides," Physical Review Letters, cilt.77 no.18, s.3787–3790, Ekim 1996.

[3]. Talneau A., Lalanne P., Agio M. ve Soukoulis C.M., "Low-reflection photonic-crystal taper for efficient coupling between guide sections of arbitrary widths," Optics Letters, cilt.27 no.17, s.1522–1524, Eylül 2002.

[4]. Pissoort D., Michielssen E., Ginste D. V. ve Olyslager F., "Fast-multipole analysis of electromagnetic scattering by photonic crystal slabs," Journal of Lightwave Technology, cilt.25 no.9, s.2847–2863, Eylül 2007.

[5]. Ergül Ö., Malas T. ve Gürel L., "Analysis of dielectric photonic-crystal problems with MLFMA and Schurcomplement preconditioners," Journal of Lightwave Technology, cilt.29 no.6, s.888–897, Mart 2011.

[6]. Gagnon D., Dumont J. ve Dube L. J., "Beam shaping using genetically optimized two-dimensional photonic crystals," Journal of the Optical Society of America A, cilt.29 no.12, s.2673–2677, Aralık 2012.

[7]. Bor E., Turduev M. ve Kurt H., "Differential evolution algorithm based photonic structure design: numerical and experimental verification of subwavelength λ /5 focusing of light," Scientific Reports, cilt.6 no.30871, Ağustos 2016.

[8]. Karaosmanoğlu B., Eray H. ve Ergül Ö., "Full-wave optimization of three-dimensional photonic-crystal structures involving dielectric rods," Journal of the Optical Society of America A, cilt.35 no.7, s.1103–1113, 2018.

[9]. Önol C. ve Ergül Ö., "Optimizations of patch antenna arrays using genetic algorithms supported by the multilevel fast multipole algorithm," Radioengineering, cilt.23 no.4, s.1005–1014, 2014.

[10]. Önol C., Karaosmanoğlu B. ve Ergül Ö., "Efficient and accurate electromagnetic optimizations based on approximate forms of the multilevel fast multipole algorithm," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. cilt.15, s.1113–1115, 2016.

[11]. Rao S. M., Wilton D. R. ve Glisson A. W., "Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.30, no.3, s.409–418, Mayıs 1982.

[12]. Yla-Oijala, P. ve Taskinen, M., "Application of combined field integral equation for electromagnetic scattering by dielectric and composite objects," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.53, no.3, s.1168–1173, Mart 2005.

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

Kesilebilir İnkjet Baskılı Log-Periyodik Antenler

Feza Mutlu ve Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara fmutlu@metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, yeni bir kavram olarak, kesilerek değiştirilebilen inkjet tipi antenler sunulmuştur. İnkjet baskı yöntemi, özellikle radyo ve mikrodalga frekanslarında kullanılabilen düşük maliyetli, esnek ve tek kullanımlık antenlerin üretimine olanak sağlamaktadır. Bu tipte düşük maliyetli antenlerin üretimi için, metal katkılı mürekkep yüklü standart yazıcılardan oluşan çok ucuz bir düzenek kullanılmıştır. Kesilebilir anten kavramına örnek olarak, geniş-bant çalışma sağlayan bir log-periyodik anten tasarlanmış ve üretilmiştir. Antenin büyük boyutlu elemanlarının çıkartılmasıyla çalışma aralığı değişmekte ve anten dar bantlı ama daha küçük boyutlu bir yapıya dönüşmektedir. Kesilebilir antenlerin benzetim ve ölçüm sonuçları, bu antenlerin herhangi bir teknik bilgisi olmayan kullanıcılar tarafından doğrudan değiştirilebileceği farklı uygulamalarda kullanışlı olabileceğini göstermektedir.

Abstract: We present a new concept of cuttable inkjet-printed antennas that can be modified simply by cutting. Inkjet-printing provides the fabrication of low-cost, flexible, and disposable antennas that can be used especially at radio and microwave frequencies. A very low-cost setup based on commercial printers loaded with metal-based inks is used to produce such inexpensive antennas. As a proof of concept of cuttable antennas, a log-periodic antenna that provides broadband operation is designed and fabricated. Removing the larger elements of the antenna changes the operating range, making it narrowband but more compact. Simulation and measurement results demonstrate interesting properties of cuttable antennas that can be useful in diverse applications, where the user can directly modify the antenna without technical knowledge.

1. Giriş

İnkjet baskı yöntemi radyo, mikrodalga, ve THz frekanslarında birçok uygulamada kullanılabilen, düşük maliyetli, esnek, ve tek kullanımlık antenlerin ve benzer elektronik elemanların [1]-[5] üretimine olanak sağlamaktadır. Üretimlerde metallerin çıkartılmasına dayalı geleneksel yöntemlerin aksine, alt tabakalar üzerine baskı yapmak gereksiz malzeme kullanımının önüne geçmektedir. Elektronik elemanların inkjet baskı ile üretimi konusunda yapılan son çalışmalarda, özellikle değişik alt tabakalar üzerine malzemeleri başmak için özel olarak geliştirilen yazıcılar kullanılmaktadır. Öte yandan, metal katkılı mürekkeplerle doldurulan standart yazıcılar, özellikle radyo frekansı (RF) tanımlama uygulamalarında kullanılabilen basarılı ve ucuz antenlerin üretimine olanak sağlamaktadır [6], [7]. Böyle bir mekanizmanın kullanılmasıyla, çip ve antenden oluşan bir RF tanımlama etiketinin, basımdan test ve ölcümlere kadar tüm sürec dahilinde, 1 TL'den az bir maliyetle üretilebileceği gösterilmistir [8]. Bu calısmada, düsük maliyetli inkjet baskı yönteminin avantajlarının kullanıldığı yeni bir anten kavramı tanıtılmıştır. Sunduğumuz yaklaşım, yeniden düzenlenebilir antenler kapsamında, teknik bilgisi olmayan kullanıcıya doğrudan anteni değiştirebilme yetisi vererek yeni bir boyut getirmektedir. Uygulamaya bağlı olarak farklı anten tipleri kullanışlı olabilir; bu çalışmada ise düzlemsel log-periyodik antenlere odaklanılmıştır. Örnek olarak, 1.4-2.4 GHz aralığında çalışan bir log-periyodik anten tasarlanmıştır. Sonrasında, dizinin büyük elemanlarının (anten dişlerinin) çıkartılmasıyla, alt çalışma frekansı yüksek değerlere çıkartılmış ve daha dar çalışma bantlarına sahip antenler elde edilmiştir. Dar bantlılık, antenin yakın çevresindeki cihazlarla elektromanyetik etkileşiminin azaltılmasına olanak sağlamaktadır. Buna ek olarak, kesimlerle anten daha kompakt hale gelmektedir. Sunulan log-periyodik anten ve bu antenin değiştirilmesi, çeşitli uygulamalarda kullanışlı olabilecek kesilebilir antenlere sadece bir örnektir.

2. Log-Periyodik Anten Tasarımı

Şekil 1'de iki paralel besleme hattına bağlı toplam 20 dişten oluşan bir log-periyodik anten tasarımı üstten gösterilmiştir. Her biri 10 dikdörtgen eleman (diş) içeren iki kol, birbirleri arasında çok az (iki fotoğraf kağıdı

Bu çalışma, TÜBİTAK (116E871) ve Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA-GEBIP-2015) tarafından desteklenmektedir.

kalınlığında) uzaklık olacak şekilde simetrik olarak birleştirilmiştir (böylece aynı büyüklükte diş çiftleri dipolleri oluşturmaktadır). Besleme hattı 0.13 cm kalınlığındadır ve eşeksenli kablo gibi diğer araçlara kolay bağlantı için besleme bölgesinde gittikçe açılan küçük bir yapı kullanılmıştır. Anten 10 × 15 cm fotoğraf kağıdına (Canon GP-501 Glossy) basılabilmektedir. Şekil 1'de üretilmiş bir örneğin eşeksenli bir sonlandırmaya bağlandığı fotoğraf da gösterilmiştir. Fotoğrafta antenin sadece bir kolu gözükmektedir ve diğer kol arka tarafta kalmıştır. Üretim için, gümüş katkılı bir mürekkep (Novacentrix JS-B25P) standart bir yazıcı modeli olan Epson Stylus C88+ içinde kullanılmıştır. Başım aşamaları ve çok düşük maliyetli başımın getirdiği zorluklar [8]'de detaylı olarak ele alınmıştır. Sekil 1'deki anten 1.4-2.4 GHz bandındaki uygulamalar için taşarlanmıştır. Bu aralıktaki frekansa bağlı olarak, yüksek akımlar rezonansa giren disler üzerinde olusmaktadır. Antende büyük akımların konumlandığı bölgeden (aktif bölge) geriye doğru etkin yansıma oluşmaktadır. Antenin farklı frekanslarda yüksek doğruluktaki analizleri için çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) kullanılmıştır [9]. Çalışma aralığında yüksek verimli ışınımlar elde edilmiş, ancak antenin ışınım kabiliyetinin bazı frekanslarda düştüğü gözlemlenmiştir. Bunun nedeni, aktif bölgenin iyi konumlanamaması ve bazı frekanslarda rezonansa girebilecek dişin bulunamamasıdır. Daha fazla disin eklenmesi, anten üretiminde kullanılan metal (bu durum için gümüs) miktarını artırmakta ancak ışınım karakteristiğinin frekans bağımsızlığını iyileştirmektedir [10]. Bu doğrultuda, diş sayısına karar verilirken ışınım kalitesi ve maliyet arasındaki ödünleşim dikkate alınmalıdır.



Şekil 1. Bir log-periyodik anten tasarımı ve inkjet baskı yöntemiyle üretilmiş prototipi. Fotoğrafta antenin diğer kolu arka taraftadır.

3. Antenin Kesilmesi

Şekil 1'de gösterilen ve yukarıda tarif edilen log-periyodik antenin kesilmesi ve böylece daha küçük antenlerin elde edilmesi Şekil 2'de gösterilmiştir. Anten teknik bir prosedür olmadan, doğrudan bir makas ile kesilmiştir. Kesimlerle büyük elemanlar çıkartıldığı için, antenin alt çalışma frekansı yükselmekte ve çalışma bandı daralmaktadır. Öte yandan, yüksek çalışma frekansları kesimlerden etkilenmemektedir. Bunun bir gösterimi olarak Şekil 3'te, orijinal ve değiştirilmiş antenlerin 500 MHz'ten 5.0 GHz'e kadar ölçülen yansıma katsayıları gösterilmiştir. Değiştirilmiş antenlerin yüksek frekanslarda başarıyla çalışmasının yanında, anten bant genişliğinin (-10 dB yansıma katsayısı değerinden daha küçük değerlerin elde edildiği frekans aralığının) daraldığı gözlemlenmektedir. Altıncı kesimden sonra, 4.5 GHz civarında ikinci bir salınım frekansının ortaya çıktığı da ayrıca not edilmelidir. Sunumda gösterileceği üzere, orijinal ve kesimler sonucu elde edilen antenlerin hepsi lineer polarizasyona sahiptir. Ayrıca, elde edilen benzetim sonuçları, çalışma frekanslarında antenlerin benzer yönlülükte ışıma verdiklerini göstermektedir.



Şekil 2. Tasarlanan log-periyodik antenin kademeli olarak kesilmesiyle daha dar frekans aralıklarında çalışabilen daha küçük antenlerin elde edilmesi.



Şekil 3. Orijinal ve büyük elemanların kademeli olarak kesilmesiyle elde edilen antenler için yansıma katsayısı ölçüm sonuçları.

4. Sonuç

Bu çalışmada, düşük maliyetli inkjet baskı yöntemiyle üretilen ve kesilerek değiştirilebilen anten tipleri tanıtılmıştır. Bu kapsamda, bir log-periyodik anten tasarlanmış ve gümüş katkılı mürekkep yüklü standart yazıcılar ile üretilmiştir. Antenin makasla kesilmesi ve küçültülmesiyle, yüksek frekanslardaki çalışma aralığının değişmediği gösterilmiştir. Uygulamaya bağlı olarak, kesme işlemi antenin diğer cihazlarla etkileşimini azaltabilmektedir. Ayrıca, düşük frekanslara ihtiyaç duyulmadığı durumlarda, kesimler sayesinde anten boyu küçültülebilmektedir. Sunulan log-periyodik yapı kesilebilir antenler için tek bir örnektir; farklı geometrilerin ve kesim yöntemlerinin uygulamaya bağlı olarak kullanılabileceği düşünülmektedir. Sonraki çalışmalarda ele alınacağı üzere, özel kağıtların kullanılmasıyla kesimlerin tersine çevirebilir (irreversible) karakterde gerçekleştirilebilmesi, kesilebilir antenlerin tam olarak (kesme ve ekleme şeklinde) yeniden yapılandırılabilir olmasını sağlayacaktır.

Kaynaklar

[1] Lin Y., Gritsenko D., Liu Q., Lu X., ve Xu J., "Recent advancements in functionalized paper based electronics," ACS Applied Materials & Interfaces, cilt.8, no.32, s.20501–20515, 2016.

[2] Rida A., Yang L., Vyas R., ve Tentzeris M. M., "Conductive inkjet printed antennas on flexible low-cost paperbased substrates for RFID and WSN applications," IEEE Antennas Propag. Mag., cilt.51, no.3, s.13–23, Haziran 2009.

[3] Cooper J. R., Kim S., ve Tentzeris M. M., "A novel polarization-independent, free-space, microwave beam splitter utilizing an inkjet-printed, 2-D array frequency selective surface," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., cilt.11, s.686–688, Haziran 2012.

[4] Cook B. S. ve Shamim A., "Inkjet printing of novel wideband and high gain antennas on low-cost paper substrate," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.60, no.9, s.4148–4156, Eylül 2012.

[5] Subbaraman H., Pham D. T., Xu X., Chen M. Y., Hosseini A., Lu X., ve Chen R. T., "Inkjet printed two dimensional phased-array antenna on a flexible substrate," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., cilt.12, s.170–173, Mart 2013.

[6] Önol C., Çiftçi T., Küçük S., Karaosmanoğlu B., ve Ergül Ö., "Design, simulation, and fabrication of low-cost inkjet antennas," in Proc. Progress in Electromagnetics Research Symp. (PIERS), s.2829–2833, 2015.

[7]. Eom, S.-H., Seo Y., ve Lim S., "Pattern switchable antenna system using inkjet-printed directional bow-tie for bi-direction sensing applications," Sensor, cilt.15, no.12, Aralık 2015.

[8] Çiftçi T., Karaosmanoğlu B., ve Ergül Ö., "Low-cost inkjet antennas for RFID applications," IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng., cilt.120, no.1, Nisan 2016.

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

[10] Ergül Ö. ve Gürel L., "Modeling and synthesis of circular-sectoral arrays of log-periodic antennas using multilevel fast multipole algorithm and genetic algorithms," Radio Sci., cilt.42, RS3018, Haziran 2007.

Çipsiz RF Tanımlama Uygulamaları İçin İyileştirilmiş Harf Şekilli Etiket Tasarımları

Feza Mutlu, Mehmet Alper Demir, ve Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara fmutlu@metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, çipsiz radyo frekansı (RF) tanımlama uygulamaları için Latin alfabesi harf etiketleri üzerine odaklanılmıştır. Okuma ve tanımlama işlemlerinin iyileştirilmesi amacıyla ince şeritlerin açıldığı Calibri yazı tipinde harfler tasarlanmış ve bu harflerin hassas benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Her bir harf geometrisinin kendine özgü şeritlerle elektromanyetik tepkisinin güçlendirilmesiyle, harflerin ayırt edilmesi kolaylaştırılmış ve RF tanımlama için uygun font setleri elde edilmiştir. Tüm harflerin elektromanyetik karakteristiklerine ek olarak, bu harflerden oluşan kelimelerin davranışları da incelenmiştir. Geliştirilen font setlerinin imza esaslı incelemesi yapılmış ve bu setlerin RF tanımlama sistemleri için uygunluğu gösterilmiştir.

Abstract: In this study, Latin alphabet letter tags for chipless radio-frequency (*RF*) identification applications are considered. In order to improve the reading and identification operations, slitted letters of type Calibri font are designed and accurately simulated. By strengthening the electromagnetic response of each letter via specific slits, the distinguishability of the letters is improved and font sets suitable for *RF* identification are obtained. In addition to electromagnetic characterization of the whole alphabet, words involving these letters are also studied. Signature-based investigations of the developed font sets are performed and these sets are shown to be suitable for *RF* identification systems.

1. Giriş

Radyo frekansı (RF) tanımlama uygulamalarında, anten ve genellikle tanımlama bilgisini taşıyan mikroçipten oluşan etiketler kullanılmaktadır. Elektromanyetik (EM) dalgalar vasıtasıyla, etiket yapısında şifrelenen bilgiler okuyucu antenlerini barındıran cihazlarla dijital diziler haline getirilerek çözülmektedir. Elde edilen RF tanımlama sistemleri, bilgi okumanın zor olduğu güvenlik, lojistik, mal ve taşınmaz takibi gibi değişik uygulamalarda hızlı, güvenilir, ve doğrudan çözümler sunabilmektedir [1],[2]. RF tanımlama sistemlerinin maliyetini ise esas olarak etiket tasarımları belirlemektedir. RF tanımlama uygulamaları son yıllarda birçok alanda kullanılmaktadır; ancak silikon mikroçiplerin fiyatlarına bağlı olarak etiket maliyetlerinin yüksek seviyelerde kalması, yeni tür RF sistemlerine ihtiyacı artırmaktadır. Bu doğrultuda, son yıllarda oldukça yaygın olarak çipsiz RF tanımlama sistemleri geliştirilmiştir. Çipsiz RF tanımlama uygulamalarında rezonansa giren yapılar vasıtasıyla tanımlama işlemi gerçekleştirilir ve etiket maliyetleri büyük oranda azaltılabilir. Sarmal yapılı [3], L-şeklinde, veya dipol yapıda rezonatörlerin [4] kullanıldığı çipsiz etiketler literatürde yerini almıştır. Bu tür rezonansa giren yapılar, imza esaslı harf şeklindeki çipsiz etiketler için de çok uygundur. Örnek olarak, bir alfabedeki tüm harflerin EM karakteristiği çıkartılarak, radyo frekanslarında çipsiz etiketler olarak kullanılabilen kelimeler oluşturulabilir [5]. Her harf benzersiz bir geri saçılma sinyali sergilediğinden, kelimelerin tepkileri de birbirlerinden ayırt edilebilir.

Bu çalışmada, Latin alfabesi harfleri çipsiz RF tanımlama etiketleri olarak tasarlanmıştır. Harflerin standart EM tepkilerini geliştirmek adına, harf yapılarında optimize edilmiş şeritler açılmıştır. Harflerin benzetimleri elektrikalan integral denklemiyle ve hızlı çözümler sunan çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) ile gerçekleştirilmiştir [6]. Aşağıda harf etiketleri için tasarım aşamaları verilmiştir. Üçüncü kısımda benzetim sonuçları yer almaktadır ve dördüncü kısımda sonuçlar irdelenmiştir.

2. Harf Etiketlerinin Tasarımları

Öncelikle, Latin alfabesinin tüm harfleri standart Calibri yazı tipinde modellenmiş ve bunların geri saçılım radar kesit alanı (RKA) değerleri incelenmiştir. Daha sonra, Şekil 1'de gösterildiği gibi, harfler üzerinde uygun yarıkların açılmasıyla yeni tip tasarımlar elde edilmiştir. Farklı çeşitte yarık stratejileri denenmiş ve yarık geometrileri optimize edilmiştir. Yarıkların hem EM ayırt edilebilirliği artırması hem de yazı olarak okunabilirliği bozmaması gerekmektedir. A'dan Z'ye tüm harflerin EM karakteristikleri farklı büyüklükteki (fonttaki) harfler

Bu çalışma, TÜBİTAK (116E871) ve Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA-GEBIP-2015) tarafından desteklenmektedir.

(ve kelimeler) için elde edilmiştir. Harfler Siemens NX 10.0 programı yardımıyla çizilmiş ve benzetimler hassas çözümler sunan ÇSHÇY ile gerçekleştirilmiştir. Her harfin EM karakteristiği, geri saçılım RKA değerleri ve akım dağılımları göz önüne alınarak incelenmiştir. Saçılım karakteristikleri öncelikle 1-20 GHz frekans bandında gözlemlenmiştir. Elde edilen sonuçlar ışığında, benzetim aralığı daraltılmış, harfler 1-6 GHz ve 2-4 GHz frekans bantlarında detaylı olarak ele alınmıştır. Bu frekans bantlarında standart ve geliştirilmiş şeritli yapılar çeşitli parametre değerleri gözetilerek karşılaştırılmıştır. Tüm harflere ait EM davranışları elde edildikten sonra, harfler yanyana getirilerek farklı kelime yapıları oluşturulmuş ve bunlar da birbirleriyle karşılaştırılmıştır.



Şekil 1. Çipsiz harf tipinde RF tanımlama etiketleri (150 punto büyüklüğünde standart ve 0.5 mm şeritli yapılar).

3. Benzetim Sonuçları

Benzetimlerde standart ve yarıklar açılmış tüm harfler sıfır kalınlıklı metalik yüzeyler olarak tanımlanmış, üzerlerine dik gelen dairesel polarizasyonlu düzlem dalgalar ile aydınlatılmıştır. İlk olarak doğrusal ve dairesel polarizasyonlar için farklı harf büyüklükleri (48, 150, 200, 275, 300 punto) denenmiştir. Beklendiği gibi harf boyutları büyüdükçe geri saçılım RKA değerleri artmaktadır; ancak etiketlerin de kompakt olması gerekmektedir. Bu doğrultuda, RKA sonuçları değerlendirildikten sonra, 150 punto optimal yazı boyutu olarak seçilmiştir. Bu büyüklükte bir etiket, çipsiz RF tanımlama uygulamalarında kullanılabilecek kadar küçüktür ve göreceli olarak güçlü RCS karakteristiği sergilemektedir.

Yukarıda bahsedildiği üzere, harflerin frekansa bağlı RKA tepkilerinde ayırt edilebilirliği artırmak için farklı şekillerde birçok yapı denenmiştir. Genel olarak, harf geometrilerinde farklı şekil, uzunluk, ve boyutta boşlukların veya yarıkların açılmasıyla, harflerin RKA tepkileri arasındaki farklılıkların artırılması amaçlanmıştır. Farklı geometrik denemelerinin ardından, harf kolları boyunca 0.5 mm kalınlıkta ince şeritlerin açıldığı yapıların (Şekil 1), RKA ayrışması bakımından (ve görsel okunurluğu bozmayacak şekilde) en iyi sonuçları verdiği gözlemlenmiştir. Örnek olarak Şekil 2'de, RKA cevaplarına göre bazı önemli (rezonansa girilen) frekanslarda, standart ve şeritli A, B, ve C harfleri üzerinde indüklenen elektrik akımı dağılımları verilmiştir. Bu dağılımlar incelendiğinde, yarıklar açılmış olan yüzeyler üzerinde çok daha yoğun akımların oluştuğu gözlemlenmektedir. Böylece, yarıkların açılmasıyla, harflerin EM tepkileri güçlendirilmiş ve farklı harfler karakteristik olarak ayırt edilebilir hale getirilmiştir.



Şekil 2. Rezonans frekanslarında A, B, ve C harfi şeklindeki standart ve iyileştirilmiş (şeritli) etiketlerin üzerinde indüklenen elektrik akımı dağılımları.

Şekil 3'te A, B ve C harfleri için karşılaştırmalı RKA grafikleri standart ve iyileştirilmiş şeritli yapılar için gösterilmiştir. Açılan şeritler, farklı frekanslarda dip ve tepe noktaları oluşturarak etiketlerin ayrıştırılabilirliğini geliştirmektedir. Sunumda da gösterileceği üzere, 150 punto, standart ve 0.5 mm şeritler açılmış tüm harfler incelenmiş, ve bunların EM karakeristiklerinin elde edilmesinden sonra, farklı kelimelerin frekansa bağlı RKA değerleri çıkartılmıştır. Örneğin Şekil 3'te, METU kelimesinin ve kelimeyi oluşturan harflerin RKA davranışları gösterilmektedir. Harflerin bazı rezonans karakteristikleri kelimenin tepkisinde de gözlemlenmektedir. Öte yandan, harfler arasındaki etkileşimlerden dolayı, kelimenin EM karakteristiği tamamen kendine özgüdür.

Gerçekleştirilen benzetimlerde, harflerin farklı dizimleri de incelenmiş ve aynı harflerden oluşan bazı kelimelerin bile ayırt edilebildiği gösterilmiştir.



Şekil 3. Standart ve iyileştirilmiş (şeritli) A, B, ve C harfleri için frekansa bağlı monostatik RKA değerleri (sol). İyileştirilmiş M, E, T, ve U harfleri ve bu harflerin birleştirilmesiyle oluşturulan METU kelimesi için frekansa bağlı monostatik RKA değerleri (sağ).

4. Sonuç

Bu çalışmada, Latin alfabesindeki harflerin kullanıldığı çipsiz RF tanımlama etiketleri ele alınmıştır. Harflerin üzerinde uygun yarıkların açılmasıyla, görsel okunabilirliğin korunduğu, RF tepkisi yüksek font setleri elde edilmiştir. Gerçekleştirilen benzetimlerde, sadece harflerin değil, aynı zamanda bu harflerden oluşan kelimelerin de EM olarak yüksek ayırt edilebilirliğe sahip oldukları gösterilmiştir.

Kaynaklar

[1]. Finkenzeller K., RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification. 2. baskı, Wiley Publishing, 2003.

[2]. Curty J. P., Declercq M., Dehollain C., ve Joehl N., Design and Optimization of Passive UHF RFID Systems. 1. baskı, Springer Publishing Company, Incorporated, 2010.

[3]. Necibi O., Beldi S., ve Gharsallah A., "Design of a chipless RFID tag using cascaded and parallel spiral resonators at 30 GHz," 2. World Symposium on Web App. & Net., Sousse Tunus, s.21–23, Mart 2015.
[4]. Ramos A., Perret E., Rance O., Tedjini S., Lázaro A., ve Girbau D., "Temporal separation detection of chipless depolarizing frequency coded RFID," IEEE T-MTT, cilt.64, s.2326–2337, 2016.

[5]. Singh T., Tedjini S., Perret E., ve Vena A., "A frequency signature based method for the RF identification of letters," Proc. IEEE International Conference on RFID, s.1–5, Nisan 2011.

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

Simetrik Pencereli Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu Filtre Tasarımı

Kemal Güvenli^{1,2}, Sibel Yenikaya² ¹Hitit Üniversitesi Osmancık Ömer Derindere MYO Elektronik ve Otomasyon Bölümü Çorum

²Uludağ Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Bursa <u>kemalguvenli@hitit.edu.tr, sguler@uludag.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada, uydu haberleşme, radar ve yeni nesil 5G teknolojilerinde kullanılabilecek mikroşerit geçişli simetrik pencereli Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu(SIW) filtreleri tasarlanmıştır. SIW filtrede simetrik pencere kullanmanın S-parametre sonuçlarına etkisi gözlemlenmiştir. Tek simetrik pencereli SIW filtre tasarımında bant genişliği (BW) = 4,76 GHz, $f_0 = 10,52$ GHz, $f_1 = 15,27$ GHz, $f_{merkez} = 12,89$ GHz değerleri elde edilmiştir. SIW filtrenin geçiş bandında araya girme kaybı (IL) 1,47dB ve geri dönüş kaybı (RL) 10.89 dB'dir.

Abstract: Inthisstudy, the Substrate Integrated Waveguide filters with symmetric Windows with microstrip transmission, which can be used in satellite communication, radar and next generation 5G technologies, have been designed. The effect of using symmetric window in SIW filter design has been observed on S-parameter results. Bandwidth (BW) = 4,76 GHz, $f_0 = 10,52$ GHz, $f_1 = 15,27$ GHz, $f_{center} = 12,89$ GHz were obtained for the SIW filter design with one symmetrical window. The insertion loss (IL) at the pass band of the SIW filter is 1.47 dB and the return loss (RL) is 10.89 dB.

1.Giriş

Geleneksel dalga kılavuzları düşük kayıplı, elektromanyetik girişimsiz ama üretim noktasında pahalı, düzlemsel olmaması nedeniyle diğer ünitelerle ciddi entegrasyon sıkıntıları bulunmaktadır. Düzlemsel mikro şerit hatlar ise hafif, küçük hacim ve düşük üretim maliyetine sahip olmalarına rağmen yüksek kayıplı ve EM girişimine açıktırlar.

SIW dalga kılavuzları bu iki yapının iyi yönlerini bir araya getirmektedir. SIW tipindeki iletim hatları literatürde ilk kez 1998 yılında Hirokawa J. ve M. Ando tarafından ortaya konmuştur [1]. Günümüzde SIW filtre tasarımlarında açık halka rezanatörlü, yarım modlu, çift modlu, dört modlu, hava boşluklu, frekans ayarlı ve pencereli modeller üzerine halen çalışılmaktadır [2-7].

Dalga kılavuzu tipindeki filtreler düşük araya girme kaybına ve yüksek bastırma performansına sahiptirler. Üretimi tamamıyla mekanik olan bu filtreler hacim ve ağırlık açısından sıkıntı yaratabilmektedirler. Özellikle uzay uygulamalarında her bir malzemenin ağırlık ve yerleşim düzeni büyük önem arz etmektedir. Üzerinde çalıştığımız metal oyuklu simetrik pencereli SIW filtre mimarisi Şekil 1' de, filtrenin parametrik değerleri ise Tablo1'de verilmiştir.



Şekil 1. SIW filtre mimarisi(üstten görünüm)

Parametre	Uzunluk	Parametre	Uzunluk
a_s	16,5mm	l_2	4,5 mm
a	18,5 mm	l_3	19,5 mm
h	1,52 mm	l_4	4,5 mm
d	1 mm	l_5	4,5 mm
S	1,2 mm	l_6	6 mm
<i>w</i> ₁	3,2 mm	l_7	4,5 mm
<i>w</i> ₂	9,5 mm	l_8	3 mm
l_1	30 mm		

Tablo 1. Tasarlanan SIW Filtre Parametreleri

2.Teorik Analiz

Klasik dalga kılavuzları için geçerli olan formül, dielektrik malzeme ile doldurulmuş SIW dalga kılavuzu için revize edebilir[1]:

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \tag{1}$$

Klasik dalga kılavuzunun boyutları a ve b, m ve n ise mod numaralarıdır. Filtre tasarımımızda a > b olduğu için en küçük kesim frekansı TE_{10} (m = 1, n = 0) modu olur. Dikdörtgen dalga kılavuzunda baskın TE modu TE₁₀ modudur [9].

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{2a} \tag{2}$$

Aynı kesim frekansı için içi dielektrik malzeme ile doldurulmuş klasik dalga kılavuzu boyutu "a_{FW}" aşağıdaki gibi bulunur [4]:

$$a_{FW} = \frac{a}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{3}$$

SIW dalga kılavuzunun genişliği as'yi aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$a_S = a_{FW} + \frac{d^2}{0.95s} \tag{4}$$

d metalik boşlukların çapı; s iki komşu metalik oyuk merkezleri arasındaki mesafe ve h yüksekliği gösterdiği SIW filtre tasarımında $s/d \le 2ve$ $d < \frac{\lambda_g}{5}$ koşulları dikkate alınmalıdır [4]. Kılavuzlanmış dalgaboyu şu şekilde ifade edilir:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \tag{5}$$

3.Simülasyon Çalışmaları

X ve Ku bandında çalışan bant geçiren bir mikroşerit geçişli SIW filtre, tasarımda Roger RO4003 meteryali kullanılmıştır(tan $\delta = 0.0022$, $\varepsilon_r = 3,38$) Comsol Multiphysics simülasyon programında modellemiştir.

Modelleme çalışmasında 14 adet metal oyuklu çift sıralı simetrik pencere mimarisi kullanılmıştır. Simetrik pencerelerin S-parametreleri üzerindeki etkilerini görmek için sadece pencereler sayıları ve aralarındaki mesafeler(l_4 , l_5 , l_6 ve l_7) değiştirilmiş diğer parametrelerde değişikliğe gidilmemiştir. İki simetrik pencereli SIW filtrede pencereler arası mesafe 7,5 mm; üç simetrik pencerelide 4,5 mm ve 6 mm'dir.

Şekil 2.b'deki simetrik tek pencereli SIW filtrenin; bant genişliği (BW) = 4,76 GHz, $f_0 = 10,52$ GHz, $f_1 = 15,27$ GHz ve $f_{merkez} = 12,89$ GHz, araya girme kaybı (IL) = 1,47dB ve geri dönüş kaybı (RL) = 10.89 dB'dir.

Şekil 3.b'deki simetrik iki pencereli SIW filtrenin; bant genişliği (BW) = 6,10 GHz, $f_0 = 8,58$ GHz, $f_1 = 14,68$ GHz ve $f_{merkez} = 11,63$ GHz'dir. SIW filtrenin geçiş bandında geri dönüş kaybı 10 dB'den daha büyük, araya girme kaybı ise 2 dB'den daha küçüktür.

Şekil 4.b'deki üç pencereli SIW filtrenin; bant genişliği (BW) = 7,47 GHz, $f_0 = 8,83$ GHz, $f_1 = 16,30$ GHz ve $f_{merkez} = 12,56$ GHz'dir. SIW filtrenin geçiş bandında geri dönüş kaybı 10 dB'den daha büyük, araya girme kaybı ise 3 dB'den daha küçüktür.



Sekil.2 (a) Tasarlanan tek simetrik pencereli SIW filtrenin elektrik alan dağılımı (b) S-parametreleri



Şekil.3 (a) Tasarlanan iki simetrik pencereli SIW filtrenin elektrik alan dağılımı (b) S-parametreleri



Şekil.4 (a) Tasarlanan üç simetrik pencereli SIW filtrenin elektrik alan dağılımı (b) S-parametreleri

4.Sonuçlar

Bu çalışmada X ve Ku-bandı frekans aralığı simetrik pencereli SIW filtre tasarımları sunulmuştur. Simülasyon sonuçlarına göre bir, iki ve üç simetrik pencereli SIW filtre tasarımları band geçiren filtrelerdir. Filtre modellerinde simetrik pencere sayısı arttıkça geçiş bandı band genişliği ve f_{merkez} frekansı artmıştır. Tek simetrik pencereli SIW filtre modelinde band genişliği = 4,76 GHz, $f_0 = 10,52$ GHz, $f_1 = 15,27$ GHz, $f_{merkez} = 12,89$ GHz, geri dönüş kaybı = 10.89 dB ve araya girme kaybı = 1.47 dB sonuçları alınmış olup elde edilen en iyi tasarım olduğu görülmüştür.

Kaynaklar

[1]. Hirokawa J. ve Ando M. "Single-Layer Feed Waveguide Consisting of Posts for Plane TEM Wave Excitation in Parallel Plates", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, no. 5, ss. 625–630, 1998.

[2]. H. Uchimura, T. Takenoshita, ve M. Fujii, "Development of the laminated waveguide," IEEE Microw. Theory Tech. International Symposium Digest, vol. 3, no. 12, ss. 2438–2443, 1999.

[3]. Rabah M., Abri M., Badaoui H. A., Tao J., Vuong T., "Half Mode Subsrate Integrated Waveguide(HMSIW) For X-Band Applications", Proceedings of 10th Research World International Conference, Beijing, China, 2016.

[4]. Hao, Z., Wei H., Hao I., Hua Z., "Broadband Subsrate Integrated Waveguide (SIW) Filter", IEEE, 2005.

[5]. Y. Dong, Y. Tao, and T. Itoh, "Substrate Integrated Waveguide Loaded by Complementary Split-Ring Resonators and Its Applications to Miniaturized Waveguide Filters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 57, no. 9, ss. 2211–2223, 2009.

[6]. Nguyen N.H., Parment F., Ghiotto A., Wu K., Vuong T. P. "A Fifth-Order Air-filled SIW Filter For Future 5G Applications", IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes (IMWS-AMP 2017), Eylül 2017, Pavia, Italy.

[7]. Shahvirdi T., Banai A., "Applying Contour Integral Method for Analsis of Substrate Integrated Waveguie Filter", Microwave Symposium (MMS), 2010, Mediterranean

[8]. COMSOL Multiphysics®, https://www.comsol.com/rf-module

[9]. Pozar D. M., D. M., Mikrodalga Mühendisliği, Palme Yayıncılık, 4.baskı çevirisi, 2014.

Yarım Uzaydaki Empedans Silindirinden TM Kutuplu Dalgaların Saçılması

Muhammet Serhat Dönmez, Emrah Sever, Fatih Dikmen Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü Kocaeli <u>mserhatdonmez@gmail.com, emrahsever@gtu.edu.tr, dikmen@gtu.edu.tr</u>

Özet: Görüntü yöntemi aracılığıyla elde edilen mükemmel iletken düzlem üzerindeki yarım uzayın Green fonksiyonu sayesinde, dairesel empedans silindirlerinden saçılmaya dair integral denklem çözümlerinin uyarlanabileceği bilinmektedir. Bu türden çözümler ile değişkenlerine ayrıştırma yöntemi ile varılan seri çözüm arasındaki ilişki uyarınca bu kanonik çözümlerin de söz konusu yarım uzayda yazılabilmesi imkanı incelenmektedir. Teğet manyetik (TM) kutuplu uyarma altında önce anılan iki çözüm tipi arasındaki ilişki sunulacaktır. Daha sonra yarım uzay problemine denk problemler görüntü yöntemi temelinde tartışılacaktır. Yarım uzay sınırındaki koşulların sağlanmasına ve bu durumda elde edilen çözümlerin işaret ettiği yüzey akımlarına ilişkin sayısal sonuçlar sunulacaktır.

Abstract: The solution of the integral equations for scattering by the circular impedance cylinders with the Green function of the half space on the perfect conductor plane is obtained via the image method. The relation between this and the separation of variables method explains the possibility of writing the latter in the half space examined. Illuminated transverse magnetically (TM), the relationship between the two solution types mentioned above will be presented. Then the equivalence to the half space problem will be discussed through the image method. Numerical results will be presented at the half-space boundary and for the surface currents retrieved.

1. Giriş

Dairesel silindirlerden elektromanyetik dalga saçılması analitik olarak çözülebilen bir kanonik problem olarak görülebilir. Yine de, ilgili sayısal çözümün, doğruluğundan emin olmak için sınır koşullarının yeterli doğrulukta sağlanmasını denetlemek gerekir. Bu yakınsak bir denetleme de olmayabilir. Ancak ilgili matris denkleminin regülerleştirilmesi sayesinde, anılan fiziksel koşulların denetlenmesine gereksinim duymayan ve problemin üstel yakınsayan doğasını sayısal sürece yansıtabilmenin mümkün olduğu [1] ve [2]'de gösterilmiştir. Orada bu, kanonik formülasyon olan değişkenlerine ayrıştırma yönteminin, aynı problemin integral denklem formülasyonunu dikkate alarak düzenlenmesi ile başarılmıştır. Bu iki formülasyon arasındaki ilişki sayesinde, dairesel silindirler ile ilgili problemlere yönelik ne tür genişletmeler yapılabileceğine dair bir çalışma bu sunumun konusunu oluşturmaktadır.

2. Denk Problem Hakkında

Söz konusu integral denklemler, yüzey eşdeğerlik ilkesi uyarınca bölgelerin sınırında Helmholtz denkleminin boş uzay için olan Green fonksiyonu aracılığı ile yazılmış elektrik ya da manyetik alan denklemleri olabilirler [3]. Bu denklemler, boş olmayan bir uzayda da, ilgili Green fonksiyonu biliniyor ise geçerli kalırlar. Dairesel silindirlerden saçılan alan, değişkenlerine ayrıştırma yöntemi ile silindirik harmonikler cinsinden ifade edilirler [4]. Aynı alanların integral gösterilimlerinin farklı bir uzayda geçerlilikleri Green fonksiyonundaki değişim sayesinde hesaba katılabilir iken, silindirik harmoniklerde nasıl bir değişiklik sayesinde farklı uzaydaki etkileri yansıtmak mümkündür sorusunun cevabını Green fonksiyonundaki değişikliğin, silindirik harmoniklere katkısını inceleyerek ortaya çıkarabiliriz.

Empedans silindirlerinden TM dalgaların saçılması, [1]'de, silindirik harmonikler cinsinden yazılan elektrik ve manyetik alanların silindir sınırlarında sağladığı koşulları bir lineer denklem sistemine dönüştürüp, bu sistemin analitik regülerleştirilmesi ile sayısal kararlı ve üstel yakınsak bir çözüme kavuşturulmuştu. Boş uzay için sunulmuş bu yordamı, mükemmel iletken bir yarım uzay üzerindeki empedans silindirinden (Şekil 1(a)) saçılma problemine uyarlamak için, yarım uzay sınırındaki koşulu boş uzayda sağlayacak denk problemi kurmak gerekmektedir (Şekil 1(b)) [4]. Yarım uzay mükemmel iletken olmadığında da bu problem ilgi konusu olmuştur ve denk problem kurulmadan doğrudan hesapla incelenmiştir [5]. Açıktır ki, mükemmel iletken yarım düzlem üzerindekine boş uzayda denk problemin, uzayın diğer yanındaki görüntü cismi sayesinde kurulması gerekir. Aynı problemin integral formülasyonu da, ancak boş uzaydaki Green fonksiyonunun işaret ettiği kaynağın uzayın diğer tarafındaki görüntüsü ile beraber integre edilmesi sayesinde kurulabilir.



Şekil 1. a) Yarım uzayda bulunan dairesel empedans silindiri, b) Boş uzayda iki empedans silindiri

3. Formülasyon Üzerine

Mükemmel iletken yarım uzay üzerindeki dairesel empedans silindirinden saçılan alan $\chi(\rho, \varphi)$, bu yarım uzayın Green fonksiyonu $g_{yu} = -jH_0^{(2)}(kR)/4 + jH_0^{(2)}(kR_G)/4$, $H_0^{(2)}$: 2. Tipte Hankel fonksiyonu, R = |q - p| gözlem ve kaynak (integrasyon) noktaları arası uzaklık, $R_G = |q - p_G|$ gözlem ve görüntü kaynak noktaları arası uzaklık, $k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$ ilgili ortamın dalga sayısı, Z_Q silindirin yüzey empedansı, C silindirin dairesel sınır eğrisi, r bu eğriye dik normalyön olan radyal doğrultu olmak üzere, şu integral gösterilime sahiptir:

$$\chi(\rho,\varphi) = \int_{\mathcal{C}} \left[g_{yu} - Z_Q \frac{\partial g_{yu}}{\partial r} \right] F(\mathcal{C}) \, d\mathcal{C} \tag{1}$$

[1]'de (1) gösteriliminin bu probleme dair değişkenlerine ayrıştırma yöntemi ile ilişkisi kullanılarak problemin kararlı bir sayısal çözüme kavuşturulması konu edilmişti. Şekil 1b'deki boş uzaydaki denk problem gelen düzlemsel dalganın görüntüsünü de bu probleme dahil ederek bu yöntem ile ele alınabilir. Şekil 2'de sunulan $-K_m = Z_Q \hat{n} \times K$ biçiminde ilişkili enine ve boyuna akım yoğunluklarından ikisi bu problemin esas yüzeyi ve görüntü yüzeyi üzerindeki değerleridir (ikincisinin açısının ilkinin ters işaretlisi olduğu çizimde dikkate alınmıştır). [6]'de keyfi kesitli empedans silindirlerinden elektromagnetik dalga saçılmasının hesabı için cebrik-üstü hızla yakınsayan, ve sayısal kararlı çözümlerinin elde edildiği Galerkin yöntemi sunulmuştur. (1)'denklemini anılan çözüm tekniği ile ele almak için boş uzay Green fonkiyonu yerine, g_{yu} kullanmak ve gelen düzlemsel dalganın yarım uzaydan olan yansımasını uyarma olarak ele almayı hatırlamak yeterlidir. Böylece yarım uzay üzerindeki sınır koşulunu, Sommerfeld ışıma koşulunu ve homojen Helmholtz denklemini sağlayan $e^{j\omega t}$ zaman bağımlı saçılan alanları veren integral gösterilim kurulmuş olur. İntegral denklem çözücüsünü anılan biçimde işleterek problemin seri çözümünde bulunan sonuçların aynılarına varıldığı Şekil 2'de görülmektedir.

4. Sonuç

Mükemmel iletken yarım uzay üzerindeki dairesel empedans silindirinden TM saçılma problemi ele alınmıştır. Şekil 2'de hem esas hem de denk problemlerin, sayısal seri ve integral çözümlerinin denklikleri başarı ile gerçeklenmiştir. Şekil 3'de ise bu çözümler ile elde edilen bistatik radar kesit alanları sunulmuştur [7]. Seri çözümleri için boş uzaydaki reel koordinatlarda yer alan görüntü kaynağı ile geliştirilen bu metodoloji, daha sonra katmanlı yapıların yer aldığı uzayın ayrık karmaşık değerli, karmaşık koordinatlardaki görüntüleri cinsinden yazılan Green fonksiyonu için de uygun bir yapıdadır [8].



Şekil 2. $\phi_0 = \pi/3$, yarıçap = $\lambda_0/2$ için empedans silindiri (ve görüntüsünün) değişkenlerine ayrıştırma yöntemi (DAY), elektrik/manyetik alan integral denklemlerinin (EAİD/MAİD) denk problem ve yarım uzay çözümleri ile elde edilen yüzey akım yoğunlukları.



Şekil 3. $\phi_0 = \pi/2$ için a) yarıçap değişimine bağlı b) empedans değişimine bağlı bistatik radar kesit alanı.

Kaynaklar

[1]. Sever E., Dikmen F., Suvorova O., Tuchkin Y.A., "An analytical formulation with ill-conditioned numerical scheme and its remedy: scattering by two circular impedance cylinders", Turk. J. Electr. Eng. Comput. Sci., cilt.24, s.1194-1027, 2016.

[2]. Dikmen F., Sever E., Vatansever S., Tuchkin Y.A., "Well-conditioned algorithm for scattering by a few eccentrically multilayered dielectric circular cylinders", Radio Science, cilt.50 no.2, s.99-110, 2015. https://doi.org/10.1002/2014RS005501.

[3]. Morita, N., Kumagai, N., Mautz, J.R., "Integral Equation Methods for Electromagnetics", Artech House, Boston, 1990.

[4]. Balanis A.C., "Advanced Engineering Electromagnetics", Wiley, New York, 1989.

[5]. Borghi R., Gori F., Santarsiero M., Frezza F. Ve Schettini G., "Plane wave scattering by a perfectly conducting circular cylinder near a plane surface: cylindrical wave approach", J. Opt. Soc. Am. A, cilt 13, No. 3, s. 483-493, Mart 1996.

[6] Sever E., Tuchkin Y.A., Dikmen F., "On a superalgebraically converging, numerically stable solving strategy for electromagnetic scattering by impedance cylinders", Journal of Computational Electronics, cilt.17 no.1, s.427-435, 2018.

[7] Dönmez M. S., (2018), "Mükemmel iletken yarım uzayın dışındaki dairesel silindirlerden TM ve TE dalgaların saçılması", Yüksek Lisans Tezi, Gebze Teknik Üniversitesi.

[8] Aksun M.I., Çalışkan F., Gürel L., "An efficient method for electromagnetic characterization of 2D geometries in stratified media", IEEE Trans. MTT, cilt 50, No.5, sayfa 1264-1274, Mayıs 2002.

İki Boyutta İntegral Denklem Formülasyonlarıyla Verimli Dalga Saçılma Algoritmalarının Kurulması

Fatih Dikmen, Emrah Sever, Yury A. Tuchkin Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü Kocaeli <u>dikmen@gtu.edu.tr</u>, <u>emrahsever@gtu.edu.tr</u>, yury.tu@gmail.com

Özet: Helmholtz denkleminin empedans veya dielektrik olabilen sonsuz düzgün sınırlar üzerindeki karışık sınır koşulları altında, hızlı ve doğru, yüksek mertebeden çözümlerini elde etmek için anahatları inceliyoruz. Teğet elektrik / manyetik dalgalarla aydınlatıldıklarında, bu saçılma problemlerine çözümler, periyodik sınır bölgesi üzerinden alınan Fourier dönüşümü ile elde edilen elektrik / manyetik alan integral denklem çekirdeklerinin Fourier katsayılarından ibaret olan matris denklemlerini çözerek elde edilir. Zayıftan hipersingülere kadar değişen çekirdeklerin tekilliklerinin doğru hesaplanmaları ile cebrik-üstü yakınsaklık elde etmek mümkündür.

Abstract: We review the guidelines to obtain fast and accurate high-order solutions of Helmholtz equation with mixed boundary conditions that appear at infinitely smooth boundaries which can be impedance or dielectric. Having them illuminated by transverse electric/magnetic waves, solutions to the scattering problems are obtained by solving matrix equations entries of which are Fourier coefficients of the electric/magnetic field integral equation kernels obtained via the Fourier transform over the periodic boundary domain. We show that it is possible to obtain superalgebraic convergence with accurate calculations of the kernels singularities of which vary from weak to hypersingular.

1. Giriş

Dielektrik ya da empedans silindirlerine ilişkin dalga saçılım modellerinin uygulandığı alanların çeşitliliği, üç boyuttaki hesaplama başarımının zamanla artmasına rağmen azalmamaktadır. Bu nedenle, 2-boyutlu çözücüler, çabuk sonuçlar elde etmek için tercih edilmeye devam etmektedir. Örneğin, en basit biçimde temsil edilen sınırlar, güç iletiminden uzaktan algılamaya, geçerli, yaygın bir modelde kullanılabilir [1,2]. Bu problem için bile çözüm doğruluğu için gerekli risk alma ve ustalığın büyük olduğu orada gösterilmişti. Ancak buna karşılık gelen sınır değer probleminin integral denklem formülasyonu ve kötü koşullu lineer cebrik sistemin regülerleştirilmesi ile anılan sorunlar aşılabilmiş idi.

Helmholtz denklemini çözmek için, yüzey integral denklem formülasyonu modern sayısal elektromanyetizma için vazgeçilmezdir. Çünkü eşdeğerlik ilkeleri, Green formüllerine dayanan, uzay boyunca olayların bir daha az boyuttaki verilere dayanarak araştırılmasını sağlayan yüzey integral dönüşümleri kullanılmasına imkan verir [3]. 2-boyutta monokromatik elektromanyetik teğet manyetik (TM) veya teğet elektrik (TE) dalgaların çoklu dielektrik engellerden saçılması elektrik veya manyetik alan integral denklemleri (EAİD/MAİD) ile formüle edilebilir [4]. Yüzeylerde empedans sınır koşullarının uygulanması yüzeyi elektromanyetik olarak opak varsayarak iç ve dış fiziksel olayın sınırdaki elektromanyetik alanlar için verilen bir ilişkide özetlendiği ([2,5]), başka bir fiziksel eşdeğerlik düzeyi sunar.

Bu çalışmada, ilgili denklemlerin rezonans frekansı dışında çözülmesi için etkili bir algoritmanın unsurları sunulacaktır. Rezonanslı formülasyonlar, literatürde bilinen algoritmalardan yararlanabilir [6]. Çözümün verimliliği, uygulama elemanlarını cebrik-üstü hızda (herhangi bir negatif cebirsel kuvvetten daha hızlı [7] ve ilgili sınır değer probleminin çözümünün doygun olmayan (aşağıda açıklanmıştır) doğasını açığa çıkaran biçimde) yakınsarken, bularak elde edilir. Doygun olmayan bir algoritmanın ([8]) özelliği, düzgün bir veriye sahip olduğumuzda düzgün bir çözüme (kontur parametrizasyonu ve uyarma olan sonsuz düzgün fonksiyonlar iken) vardığımızı göstermesidir [9]. [5] ve [10]'da titizlikle detaylandırılan bu sağlam metodolojinin çıktıları, empedans sınır koşullarını uygularken rastgele kesitli silindirlerden saçılma için birleşik denklem formülasyonlarında bir hata kaynağına dikkat çekmek için burada kullanılacaktır. Bu hata belirli empedans değerleri için integral denklemlerin iyi koşullu formunun kaybına yol açması sonucu ortaya çıkmaktadır. Bu tür bir sistem için analitik bir önkoşullamanın uygulanmasıyla bu problem için bir çözüm önerilip sonuçta elde edilen iyileştirmeler sayısal örneklerle sunulacaktır.

2. İntegral Denklem Formülasyonları

 $\pm\Omega$, x-y düzlemindeki Γ sonsuz düzgün eğrisinin iç ve dış bölgelerini işaret etsin. Γ üzerine yaklaşırken ilgili potansiyellerin limit değerleri dört sınır integral dönüşümün yani {S,R,V,D} sırasıyla tek tabaka, çift tabaka, tek tabakanın normal türevi, çift tabakanın normal türevi simgeleri olsun [11]. $\pm\Omega$ bölgelerinde Ω üzerindeki sınır koşulu, Sommerfeld ışıma koşulu ve homojen Helmholtz denklemini sağlayan $e^{j\omega t}$ zaman bağımlı saçılan alanın bulunmasında 3. Green formülü aracılığıyla kurulan integral denklem tanımlanırken karşılaşılırlar. [Hsiao&Wendland 2000] ($G_2(q, p) = \frac{1}{4j}H_0^{(2)}(kR)$ 2 boyutlu uzay Green fonksiyonu $H_0^{(2)}$: 2. Tipte Hankel fonksiyonu, R = |q - p| gözlem ve kaynak (integrasyon) noktaları arası uzaklık, $k = \omega \sqrt{\varepsilon \mu}$ ilgili ortamın dalga sayısı, ω açısal frekans, ε ortamın dielektrik katsayısı, μ ortamın manyetik geçirgenliği.)

$$S(\zeta(q)) = \int_{\Gamma} \zeta(p) \mathcal{G}_{2}(q,p) \, dl'; \quad \mathbf{R}(\zeta(q)) = \int_{\Gamma} \zeta(p) \frac{\partial \mathcal{G}_{2}(q,p)}{\partial n'} \, dl';$$
$$V(\zeta(q)) = \int_{\Gamma} \zeta(p) \frac{\partial \mathcal{G}_{2}(q,p)}{\partial n} \, dl'; \quad \mathbf{D}(\zeta(q)) = \int_{\Gamma} \zeta(p) \frac{\partial^{2} \mathcal{G}_{2}(q,p)}{\partial n \partial n'} \, dl'$$

TM/TE (satırlar) kutuplu uyarılan EAİD ve MAİD (sütunlar) şöyle verilebilir [4, sayfa:156-163]:

$$TM: \begin{bmatrix} \frac{1}{2}I-R^{+} & j\omega\mu_{+}S^{+} \\ -\frac{1}{2}I-R^{-} & j\omega\mu_{-}S^{-} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{ml} \\ K_{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{z}^{gelen} \\ 0 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} \frac{1}{2}I+V^{+} & -\frac{1}{j\omega\mu_{+}}D^{+} \\ -\frac{1}{2}I+V^{-} & -\frac{1}{j\omega\mu_{-}}D^{-} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{ml} \\ K_{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{l}^{gelen} \\ 0 \end{bmatrix};$$
(1)
$$TE: \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}I-V^{+} & -\frac{1}{j\omega\epsilon_{+}}D^{+} \\ \frac{1}{2}I-V^{-} & -\frac{1}{j\omega\epsilon_{-}}D^{-} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{l} \\ K_{mz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{l}^{gelen} \\ 0 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}I+R^{+} & j\omega\epsilon_{+}S^{+} \\ \frac{1}{2}I+R^{-} & j\omega\epsilon_{-}S^{-} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{l} \\ K_{mz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{z}^{gelen} \\ 0 \end{bmatrix}.$$
(2)

İntegral operatörlerin üst simgeleri "±" ± Ω bölgelerinde yazıldıkları anlamına gelir. Bu operatörler konu edilen silindirik yüzey için yüzey eşdeğerlik teoremi uyarınca uygulanması ile ortaya çıkarlar. $\Gamma \bigcup z \in (-\infty,\infty)$ silindirik yüzeyine teğet ve Γ ve $z \in (-\infty,\infty)$ 'a koşut iki dik yön "kesite-teğet" ve "boyuna" olarak isimlendirilirler ve sırayla l ve z indisleri ile verilirler. (1) ve (2)'deki bilinmeyenler yüzey elektrik and manyetik akım bileşenleridir ve sırayla yüzeye teğet manyetik ve elektrik alanları ile ilişkileri $\mathbf{K} = \hat{n} \times \mathbf{H}$ and $\mathbf{K}_m = -\hat{n} \times \mathbf{E}$ biçimindedir. $\hat{n}, +\Omega$ bölgesine işaret eden dışa normaldir ve kesite-teğet ile boyuna yönlere diktir. Empedans sınır koşulu halinde sadece + üst simgeli denklemler ve $-\mathbf{K}_m = \eta \hat{n} \times \mathbf{K}$ kullanılır (η yüzey empedans değeri).

3. Analitik Regülerleştirmenin Katkısı

Dielektrik sınırlar için yukarıdaki integral denklemler Fredholm 1. Tipte (F1T) iken, empedans sınırlar için bu denklemler empedans değerine bağlı olarak F1T ya da F2T olabilir. Her ikisi için de çözümler tüm bölge Galerkin yöntemine denk, sözü geçen tüm fonksiyonların, kapalı sınırı oluşturan periyodik eğri üzerindeki Fourier spektrumları aracılığı ile sonsuz bir lineer cebrik denklem sistemine indirgenir ve burada izlenen yordamlar doygun olmayan, cebrik-üstü yakınsama ile çözüme ulaşmayı sağlar [5,10]. Bu, özellikle kötü koşullu F1T denklemlerin verimli ayrıklaştırılması için hayatidir. Yine de mümkün olduğunda ilgili denklem sistemini iyi koşullu F2T'nin ayrık halinde olduğu gibi bir biçime indirgemek için analitik regülerleştirme kullanılmalıdır. Çünkü sayısal kararlılığa sahip bir Galerkin yönteminin tesisi yüksek mertebeden test ve baz fonksiyonları sayesinde iyi koşullu bir sistem elde edilmesi kadar, integral operatörleri sınırlı tersi olan bir operatöre indirgemeyi de gerektirir [12]. Dielektrik durumda ele aldığımız biçim buna elvermese da Müller denklemleri F2T vasfındadır [4]. Empedans sınırlarda ise empedans değerine göre birleşik çekirdekli integral denklem F1T veya F2T özellikleri gösterebilir [5]. Çünkü nihayi denklemler S ve D'nin R ve V ile yüzey empedansı ile ağırlıklandırılmış kombinasyonlarıdır. (1) ve (2)' den, TM-EAİD ve TE-MAİD, R ve S'yi birlestirirken TM-MAİD ve TE-EAİD, D ve V'yi birleştirir. Bu nedenle, analitik regülerleştirme yapmadan önce F1T çekirdekleri, yani S ve D, empedans değerine göre daha baskın ise, iyi koşullu gibi görünen bir integral denklem, aslında kötü koşullu olabilir. Bu nedenle, bu lineer cebrik sistemin ters alma hassasiyetini denetleme zorunluluğu ortaya çıkar. Gerektiğinde analitik regülerleştirerek, çözümlerin yakınsamaları garanti edilebilir [5]. Önerilen bu metodolojinin doğrulanması ve sistemin iyi kosullu olmasının empedansa bağımlılığın gösterilmesi sunumun amaclarındandır.



Şekil 1. Saçıcı geometri ve fiziksel parametreleri. ($\varepsilon_0, \eta_0, k_0$ boş uzay değerleri)

4. Sayısal Sonuçlar

Şekil 1'de verilen dielektrik ve empedans sınırlı dairesel saçıcılar aracılığı ile kurulan sistemlerin başarımlarına ilişkin sonuçlar Şekil 2'de yer almaktadır. Hem TM hem de TE düzlem dalga ile uyarma altında, EAİD ve MAİD aracılığı ile varılan sonuçlar değişkenlerine ayrıştırma yöntemi (DAY) [1,2] temelinde karşılaştırılarak sağlaması Şekil 2'deki gibi yapılmış ve çözümlerin uyumu gözlenmiştir.



Şekil 2. TM ve TE – x doğrultusunda gelen düzlemsel dalga uyarması altındaki saçılma için yüzey alanları ve ilgili Fourier katsayıları (TM ile TE sonuçların ayırdı için suni 200dB fark ile)
a) Dielektrik silindirden b)Empedans silindirinden.

Kaynaklar

[1]. Dikmen F., Sever E., Vatansever S., Tuchkin Y.A., "Well-conditioned algorithm for scattering by a few eccentrically multilayered dielectric circular cylinders", Radio Science, cilt.50 no.2, s.99-110, 2015. https://doi.org/10.1002/2014RS005501

[2]. Sever E., Dikmen F., Suvorova O., Tuchkin Y.A., "An analytical formulation with ill-conditioned numerical scheme and its remedy: scattering by two circular impedance cylinders", Turk. J. Electr. Eng. Comput. Sci., cilt.24, s.1194-1027, 2016.

[3] Balanis A.C., "Advanced Engineering Electromagnetics", Wiley, New York, 1989

[4] Morita, N., Kumagai, N., Mautz, J.R., "Integral Equation Methods for Electromagnetics", Artech House, Boston, 1990

[5] Sever E., Tuchkin Y.A., Dikmen F., "On a superalgebraically converging, numerically stable solving strategy for electromagnetic scattering by impedance cylinders", Journal of Computational Electronics, cilt.17 no.1, s.427-435, 2018.

[6] Tsai C.C., Young D.L., Chen C.W., Fan C.M., "The method of fundamental solutions for eigenproblems in domains with and without interior holes", Proceedings of the Royal Society A, cilt.462, no.2069, s.1443-1466, 2006.

[7]. Tuchkin Y. A., Suvorova O. A., ve Dikmen F., "Super-algebraically convergent mathematical model of hollow waveguides by Analytical Regularization Method", 2010 International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW), s.1-3, Kharkiv, 2010.

[8] Babenko K.I., "On the saturation phenomenon in numerical analysis", Doklady Akademii Nauk SSSR, cilt.241, s.505-508, 1978.

[9] Bers L., John F., ve Schecter M. "Partial differential equations", American Mathematical Society, New York, 1964

[10]. Sever E., Dikmen F., Tuchkin Y.A., "Superalgebraically converging Galerkin method for electromagnetic scattering by dielectric cylinders", Radio Science, cilt.52 no.10, s.1282-1292, 2017. https://doi.org/10.1002/2017RS006328

[11] Colton D.L., & Kress R., "Integral equations methods in scattering theory", FL:Krieger, Malabar, 1992.

[12] Dallas A.G., Hsiao G.C., Kleinman R.E., "Observations on the numerical stability of the Galerkin method", Advances in Computational Mathematics, cilt.9, s.37-67, 1998.

Metamalzeme Kaplı Dairesel Silindirlerden Saçılma İçin Sayısal Olarak Kararlı Bir Algoritma

Emrah Sever, Fatih Dikmen, Yury A. Tuchkin, Cumali Sabah* Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü Kocaeli <u>emrahsever@gtu.edu.tr, dikmen@gtu.edu.tr, yury.tu@gmail.com</u> *Ortadoğu Teknik Üniversitesi, Kuzey Kıbrıs Kampüsü, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Mersin

sabah@metu.edu.tr

Özet: Birden fazla sayıdaki kesişmeyen, dairesel, nüfuz edilebilir silindirik sınırlardan saçılan monokromatik TM / TE-z polarize dalgalara ilişkin çözümün regülerleştirilmesinin, geniş bir parametre kapsamı için kararlı sayısal uygulamalar bakımından bir zorunluluk olduğu kanıtlanmıştır. Çift negatif (ÇNG) malzemeden ibaret ortam parametrelerine karşı gelen regülerleştirme algoritmasının geçerliliği ve gerekliliği gösterilecektir. Yukarıda belirtilen özellikleri kanıtlayan ön sayısal sonuçlar bu metinde verilmiştir.

Abstract: The regularization for monochromatic TM/TE-z polarized waves scattering from multiple non intersecting circular penetrable boundaries has recently been proven to be a requisite for its stable numerical implementation for a wide scope of parameters. The validity and necessity of corresponding regularization algorithm will be demonstrated for medium parameters which are from a double negative (DNG) material media. The preliminary numerical results which already prove the properties mentioned above are given in this paper.

1. Giriş

Metamalzemeler (MTM'ler), diğer bir deyişle eksi işaretli ε ve μ değerleri olan malzemeler doğada bulunmaz, fakat bazı yapay bileşikler belirli frekans aralıklarında bu tür davranışlar gösterirler. Bu alandaki ilk önemli kuramsal çalışma Veselago tarafından yapılmıştır [1]. Ancak o zamandaki teknolojik imkânların yetersizliğinden dolayı bu davranışları deneysel olarak gözlemlemek ve pratik uygulamalarını gerçekleştirmek mümkün olmamıştı. Fakat son zamanlarda nano ve mikro teknolojideki gelişmeler, ayrık halka rezonatörlerin pratikte uygulanmalarını mümkün kılmakta ve mükemmel lensler gibi önemli fikirleri gerçeklemeye öncülük etmektedir [2]. Ayrıca bazı çalışmalarda çift negatif (ÇNG: aynı anda eksi işaretli ε ve μ) malzemelerin elektromanyetik davranışlarının klasik dielektrik malzemelerden farklı olduğu nümerik sonuçlar ile gösterilmiştir [3, 4].

Elektromanyetikte kanonik cisimlerden saçılma her zaman üzerinde durmaya değer bir problem olmuştur. Çünkü karmaşık geometrilerdeki cisimler bu kanonik şekiller yardımı ile modellenebilir veya kanonik cisimlerden saçılma problemi karşılaştırma için güçlü bir sağlama yöntemi olarak kullanılabilir. Nitekim MTM konusundaki çalışmalarda da MTM kaplı iletken dairesel silindirlerden saçılma [3], eş merkezli olmayan çok katmanlı dairesel MTM içeren bir dairesel silindirden düzlem dalga saçılması [4], frekans bağımlı geçirgenliğe sahip iki dairesel MTM silindirden saçılma problemleri ele alınmıştır [5]. Ancak yakın zamanda, analitik formülasyonlara dayanan bu türden kanonik modellere ilişkin çözümlerin, sayısal uygulamalar için regülerleştirilmedikçe, sayısal çözümlemelerinin istikrarsızlığa eğilimli oldukları gösterilmiştir [6,7]. Bu regülerleştirme işlemi, temel olarak kırınım probleminin uygun şekilde kurulmasını ve daha sonra fiziksel gereksinimlere eşdeğer olan kararlı bir sayısal model elde edilmesini gerektirir. Bu işlem "Analitik Regülerleştirme" olarak adlandırılır [8] ve dairesel dielektrik veya empedans silindirlerinden saçılma için uygulaması [6,7] 'de bulunmaktadır.

Bu çalışmada, bu yeni regülerleştirilmiş formülasyonun parametreleri ÇNG olan dairesel silindirik bölgeler için uygulanması konu alınacaktır. Aşağıda basit bir örnekle ilgili teknik ve sayısal sonuçların kısa bir taslağı sunulacaktır.

2. Dairesel MTM Bölgesindeki Mükemmel İletken Silindirlerden Saçılma

TM dalga ile aydınlatıldığında dielektrik ve empedans sınır üzerindeki koşullar şöyledir:

$$\left\langle E_{z}^{gelen} + E_{z}^{yansiyan} = E_{z}^{gecen}; \quad H_{\varphi}^{gelen} + H_{\varphi}^{yansiyan} = H_{\varphi}^{gecen} \right\rangle, \qquad \left\langle E_{z}^{toplam} = \eta H_{\varphi}^{toplam} \right\rangle$$
(1)

(1)'deki sınır koşulları altında, ilgili birinci ve ikinci türden lineer denklem sistemlerine (LDS1 ve LDS2) dielektrik sınırlar için [6]'da empedans sınırlar için ise [7] önerilen yöntem uyarınca varılır.



Şekil 1. MTM kaplanmış empedans silindirlerin geometrisi.

Kaplama tabakası, geçirgenlikleri gerçel değerli $\varepsilon_1 > 0$ ve $\mu_1 > 0$ olan kayıpsız malzeme ise, kırılma indisi $n_1 = \sqrt{(\varepsilon_1 \mu_1)/(\varepsilon_0 \mu_0)}$, artı işaretli bir gerçel büyüklüktür. Boş uzayın dalga sayısı $k_0 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ olmak üzere, $k_1 = n_1 k_0$ ve $\eta_1 = \sqrt{\mu_1/\varepsilon_1}$ dielektrik malzemenin sırasıyla, dalga sayısı ve empedansıdır. Şimdi, belirli frekanslarda geçirgenlikleri $\varepsilon_2 < 0$ ve $\mu_2 < 0$ biçiminde eksi işaretli gerçel değerli olan bir kayıpsız MTM dielektrik dairesel silindirik katmanı düşünelim. Bu MTM katman için, kırılma indisi, $n_2 = -\sqrt{(\varepsilon_2 \mu_2)/(\varepsilon_0 \mu_0)}$ ile gösterilen gerçel bir büyüklüktür. n_2 ifadesinde görünen karekök önündeki eksi işareti önemlidir. MTM'nin empedansı ise $\eta_2 = \sqrt{\mu_2/\varepsilon_2}$ olur, bu da yine artı işaretli bir değerdir ve dalga sayısı $k_2 = n_2 k_0$ eksi işaretli olur [3].

TE-z veya TM-z formülasyonu için çoklu dairesel silindirlerden saçılma problemi için çözülecek nihai LDS1, birbirinin içinde ya da yanında olabilecek dairesel sınır çiftlerinin incelenmesine indirgenebilir. Bu çiftlerin ilişkileri 2x2 blok matris sistemleri ile yazılırlar. \mathbf{m}, \mathbf{m} ` ve \mathbf{j}, \mathbf{j} ` sırayla iki dairesel sınır ve onları bulunduran ortam indisleri olsun. Buna göre sınır çiftlerine ilişkin LDS1 $\mathbf{A}_{\mathbf{j}\mathbf{m}n'}^{\mathbf{j}'} \mathbf{x}_{\mathbf{j}\mathbf{m}n'}^{\mathbf{j}'} = \mathbf{b}_{\mathbf{m}n'}^{\mathbf{j}'}$ biçimindedir [6] öyle ki,

$$\mathbf{A}_{mm'}^{\mathbf{j}j'} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Pi}_m^{\mathbf{j}} & \boldsymbol{\Upsilon}_{mm'}^{\mathbf{j}} \\ \boldsymbol{\Upsilon}_{m'm}^{\mathbf{j}'} & \boldsymbol{\Pi}_{m'}^{\mathbf{j}'} \end{bmatrix}; \mathbf{x}_{mm'}^{\mathbf{j}j'} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi}_m^{\mathbf{j}} \\ \boldsymbol{\xi}_m^{\mathbf{j}'} \end{bmatrix}; \, \mathbf{b}_{mm'}^{\mathbf{j}j'} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\tau}_m^{\mathbf{j}} \\ \boldsymbol{\tau}_{m'}^{\mathbf{j}'} \end{bmatrix}.$$

ve LDS2 de $(\mathbf{I}+\mathbf{K})\mathbf{y}=\mathbf{g}, \mathbf{y}, \mathbf{g}\in l_2$ birim operatörü \mathbf{I} ve l_2 kompakt operatörü \mathbf{K} [6-8] ile $(\mathbf{I}+\mathbf{K}_{\mathbf{mm}'}^{\mathbf{j}'})=\mathbf{L}_{\mathbf{mm}'}^{\mathbf{j}'}\mathbf{A}_{\mathbf{mm}'}^{\mathbf{j}'}\mathbf{R}_{\mathbf{mm}'}^{\mathbf{j}'}$ ve $\mathbf{g}_{\mathbf{mm}'}^{\mathbf{j}'}=\mathbf{L}_{\mathbf{mm}'}^{\mathbf{j}'}\mathbf{b}_{\mathbf{mm}'}^{\mathbf{j}'}$ tanımları ile

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi}_{m}^{i} \\ \boldsymbol{\xi}_{m'}^{i'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Gamma}_{m}^{j} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{\Gamma}_{m'}^{j'} \\ \boldsymbol{R}_{mm'}^{j'} & \boldsymbol{R}_{mm'}^{j'} \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{L}_{mm'}^{j'} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Lambda}_{m}^{j} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{\Lambda}_{m'}^{j'} \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{K}_{mm'}^{j'} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0} & \boldsymbol{K}_{mm'}^{j} \\ \boldsymbol{K}_{m'm}^{j'} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix}.$$

Sınır çiftlerine ilişkin blok tanımları ve keyfi sayıdaki dairesel silindiri bir araya getirme ile ilgili teknik [6, 7]'deki ifade ve yöntem ile belirlenir.

3. Sayısal Sonuçlar

Şekil l'de verilen geometri için, sayısal sonuçlar Şekil 2'de gösterilmektedir. Bu sonuçlar $k_0a = 5$, $k_0b = k_0c = 2$, $k_0d_{12} = k_0d_{13} = 2.5$, $k_0d_{23} = 5$, $\theta_{12} = \pi/2$, $\theta_{13} = \theta_{23} = 3\pi/2$ değerleri için elde edilmiştir. İçerdeki silindirlerin yüzey empedans değerleri, η_0 boş uzayın empedans değeri olmak üzere $\eta_2 = \eta_3 = 4\eta_0$ alınmıştır. Ana silindirin ortam parametreleri $\varepsilon_{r1} = -9.8$, $\mu_{r1} = -1$ alınarak ortam MTM olarak modellenmiştir. Şekil 2.c)'deki grafikten, LDS1'in koşul sayısının (logaritmik ölçekte) kesilme sayısıyla büyüdüğü ve kararsız doğasını kanıtladığı görülebilir. Diğer yandan LDS2'nin koşul sayısı, artan kesme sayıları için bile neredeyse sabittir. Bu, LDS2'nin nasıl kararlı ve güvenilir olduğunu gösterir. Şekil 2.a)'daki grafikte -x doğrultusundan gelen bir TM düzlem dalga aydınlatması altında yukarıda verilen ÇNG parametrelerine sahip bir MTM ve bunların artı işaretli değerlerine sahip bir dielektrik malzeme için radar kesit alanları verilmiştir. Yine Şekil 2.a)'da ana dairenin sınırındaki teğetsel elektrik alanı aynı parametreler için ortamın MTM ve dielektrik olması durumları için verilmiştir. Bu grafikten silindirik sınırların etkileşimi açıkça görülmektedir. Empedans silindirlerinin MTM bölgesinin sınırına yakın olduğu

açılarda, alan miktarı büyüyor ve sınırlar arasındaki etkileşimin sonuçlarını gösteriyor. Ayrıca MTM ve dielektrik ortamların farklı davranışlar sergilediği de Şekil 2.a) ve b)'den açıkça görülmektedir.



Şekil 2. Ortamın MTM ve dielektrik olması durumu için a) radar kesit alanları b) ana silindir yüzeyindeki teğet elektrik alanları c) MTM için 1. ve 2. tip cebrik sistemlerin koşul sayısı.

4. Sonuç

MTM ile kaplı empedans sınır koşullu dairesel silindirik bölgelerdeki alanlar dışarıdan bir düzlem dalga ile aydınlatılmış ve ilgili sınır değer probleminin analitik regülerleştirmesi yoluyla, saçılma problemi için sayısal olarak kararlı algoritma oluşturulmuştur. Regülerleştirmenin avantajları, çözümlerde kullanılan cebirsel sistemlerin koşul sayısı (matris ters almaya duyarlılığı) ile gösterilmiştir. Temel olarak, aydınlatılmaları TE-z olsun, TM-z olsun, katmanlar için, regülerleştirilme yapılmaz ise, sınır koşullarının sağlanması gibi fiziksel güvenilirlik denetimlerinden kaçınmak mümkün değildir. Regülerleştirme yapılarak bu denetime artık gerek kalmadan, fiziksel olarak anlamlı sonuçlar, bilgisayarın sağlayabileceği istenen doğrulukta elde edilebilir. Burada elde edilen sonuçlar, bu yaklaşımın, MTM dairesel silindirik bölgeleri araştırmak için değerli bir araç olduğunu göstermektedir.

Kaynaklar

[1]. Veselago V. G., "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of e and m," Soviet Physics Uspekhi, cilt.10, no.4, s.509–514, 1968. (Rusça, Usp. Fiz. Nauk, cilt.92, s.517–526, 1967).

[2]. Smith D.R., Padilla W.J., D.C., Vier S.C., Nemat-Nasser S., ve Schultz S., "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", Physical Review Letters, cilt.84, no.18, s.4184–4187, 2000.

[3]. Li C., Shen Z., "Electromagnetic scattering by a conducting cylinder coated with metamaterials", PIERS, cilt.42, s.91-105, 2003.

[4]. Mushref M. A., "Closed solution to electromagnetic scattering of a plane wave by an eccentric cylinder coated with metamaterials", Optics Communications, cilt.270, s.441-446, 2007.

[5]. Valagiannopoulos C. A., "Electromagnetic scattering from two eccentric metamaterial cylinders with frequency-dependent permittivities differing slightly each other," Progress In Electromagnetics Research B, cilt.3, s.23-34, 2008.

[6]. F. Dikmen, E. Sever, S. Vatansever, and Yu. A. Tuchkin, "Well-conditioned algorithm for scattering by a few eccentrically multilayered dielectric circular cylinders", Radio Science, Vol. 50, pp. 99-110, 2015.

[7]. E. Sever, F. Dikmen, O.A. Suvorova, ve Yu.A. Tuchkin, "An analytical formulation with ill-conditioned numerical scheme and its remedy: Scattering by two circular impedance cylinders", Turk. J. Elec. Eng. &; Comp. Sci., available online; DOI: 10.3906/elk-1312-262, 2014.

[8] A. Ye. Poyedinchuk, Yu. A. Tuchkin, V.P. Shestopalov, New Numerical-Analytical Methods in Diffraction Theory, Math. & Comp. Modeling, 32, 1029-1046, 2000.

Dielektrik Silindire Eğik Gelen TM-z Dalgaların Saçılması

M. Enes Hatipoğlu, Emrah Sever, Fatih Dikmen Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü Kocaeli hatipoglume@gtu.edu.tr, emrahsever@gtu.edu.tr, dikmen@gtu.edu.tr,

Özet: Silindire, dik olmayan (boyuna doğrultusu z ile $\pi/2$ 'den farklı) bir açıyla gelen elektromanyetik düzlemsel dalgaların saçılması konu edilmektedir. Bu dalgaların kutuplanması sadece gelen elektrik ya da manyetik alanın z bileşeni olmasına göre TM-z ya da TE-z olarak belirlenebilir. Dik geliş altında aydınlatılan silindirden saçılmaya ilişkin formülasyonlar ve bunların sayısal gerçeklenmelerine ilişkin ilkeler ile varılan cebrik-üstü yakınsayan çözüm algoritmalarının, eğik geliş altında aydınlatma için uğrayacağı genişletmeler konu edilerek, söz konusu 3 boyutlu probleme matematiksel olarak güçlü ve sayısal olarak kararlı bir model sunulacaktır.

Abstract: The scattering of electromagnetic plane waves incident at a non-perpendicular (different from $\pi/2$ with z direction) angle on the cylinder is under consideration. The polarization of these waves can be determined as TM-z or TE-z according to presence of z-components of solely their electric or magnetic field. The formulas for scattering from obliquely illuminated cylinders and the principles of their numerical implementation with the algorithms for super-algebraically convergent solutions, will be presented to cast a mathematically strong and numerically stable model of this 3D problem.

1. Giriş

Keyfi kesitli silindirlerden eğik gelen düzlemsel dalgaların saçılması problemi, silindirik simetriye sahip 3 boyuttaki cisimler ile elektromanyetik etkileşime dair gerçekçi bir model olarak karşımıza çıkar. Geçirgen sınırlara dair eğik geliş incelemelerini Nyström yöntemi kullanarak cebrik-üstü algoritmalar ile gerçekleştirmek [1]'de konu edilmiştir. Bu saçılma düzeneğinin yol açtığı kutuplanma ayrışmasının incelenmesine de [2]' de rastlıyoruz. Dik geliş hali için, sayısal olarak kararlı bir Galerkin yöntemi tesisinin gereklerine uygun çalışmalar hem saydam [3], hem de opak [4] sınırlar için gerçekleştirilmişti. Yani, yüksek mertebeden test ve baz fonksiyonları sayesinde iyi koşullu bir sistem elde edilmesi kadar, ilgili integral operatörleri sınırlı tersi olan bir operatöre indirgemeye de dikkat ederek [5] cebrik-üstü yakınsayan algoritmaların kurulması konu edilmişti. Bu çalışmada anılan özelliklerde bir incelemeyi, mükemmel iletken sınırlardan, eğik gelen düzlemsel elektromanyetik dalganın saçılması için genişletmeyi ele alıyoruz.



Şekil 1. Silindirik kesitler ve TM-z uyarma.

Eğik gelen bir düzlemsel elektromanyetik dalganın kutuplanmaları sadece gelen elektrik alanın z bileşeni olmasına göre TM-z olarak belirlenirler [6]. Dik geliş halinde bu alanlar sadece z-bileşeninden ibaret olurlar [7]. Böylece dik geliş durumunda alışılagelen TM kutuplanma tanımları ile tutarlılık korunur. Özetle geliş açısı $\pi/2$ 'den farklı iken ortaya çıkan eliptik kesit düzlemine elektrik alan dik ise TM kutuplanma altında uyarma durumları ortaya çıkar (Şekil 1).

Keyfi kesitli silindire ilişkin problem için integral denklem formülasyonu [7]'deki temel analiz uyarınca türetilebilir. Bu, ortaya çıkan çekirdeklerin tekilliklerinin analitik ifadeleri ve çekirdeğin düzgün kısımlarının sayısal hesaplarının uygun bileşimi ile cebrik-üstü yakınsar biçime getirilebilir. Gerektiğinde, mümkünse analitik regülerleştirme ile nihayi lineer denklem sistemi ikinci türden bir lineer denklem sistemine indirgenerek sayısal kararlı bir çözüme varılabilir [3,4]. Dairesel silindir için ise değişkenlerine ayrıştırma yöntemi uyarınca yazılan sınır koşullarından türeyen lineer denklem sisteminin regülerleştirilerek çözülmesi ile sayısal kararlılığa sahip kanonik çözümü bulmak mümkündür [8,9] ve sonuçların karşılaştırılması için yararlıdır. Bir sonraki bölüm, dik geliş hali için anılan yordamların, TM-z eğik geliş hali için sınır mükemmel iletken olduğundaki uyarlanmasına ilişkin adımları anlatmaktadır.

2. TM-z Eğik Geliş, Elektrik ve Manyetik Alan İntegral Denklemleri (EAİD/MAİD)

C kapalı düzgün eğrisinin dışındaki *i* (*i*=1 iç, *i*=2 dış) bölgelerinde; dielektrik sınır üzerindeki koşul, Sommerfeld ışıma koşulu ve homojen Helmholtz denklemini sağlayan $e^{j\omega t}$ zaman bağımlı saçılan alan, 3. Green formülü aracılığıyla kurulan integral gösterilimler ile yazılırlar ($\hat{G}_{i2}(q,p) = -j H_0^{(2)}(\tau_i R)/4$, 2 boyutlu *i* bölge parametreli boş uzay Green fonksiyonu $H_0^{(2)}$: 2. Tipte Hankel fonksiyonu, R = |q - p| gözlem ve kaynak (integrasyon) noktaları arası uzaklık, $k = \omega \sqrt{\varepsilon \mu}$, $\beta = k_2 \cos \theta$, $\tau_i = k_i \sin \theta$ mükemmel iletken sınırın bulunduğu ortamın dalga sayısı ile onun boyuna ve enine bileşenleri, ω açısal frekans, ε_i ortamın dielektrik katsayısı, μ_i ortamın manyetik geçirgenliği) [7]. Dielektrik sınıra eğik geliş halindeki bilinmeyen yüzey akımlarının dik geliş halindekiler ile aynıları, ancak bunları elde etmeye yarayan denklem sayılarının bir fazla olduğunu görüyoruz:

$$E_{iz} = E_{iz}^{gelen} + \int_{C} \left(\frac{-j\tau_i^2}{\omega\varepsilon_i} K_{iz} + K_{mil'} \frac{\partial}{\partial n'} \right) \hat{G}_{i2} dl'; \quad E_{il} = \frac{j\beta}{\tau_i^2} \frac{\partial E_{iz}}{\partial l}; \quad H_{il} = -\frac{j\omega\varepsilon_i}{\tau_i^2} \frac{\partial E_{iz}}{\partial n}$$
(1)

Çünkü, $\theta \neq \pi/2$ olur ve dik geliş durumundan farklı olarak, (1)'deki ikinci eşitlik uyarınca artık elektrik alanın enine bileşeni için de bir denklem yazılabilir [7]. Burada *l* silindirik kesit enine, *n* silindirik yüzeye dik yönler ile ilgili türev ve birim vektörleri nitelemek için kullanılmaktadır. TM-z eğik gelen düzlemsel dalganın keyfi kesitli dielektrik silindirden saçılması için (1)'deki ilk iki denklem EAİD, son denklem ise MAİD kurmaya yararlar. İki bölgede yazılan integral gösterilimler yüzey eşdeğerlik ilkesi uyarınca yüzeydeki sınır koşullarını sağlayacak biçimde dizilirse, (1)'deki 3 denklemin her biri ile bilinmeyen akım yoğunlukları bulunabilir.

Elektrik alanın enine bileşeni için bir denklem yazıldığında dik geliş analizinden farklı olarak tek ve çift tabaka potansiyellerinin teğet türevlerinden oluşan integral denklem çekirdekleri ile karşılaşılır:

$$\frac{\partial H_0^{(2)}(\tau_i R)}{\partial l} = -\tau_i H_1^{(2)}(\tau_i R) \frac{\vec{R} \cdot \vec{l}}{R}$$
⁽²⁾

$$\frac{\partial^2 H_0^{(2)}(\tau_i R)}{\partial l \partial n'} = \left(\hat{l} \cdot \hat{R}\right) \left(\hat{n}' \cdot \hat{R}\right) \tau_i^2 H_0^{(2)}(\tau_i R) - \left[2\left(\hat{l} \cdot \hat{R}\right)\left(\hat{n}' \cdot \hat{R}\right) - \left(\hat{l} \cdot \hat{n}'\right)\right] \tau_i^2 \frac{H_1^{(2)}(\tau_i R)}{\tau_i R}$$
(3)

Şekil 2'de bu problemdeki bilinmeyen akım yoğunluklarının kurulan denklemlerden çözülebilecek olan bileşenlerinden ikisi (1)'deki ilk ve son denklem ile aynı biçimde bulunarak sağlanmıştır. Dielektrik sınır üzerindeki üçüncü akım yoğunluğu bileşeni olan ancak (1)'deki bilinmeyenlerin arasında olmayan K_{imz} (1)'deki 2. Denklemden E_{il} ile olan ilişkisi uyarınca tespit edilebilecektir. Geri kalan elektrik ve manyetik alan denklemlerinin çekirdeklerine ilişkin tekillik analizlerine [3] (2) ve (3) ile oluşan çekirdeklerin analizleri de eklenip, [3]'de önerilen yordamlar doğrultusunda cebrik-üstü yakınsak algoritmaların burada sunulan yeni çekirdeklere genişletilmesi ve varılan sonuçlar sunumda konu edilecektir.



Şekil 2. Dairesel kesitli silindir için (1)'de 1. ve 3. denklemler ile çeşitli geliş açıları için yüzey akım bileşenleri a) $\theta = \pi/3$ için K_{ml} , b) $\theta = \pi/3$ için K_z , c) $\theta = \pi/4$ için K_{ml} , d) $\theta = \pi/4$ için K_z , e) $\theta = \pi/8$ için K_{ml} , f) $\theta = \pi/8$ için K_z .

Kaynaklar

[1]. Tsalamengas J.L., "Exponentially Converging Nyström Methods Applied to the Integral-Integrodifferential Equations of Oblique Scattering/Hybrid Wave Propagation in Presence of Composite Dielectric Cylinders of Arbitrary Cross Section", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, cilt.55 no.11, s.3239-3250, 2007.

[2]. Uslenghi P.L.E., "Polarization Decoupling for Oblique Scattering by Penetrable Cylinders of Arbitrary Cross Section", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, cilt.65 no.6, s.3273-3274, 2017.

[3]. Sever E., Dikmen F., Tuchkin Y.A., "Superalgebraically converging Galerkin method for electromagnetic scattering by dielectric cylinders", Radio Science, cilt.52 no.10, s.1282-1292, 2017. https://doi.org/10.1002/2017RS006328

[4]. Sever E., Tuchkin Y.A., Dikmen F., "On a superalgebraically converging, numerically stable solving strategy for electromagnetic scattering by impedance cylinders", Journal of Computational Electronics, cilt.17 no.1, s.427-435, 2018.

[5] Dallas A.G., Hsiao G.C., Kleinman R.E., "Observations on the numerical stability of the Galerkin method", Advances in Computational Mathematics, cilt.9, s.37-67, 1998.

[6] Balanis A.C., "Advanced Engineering Electromagnetics", Wiley, New York, 1989

[7] Morita, N., Kumagai, N., Mautz, J.R., "Integral Equation Methods for Electromagnetics", Artech House, Boston, 1990.

[8] Dikmen F., Sever E., Vatansever S., Tuchkin Y.A., "Well-conditioned algorithm for scattering by a few eccentrically multilayered dielectric circular cylinders", Radio Science, cilt.50 no.2, s.99-110, 2015. https://doi.org/10.1002/2014RS005501.

[9] Sever E., Dikmen F., Suvorova O., Tuchkin Y.A., "An analytical formulation with ill-conditioned numerical scheme and its remedy: scattering by two circular impedance cylinders", Turk. J. Electr. Eng. Comput. Sci., cilt.24, s. 1194-1027, 2016.

Spiro Sarmal Anten Analizi ve Silindir Sarmal Anten Karşılaştırması

Ertuğ ERDEM, Birsen SAKA Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara erdemertug@gmail.com, birsen@ee.hacettepe.edu.tr

Özet: Sarmal antenler geniş bant genişliği, yüksek dairesel polarizasyonu ve kazancından dolayı haberleşmede yaygın olarak kullanılmaktadır. En yaygın olarak kullanılan tipi silindir sarmal antenlerdir. Bu çalışmada ise çeşitli geometrilerle çeşitli avantajlar sağlamak üzere tasarlanabilen sarmal anten çeşitlerinden biri olan spiro sarmal antenler ele alınmıştır. Tasarlanan anten, benzer başarımı olan silindir sarmal antenlere göre 2-3 kat daha düşük hacimdedir. Bildiride tasarlanan anten ile silindir sarmal antenin karşılaştırmalı eğrileri verilmiştir. L-bandında tasarlanan anten 2.1 kat daha küçük hacimde geniş bantta yayın yaptığı ve aynı zamanda yüksek dairesel polarizasyona, düşük eksenel orana ve düşük VSWR'a sahip olduğu gösterilmiştir.

Abstract: Helical antennas are widely used for communication due to wide bandwidth, high circular polarization and gain. The most common type is cylindrical helical antennas. This study discusses spiro-helical antennas in helical antenna types that can be designed to provide various geometries with various advantages. The designed antenna is 2-3 times smaller than the cylindrical helical antennas with similar performance. The comparative curves of the designed antenna and the cylindrical helical antenna are given in the paper. The designed antenna in L-band has been shown to be 2.1 times smaller in volume and has high circular polarization, low axial ratio and low VSWR.

1. Giriş

Sarmal antenler ilk kez John D.Kraus tarafından 1946 yılında tasarlanmıştır [1]. Herhangi bir geometrik şeklin etrafına sarılarak tasarlanan bu anten tipinin beslemesi bir toprak yüzey yardımıyla koaksiyel kablo ile gerçekleştirilir. Geniş bir bantta dairesel polarizasyona sahip olabilen bu anten tipi içerisinde en yaygın kullanılan silindir sarmal antenlerdir [2]. Daha iyi performans ve fiziksel olarak daha kısa boylu antenler elde etmek için ise farklı geometrilerde tasarımlar gerçekleştirilmiştir, spiro sarmal anten bunlardan birisidir. Silindir yüzey etrafına sarmal tur atılıp tamamlanarak tasarlanan bu anten tipi benzer performanslı yaygın olarak kullanılan silindirik sarmal antenlere göre 2 -3 kat daha küçük hacimle tasarlanabilmektedir [3]. Toprak yüzey ve koaksiyel kablo ile beslemesi gerçekleştirilen spiro sarmal antende koaksiyel kablonun iç çapının genişliği aynı zamanda antenin tel çapı olmaktadır.

L bandı için yüksek dairesel polarizasyona sahip, geniş bantta düşük geri dönüş kaybı ve VSWR eğrisi olacak şekilde tasarlanan eksenel moda sahip spiro sarmal anten alternatif bir anten tipi olarak mobil iletişimde kullanılmaktadır [4].

Bu çalışmada, 3 boyutlu elektromanyetik simülatörü CST Microwave Studio kullanılarak tasarlanan spiro sarmal antenin benzer performanslara sahip olan yaygın kullanılan silindirik sarmal antene göre avantajları ele alınmıştır.

2. Spiro Sarmal Anten

Silindir yüzey etrafina sarmal tur atarak tamamlanan anten tipine spiro-sarmal adı verilir ve Şekil 1'de anten geometrisi gösterilmiştir [3]. Beslemesi çoğu sarmal antenler gibi koaksiyel kablo ile gerçekleştirilebilir. İki sarmal yapısına sahip olan Spiro sarmalın parametrik denklemleri ise aşağıda verilmiştir [3].

 $x = x_B = (a + a')\cos\varphi + a'\cos\varphi \cos\varphi' - a'\sin\varphi \sin\varphi' \sin\alpha$ (1)

 $y = y_B = (a + a')\sin\varphi + a'\sin\varphi\cos\varphi' + a'\cos\varphi\sin\varphi'\sin\alpha$ (2)

$$z = z_B = [(a + a')\tan\alpha]\varphi - a'\sin\varphi'\cos\alpha$$
(3)



Şekil 1. Spiro sarmal antenin geometrik gösterimi

Burada, a' ve α' spiral yapının yarıçapı ve kalkış açısıdır. Silindir yüzeyin yarıçapı ve kalkış açısı ise a ve α' dır. Antenin tur sayısı N ve sarılan iletkenin tel kalınlığı da r_0 ile ifade edilmiştir. Yukarıdaki eşitliklerdeki φ ve φ' ise aşağıda tanımlanmıştır.

$$\varphi = \frac{Z_A}{(a+a')tan\alpha} \qquad \qquad \varphi' = \frac{Z_A}{a'tan\alpha'sin\alpha} \tag{4}$$

 Z_A antenin ilerleme yönündeki anlık uzunluğudur ve maksimum değeri ise antenin boyunu verir.

3. L-Bandında Spiro Anten Tasarımı

Bu çalışmada 3-boyutlu elektromanyetik simülatörü CST Microwave Studio kullanılarak tasarlanan 50 Ω koaksiyel kablo ile beslemeli spiro sarmal anten Şekil 2'de verilmiştir. L bandında spiro sarmal antenin parametreleri, *N*=4.75, $\alpha = 19.25^{\circ}$, $\alpha' = 43.2^{\circ}$, a = 25.75mm, a' = 1.7mm ve $r_0 = 0.2$ mm olarak hesaplanmıştır.



Şekil 2. 3-boyutlu elektromanyetik simülatörü CST ile tasarlanan spiro sarmal anten

4. Analizler ve Karşılaştırmalar

L bandında tasarlanan spiro sarmal antenin giriş empedansının gerçel ve sanal kısmı Şekil 3'te verilmiştir. Bant genelinde (1.1-1.8GHz) düşük ve az değişen sanal kısma sahiptir ve bu sayede geniş bantta kolay empedans uyumlandırması yapılabilmektedir. Gerçel kısmının da 200-300 Ohm arasında değişiyor olması yine uygun uyumlama devresi ile geniş bant iyileştirme yapılabileceğini göstermektedir. Spiro sarmal anten ile benzer

performansa sahip olan yaygın kullanılan silindirik sarmal antenin geri dönüş kaybı eğrisi Şekil 4'te karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Her iki anten tipinin de benzer bant genişliğine sahip olduğu gözükmektedir. Şekil 4'te ise her iki anten tipinin $\theta=0^{\circ}$, $\varphi=90^{\circ}$ için eksenel oran eğrisi karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Literatürde 3 dB'den daha düşük eksenel oran için iyi dairesel polarizasyona sahip tanımlaması yapıldığından spiro sarmal anten silindirik sarmal antenle benzer bir dairesel polarizasyona sahip olduğu görülmektedir. Şekil 5'te ise spiro sarmal antenin bazı frekanslarda uzak alan örüntüleri verilmiştir. Eksenel modda çalışan anten, tıpkı yaygın kullanılan silindir sarmal antenler gibi yüksek yönlülükle yayın yapmaktadır. Tasarlanan spiro sarmal anten yarıçapı 29.15mm (r=a+2a'), boyu 303.81mm ($h=N2\pi rtan \alpha$) olmaktadır. Benzer performans gösteren silindir sarmal antenin parametreleri; N=7, $\alpha = 12.6^{\circ}$, r=38mm'dir. Anten boyu ise 373.6 mm'dir. Her iki antenin hacimleri karşılaştırılırsa, spiro sarmal anten benzer performans gösteren silindir sarmal antene göre yaklaşık olarak 2.1 kat daha düşük hacimlidir.



Şekil 3. Spiro sarmal anten için giriş empedansın gerçek ve sanal kısmının frekansa bağlı değişimi



Şekil 4. Spiro sarmal ve yaygın silindir sarmal antenin karşılaştırmalı geri dönüş kaybı ve eksenel oran eğrileri

5. Sonuçlar

Benzer geri dönüş kaybı, VSWR ve dairesel polarizasyona sahip olan bu anten aynı zamanda silindir sarmal gibi eksenel modda ışıma yapmaktadır. Silindir sarmal ile benzer performans elde edilen silindrik sarmal antenin boyu 373.6 mm, yarıçapı 38mm iken spiro antenin boyu 303.81 mm, yarıçapı ise 29.15mm olmaktadır. Hacim olarak 2 kattan fazla bir iyileşme sağlanmıştır. Hacimsel avantajı sayesinde bir çok mobil ve uydu haberleşme uygulamalarında kullanılabilmektedir. İlerleyen aşamalarda bu antenin üretilmesi ve ölçümlerle simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması yapılacaktır.

6. Kaynaklar

- [1] Kraus, J.D., Antennas, 2nd Edition, McGraw-Hill, New York, 1988.
- [2] Balanis, C., Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd Edition, John Wiley and Sons, New York, 1982.
- [3] Ghoreishian, I., "The Spiro-Helical Antenna", Master of Science", Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 1999.
- [4] Soni, P. ve Sharma, S., "Doubly Helical Antenna by Spiro Mode Maintaining Radiation", *International Journal Scientific and Research Publications*, vol.3, no. 4, s. 1–6, **2013**.
- [5] Selçuk A., "Eğri Parçalı Moment Yöntemi ile Sarmal Anten Çözümlemesi", Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2003.
- [6] Selçuk, A., ve B. Saka. "A General Method for the Analysis of Curved Wire Antennas." Journal of Electromagnetic Waves and Applications 21.2 (2007): 175-188.
- [7] Erdem E., "Sarmal Antenlerin Boyutlarının Küçültülmesi", Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2017.

Çok Katmanlı Soğurucularda Pertürbasyon Yaklaşımı ile Duyarlılık Analizi

Murat Koray Akkaya^{1,2}, Asım Egemen Yılmaz² ¹ASELSAN, Ankara, ²Ankara Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Gölbaşı, Ankara mkakkaya@aselsan.com.tr; aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr

Özet: Bu çalışmada belirli bir frekans bandında toplam yansımayı azaltmayı hedefleyen çok katmanlı Mikrodalga soğurucular incelenmiştir. Günümüzde birçok askeri ve endüstriyel uygulamalara sahip olan mikrodalga soğurucuların önemli bir uygulama alanı da cisimlerin Radar Soğurucu Malzeme("Radar Absorbing Material"-RAM) ile kaplanmasıdır. Bu çalışmada elektriksel ve fiziksel olarak belli frekans bantlarında optimize edilmiş olan RAM kaplamanın belirtilen değerden herhangi bir şekilde sapması durumunda toplam yansıma karakteristiğinin nasıl etkilendiği sunulmuştur.

Abstract: In this work, Multilayer absorbers, whose objective is the minimization of the overall reflection coefficient for a desired range of frequencies are considered. There are lots of military and industrial applications in this area, one of them is covering of the materials with RAM (Radar Absorbing Material). In this work deviations in the total reflection of the RAM structure when small electrical and thickness changes occur in the optimized values, is presented.

Giriş

Bu çalışmada, bir yüzeyden gelen Elektromanyetik (EM) yansımada değişimlere neden olan ve parametrelerinde (elektriksel, fiziksel) üretim veya analize dayalı oluşan küçük değişimlerin (pertürbasyon) çıkış işareti üzerine etkileri çalışılmıştır. Bildiride, ters problem çözümleme kavramına uygun olarak hangi sistem parametrelerde oluşabilecek hangi ölçüde değişimlerin çıkış işaretine etkisinin daha fazla olduğunu kestirebilmek hedeflenmiştir.

Kullanım amacına göre farklılık göstermekle birlikte belli frekans aralıklarına elektromanyetik ışımayı soğuran yüzeylere soğurucu yüzey (*absorbing material*) denir. Soğurucu yüzeyler, özellikle askeri radar uygulamalarında sıkça kullanılır. Amaç, karşı kuvvette bulunan radar tarafından gönderilen RF sinyalinin yansımasını azaltarak veya engelleyerek bir aracın veya cismin tespit edilme ihtimalini azaltmaktır.

Çalışmada kavramsal olarak kullanılan "Pertürbasyon Teorisi" ise, kesin olarak çözümlenebilen bir problemin matematiksel tanımına küçük bir terim eklenerek "pertürbe" edilmiş yapının modellenmesi ve analog yakınsama yöntemleriyle çözümünü öneren teoridir. Bu çalışmada pertürbasyon, ilgili terime parametrik çarpan olarak eklenmiş ve problem yinelemeli (*recursive*) denklemle [2] çözülmüştür.

1. Modelleme

Bu çalışmada örnek bir RAM uygulaması ele alınmıştır [1]. 4 katmanlı bir RAM yapısının belli frekans aralıklarında (2-8 GHz, 8-12 GHz, 12-18 GHz, 2-18 GHz)'de optimize edilmiş sonuçları ve bant geçiş karakteristikleri [1]'de verilmiştir. Aynı problem, (1) de verilen mikrodalga çoklu yansıma prensiplerine dayanan yinelemeli denklem ile çözülmüş [2] ve sonuçlar [1] ile karşılaştırılmıştır. Bu denklemde $R_{i,i+1}$ herhangi 2 katman arasındaki yansımanın değeridir ve $R_{0,1}$ sonuç olarak elde edilen toplam bileşke yansıma değeridir.

$$R_{i,i+1} = \frac{r_{i,i+1} + R_{i+1,i+2} e^{-j2k_{i+1}t_{i+1}}}{1 + r_{i,i+1}R_{i+1,i+2} e^{-j2k_{i+1}t_{i+1}}} \qquad r_{i,i+1} = \frac{\mu_{i+1}k_i - \mu_i k_{i+1}}{\mu_{i+1}k_i + \mu_i k_{i+1}}, \qquad k = w\sqrt{\mu\varepsilon}$$
(1)

Frekans bantlarına göre optimize edilerek kullanılan malzeme tiplerinin 1 GHz'deki değerleri Tablo 1'de verilmiştir. Malzemenin frekans bandındaki performansını incelebilmek için kullanılan farklı frekans değerleri, malzeme yapısına göre [1]'de verilen eşitliklerle hesaplanarak işleme dahil edilmiştir. RAM uygulamalarında malzeme veri tabanındaki 16 malzemeden kullanılan malzeme numarası da tabloda verilmiştir.
Malzeme #	Veritabanı	Tip	Dielektrik sabiti	Manyetik geçirgenlik
π	mucksi [1]		(E-Er-JEi)	(μ– μr -J μı)
1	5	kayıplı manyetik malzeme	15-j0	7-j12
2	6	kayıplı dielektrik malzeme	5-j8	1-j0
3	7		8-j10	1-j0
4	8		10-j6	1-j0
5	9	"Relaxation tipi" manyetik	15-j0	13.7-j17.1
6	11	malzeme	15-j0	30-ј1
7	13		15-j0	20-j1.5
8	16		15-j0	25-j3.5

Tablo 1 Kullanılan malzemelerin elektrikse	ve manyetik özellikleri ((1 GHz)
--	---------------------------	---------

Çalışmada Şekil 1 de verilen 4 katmanlı yapı kullanılmıştır. Farklı frekans bantlarında [1] de yapılan optimizayon sonuçları şekilde sunulan tablolarda verilmiştir. Bu değerler MATLAB ortamında [2] de verilen eşitlikle modellenmiştir [4].



Katman	Malzeme #	Kalınlık,mm									
Model 1 (Model 1 (2–8 GHz)										
1 8 0.4254											
2	4	14.662									
3	1	12.021									
4	6	0.8465									
Model 2 (8–12 GHz)											
1	8	0.2769									
2	2	14.678									
3	2	0.8269									
4	7	0.8937									

Katman	Malzeme #	Kalınlık,mm							
Model 3 (12–18 GHz)									
1	8	0.2140							
2	3	0.3456							
3	2	11.166							
4	5	12.286							
Model 4	(2–18 GHz)								
1	8	0.3038							
2	2	10.370							
3	1	0.8976							
4	5	0.8011							

Şekil 1 Problem modellemesi

2. Doğrulama

Bu aşamada [1] de elde edilen sonuçla ve aynı problemin çalışmada MATLAB ortamında analog yöntemler ile çözülen sonuçları Şekil 2 de karşılaştırmalı olarak verilmiştir.



Şekil 2: Bu çalışmada ve [1]' de elde edilmiş benzetimlerin karşılaştırması

3. Pertürbasyon

Bu çalışmada pertürbasyon teorisinin MATLAB benzetimleri irdelenmiştir. Belirtilen şekilde, çözüm üzerinde MATLAB kodunda elektriksel ve fiziksel (kalınlık) parametrelere belli oranlarda pertürbasyon, çarpım olarak uygulanmış ve çıkışta gözlemlenen toplam yansımasının değişimi gözlenmiştir. Pertürbasyon, 4 katmanlı yapıda tüm parametrelere tekil olarak ve/veya birbirleriyle kombinasyonları şeklinde uygulanabileceğinden birçok farklı sonuç elde edilebilir. Aşağıda bazı sonuçlar seçilerek sunulmuştur.

a. Bünye Parametresi Pertürbasyonları

Bünye parametresi pertürbasyonları, sistemin dielektrik sabiti (ϵ), manyetik geçirgenlik (μ), gibi elektriksel parametrelerindeki küçük değişimlerdir (Şekil 3).



Şekil 3 RAM Probleminde seçilmiş bünyesel parametre pertürbasyonları 2-8Ghz, 2-18 GHz

b. Fiziksel Pertürbasyonlar

Çalışmada fiziksel pertürbasyon olarak malzemelerin kalınlık değişimi de irdelenmiştir (Şekil 4).



Şekil 4 RAM Probleminde fiziksel pertürbasyonlar (a) 1. Katman 2-8Ghz (b) 2. katman, 2-18GHz

Kalınlık pertürbasyonu özellikle fabrikasyon hatalarına işaret edebilmektedir. Katmanların kalınlıkları belli oranda artırılıp azaltılmış ve bu değişimin yine çıkış yansımasına etkisi gözlenmiştir. Pertürbasyonlar, ilgili parametrenin belli aralıkta herhangi bir istatistiksel değere sahip olmadan uygulanmış değişimlerdir. Belli olasılık dağılımlarıyla uygulanan pertürbasyonlar daha sonraki çalışmalarda elde edilebilecektir [3].

4. Sonuçlar

Çalışmada frekansa bağlı olarak hesaplanan RAM yansıma katsayısının elektriksel veya fiziksel parametrelerinden bazılarının değişmesi (pertürbe olması) durumunda nasıl değiştiği irdelenmiştir. Sonuçlarda, yansıma katsayısının bazı frekanslarda pertürbasyonlara karşı duyarsız olduğu (değişmediği) bazı frekanslarda ise duyarlı olmasından ötürü çok değiştiği gözlenmiştir. Bu durumun, RAM parametre tasarımında kullanılabileceği değerlendirilmiştir. Bunun dışında tasarlanacak RAM malzemenin hangi katmanlarının daha yüksek hassasiyette tasarlanıp üretilmesi gerektiği konusunda da fikir edinilebilmektedir.

Kaynaklar

[1] Subhanwit D. et.al., Particle Swarm Optimization for Optimal Design of Broadband Multilayer Microwave Absorber for Wide Angle of Incidence, Progress In Electromagnetics Res. B, Vol. 62, 121–135, 2015

[2] CHEW W. C. Waves and Fields in Inhomogeneous Media. Newyork: IEEE Press, 1995.

[3] M. N. O. Sadiku, Monte Carlo Methods for Electromagnetics, CRC Press, Boca Raton, 2009.

[4] D. K. Cheng, Fundamentals of Engineering Electromagnetics, Addison Wesley, New York, 1993.

Yeraltı Su Kirliliğinin Tahribatsız Yöntemlerle Tespitine Yönelik Bir Öneri

Murat Koray Akkaya^{1,2}, Asım Egemen Yılmaz² ¹ASELSAN, Ankara, ²Ankara Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Gölbaşı, Ankara mkakkaya@aselsan.com.tr; aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr

Özet: Yeryüzünde suların ve özellikle içme sularının kirlenmesi ve kalitesinin düşmesi günümüz dünyasının en önemli sorunlarındandır. Suyun kalitesini ise fiziksel, kimyasal ve biyolojik bileşenler belirler. Suyun kirlenmesi ve su kalitesi, içindeki bazı bileşenlerin artışı ile orantılıdır. Bu çalışmada suyun kirlenmesine yol açabilecek kimyasalların suda oluşturduğu iletkenlik artışının dışarıdan ek bir tahribat olmaksızın ölçülerek kirlilik oranı hakkında bilgi edinilmesi amaçlanmıştır.

Abstract: Contamination and degradation in the quality of the fresh water over the surface ground is one of the major problems of our world. Water quality on the other hand, determined by the physical, chemical and biological compounds in the water. The aim of this work is to have an idea about the quality level of the water by measuring conductivity without disturbing the structure, which may be caused by the contamination due to chemicals dissolved in the water.

Giriş

Yeraltı içme sularının kirlilik seviyelerinin ölçülmesi özellikle toplum sağlığı açısından büyük önem taşımaktadır. Kimya, çevre bilimleri gibi birçok bilim dalında bu konuda birçok çalışma mevcuttur. İletkenlik (*conductivity*), elektromanyetik dalgaların bir ortamda kayıplı iletimine neden olan ortamın elektriksel bir parametresidir. Bu çalışmada ise yeraltı suyu ve topraktan oluşan jeolojik yapı, çok katmanlı bir geometri gibi modellenerek suyun kirliliğinin (dolayısıyla iletkenliğinin) tüm geometrilerin yanı sıra yansıma katsayısı cevabı üzerindeki etkileri incelenecektir. Şekil 1 de çeşitli su tanımlarının iletkenliğe bağlı sınıflandırması verilmiştir [1].



Şekil 1 Su tanımları – iletkenlik ilişkisi

İletkenlik ve iletkenlikteki değişimler, suyun kirliliği konusunda fikir vermek açısından yeterli ancak tek neden değildir. Şekil 1'de içilebilecek temizlikte suyun iletkenlik katsayısının $0 < \sigma < 700 \mu$ Siemens/cm aralığında olduğu gözlenmektedir[1],[2]. Buradan, belirtilen iletkenlik değerleri arasındaki suyun kimyasal açıdan temizliğinden bahsedilebilir ancak biyolojik ve endüstriyel atıklar, suda iletkenliği yükseltmeden insan sağlığını etkileyebilecek durumlara yol açabileceğinden iletkenlik katsayısı ve su kalitesi ilişkisini biyolojik, doğal ve endüstriyel katkılarla birlikte düşünmek ve değerlendirmek gerekir.

Elektriksel iletkenlik (*Electrical Conductivity* – EC) bir maddenin elektrik akımını iletim gücüdür. Elektromanyetik alan yayılımı açısından ise iletkenlik, elektrik alan genliğinin üstel olarak azalmasına ve

sönümlenmesine neden olur. Bir çözeltinin iletkenliği, içindeki iyonların yoğunluğu, ortam sıcaklığı ve iyonların elektron dağılımları ile orantılıdır. Suyun kalitesinin bi diğer önemli faktör ise TDS (*Total Dissolved Solids*)' dir. Bugün birçok ticari ürün TDS ölçerek su kalitesi hakkında bilgi vermektedir. Çalışmanın konusu olan iletkenlik parametresi ile suyun TDS değeri kolayca hesaplanabilir (**Error! Reference source not found.**).

1. Modelleme

Bu çalışmada yeraltı su katmanı Şekil 2 deki gibi modellenmiştir. Dielektrik sabiti ile iletkenlik ilintisi Maxwell denklemleri (Ampére yasası) ile kurulur:

$$\nabla \times H = (\sigma + j\omega\varepsilon)E \to \varepsilon_c = \varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega} \to \varepsilon_i = \frac{\sigma}{\omega}$$
(1)

Problemde su olarak tanımlanan 2. tabakanın karmaşık (*complex*) dielektrik sabiti (1) kullanılarak koda eklenmiştir. Modelde kullanılan toprak ve suyun başlangıç elektromanyetik parametreleri Şekil 2 de verilmiştir. Suyun dielektrik sabiti ise (1) de verilen eşitlikle hesaplanarak kod içerisinde farklı iletkenlik katsayılarına göre güncellenmektedir. Yapının tabanı, aşağıya doğru sonsuza uzanan dünyayı modellemek üzere "*matched*" olarak belirtilmiş ve en alt tabakanın yansıma katsayısı "0" olarak alınmıştır.

(2) ve (3) te verilen eşitlikler özyinelemeli kullanılarak yüzeydeki yansıma katsayısı hesaplanmıştır [3].

Sistemin ve ölçümlerin gerçeğe yakınlığını ve sadakat seviyelerini artırabilmek için sisteme her frekans değeri için, SNR tanımından yola çıkılarak rasgele bir gürültü ve buna ek olarak yansıyan sinyal (elektrik alan, V/m) ile orantılı sabit bir gürültü değeri eklenmiştir (4).



Şekil 2 Analiz edilen "Toprak-Su-Toprak" yapısı ve formülasyonu

Eklenen gürültü kaynaklarının matematiksel ifadeleri aşağıda verilmiştir:

2. Benzetimler

Şekil 2 de verilen toprak yapısı, (1), (2), (3) denklemine (4) de verilen gürültü faktörleri eklenerek çözülmüş ve Şekil 3 de verilen frekansa bağlı iletkenlik grafikleri elde edilmiştir. Gürültünün sinyale olan etkisi Şekil 3, (a) ve (b) grafiklerinde SNR 10 ve 20 dB için ayrı ayrı test edilmiş ve sunulmuştur.

Şekil 3 de 3.7 GHz civarında iletkenlik yapısında ortalama değere göre 30 dB'ye yakın bir düşüş gözlenmektedir. Bu durum, 3.7 GHz de bir ölçüm yapıldığında, çok düşük rakamlar gözleniyorsa, iletkenlikte bir artış var olarak yorumlanabilir. Bir başka açıdan bakıldığında, 400-500µS/cm arasındaki iletkenlikler için 3.7 GHz sinyal ayırt edici özellikleri ortaya çıkartabilmektedir.



Şekil 3 Farklı SNR değerleri için frekansa ve iletkenliğe bağlı yansıma katsayısı (a)SNR: 10dB, (b)SNR: 20 dB

Aynı yapı, bu kez giriş sinyali 3.5-4.0 GHz arasında 0.1 GHz adımlarla taratılırken, 0-600 µS/cm aralığındaki iletkenlikler için test edilmiş ve sonuçları Şekil 4 de sunulmuştur. Sonuçlar, Şekil 2 de verilen ve 400 µS/cm için 3.7 GHz de çok düşük yansıma değerleri gözlemleri ile tamamen uyumludur. Sabit olarak eklenen gürültü ise 3.7 GHz sinyal ve 400 µS/cm iletkenlik için oransal olarak oldukça baskın hale gelmekte ve sinyali oldukça bozmaktadır. Çalışmada farklı gürültü değerleri için testler tekrarlanmış ve optimum rakamlar da gözlenmiştir.



Şekil 4 İletkenlik ve frekans değerleri için yansıma katsayısı

3. Sonuçlar

Sonuç olarak bir su kütlesinin iletkenliğindeki değişimi, ilk durumuna göre gözlemlemek halk sağlığını da önceden koruyabilmek adına önem taşımaktadır. İletkenlik genel olarak su kalitesini tespit edebilen çok yaygın ve kolayca ölçülebilen önemli bir parametredir. Çalışmada belli frekanslarda, yapıya herhangi bir dış müdahalede bulunmadan yapılan testlerle su kirliliği hakkında tahmin algoritmaları irdelenmiştir. İleride yapılabilecek çalışma olarak, zamana yayılmış veya farklı noktalarda ölçüm almak 1D inversion modeli ile kestirim yapmak önerilmektedir.

4. Kaynaklar

[1] AndyConnely.wordpress.com/2017/07/14/conductivity of a solution

- [2] Wetzel, R. G. (2001). Limnology: Lake and River Ecosystems (3rd ed.). San Diego, CA: Academic Press
- [3]. Chew, W. C. Waves and Fields in Inhomogeneous Media. Newyork: IEEE Press, 1995.

Radom Yapılarında Dış Etkilerin Sebep Olduğu Yapısal Bozulmaların Performans Üzerine Etkilerinin İncelenmesi

Murat Koray Akkaya^{1,2}, Asım Egemen Yılmaz² ¹ASELSAN, Ankara, ²Ankara Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Gölbaşı, Ankara mkakkaya@aselsan.com.tr; aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr

Özet: Bu çalışmada özellikle radar sistemlerinde, anteni çevresel şartlardan ve hava koşullarından korumak üzere tasarlanan "Radom" yapıları incelenmiştir. Zorlayıcı çevresel şartlarda, radom yüzeyinde ve ara yüzlerinde oluşan bozulmalar ve yıpranmalara bağlı pertürbasyonların genel sinyal iletimi üzerine olan etkisi, radom kesiti ve pertürbasyonları temsil etmek üzere üzerine yazılan bir makro kullanılarak temsil edilmiştir.

Abstract: In this study, radome structures built for especially antenna systems in order to provide protection from external conditions, has been investigated. Perturbations due to deformations in the surfaces and interfaces of radome, because of harsh environmental conditions affects RF signal transmission. This effect has been modelled by CST simulation program and perturbations simulated with a built in macro.

1. Giriş

Özellikle radar uygulamalarında, dış ortam koşullarına maruz kalan anten yapılarını yüksek/düşük sıcaklık, rüzgar, yağmur gibi havanın ve çevrenin olumsuz etkilerine karşı korumak için RADOM (RAdar DOMe- Radar Kubbesi) adı verilen ve genelde poliüretan temelli koruyucu malzemeler ile kaplamak gerekir (Şekil 1). Bunlar, içi belli basınç altında tutulan hafif fakat sağlam elektromanyetik kılıflardır. Bu koruyucu kaplama elektromanyetik dalgaları olabildiğince az yansıtmalı, soğurmalı (*absorption*), kırmalı (*diffraction*) veya saçmalıdır (*scattering*) ve geçiş kayıpları yine olabildiğince az olmalıdır. Bir radar radomunda dalgaların hem gidiş ve hem de geliş yönündeki kayıp yüzdeleri aynı miktarda olmalıdır. Kayıp değeri köpüklü bir malzemeden yapılmış bir radomda 0.3 dB civarındadır. Güçteki düşüş, menzilin 4. kuvveti ile orantılı olduğundan, % 2 menzil kaybına karşılık gelir [1]. Bu nedenlerle, radom yapılarının anten sistemlerini dış hava koşullarına karşı korurken, çalışma frekansı bandında elektronik olarak görünmez olması beklenir.

Zaman içinde zorlayıcı çevresel koşullar, radom üzerinde olumsuz etki yapabilir ve radomun anten ile uyumunu bozabilir. Bu durum ise RF yayın özelliklerinin bozulmasına, anten örüntüsünün değişimine, yönlenme (*boresight*) hatalarına, genlik ve fazda bozulmalara yol açabilir. Belirlenen çalışma frekansına ve bandının genişliğine göre radom malzemeleri farklılık gösterir.





Şekil 1 Örnek Radom Yapıları

Bu çalışmada, radom yapılarının çevresel koşullar ile deformasyona uğraması durumunda, RF sinyal karakteristiğinin ne ölçüde değişeceğinin bir irdelemesi yapılmıştır.

2. Modelleme

Sistem modellemesinde sık kullanılan radom tiplerinden biri olan "*sandwich*" modeli kullanılmıştır. Bu model yapısında dış ve iç bölümler ince bir tabaka ile kaplanırken, iç bölümler boşluğa yakın bünye parametrelerine sahip bir malzeme ile doldurulmaktadır. Katmanların kalınlıkları, kullanılacak malzemelerin bünye parametreleri, ortam şartları ve kullanım frekans bandı gibi parametrelere göre değişmekte ve optimize edilmektedir (Tablo 1, [2]).

Çalışmada kullanılan radom yapısının kesiti Şekil 2 de verilmiştir. Zmin ve Zmax olarak tanımlanan 2 port düzlemsel dalga üretmekte, giden ve dönen dalgaları kullanarak radom yapısının S parametreleri (S11, S12, S21, S22) üretilmektedir.



Şekil 2 Radom yapısı modeli

Tablo 1 Kullanılan malzemelerin 5 GHz'de bünye ve fiziksel parametreleri

Malzeme #	Tip	Dielektrik sabiti (ε=ε _r -jε _i)	Manyetik geçirgenlik (μ= μr-jμi)	Kalınlık t, mm
1	Radom iç malzeme	4-j0.08	1-j0	3 (t ₁)
2	Radom dış malzeme	1.1-j0.0055	1-j0	$0.25(t_2)$

Pertürbe olmamış referans radom modelinin S11 (yansıma) ve S12(geçiş) parametreleri **Error! Reference source not found.** de verilmiştir:



Şekil 3 Radom ara yüzde oluşan deformasyonların modellenmesi

Çalışmada uygulanan fiziksel pertürbasyon radom iç ve dış ara yüzlerin birleşimlerindeki bozulması temsil edecek şekildedir. Bu değişim, hava koşullarına bağlı olabileceği gibi radom içinde kalan cihazların yarattığı ısı veya başka faktörler ile de oluşabilecektir. Çalışmada İç radom malzemesinde, dış radom malzemesinde veya iç/dış radom malzemelerinde aynı anda oluşan rasgele fiziksel deformasyonların yol açtığı pertürbasyonlar incelenmiştir.

Bu çalışmada CST (*Computer System Technology*) programı kullanılarak Şekil 2 ve Şekil 3 de belirtilen yapı modellenmiştir. Modellemede, Frekans Düzlemi (*Frequency Domain*) çözümleme yöntemi kullanılmış, sınır koşulları olarak ise XY doğrultusunda "*unit cell*", Z yönünde ise açık sınır (*open boundary*) koşullar kullanılmıştır. Böylelikle radom yapısının XY doğrultusunda genişleyen yapısı, gelen dalganın eğimine göre oluşacak faz farklılıklarını da hesaplamalara katacak şekilde (*Floquet boundary*) modellenmesi mümkün olmuştur.

3. Benzetimler

Radom yapılarının fiziksel pertürbasyonlarını anlamak için CST ortamında benzetimler yapılmıştır.



Şekil 4 Farklı bölgelere pertürbasyon uygulaması (a)iç-dış, (b) iç-iç

Radom yapısının iç ve dış yüzeylerine ayrı ayrı ve kombinasyonları şeklinde uygulanan pertürbasyon çözümlenerek karşılaştırmaları S12 (Şekil 5) ve faz değişimi (Error! Reference source not found.) açısından sunulmuştur. Bu grafiklerde pertürbasyonun hangi katmanda olduğuna bağlı olarak faz ve genlikteki bozulmalar dikkat çekmektedir. Grafikler, bozulmaların radom içinde (anten tarafında) veya dışında (hava/boşluk tarafı) olmasına göre etkilerinin de gözlenebilmesi üzere dış-iç, iç-iç, iç-dış, dış-dış olarak oluşturulmuştur. Şekilde radom bozulmalarına bağlı geçiş karakteristiğinde oluşan menzil kaybı, %1'in altındadır. Bunun yanında fazda oluşan yaklaşık 6.5 derecelik fark ise önemli yön bulma hatalarına yol açabilecek ve kalibrasyon gerektirebilecek bir durumdur.



Şekil 5 Farklı bölgelere pertürbasyon uygulaması, S12 ve faz parametresi

4. Sonuçlar

Radom yapılarında oluşabilecek deformasyonlar, fabrika hatalarından olabileceği gibi, çevresel koşulların zorlamasıyla da oluşabilir. Fiziksel pertürbasyonun yanında bünye parametrelerinde oluşan pertürbasyonların etkileri, pertürbasyon tipinin (max-min boyutlar, rasgele dağılım özellikleri gibi) değişiminin etkileri ileride çalışılması gereken konular olduğu değerlendirilmektedir. İç tarafta ısınma ve basınca bağlı pertürbasyonlar, dış tarafta daha çok, kötü hava koşullarına bağlı bozulmaların modellemesi de çalışılabilecek konular olarak değerlendirilmektedir. Bunun dışında pertürbasyonların hangi RF özelliğini (yansıma, kırılma, soğurma, saçılma) daha çok etkilediği, mesafe, mesafe çözünürlüğü ile faz bozulmalarının radarın yön bulma özelliği üzerine olumsuz etkileri ve bunların giderilme yöntemleri ile MC, PCE ve Kriging gibi yöntemler ile ortam şartlarının anten performansı üzerine etkilerinin araştırılması ileride çalışılabilecek konular olarak önerilmektedir.

5. Kaynaklar

[1] Lee, H.S., Lee, A., Baek, K., Hwang, S.S. (2012). Low Dielectric Materials for Microelectronics, Dielectric Material, Dr. Marius Alexandru Silaghi (Ed.), ISBN: 978-953-51-0764-4, InTech, DOI: 10.5772/51499.

[2] Ahmad, Z. (2012). Polymer Dielectric Materials, Dielectric Material, Dr. Marius Alexandru Silaghi (Ed.), ISBN: 978- 953-51-0764-4, InTech, DOI: 10.5772/50638.

Üç Boyutlu Çok-Bantlı Mikrodalga Metamalzeme Tasarımları

Hande İbili, Selen Keleş, ve Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara ibili@metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada ayrık halka rezonatörlerinden (SRR) oluşan üç boyutlu çok-bantlı metamalzemeler incelenmiştir. Tasarım parametrelerine bağlı olarak farklı SRR birim yapıları bir kat üzerinde birleştirilmiş ve SRR birim yapılarının büyüklük ve periyotları ayarlanarak üç boyutlu yapılar oluşturulmuştur. SRR birim yapılarının uygun biçimlerde ölçeklenmesiyle istenen rezonans frekanslarında metamalzemeler elde edilmiştir. Farklı SRR dizge yapılarına ek olarak, kat periyodunun çift-bantlı metamalzemelerin bant sönümleyici karakterlerine olan etkisi analiz edilmiştir.

Abstract: In this work, three-dimensional multi-band metamaterials composed of split-ring resonators (SRR) are investigated. Different SRR unit cells are combined on a layer depending on the design parameters, and three-dimensional structures are constructed by adjusting size and layer periodicity of SRR unit cells. Metamaterials with desired resonance frequencies are obtained by scaling SRR unit cells. In addition to different SRR array designs, the effect of layer periodicity on the band-stop characteristics of dual-band metamaterials is analyzed.

1. Giriş

Metamalzemeler özgün filtreleme özellikleri sebebiyle uzun yıllardır yaygın olarak çalışılmaktadır [1,2]. Özellikle mikrodalga frekanslarındaki uygulamalarda, çok-bantlı ve geniş-bantlı metamalzeme tasarımlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Genel olarak, SRR yapıları dar bantlarda rezonans özelliği göstermektedir. Bu bakımdan SRR yapıları, birbirinden ayrık frekanslarda çok-bantlı çalışan metamalzemelerin tasarlanmasında uygun yapıtaşları olarak karşımıza çıkmaktadır. Öte yandan, farklı boyutlardaki SRR tasarımlarının bir araya getirilmesinde tasarım parametrelerinin dikkatlice incelenmesi gerekmektedir. Aynı boyutlardaki SRR'lerin birbirlerini destekleyecek biçimde çalıştığı bilinmektedir. Farklı boyutlardaki SRR'ler arasındaki etkileşimler ise literatürde iyi bilinmemektedir. Kimi durumlarda bu etkileşimler negatif etkilere yol açmakta ve elde edilen metamalzemeler arzu edilen biçimde elektromanyetik tepkiler vermemektedir. Bu çalışmada, çok-bantlı metamalzemeler ele alınmış, özellikle iki farklı birim SRR yapısının kullanıldığı çift-bantlı ve üç boyutlu metamalzemeler tasarlanmış ve incelenmiştir.

2. Çift-Bantlı Metamalzeme Tasarımları

Çift-bant metamalzeme tasarımlarına örnek olarak, Şekil 1'de geometrik özellikleriyle bir SRR dizgesi gösterilmiştir. Tek bir SRR yapısının tasarım parametreleri önceki bir çalışmadan türetilmiştir [3]. Çift-bant tasarımı için SRR yapısının iki farklı boyutu ele alınmıştır. Boyutlar arasındaki ölçekleme 1.5 olarak seçilmiştir. Bu bakımdan, elde edilen referanslar farklı SRR'lerin aktif hale gelmesiyle meydana gelmektedir. Seçilen birim yapıların tüm geometrik boyutları ve diğer uzaklıklar Şekil 1'de gösterilmiştir. Küçük SRR'ler için iç ve dış halkaların içten dışa doğru yarıçapları sırasıyla 1.15 mm, 1.79 mm, 2.19 mm, ve 2.87 mm'dir. Büyük SRR'ler için ise bu değerler sırasıyla 1.73 mm, 2.69 mm, 3.29 mm, ve 4.31 mm'dir. İç ve dış halkalarda ters taraflara yerleştirilmiş ve y yönündeki açıklıklar küçük SRR'ler için 0.192 mm ve büyük SRR'ler için 0.288 mm'dir. Kat oluşturulurken küçük SRR'ler y ekseni yönünde 7.0 mm aralıklar ile 22 adet, büyük SRR'ler ise 10.5 mm aralıklar ile 15 adet yerleştirilmiştir. İki birim yapı arasında 10.5 mm uzaklık bırakılmıştır. Tüm bu uzaklıklar ve yerleşim düzeni, istenilen frekanslardaki sönümleme kabiliyetini artıracak biçimde optimize edilerek bulunmuştur.

Düzenlenen kat için z ekseninde 12 mm ve 18 mm kat periyotları kullanarak üç boyutlu metamalzemeler oluşturulmuştur. Toplamda yedi kattan oluşan metamalzemelerin her birinde iki farklı SRR için 1x15x7 ve 1x22x7 olmak üzere 259 birim yapı bulunmaktadır. Bu doğrultuda, toplam boyutları 17.68 x 155.62 x 72 mm ve 17.68 x 155.62 x 108 mm olan iki tasarım aşağıda karşılaştırılmıştır.

Bu çalışma, TÜBİTAK (116E871) ve Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA-GEBİP-2015) tarafından desteklenmektedir.



Şekil 1. Çift-bantlı olarak çalışması için tasarlanan metamalzeme yapısının boyutları ve geometrik düzeni (tüm uzaklıklar mm olarak verilmiştir).



Şekil 2. Kat periyodu 18 mm olan metamalzeme yapısı için yakın bölgede elektrik alanı ve manyetik alanı dağılımları.

3. Benzetim Sonuçları

Metamalzemeler rezonansa giren yapılar olduğundan ve dalga boyuna göre küçük detaylar içerdiğinden çözümleri zor sayısal problemlere dönüşmektedir. Bu sebeple, doğru ve güvenilir analizlerin yapılabilmesi için tam-dalga çözümleri gerekmektedir. Frekanslar göz önüne alındığında, tasarlanan metamalzeme yapılarındaki yüzeyler sıfir kalınlıklı mükemmel iletken levhalar olarak modellenmiştir. Elde edilen saçılım problemlerinin gerçekçi çözümleri için ise elektrik-alan integral denklemi (EAİD) kullanılmıştır. Üç boyutlu modeller üçgenlere ayrılıp Rao-Wilton-Glisson (RWG) fonksiyonlarıyla ayrıklaştırılmıştır. Tam-dalga çözücüsü olarak çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) kullanılmıştır [4]. İletim özelliklerinin incelenmesi için metamalzeme yapıları Hertzian dipol kaynak ile aydınlatılmıştır.

Şekil 2'de kat periyodu 18 mm ve Şekil 3'te kat periyodu 12 mm olan tasarımların 4.0 GHz'ten 10.0 GHz'e kadar yakın bölgede elektrik alanı ve manyetik alanı benzetim sonuçları gösterilmiştir. Kat periyodu 18 mm olan tasarım için 5.5 GHz ile 5.6 GHz aralığında ve 8.4 GHz'te opak özellik gözlemlenirken, kat periyodu 12 mm olan tasarım için 5.5 GHz ile 5.6 GHz aralığında ve 8.4 GHz ile 8.5 GHz aralığında benzer karakteristikler gözlemlenmektedir. Şekil 4'te kat periyodu 12 mm ve 18 mm olan tasarımların frekansa bağlı güç iletim katsayıları karşılaştırılmıştır. Kat periyodu 12 mm olan tasarım daha geniş ve daha derin bant sönümleyici özellik göstermektedir.





Şekil 3. Kat periyodu 12 mm olan metamalzeme yapısı için yakın bölgede elektrik alanı ve manyetik alanı dağılımları.



Şekil 4. Kat periyodu 12 mm ve 18 mm olan tasarımların frekansa bağlı güç iletim katsayıları.

4. Sonuç

Bu çalışmada çok-bantlı üç boyutlu metamalzeme tasarımları ele alınmıştır. Farklı boyutlarda SRR'lerin uygun konfigürasyonlarda dizilmesiyle, çok-bantlı iletim karakteristikleri elde edilebilmektedir. Ancak, yapıtaşlarının birbirlerini negatif etkilemeyecek biçimde yerleştirilmesi gerekmektedir. Bu şekilde tasarlanmış olan iki SRR dizge yapısı bu makalede örnek olarak sunulmuştur. Sunumda farklı tasarımlar gösterilecek ve tasarım parametrelerinin detayları verilecektir.

Kaynaklar

[1]. Aydın K., Bulu I., Güven K., Kafesaki M., Soukoulis C. M., ve Özbay E., "Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and designs," N. J. Phys., cilt.7, no.168, s.1–15, 2005.
 [2]. İbili H., Karaosmanoğlu B., ve Ergül Ö., "Demonstration of negative refractive index with low-cost inkjet-printed microwave metamaterials," Microw. Opt. Technol. Lett., cilt.60, no.1, s.187–191, Ocak 2018.
 [3]. İbili H. ve Ergül Ö., "Very low-cost inkjet-printed metamaterials: progress and challenges," Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes (IMWS-APM), 2017.
 [4]. Ergül Ö. ve Gürel L., The Multilevel Fast Multipole Algorithm for Solving Large-Scale Computational Electromagnetics, Wiley, 2014.

Elektromagnetik Dalgaların Kırınımına İlişkin Farklı Çekirdek Fonksiyonlarına Sahip Üçüncü Türden Modifiye Wiener-Hopf Denklemleri için Yeni Bir Çözüm Yöntemi

Kadir Durgut*, Sevda Gedikli, Ali Alkumru Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü Çayırova Yerleşkesi, 41400 Gebze, Kocaeli svatansever@gtu.edu.tr, alkumru@gtu.edu.tr,

* Tübitak Bilgem Bilişim Teknolojileri Enstitüsü ATAM Laboratuvarı, 41400 Gebze, Kocaeli kadir.durgut@tubitak.gov.tr,

Özet: Bu çalışmada, özellikle ardışık basamak tipi süreksizliklerden dalga kırınımı incelerken ortaya çıkan üçüncü türden modifiye Wiener-Hopf denkleminin çözümünün önemli bir parçası olan, kesim çizgisi üzerinde yazılmış ve sadece nümerik olarak hesaplanabilen integraller yerine, asimptotik analitik hesabı mümkün integral ifadeler elde etmeye müsait yeni bir üçüncü tür modifiye Wiener-Hopf denklemi çözüm yöntemi geliştirilmesi amaçlanmaktadır.

Abstract: In this work, instead of the branch-cut integrals which are the important parts of the solution for the third kind Wiener-Hopf equation appearing in the investigation of the diffracted wave by a successively step discontinuities where they can only be evaluated numerically, it is assumed to develop a new solution method for this third kind Wiener-Hopf equation which makes able to obtain the asymptotic analytical solutions related to the corresponding integral expressions.

1. Giriş

Monokromatik dalgaların belirli bir geometriden saçılımına ilişkin kırınım probleminin amacı Helmholtz denkleminin bilinen bir takım sınır, ayrıt ve radyasyon koşullarının da dikkate alınmasıyla çözümünden ibarettir. Bu bağlamda, özellikle ardışık basamak veya farklı kalınlıklı oyuk (bak. Şekil-1) gibi sonsuz genişlikli geometrik süreksizliklerin söz konusu olduğu hallerde, iki boyutlu $\Delta u(x, y) + k^2 u(x, y) = f(x, y)$ şeklindeki Helmholtz denklemi ve ilgili sınır koşullarının geometrinin yapısına göre değişkenlerden birine ilişkin Fourier dönüşümü alınacak olursa, $\alpha \in \mathbb{C}$ kompleks parametresine bağlı ve $\Im m(-\tau) < \Im m(\alpha) < \Im m(\tau)$ bandı içinde geçerli olan

$$\frac{G_{1}(\alpha,d)}{M(\alpha)} + e^{i\alpha l} \frac{G_{+}(\alpha,d)}{N(\alpha)} + \dot{G}_{-}(\alpha,d) = F(\alpha) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(-1\right)^{n} \left\{ \frac{K_{n}f_{n}}{\left(\alpha^{2} - \alpha_{n}^{2}\right)} + e^{i\alpha l} \left[\frac{\gamma_{n}\left(m_{n} - i\alpha n_{n}\right)}{\left(\alpha^{2} - \beta_{n}^{2}\right)} - \frac{K_{n}\left(g_{n} - i\alpha h_{n}\right)}{\left(\alpha^{2} - \alpha_{n}^{2}\right)} \right] \right\}$$
(1)

şeklinde üçüncü türden modifiye bir Wiener-Hopf denklemiyle karşılaşılır. Burada gözüken $M(\alpha)$ ve $N(\alpha)$ bilinen ve çekirdek fonksiyonu olarak adlandırılan birer tam fonksiyondur. (1)'in sağında yer alan $F(\alpha)$ ise kaynağın yapısına bağlı olarak yine bilinen bir fonksiyondur. (1)'in sol yanında gözüken $G_1(\alpha, d)$ bilinmeyen ve muhtemelen sonsuz hariç tüm düzlemde regüler olan bir tam fonksiyon, $G_+(\alpha, d)$ ve $\dot{G}_-(\alpha, d)$ ise sırasıyla, $\Im(-\tau) < \Im(\alpha)$ ve $\Im(\alpha) < \Im(\tau)$ yarı-düzlemlerinde regüler olan bilinmeyen birer fonksiyondur. (1) denkleminden hareketle analitik devam ilkesinin ayrıt koşullarının da dikkate alınarak uygulanması neticesinde $G_+(\alpha, d)$ ve $\dot{G}_-(\alpha, d)$ fonksiyonlarının belirlenmesine Wiener-Hopf problemi denir.



Şekil 1.a) Ardışık basamak

b)farklı kalınlıklı oyuk.

2. Problemin Formülasyonu ve Çözümü

Ayrıntıları [1] de açıklandığı üzere, yapılması gereken işlerden ilki $M(\alpha)$ ve $N(\alpha)$ çekirdek fonksiyonlarının yukarıda belirtilen yarı-düzlemlerde regüler ve sıfırları olmayan iki fonksiyonun çarpımından oluşan faktorizasyonunu yapmaktır. Daha sonra ise klasik yöntemlerde, önce faktorizasyon ile verilen bağıntılar eşitlikte yerlerine konup, uygun fonksiyonlar ile çarpılıp, ortaya çıkan karışık türden fonksiyonların ise dekompozisyonları da yapılarak denklemin farklı iki yanında analitik devam ilkesi ve ayrıt koşulları uyarınca sadece (+) ve (-) türden fonksiyonlardan ibaret (2) ve (3) eşitlikleri elde edilir.

$$M_{-}(\alpha)R(\alpha) = \frac{1}{2\pi i} \int_{L^{-}} \frac{M_{-}(\xi)S(\xi)e^{i\xi l}}{(\xi-\alpha)} d\xi + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n}K_{n}f_{n}M_{+}(\alpha_{n})}{2\alpha_{n}(\alpha+\alpha_{n})} - \frac{1}{2\pi i} \int_{L^{-}} \frac{M_{-}(\xi)F(\xi)}{(\xi-\alpha)} d\xi$$
(2)

$$M_{+}(\alpha)N_{-}(\alpha)S(\alpha) = -\frac{1}{2\pi i}\int_{L^{+}}^{L^{+}}\frac{M_{+}(\xi)N_{-}(\xi)R(\xi)e^{-i\xi l}}{(\xi-\alpha)}d\xi + \sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^{n}K_{n}(g_{n}-i\alpha_{n}h_{n})M_{+}(\alpha_{n})N_{-}(\alpha_{n})}{2\alpha_{n}(\alpha-\alpha_{n})} + \frac{1}{2\pi i}\int_{L^{+}}^{L^{+}}\frac{M_{+}(\xi)N_{-}(\xi)F(\xi)e^{-i\xi l}}{(\xi-\alpha)}d\xi + J(\alpha)$$
(3)

Burada gözüken $R(\alpha)$, $S(\alpha)$ ve $J(\alpha)$ büyüklükleri ise

$$\Omega(\alpha) = \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m \left[\frac{K_m \left(g_m - i\alpha h_m \right)}{\left(\alpha^2 - \alpha_m^2 \right)} - \frac{\gamma_m \left(m_m - i\alpha n_m \right)}{\left(\alpha^2 - \beta_m^2 \right)} \right]$$
(4)

olmak üzere,

$$R(\alpha) = \dot{G}_{-}(\alpha, d) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(-1\right)^{n} K_{n} f_{n}}{\left(\alpha^{2} - \alpha_{n}^{2}\right)}, \ S(\alpha) = \frac{G_{+}(\alpha, d)}{N(\alpha)} + \Omega(\alpha), \ J(\alpha) = \frac{1}{\pi} \sum_{C_{2}^{+}}^{J} \frac{M_{+}(\xi)}{N_{+}(\xi)} \frac{\sin^{2}\left(K(\xi)d\right)}{K(\xi)} \frac{\Omega(\xi)d\xi}{(\xi - \alpha)}$$
(5)

ile tanımlıdır. Yukarıdaki bağıntılarda gözüken L^{\pm} ve C_2^{\pm} integrasyon çizgileri de Şekil 2'de verilmiştir. Problem bundan sonraki aşamada Jones'un iteratif yöntemiyle basitçe çözülür[2]. Bu tür çözüm tekniğinin en büyük dezavantajı ise (5)'deki kesim çizgisi üzerindeki integrali diğer geri kalan integraller gibi yaklaşık asimptotik olarak hesaplayamamaktır. O yüzden söz konusu bu integralin sadece nümerik değerlendirilmesi yapılabilmiştir[1].



URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

Bu çalışmada, yukarıda sözü edilen ve sadece nümerik olarak hesaplanabilen integral yerine en azından asimptotik analitik hesabı mümkün integral ifadeler elde etmeye müsait yeni bir Wiener-Hopf denklemi çözüm yöntemi geliştirilecektir. Bu amaçla, (1) denkleminin her iki yanı önce $N_{-}(\alpha)e^{-i\alpha l}$ ile çarpılıp yukarıda açıklanan işlemler doğrultusunda sadece (+) türden fonksiyonlar göz önüne alınacak ve tekrar (1) eşitliğinin her iki yanı bu sefer de $M_{-}(\alpha)$ ile çarpılıp gerekli işlemler neticesinde ortaya çıkan bağıntıda gene sadece (+) türden fonksiyonlar dikkate alınacak olursa

$$\frac{G_{+}\left(\alpha,d\right)}{N_{+}\left(\alpha\right)} = -\frac{1}{2\pi i} \int_{L^{+}}^{L^{+}} \frac{N_{-}\left(\xi\right)G_{1}\left(\xi,d\right)e^{-i\xi l}}{M\left(\xi\right)\left(\xi-\alpha\right)} d\xi + \frac{1}{2\pi i} \int_{L^{+}}^{L} \frac{N_{-}\left(\xi\right)F\left(\xi\right)e^{-i\xi l}}{\left(\xi-\alpha\right)} d\xi \\
+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(-1\right)^{n} K_{n}\left(g_{n}+i\alpha_{n}h_{n}-f_{n}e^{i\alpha_{n}l}\right)N_{+}\left(\alpha_{n}\right)}{2\alpha_{n}\left(\alpha+\alpha_{n}\right)} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(-1\right)^{n} \gamma_{n}\left(m_{n}+i\beta_{n}n_{n}\right)N_{+}\left(\beta_{n}\right)}{2\beta_{n}\left(\alpha+\beta_{n}\right)} \tag{6}$$

ve

$$\frac{G_1(\alpha,d)}{M_+(\alpha)} = -\frac{1}{2\pi i} \int_{L^+} \frac{M_-(\xi)G_+(\xi,d)e^{i\xi l}}{N(\xi)(\xi-\alpha)} d\xi + \frac{1}{2\pi i} \int_{L^+} \frac{M_-(\xi)F(\xi)}{(\xi-\alpha)} d\xi - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n K_n f_n M_+(\alpha_n)}{2\alpha_n (\alpha+\alpha_n)}$$

. ...

$$-\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(-1\right)^{n} \gamma_{n} e^{i\beta_{n}l} \left(m_{n}-i\beta_{n}n_{n}\right) M_{-}\left(\beta_{n}\right)}{2\beta_{n} \left(\alpha-\beta_{n}\right)} - M_{-}(\alpha)\Omega(\alpha) e^{i\alpha l} + \frac{1}{\pi} \int_{C_{2}^{+}} \frac{\sin^{2}\left(K(\xi)(d-c)\right)}{M_{+}(\xi)K(\xi)} \frac{\Omega(\xi)}{(\xi-\alpha)} e^{i\xi l} d\xi \qquad (7)$$

şeklindeki yeni bir 2.türden Fredholm tipi kuple integral denklem takımı elde edilir. Sonuç olarak, açıkça görüleceği üzere (7)'da yer alan C_2^+ üzerindeki integralin analitik değeri üstel terimin varlığından ötürü asimptotik olarak belirlenebilir.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada sunulan yeni yöntem, daha önce klasik metoda dayalı çalışmalarda [1-8] ortaya çıkan ve istisnasız hepsinde ancak sayısal tekniklerle değerlendirilebilen (5)'deki gibi integraller yerine, analitik bir asimptotik sonuç önermiş olup, daha kesin ve detaylı bir analiz imkanı sunmaktadır. Yukarıda bahsi geçen yeni yöntemle elde edilecek sonuçların doğruluğunu ve etkinliğini ortaya koymak amacıyla daha önce [1] de klasik yöntemle elde edilmiş olanlarla karşılaştırmak üzere, bazı sayısal uygulamalarla ilgili çalışmalar da ayrıca devam etmektedir.

Kaynaklar

- M. Doğan, F. Dikmen, A. Alkumru, "Line source diffraction by perfectly conducting successive steps", Wave Motion ,68,s. 253–271, 2017.
- [2] G. R. Wickham, "Short wave radiation from a rigid strip in a smooth contact with a semi infinite elastic solid", Q. J. Mech. Appl. Math.3, s.4, 1980.
- [3] A. Büyükaksoy, F. Birbir, "Plane wave diffraction by an impedance step", IEEE Trans. Antennas and Propagation 41 (8) (1993) 1160-1164. Erratum: Correction to Plane wave diffraction by an impedance step, IEEE Trans. Antennas and Propagation 44 (3),s. 442, 1996.
- [4] A. Büyükaksoy, F. Birbir, "Plane wave diffraction by a reactive step", Int. J. Eng. Sci. 35 (4), s. 311-319, 1997.
- [5] M. Ayub, M. Ramzan, A. B. Mann, "Magnetic line source diffraction by an impedance step", IEEE Trans. Antennas and Propagation 57 (4) (2009) 1289-1293.
- [6] S. Ahmed, "Magnetic line source diffraction by a perfect electromagnetic conductor (PEMC) step", Journal of Modern Optics 62 (3) (2015) 175-178.
- [7] A. Büyükaksoy, F. Birbir, E. Erdoğan, "Scattering characteristics of a rectangular groove in a reactive surface", IEEE Trans. Antennas and Propagation 43 (12) (1995) 1450-1458.
- [8] F. Birbir, A. Büyükaksoy, "Plane wave diffraction by double impedance steps on a perfectly conducting ground plane", Int. J. Electronics and Commun. (AEÜ) 48 (1994) 108-114.

Yatay Kıvrımlı Dipol ve Dikey Parazitik Elemanlar Kullanan Çapraz Polarizasyon Performansı Artırılmış Çift Polarize Baz İstasyonu Anteni

Orhan Murat Kadağan*, Ceyhan Türkmen, Mustafa Seçmen Yaşar Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Bornova, İzmir <u>mkadagan@gmail.com</u>, ceyhan.turkmen@yasar.edu.tr, <u>mustafa.secmen@yasar.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışma, çapraz polarizasyon ayrım (ÇPA) değerleri artırılmış bir $\pm 45^{\circ}$ çift polarize baz istasyonu anteninin tasarımı ile ilgilidir. Toprak düzlem üzerinde birbirine dik konmuş iki kompakt kıvrımlı dipolden oluşan anten tasarımına dikey parazitik elemanlar eklenmiştir. CST Microwave Studio programı ile tasarlanan anten, GSM 1800/3G/LTE bantlarını kapsayacak şekilde 1.71-2.69 GHz frekans aralığında VSWR ≤ 2 değerlerine sahiptir. Azimut düzleminde ($\phi = 0^{\circ}$) bant boyunca 120° açı hüzmesinde (+/- 60°) en az 0 dBi kazancı bulunan antenin, 1.71-2.4 GHz frekans bandında +/- 60° için parazitik elemanlar olmadan en az 2 dB olan ÇPA değerleri parazitik elemanlar ile 10 dB seviyelerine çıkarılmıştır.

Abstract: This study is related with the design of $a \pm 45^{\circ}$ dual polarized base station antenna with improved cross-polarization discrimination (XPD) values. Parasitic elements are added to antenna design formed by orthogonal two compact meandered dipole above ground plane. The antenna designed with CST Microwave Studio programme has VSWR ≤ 2 within 1.71-2.69 GHz frequency band, which covers GSM 1800/3G/LTE bands. The antenna has minimum of 0 dBi gain in the beamwidth of 120° (+/- 60°) at azimuth plane ($\phi = 0^{\circ}$) along the band, and XPD values being minimum of 2 dB at 1.71-2.4 GHz for +/- 60° without parasitic elements are improved to 10 dB with parasitic elements.

1. Giriş

Çok-yollu yayılım etkisini azaltmak ve sinyal alışındaki kaliteyi artırmak için çeşitlilik (diversity) teknikleri mobil iletişim sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu tekniklerde kullanılan yapıda, birbirine dik olacak sekilde iki anten, $\pm 45^{\circ}$ cift polarizasyon verecek sekilde verleştirilir [1]. Şehir ve kırsal alan gibi farklı alanlarda kapsama icin baz istasyonlarına en az 3 anten konulur. Bu antenlerin uygulaması ve anten sayısına bağlı olarak azimut düzlemindeki açı hüzme genişlikleri 65 ile 120 derece arası değişir ve şehir içinde genelde 65° (±32.5°), kırsal alanda daha çok 120° (±60°) açı hüzmelerine bakılır [2]. ±45° çift polarizasyonlu antenlerin kullanıldığı baz istasyonu sistemlerindeki incelenecek önemli parametrelerden biri, iki anten arasındaki capraz polarizasyon ayrım (CPA)/cross polarization discrimination (XPD) değeridir. Çoğu ülkede CPA değeri, frekans bandı boyunca azimut düzleminde optik eksende (boresight) en az 20 dB ve istenilen açı hüzme genişliğinde en az 10 dB olması istenir. Geniş açı hüzmesi sebebiyle tercih edilen standart dipol antenin $\pm 45^{\circ}$ cift polarizasyon verecek şekilde birbirine dik olan iki anten şeklinde yerleştirildiğinde, teorikte merkez frekansta azimut düzleminde ($\phi = 0^{\circ}$) ve 120° (±60°) açı hüzmesindeki ÇPA değeri minimum 9.5 dB civarlarındadır. Bu değer, pratikte daha düşük olup merkez frekansın etrafındaki dar bir frekans bandının dışına çıkıldığında hızlı bir sekilde düsmektedir. Literatürde, baz istasyonları frekanslarında calısan farklı (dipol, yama, yarık gibi) ±45° cift polarizasyon antenler bulunmakta[3-5] ve bu çalışmaların çoğunda frekans bandındaki boresight ÇPA değerleri verilmiş olup istenilen açı hüzmesine ÇPA değerlerinin iyileştirilmesine yönelik az sayıda çalışma bulunmaktadır [5]. Bu bildiride 1.71-2.69 GHz arasında çalışması için tasarlanan anten, temel olarak bir toprak düzlem üzerine yatay şekilde ve birbirine dik şekilde konmuş iki tane substrata basılmış dipol yapısındadır. Özellikle yapının küçültülmesi için kıvrımlı (meandered) şeklinde modifiye edilen bu basılı çift dipol yapısı yukarıda bahsedildiği gibi dar ve istenilen frekans bandından uzak bir frekans bandında (2.45-2.8 GHz) istenilen performansı (ÇPA değerleri gibi) vermektedir. Antenin frekans bandını istenilen alt frekanslara göre genişletmek ve alt frekanslarda azimut düzleminde ($\phi = 0^{\circ}$) ve 120° (+/- 60°) açı hüzmesini 2 dB'ya kadar düsen CPA değerlerini ivilestirmek amacıyla vatay kıyrımlı dipol yapılarının bitiminden başlayan ve dikey sekilde olan kalın parazitik elemanlar eklenmistir. Bu parazitik elemanlar ile 1.71-2.69 GHz bandında, VSWR değeri 2'nin altında, portlar arası izolasyon değeri 30 dB'den fazla ve azimut düzleminde 120° açı hüzmesinde kazanç değerleri de 0 dBi'dan fazla olan bir anten elde edilmistir. Antenin, CPA değerleri 1.71-2.4 GHz aralığında ve 120° acı hüzmesinde 10 dB'den iyi olup tüm bantta (1.71-2.69 GHz) 65° açı hüzmesinde 10 dB'nin üstündedir.

2. Tasarlanan Anten Yapısı

Bu bildiride ÇPA değerlerini düşürmek ve olabildiğince küçük boyutlarda olmasını sağlamak amacıyla tasarlanan anten, besleme kısmı, kıvrımlı dipol ve parazitik elemanlar olmak üzere başlıca üç kısımdan oluşmaktadır. Anten yapısının simülasyon ve üretilmiş hallerine ait görünümler Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. Tasarlanan antenin simülasyon (solda) ve ölçüm (sağda) görünümleri. Sol alttaki şekilde substrat şeffaf olup soluk renkler (sarı ve gri) substratın arka yüzünde ve canlı renkler (yeşil ve kırmızı) ön yüzündedir.

Sekil 1'de de gösterildiği üzere anten, 140 mm × 140 mm'lik bir toprak düzlem taban üzerine birbirine dik olarak konmuş iki RO4003C substrat (h = 0.813 mm, ε_r = 3.55, tan δ = 0.027) kısımdan oluşmaktadır. Bu substratın üzerindeki kıvrımlı dipollerin dengeli (balanced) bir şekilde beslenmesi amacıyla basılı (printed) dipol antenlerin beslenmesinde sıklıkla kullanılan hairpin (Roberts) balun besleme yapısı [2] kullanılmıştır. Son olarak özellikle frekans bandının ve CPA performansının yetersiz kalması sebebiyle yapıya monopol gibi davranan dikey parazitik elemanlar eklenmiştir. Toprak düzlem ve görüntü (image) teori düşünüldüğünde bu monopol parazitik elemanlar dikey bir dipol gibi davranacaklardır. Böylece, yapıda aynı anda hem yatay hem de dikey dipoller olacaktır. Bu durum ÇPA değerlerinin iyileşmesindeki başlıca sebeptir. Tasarımda yapının mümkün olduğu kücültülmesi amacıvla düz (standart) dipol verine 1 mm kalınlıkta kıvrımlı dipol kullanmıs, bövlece hem subtratın eni hem de toprak düzlemin boyutları kücültülüp frekans bandının artmasında önemli bir etken olarak kalın parazitik elemanlar kullanılması mümkün olmustur. Nihai değerleri Sekil 1'de verilen anten yapısının boyutları, CST Microwave Studio'da yapılan optimizasyonlar sonucu elde edilmiştir. Yapılan optimizasyon ve parametrik çalışmalarda istenilen frekans bandının başlangıcının, bant genişliğinin ve ÇPA değerlerinin parazitik elemanının boyutlarına (en, boy, toprak düzlemden yüksekliği ve kıvrımlı dipolden uzaklığı gibi) bağlı olduğu görülmüştür. Bandın göreceli olarak üst frekanslarının ve banttaki VSWR değerlerinin ayarlanması kısımlarında ise kıvrımlı dipolun ve beslemenin toprak kısmının boyutlarının etkili olduğu gözlemlenmiştir.

3. Simülasyon ve Ölçüm Sonuçları

Tasarlanan antene ait optimizasyon çalışmalarının CST Microwave Studio'da tamamlanmasının ardından nihai ölçüm ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Parazitik elemanın etkisinin görebilmesi için parazitik elemanlı ve elemansız geri yansıma ve izolasyon performanslarına ait simülasyon sonuçları Şekil 2'da (solda) verilmiştir. Sonuçlar incelendiğinde, her iki port düşünüldüğünde 2:1 VSWR bandı (Geri yansıma katsayısı < 9.54 dB) parazitik elemanlar olmadan yaklaşık 2.45-2.8 GHz gibi dar bir banttadır. Parazitik elemanlar eklendiği zaman ise GSM 1800/3G/LTE bantlarını da içerecek şekilde 1.71-2.69 GHz gibi geniş bir bantta sahiptir. Ayrıca portlar arası izolasyon incelendiğinde parazitik elemanlı yapı için yine 1.71-2.69 GHz bandında izolasyon yeterli bir biçimde 30 dB'den yüksek iken bu durum aynı frekans bandında parazitik elemansız 23 dB'den yüksek bulunmuştur. Şekil 2'deki (sağda) ölçüm sonuçlarına bakıldığı zaman 2:1 VSWR bandının 1.84-2.9 GHz gibi geniş bir bantta olduğu görülmektedir. Portlar arası izolasyon da 1.7-2.9 GHz arasında neredeyse tüm bant boyunca 20 dB'den iyi ölçülmüştür. Antenin geri yansıma kayıp ve izolasyon performanslarından sonra parazitik elemanlı ve elemansız yapıların kazanç ve ÇPA değerleri Şekil 3'de iki örnek frekans için verilen radyasyon diyagramlarından elde edilmiştir. Tablo 1'de tüm bant için verilen sonuçları ışığında, parazitik elemanlı antenin (azimut) $\phi = 0^{\circ}$ düzleminde (Şekil 1'deki xz düzlemi) frekans boyunca 3 ile 7 dBi arasında olan en yüksek kazanç değeri, 65° ya da 120° hüzme içerisinde parazitik elemansız antene göre çok daha yüksektir. Parazitik

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya



Sekil 2. Tasarlanan antenin geri yansıma katsayıları ve port izolasyonu (simülasyon (solda), ölçüm (sağda)).

elemanlı antenin diğer düzlemde ($\phi = 90^\circ$) bant boyunca en düşük 3-dB kazanç hüzmesi 78° dir. Baz istasyonu uygulamalarında bu düzlemde genellikle en fazla 7° açı hüzmesi istenmektedir [2]. Böylece bu antenin bu düzlemde dizi şeklinde kullanıldığı düşünüldüğünde, istenilen hüzmede en az 10 dBi kazanca sahip olunacaktır. Ayrıca, parazitik elemanlı yapının 1.71-2.4 GHz bandında 120° hüzme için minimum 10 dB CPA değeri vardır ve bu değerin parazitik elemansız yapıya göre daha yüksek olduğu görülmektedir. 65° açı hüzmesi düşünüldüğünde bant boyunca ÇPA performansları birbirine yakındır.



Şekil 3. Antenin port 1 için $\phi = 0^{\circ}$ düzlemindeki radyasyon diyagramları (1.8 GHz (solda), 2.4 GHz (sağda)).

1 abio 1. Antenin parazitik elemanii ve elemansiz azimut duzlemindeki ($\phi = 0^{\circ}$) işima oruntusu performanslari.										
	1.71-2.69 GHz	1.71-2.69 GHz	1.71-2.69 GHz	1.71-2.69 GHz	1.71-2.4 GHz					
	120° hüzme	65° hüzme	120° hüzme	65° hüzme	120° hüzme					
	En düşük kazanç	En düşük kazanç	En düşük ÇPA	En düşük ÇPA	En düşük ÇPA					

~ 7 dB

~ 2 dB

~ 10 dB

~ 12 dB

~ 10 dB

~ 2 dB

Parazitik Eleman	$\sim 0 dBi$	~ 0 dBi
Parazitik Elemans	ız ~ -9.5 dBi	~ -2 dBi

4. Değerlendirmeler

Bu çalışmada, GSM 1800/3G/LTE bantları için baz istasyonlarında kullanılabilecek bir \pm 45° cift polarizasyon antenin tasarımı ve sonucları gösterilmistir. Anten, kompakt bir yapıya sahip olacak sekilde toprak düzlem üzerinde birbirine dik iki adet basılı ve kıvrımlı dipollerden oluşmaktadır. Çift polarize antenlerinde önemli bir parametre olan CPA değerlerinin artırılması amacıyla yapıda monopol gibi davranan dikey parazitik elemanlar eklenmiştir. Eklenen bu parazitik elemanlar sayesinde, 1.71-2.69 GHz bandında VSWR < 2 değeri ve 65° açı hüzmesinde 10 dB ÇPA değeri bulunmuştur. 1.71-2.4 GHz bandında parazitik elemanlar olmadan 120° açı hüzmesinde 2 dB civarı olan ÇPA değerleri parazitik elemanlı 10 dB olarak elde edilmiştir.

Kaynaklar

[1]. Lempiainen J. J. A. ve Laiho-Steffens J. K., "The performance of polarization diversity schemes at a base station in small/micro cells at 1800 MHz", IEEE Trans. Vech. Tech., cilt.47 no.3, s.1087-1092, 1998.

[2]. Chen, Z.-N. ve Luk K.-M., Antennas for Base Stations in Wireless Communications. McGraw-Hill, New York, A.B.D., 2009.

[3]. Kaboli M., Abrishamian M. S., Mirtaheri S. A. ve Aboutorab S. M., "High-isolation XX-polar antenna", IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.60 no.9, s.4046-4055, Eylül 2012.

[4]. Secmen M. ve Hizal A., "An inverted L-shape fed microstrip patch antenna for mobile communication", International Symp. on Personal Indoor and Mobile Radio Comm., İstanbul, Türkiye, s. 1002-1006, Eylül 2010.

[5]. Oh T., Lim Y. G., Chae C.-B. ve Lee Y., "Dual-polarization slot antenna with high cross polarization discrimination for indoor small-cell MIMO system", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.14, s.374-377, Şubat 2015.

Metamalzeme ile 1,8 GHz ve 2,6 GHz Frekanslarında Elektromanyetik Hasatlama

Fulya Bağcı^{1*}, Emrullah Karakaya¹, A. Egemen Yılmaz², Barış Akaoğlu¹ ¹Ankara Üniversitesi Fizik Mühendisliği Bölümü Ankara fbagci@eng.ankara.edu.tr*, karakayae@ankara.edu.tr, akaoglu@eng.ankara.edu.tr

> ²Ankara Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr

Özet: Bu çalışmada sayısal yöntemlerle 1,8 GHz ve 2,6 GHz WiFi frekanslarındaki elektromanyetik sinyali sırasıyla %83 ve %54 verimlilikle hasatlayabilen bir metamalzeme tabanlı elektromanyetik hasatlayıcı tasarlanmıştır. Tasarımın birim hücresinde, arka düzlemi tamamen bakır kaplı 1,5 mm kalınlıklı teflon alttaş üzerinde indüktif-kapasitif bir rezonatör ve 45 Ω değerinde bir adet direnç kullanılmıştır. Soğurma oranı, farklı geliş açıları için hasatlama verimliliği ve rezonans frekanslarda yüzey akım yoğunluğu incelenmiştir.

Abstract: In this study, a metamaterial based electromagnetic harvester that is capable of harvesting the electromagnetic signals at 1.8 GHz and 2.6 GHz WiFi frequencies with an efficiency of 83% and 54%, respectively, is designed. In the unit cell of the design, on the copper-backed 1.5 mm-thick teflon substrate, an inductive-capacitive resonator and a 45 Ω resistor are used. Absorption ratio, harvesting efficiency for different incidence angles and surface current distribution at resonance frequencies are investigated.

1. Giriş

Gittikce artan elektromanyetik kirlilik göz önünde bulundurulduğunda enerji hasatlama son yıllarda dünya capında önemi giderek artan bir konu haline gelmiştir. Enerji hasatlama, piezoelektrik, termoelektrik, fotovoltaik, elektromanyetik gibi farklı yollardan gerçekleştirilebilmektedir [1-4]. Bu çalışma devre elemanı içeren metamalzemeler kullanılarak elektromanyetik enerji hasadı üzerine temellenmiştir. Metamalzemeler dalga boyu altı periyodikliğe sahip doğada gözlenmeyen ilginç elektromanyetik özellikler gösterebilen (negatif kırılma, tersine Doppler etkisi, vb.) kompozit malzemelerdir. Son on yıldır metamalzemelere olan ilgi rezonant yapılarının elektromanyetik soğurucu olarak kullanılabilmesine imkân vermesinden ötürü artış göstermiştir [5,6]. İlk metamalzeme soğurucu, ön yüzünde indüktif telle birleştirilmiş metalik ayrık halka rezonatörler, arka yüzünde ise metalik kesik tel bulunan, baskı devre kartı üzerine kazınmış bir metamalzeme yapısı ile oluşturulmuştur ve 11,5 GHz frekansta %96 soğurma elde edilmiştir [7]. Metamalzeme hasatlayıcılar metamalzeme soğurucular gibi havanın empedansının metamalzemenin empedansına eşleştirilmesi ile tasarlanmaktadır. Fakat elektromanyetik gücün soğrulması dielektrik alttaş yerine uygun bir şekilde verlestirilmis devre elemanı üzerinden gerceklestirilmektedir. 2012 senesinde yayımlanan bir calısmada bir ayrık halka rezonatörün uçlarına eklenen 2,7 k Ω 'luk direnç ile 5,8 GHz frekansta elektromanyetik enerjinin hasatlanabildiği ölçüm sonuçları ile ispat edilmiştir [4]. Ardından metamalzeme ile enerji hasadı alanındaki çalışmalar artarak devam etmektedir [8-11].

Bu çalışmada 1,5 mm kalınlıkta teflon alttaş ve birim hücrede bir adet direnç elemanı kullanılarak 1,8 GHz ve 2,6 GHz WiFi bantlarında sırasıyla %83 ve %54 verimlilikte hasatlama yapabilen bir metamalzeme tabanlı elektromanyetik hasatlayıcı geliştirilmiştir. Tasarım için tam-dalga bir elektromanyetik benzetim programı olan CST Microwave Studio kullanılmıştır.

2. Metamalzeme Tabanlı Hasatlayıcının Tasarımı

Önerilen metamalzeme hasatlayıcının birim hücresi geometri değerleri ile birlikte Şekil 1(a)'da gösterilmiştir. Bir kare halka rezonatörün iç ve dış yüzeylerine L şeklinde rezonatörler eklenerek indüktif-kapasitif (LC) bir rezonatör yapısı oluşturulmuştur. Teflon alttaşın arka yüzü tamamen bakır kaplı olup arka yüzdeki yüzey akımını devre elemanı üzerinde toplamak için akımının yoğunlaştığı en dıştaki rezonatörün sol alt köşesine ve en sağdaki rezonatörün orta kısmına alttaşı delen 0,5 mm çaplı bakır tel (via) ilave edilmiştir. Rezonatörleri oluşturan bakır kalınlığı 35 µm, teflon alttaş kalınlığı 1,5 mm olarak seçilmiştir. Teflonun dielektrik sabiti 2,1, kayıp tanjantı ise 0,0002'dir. Metamalzemenin birim hücre sabiti 32 mm'dir. Metamalzemeye elektromanyetik dalga dik olarak gönderilmiş olup dalganın elektrik alan vektörü direnç elemanına paralel, manyetik alan vektörü ise dik olarak seçilmiştir. Metamalzeme tabanlı elektromanyetik hasatlayıcının soğurma grafiği Şekil 1(b)'de gösterilmiştir. Metamalzeme 1,8 GHz'de %99,6, 2,6 GHz'de %56,8 oranında soğurma yapmaktadır.



Şekil 1(a) Metamalzeme tabanlı hasatlayıcının birim hücre geometrisi ve (b) soğurma grafiği.

Direnç elemanında depolanan gücün metamalzemeye gönderilen elektromanyetik dalganın gücüne oranı AC hasatlama verimliliğini vermektedir. Metamalzeme rezonatörün orta kısmındaki ayrık tele hasatlama yapması için bir direnç yerleştirilerek değeri 1,8 GHz ve 2,6 GHz frekanslarda en verimli biçimde hasatlama yapacak şekilde optimize edilmiştir. Her iki banttaki verimliliğin toplamını en yüksek yapan direnç değeri 45 Ω olarak belirlenmiştir. Bu değerden daha düşük direnç değerlerinde ikinci bandın hasatlama verimliliği artış gösterse de birinci bandın hasatlama verimliliği hızlı bir düşüş göstermektedir. 45 Ω 'dan daha yüksek direnç değerlerinde ise birinci bandın hasatlama verimliliği yavaş biçimde artış göstermekte; fakat ikinci bandın hasatlama verimliliği azalmaktadır. Metamalzeme birim hücresi periyodik olarak kendisini tekrar ettiğinden birim hücrede bir adet direnç kullanmak tercih edilmiştir. Metamalzeme tabanlı hasatlayıcıdaki direnç üzerinde, teflon alttaş içerisinde ve bakır metal plakada depo edilen AC gücün metamalzemeye gönderilen güce oranları Şekil 2(a)'da gösterilmiştir. Bakır kısımlarda bu oran 1,8 GHz için %15,4 ve 2,6 GHz için ise %2,6'dır. Teflon alttaşta ise 1,8 GHz ve 2,6 GHz frekanslarda yalnızca sırasıyla %1,2 ve %0,2 oranlarında güç birikimi gerçekleşmiştir. Bu durum gönderilen elektromanyetik dalganın çoğunluğunun direnç elemanı üzerinde depo edildiğini göstermektedir. 1,8 GHz ve 2,6 GHz için harcanan güçlerin toplamı soğurma oranları ile aynıdır.

Pratik uygulamalarda metamalzemeye elektromanyetik dalga herhangi bir açıda gelebileceğinden hasatlama verimliliğinin gönderilen elektromanyetik dalganın geliş açısına bağlılığı Şekil 2(b)'de incelenmiştir. 1,8 GHz'de, geliş açısı, θ =30° iken hasatlama verimliliği %71,7'ye, θ =60° iken ise %33,4'e azalmıştır. 2,6 GHz'de ise θ =30° iken hasatlama verimliliği %47,2, θ =60° iken ise %28,3 olarak hesaplanmıştır. Geliş açısı 30°'den büyük olduğunda metamalzeme tabanlı hasatlayıcının performansının oldukça azaldığı görülmektedir.



Şekil 2(a) Metamalzemeye dik gönderilen elektromanyetik dalgalar için direnç, alttaş ve metalik kısımlarda harcanan AC güç oranları ve (b) farklı geliş açıları için direnç üzerinden hasatlama verimliliği.

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

Metamalzeme tabanlı hasatlayıcıda hasatlamanın nasıl gerçekleştiğini fiziksel olarak açıklayabilmek için 1,8 GHz ve 2,6 GHz rezonans frekanslarda ön yüzdeki yüzey akım dağılımı sırasıyla Şekil 3(a) ve (b)'de incelenmiştir. 1,8 GHz frekansta via'nın olduğu sol alt kısımda ve sağ üst kısımda yüzey akımı yoğunlaşmaktadır. Bu akım yan kısımlardaki iki bakır tel rezonatörün ara bölgesinden geçerek direnç üzerinde toplanmaktadır. 2,6 GHz frekansta ise via'lardan toplanan yüzey akımlarında azalma görülmektedir. Yüzey akımları etkin biçimde direnç üzerine gönderilemediğinden direnç üzerinden depolanan güç %54'lerde kalmıştır.



Şekil 3(a) 1,8 GHz ve (b) 2,6 GHz frekanslardaki yüzey akım yoğunluğu.

3. Sonuç

Teflon alttaş üzerinde *ELC* rezonatör yapısında bir metamalzeme tasarlanmıştır. Bu metamalzeme yapısı ile 1,8 GHz ve 2,6 GHz WiFi frekanslarında sırasıyla %83 ve %54 oranında hasatlama olduğu sayısal yöntemlerle gösterilmiştir. Metamalzemenin hasatlama verimliliğinin geliş açısı ile değişimi incelenmiştir. Hasatlamanın fiziksel altyapısı rezonans frekanslarda yüzey akım yoğunluğu incelenerek açığa çıkarılmıştır. Gelecek çalışmalarda bu metamalzeme yapısına 2,6 GHz WiFi bandının verimliliğini daha fazla artıracak biçimde ilave rezonatör yapısı eklenip yapı tekrar optimize edilecektir. Çift tarafı bakır kaplı teflon alttaşın alımı gerçekleştirilip benzetim sonuçlarının tutarlılığı mikrodalga laboratuvarımızda bulunan verici horn anten ve ağ analizörü aracılığı ile sınanacaktır. Tasarlanan metamalzeme ile 1,8 GHz ve 2,6 GHz frekanslarda deneysel olarak hasatlamanın gerçekleştirilmesi hedeflenmektedir.

Teşekkür: Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 116E188 no'lu proje ile ve Ankara Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Birimi (BAP) tarafından 16B0443005 ve 17B0443006 no'lu projeler ile desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1] Al-Ashtari W., Hunstig M., Hemsel T. ve Sextro W., Sensor. Actuat A-Phys., cilt. 200, s.138-146, 2013.

[2] Hochbaum I., Chen R., Delgado R. D., Liang W., Garnett E. C., Najarian M., Majumdar A., ve Yang P., Nature, cilt. 451, s.163–167, 2008.

[3] Cui L., Huang M.-Y., You Y.-M., Zhang Y.-J., Li G.-M., Liu S.-L. ve Liu C.-K., Opt. Mater. Express, cilt. 6, no. 5, s. 1480–1487, 2016.

[4] Ramahi O. M., Almoneef T. S., AlShareef M. ve Boybay M. S., Appl. Phys. Lett., cilt. 101, s. 173903, 2012.

[5] Wang B.-Y., Liu S.-B., Bian B.-R., Mao Z.-W., Liu X.-C., Ma B., ve Chen L., J. Appl. Phys., cilt. 116, s. 094504, 2014.

[6] Bagci F. ve Akaoglu B., Acta Phys. Pol. A, cilt. 129, no. 4, s. 792–796, 2016.

[7] Landy, N. I., Sajuyigbe, S., Mock, J. J., Smith, D.R., Padilla, W.J., Phys. Rev. Lett., cilt. 100, s. 207402, 2008.

[8] Hawkes A. M., Katko A. R., ve Cummer S. A., Appl. Phys. Lett., cilt. 103, s. 163901, 2013.

[9] Zhong H.-T., Yang X.-X., Song X.-T., Guo Z.-Y. ve Yu F., Appl. Phys. Lett., cilt. 111, s. 213902, 2017.

[10] Shang S., Yang S., Shan M., Liu J. ve Cao H., AIP Adv., cilt. 7, s. 105204, 2017.

[11] Erkmen, F., Almoneef T. S. ve Ramahi O.M., IEEE Transac. Microw. Theo. Techn., cilt. 66, no. 5, s. 2433 – 2441, 2018.

Radyo Frekanslarında Tanımlama Uygulamaları İçin Yüksek Okunabilirlikli Mikroçipsiz Etiket Tasarımları

Elif Çetin, M. Barış Şahin ve Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara <u>elif.cetin@metu.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada, radyo frekanslarında tanımlama (RFID) uygulamaları için mikroçipsiz etiket tasarımları incelenmiştir. Bu doğrultuda, farklı sayılarda bitlerden oluşan kimlik bilgileri, U şeklindeki rezonatörlerin kullanılmasıyla elde edilmiştir. Bu tür bir uygulamada, her kimlik bilgisi için farklı bir etiket kullanılmaktadır. Tasarlanan etiketler 3-4.5 GHz frekans aralığında çalışmakta olup, 10 bitlik yapılar sadece 39 mm x 22.5 mm alan kaplamaktadır. Benzetimler ile, ilgili frekans bölgesinde farklı etiketlerden geri yansıyan radar kesit alanı değerleri hesaplanmıştır. Benzetim sonuçları, her bir etiketin kendine özgü elektromanyetik tepkiler verdiğini göstermektedir.

Abstract: In this work, chipless tag designs for radio-frequency-identification (RFID) applications are investigated. Identification information involving different numbers of bits is obtained by using U-shaped resonators. Designed tags operate at 3-4.5 GHz frequency band, and 10 bit tag structures occupy only 39 mm x 22.5 mm area. Backscattered radar-cross-section values for different tags are calculated in the associated frequency range via simulations. Simulation results demonstrate that each tag has a distinctive electromagnetic response.

1.Giriş

Radyo frekanslarında tanımlama (RFID) uygulamaları son zamanlarda literatürde artarak popüler hale gelmiştir. Bu uygulamalardaki geleneksel sistemlerde mikroçipli RFID etiketleri çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat mikroçip içeren etiketlerin maliyet ve dayanıklılık açısından kısıtlanmış kullanımları, bu uygulamalara alternatif çözümler bulunmasını mecbur kılmıştır. Klasik barkod sistemleri ucuz olsa da, barkodun okuyucunun görüş açısında olma zorunluluğu önemli bir dezavantajdır. Dolayısıyla barkod sistemleri RFID sistemlerinin yerini tutmamaktadır. Bu bakımdan, barkod sistemlerine benzeyen ancak halen RFID kapsamında olan mikroçipsiz RFID teknolojisi, hem düşük maliyeti hem de kullanım esnekliğinden dolayı gelecek vaat etmektedir [1],[2]. Bu sistemlerde açık görüş hattına ihtiyaç duyulmaması dışında, menzil mesafesinin barkoddan daha uzun olması büyük bir avantajdır. Bu teknolojide kullanılan kimlik etiketlerinin maliyeti, etiketlerin doğrudan ürünlerin veya paketlerin üzerine basılabilmesinden dolayı oldukça düşüktür. Bu doğrultuda, inkjet basım teknikleri ile gümüş mürekkep kullanıldığında, maliyet daha da düşmekte ve üretim işlemi basitleşmektedir [3]-[5].

Frekans uzayında algılamaya dayalı etiketler, çipsiz RFID teknolojisinin önemli örneklerindendir. Bu etiketler yüzeysel rezonatörler içerir ve kimlik bilgisi rezonatörlerin var veya yok olması durumuna göre oluşturulur [6], [7]. Her bir rezonatör kendine özgü bir frekansta rezonansa girer ve rezonatörün etiket üzerinde var olması, ilgili frekansta rezonans üretir (ikili sistemde 1 sinyalini oluşturur). Yine aynı şekilde, bir rezonatörün yok olması, ilgili frekansta rezonansın meydana gelmemesine neden olur ki bu ikili sistemde 0 bitine karşılık gelir. Oluşturulan 0 ve 1'ler sayesinde etikete özgü kimlik kelimeleri oluşturulur.

Bu çalışmada, yukarıda bahsedilen tipte mikroçipsiz RFID etiketlerinin çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (MLFMA) ile hassas ve hızlı benzetimleri gerçekleştirilmiştir [8]. Farklı tasarımlar arasındaki performans karşılaştırmaları ise geri yansıyan RCS genlikleri göz önüne alınarak yapılmıştır. Gönderilen ve alınan dalga olarak

Bu çalışma, TÜBİTAK (116E871) ve Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA-GEBIP-2015) tarafından desteklenmektedir.

dairesel polarizasyon ele alınmış ve etiket performansının iyileştirilmesi bu konfigürasyon için amaçlanmıştır. Mikroçipsiz RFID uygulamalarında en önemli zorluk, geri yansıyan RCS genliğinin yeterince uzak mesafeden tanımlama için mümkün olduğunca yüksek seviyede tutulmasıdır. Ayrıca, RCS eğrisinde gözlemlenen rezonans tepelerinin seviyelerinin yeterli düzeyde olması hatalı okumaların önlenmesi için gereklidir. Bu doğrultuda tasarımlarda, küçük etiket boyutu ile yüksek bit kapasitesi arasında bir denge sağlanmalıdır.

2.Mikroçipsiz Etiket Tasarımları

Mikroçipsiz RFID uygulamalarında kimlik kelimesini etiket üzerine işlemek için, genellikle geri yansıyan sinyalde belirli frekanslarda tepe ve dipler oluşturan yapılar kullanılmaktadır. Bu çalışmada, U şeklinde iletken rezonatörlerlerden oluşan yansıtıcılar tasarlanmıştır [7],[9]. Kullanılan rezonatörlerin her biri, frekansa bağlı çıkarılan RCS eğrisinde keskin tepelere neden olmaktadır. Rezonans frekansları ise rezonatörlerin fiziksel boyutlarına bağlı olarak kontrol edilmektedir. Tasarımlara örnek olarak, Şekil 1'de 10 bit içeren etiket tasarımları gösterilmiştir. Etiketin kapladığı alan 39 mm x 22.5 mm'dir. Bu boyutlar için çalışma frekansı 3-4.5 GHz bandındadır. Etikette farklı uzunluklara sahip 10 adet rezonatör kullanıldığında, RCS eğrisinde 10 farklı tepe noktası gözlemlenmektedir ve bu tepe noktaları rezonansları ifade etmektedir. Şekil 1'deki etiket tasarımları için, tüm rezonatörlerin var olması durumunda, kimlik kelimesi '1111111111' dir. Farklı kimlik kelimeleri oluşturmak için etiket üzerinde istenilen rezonatörlerin silinmesi gerekmektedir. Böylece, ilgili rezonatörlere ait rezonanslar oluşmamakta ve RCS eğrisinde o frekanslardaki tepeler gözlemlenmemektedir. Bir başka deyişle, ilgili rezonatöre ait bitin değeri 0 olmaktadır. Toplam 10 bit kapasiteye sahip RFID etiket sisteminde 1023 tane farklı kimlik kelimesi oluşturulabilmektedir. Bu sistem basit bir mantığa dayalı olduğu için rezonatör sayısını artırarak istenilen kapasiteye ulaşmak mümkündür.



Şekil 1. Etiket Modelleri: (a) 111111111; (b) 111110111; (c) 1111101101; (d) 0101010101.

3.Benzetim Sonuçları

Örnek benzetim sonuçlarında ele alınan etiket modelleri Şekil 1'de gösterilmiştir. Benzetimlerde, etiketler x-y düzlemine yerleştirilmiştir. Yüzey normalinde, dairesel polarizasyona sahip düzlem dalga gönderilmiş ve frekans bandı taranmıştır. Etiketten geri yansıyan dalganın x ve y bileşenleri kullanılarak, dairesel olarak geri yansıyan RCS değerleri hesaplanmıştır. RCS değerlerinin hesaplanacağı frekans bandı ise çalışma aralığını (3-4.5 GHz) kapsayacak biçimde 2-5 GHz olarak alınmıştır. Öncelikle Şekil 1(a)'da gösterilen tüm rezonatörleri içeren etiketin elektromanyetik çözümü gerçekleştirilmiş ve yüzeyler üzerinde indüklenen elektrik akımı hesaplanmıştır. Etiketten uzaktaki gözlem noktalarında RCS değerleri hesaplanmıştır. Şekil 2(a)'da gösterilen frekansa bağlı RCS eğrisi incelendiğinde, 10 rezonans tepesi gözlemlenmektedir. Benzetimler diğer etiketler için de tekrarlanmış ve her etikete özgü RCS eğrisi çıkarılmıştır. Örneğin, Şekil 1(b)'de gösterilen ve 7. rezonatörün silindiği etiketin RCS tepkisi Şekil 2(b)'de sunulmuştur. Bu eğride, ilgili (7.) rezonansın kaybolduğu gözlemlenmektedir. Benzer biçimde Şekil 1(c) ve 1(d)'de gösterilen etiketlerin RCS tepkileri sırasıyla Şekil 2(c) ve 2(d)'de verilmiştir. Bu RCS grafiklerinde de, ilgili rezonansların kaybolduğu ve frekansa bağlı elektromanyetik tepkilerin ilgili etiketleri birebir tarif ettiği gözlemlenmektedir.



Şekil 2. RCS sonuçları: (a) 1111111111; (b)1111110111; (c) 1111101101; (d) 0101010101.

4.Sonuç

Bu çalışmada, RFID uygulamaları için ucuz maliyetli, mikroçip içermeyen etiket tasarımları ele alınmıştır. Tasarımlar, her biri bir bite karşılık gelen U şeklindeki iletken rezonatör yapıları içermektedir. Yapılan sayısal benzetimler sonucunda, her bir kimlik kelimesi için tasarlanan etiketin RCS tepkisinin kendisine özgü olduğu gözlemlenmiştir. Bu makalede gösterilen örnek sonuçlarda, sadece 39 mm x 22.5 mm alan kaplayan 10 bitlik yapılar ele alınmıştır. Bu etiketler için ortalama RCS değerleri -30 dBsm civarındayken, rezonans genlikleri (dip-tepe farkı) 7 dBsm'ye kadar çıkmaktadır. Görece yüksek bu değerlere rağmen, kullanılan etiketlerin oldukça küçük bir alan kaplaması ise üretim aşamasında maliyeti düşürmeye olanak sağlamaktadır. Kullanılan strateji basit olduğu için, bu tür yapılar yüksek kapasiteye sahip etiket tasarımları için oldukça elverişlidir.

5.Kaynaklar

[1]. Preradovic S. ve Karmakar N., "Chipless RFID: Bar code of the future," IEEE Microwave, cilt.11, no.7, s.87–97, Ara. 2010.

[2]. Preradovic S., Balbin I., Karmakar N. ve Swiegers G., "Multiresonator-based chipless RFID system for low-cost item tracking," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., cilt.57, no.5, s.1411–1419, May. 2009.

[3]. Çiftçi T., Karaosmanoğlu B. ve Ergül Ö., "Low-cost inkjet antennas for RFID applications [extended]," IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng., cilt.120, no.1, Nis. 2016.

[4]. Anam H., Habib A., Jafri S., Amin Y. ve Tenhunen H., "Directly printable frequency signatured chipless RFID tag for IoT applications," Radioengineering, cilt.26, no.1, s.139–146, Nis. 2017.

[5]. Mutlu F., Önol C., Karaosmanoğlu B. ve Ergül Ö., "Inkjet-printed cage-dipole antennas for radio-frequency applications," IET Microwaves, Antennas & Propagation, cilt.11, no.14, s.2016–2020, Kas. 2017.

[6]. McVay J., Hoorfar A. ve Engheta N., "Space-filling curve RFID tags," in Proc. IEEE Radio and Wireless Symp., San Diego, USA, s.199–202, Oca. 2006.

[7]. Vena A., Perret E. ve Tedjini S., "A fully printable chipless RFID tag with detuning correction technique," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., cilt.22, no.4, s.209–211, Nis. 2012.

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

[9]. Vena A., Perret E. ve Tedjini S., "Chipless RFID tag using hybrid coding technique," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., cilt.59, no.12, s.3356–3364, Ara. 2011.

Termogramların Değerlendirilmesinde Doğru Yaklaşımların Belirlenmesi

Ahmet Haydar Örnek, Duygu Savaşçı, Murat Ceylan Selçuk Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Konya ahmethaydarornek@gmail.com, duyguzn8559@gmail.com, mceylan@selcuk.edu.tr

> Saim Ervural KTO Karatay Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Konya saim.ervural@karatay.edu.tr

Hanifi Soylu Selçuk Üniversitesi Tıp Fakültesi Çocuk Sağlığı ve Hastalıkları Bölümü Konya hasoylu@hotmail.com

Özet: Medikal uygulamalarda etkinliği oldukça artan termal görüntüleme yöntemi ile vücuttan yayılan kızılötesi dalgalar sıcaklık haritalarına ve RGB görüntülere dönüştürülmektedir. Çoklu çözünürlük analizi yöntemlerinden biri olan dalgacık dönüşümü görüntülerin alt frekans bantlarında analiz yapabilmeyi sağlar. Bu çalışmada Selçuk Üniversitesi Tıp Fakültesi Yenidoğan bölümünde tedavi gören on farklı bebeğe ait termal görüntü, sıcaklık haritalarına ve RGB görüntülere çevrilerek dalgacık dönüşümü uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre Tepe Sinyal Gürültü Oranı(TSGO) sıcaklık haritalarında 35.625, RGB'de 27.695; Yapısal Benzerlik İndeksi(YBİ) sıcaklık haritalarında 0.954, RGB'de 0.887; Ortalama Karesel Hata(OKH) sıcaklık haritalarında 0.273x10^-3, RGB'de 1.669x10^-3 bulunmuştur. Buna göre termogramlar değerlendirilirken sıcaklık haritalarının kullanılması daha uygun olacaktır.

Abstract: Thermal imaging method which is increasly used in medical applications, is converted infrared waves from the body into temperature maps and RGB images. One of the methods of multiple resolution analysis, wavelet transform, allows to analyze in sub-frequency bands of images. In this study, wavelet transform was applied temperature maps and RGB images of ten different babies treated in Selçuk University Faculty of Medicine Neonatology department. According to the obtained results, the Peak Signal Noise Ratio (PSNR) 33.625 in temperature maps, 27.695 in RGB images, Structural Similarity Index (SSIM) 0.954 in temperature maps, 0.887 in RGB images, Mean Squared Error (MSE) was 0.273x10^-3 in temperature maps, 1.669x10^-3 in RGB images. For this reason, the use of temperature maps will be more appropriate when thermograms are evaluated.

1.Giriş

İnfrared(kızılötesi) kamera, kızılötesi enerjiyi algılayan ve bu enerjiyi elektronik sinyale dönüştüren temassız bir cihazdır [1]. Mutlak sıfır noktası (0 Kelvin, -273.15 Santigrat) üzerindeki bütün cisimler bulundukları ortama ısı şiddetlerine bağlı olarak kızılötesi dalgalar yayarlar. Kızılötesi kameralar yayılan dalgaları 160 x 120, 320 x 240, 640 x 480 boyutlarında piksele ayırırlar [2]. Her piksel, görüntülenen bölgenin sıcaklık değerlerini temsil eder. Termografi(termal görüntüleme), organlardan ve dokulardan yayılan sıcaklığı ölçmek için kullanılan görüntüleme tekniğidir. Bu görüntüleme tekniğinde sıcaklık dağılımının gösterimi termogram olarak adlandırılır. Son yıllarda gerek askeri gerek medikal uygulamalarda etkinliği oldukça artan termal görüntüleme yöntemi ile vücuttan yayılan kızılötesi dalgalar sıcaklık haritaları ve renkli (RGB) görüntüler gibi farklı termogramlara dönüştürülmektedirler. Termogramların yorumlanması, birçok hareketin, tedavinin tanısında yardımcı olur. Termal görüntüleme, bir tedavi aracı olarak kullanıldığında; tedaviyi planlamak, tedaviyi uygulayan personele yol göstermek ve tedavinin etkilerini değerlendirmek için çeşitli koşullarda kullanılabilmektedir. Diğer görüntüleme yöntemleri ve yapay zeka ile birlikte kullanıldığında ise birçok hastalığın teşhis ve tedavisinde önemli bir rol oynar [2].

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

Dönüşüm; bir verinin içerdiği bilgilerin korunarak formunun değiştirilmesi işlemidir[3]. Ayrık dalgacık dönüşümü(ADD) ile frekansı zaman içerisinde değişen düzensiz sinyallerin analizi yapılmaktadır[4]. ADD, kaydırma ve ağırlıklandırma işlemleri ile görüntünün özelliklerini çıkarmaktadır. Görüntü sıkıştırma, gürültü giderme, finansal analiz, kanal kodlama, kısmi diferansiyel denklemlerin nümerik çözümleri gibi uygulama alanları da vardır. Görüntüler iki boyuta sahip sayısal sinyallerdir. ADD'nin iki boyutlu versiyonunun geliştirilmesiyle beraber ADD görüntü analizinde de kullanılmaya başlanmıştır[5]. Görüntü içerisindeki farklı alt bileşenleri ortaya çıkaran ADD[6], elde edilen bileşenler üzerinde görüntü düzeltme işlemleri yapıldıktan sonra görüntüyü tekrar elde etmeyi sağlar.

Bu çalışmada termal görüntüleme ile elde edilen termogramların değerlendirilmesindeki yaklaşımlar ele alınmıştır. Tedavi gören on adet bebeğe ait termal görüntü farklı termogramlara çevrilerek dalgacık dönüşümü uygulanmıştır.

2.Metot

Bu bölümde, rgb görüntü, sıcaklık haritası, ayrık dalgacık dönüşümü ve değerlendirme kriterleri bu çalışmadaki görevleri esas alınarak detaylandırılmıştır.

A) RGB Görüntü

Kırmızı, yeşil ve mavi renkler bir küp olarak tanımlanarak görüntü içerisindeki her bir piksel bu üç rengin karışımı olarak ifade edilir. Termal görüntü elde etme programında kullanıcının belirleyeceği bir alt eşik ve üst eşik sıcaklık değerleri arasında termogram renklendirilerek RGB formatında kaydedilir. Şekil 1a'da 30 - 40 derece arasında renklendirilerek gri seviyeli hale çevrilen görüntü gösterilmiştir.

B) Sıcaklık Haritaları

Sıcaklık haritaları direkt olarak termal kameranın aldığı sıcaklık değerlerini gösteren matrisi ifade eder. Elde edilen termogram herhangi bir eşiklemeye tutulmadan ASCII formatında kaydedilir. Şekil 1b'de sıcaklık değerlerinin görselleştirilmesi ile oluşturulmuş görüntü gösterilmiştir.



Şekil 1. Termogramlardan elde edilen görüntüler: a 30 – 40 derece aralığında renklendirilerek kaydedilmiş görüntünün gri seviyeli hali; b sıcaklık haritalarının görselleştirilmesi ile oluşan görüntü.

C) Ayrık Dalgacık Dönüşümü

Klasik analiz yöntemlerinde genellikle görüntüdeki frekans bileşenleri, görüntünün tümünde bulunduğu varsayılarak belirlenmektedir. Bu nedenle frekans bileşenlerinin görüntünün hangi bölümünde bulunduğu tespit edilememektedir. Ayrık dalgacık dönüşümü hem uzun zaman aralığında alçak frekans bilgisini hem de kısa zaman aralığında yüksek frekans bilgilerini belirlememize yardımcı olur. ADD, sinyalleri iki ana bileşene ayrılır. Bu işlem filtreler yardımıyla yapılır. AGF çıkışında yaklaşım katsayıları, YGF çıkışında ise detay katsayıları elde edilir. Ters ADD ile elde edilen katsayılar kullanılarak görüntü yeniden elde edilir. Şekil 2'de ADD ve Ters ADD gösterilmiştir.



Sekil 2. ADD ve Ters ADD Yapısı

D) Değerlendirme Kriterleri

Ters ADD uygulanarak elde edilen görüntüler ile ADD uygulanmamış haldeki görüntülerin değerlendirilmesi iki görüntüye ait kontrast, parlaklık ve yapısal şartları değerlerini karşılaştıran Yapısal Benzerlik İndeksi(YBİ) ile Tepe Sinyal Gürültü Oranı (TSGO) kullanılarak yapılmıştır. Değerlendirme kriterlerinin formülleri verilen Şekil 3'te TSGO'nun maksimum değeri 255 alınmıştır. Yüksek YBİ ve TSGO değerleri karşılaştırılan görüntüler arasındaki bozulmanın az olduğunu gösterir.

MSE	$\frac{1}{MN} \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} (Y_{i,j} - S_{i,j})^2$
TSGO	$10 \ log_{10} \frac{I_{max}^2}{MSE}$
YBİ	$\frac{(2\mu\mu_{w}+C_{1})(2\sigma(I,I_{w})+C_{2})}{(\mu^{2}+\mu_{w}^{2}+C_{1})(\sigma(I)^{2}+\sigma(I_{w})^{2}+C_{2})}$

Şekil 3. Değerlendirme Kriterleri Formülleri

3.Sonuçlar

Şekil 4a'da gösterilen Tepe Sinyal Gürültü Oranı(TSGO) sıcaklık haritalarında 35.625, RGB'de 27.695; Şekil 4b'de gösterilen Yapısal Benzerlik İndeksi(YBİ) sıcaklık haritalarında 0.954, RGB'de 0.887 olarak elde edilmiştir.



Şekil 4. Elde edilen sonuçlar: a TSGO değerleri; b YBİ değerleri

Buna göre termogramlar değerlendirilirken sıcaklık haritalarının kullanılması daha uygun olacaktır. Özellikle medikal alanda termal görüntüler analiz edilirken direkt sıcaklık değerleri üzerinden çalışılması herhangi bir kısıtlama olmadan işlem yapabilmeyi sağlayacaktır. Bundan sonraki çalışımalarda hasta olup olmama durumu, hastalığın tanısı, hastalığın şiddeti, termal simetri, termal asimetri gibi konular ele alınırken daha yüksek bir doğrulukla sınıflandırmalar yapılabilecektir.

TEŞEKKÜR

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK, Proje No: 215E019) tarafından desteklenmiştir.

KAYNAKLAR

[1] J. Govindarajan "A Case for Joint Development of IR Cameras in India" Journal on Intelligent Electronic Systems, cilt 1, no. 1, 2007

[2] S. Sruthi, M. Sasikala "A low cost thermal imaging system for medical diagnostic applications" International Conference on Smart Technologies and Management for Computing, Communication, Controls, Energy and Materials (ICSTM), s. 621–623, 2015

[3] Saim Ervural, Murat Ceylan "Determination of Benign and Malign Lesions by Fusion of The Different Phases of Liver MR" 25th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU) s. 1 – 4, 2015
[4] Mitchell D. Swanson, Ahmed H. Tewfik, "A Binary Wavelet Decomposition of Binay Images", IEEE Transactions on Image Processing, cilt 5, no. 12, s. 1637-1650, 1996.

[5] Hüseyin Yaşar, Murat Ceylan "A New Method For Extraction of Image's Features: Complex Discrete Ripplet-II Transform" 24th Signal Processing and Communication Application Conference s. 1673 – 1676, 2016 [6]Mallat, S. G., "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation", IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, cilt. 11, s. 674-693, 1989.

5G Haberleşme Ağlarında Kare Mikroşerit Yama Anten İçin 39 GHz'de Yarık Kenarı Boyutlarının Çalışma Frekansına Etkisi

Barış Gürcan Hakanoğlu^{1,2}, Mustafa Türkmen² ¹Ahi Evran Üniversitesi Kaman MYO Elektronik ve Otomasyon Bölümü Kırşehir ²Erciyes Üniversitesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü Kayseri bghakanoglu@ahievran.edu.tr, turkmen@erciyes.edu.tr,

Özet: Bu çalışmada 5G frekanslarından biri olan 39 GHz için bir kare mikroşerit yama antenin, merkezinde ve alt kenarı üzerinde açılan elmas şekilli yarıkların kenarlarının boyutları, çalışma dalga boyunun (λ) λ /100, λ /100 ve λ /1000 katları olması durumundaki ışıma karakteristikleri incelenmiştir. Koordinatların etkisini araştırmak için ortadaki yarığın merkeze olan uzaklığı ±y yönlerinde değiştirilerek sonuçlar değerlendirilmiştir. Alt kenar üzerindeki yarıklar da kenarın λ /10, λ /100 ve λ /1000 değerleri için yamanın üst kenarına kadar +y yönünde kaydırılarak parametrik analizler yapılmıştır. En iyi sonuçlara sahip anten 5G haberleşmesi için önerilmiştir.

Abstract: In this study a square microstrip patch antenna is analyzed and designed at 39 GHz. The patch antenna is fed by a microstrip line and diamond shaped slots are etched on the centre and bottom parts of the antenna. A parametric analysis about the edge dimension of the slots and their positions is performed to achieve better radiation characteristics. For this analysis, certain values are taken for the edges of the slots such as 1/10, 1/100 and 1/1000 of the wavelength. To investigate the effects of the position the slots are moved in $\pm y$ directions. The antenna with the best results is proposed for 5G communication.

1. Giriş

Kablosuz haberleşme her geçen gün çok hızlı bir şekilde ilerliyor. Her gün mobil telefonların daha çok veri kullanmasına yol açacak yeni uygulamalar üretiliyor. Yakın zamana kadar sadece konuşup kısa mesaj göndermek için kullanılan cep telefonları bugün küçük birer bilgisayar haline geldi. Cisco Görsel Şebeke Indeksine göre 2020 yılında internete bağlı cihazların 3/5'i akıllı cihaz olacak ve şebekeye bağlı cihaz sayısı toplam11.6 milyarı bulacak [1]. Bu son gelişmeler daha büyük bant genişliği ve daha hızlı veri iletim ihtiyaçlarını da bereberinde getirmektedir. Yakın bir gelecekte bugün kullanılan 4.5G teknolojisinin yetersiz kalacağı çok açıktır. Bu sebeple kablosuz haberleşme şimdiye kadar kullanılmamış olan bantları kullanmak zorunda kalacak ve yeni bir isme sahip olacaktır ki bu beşinci nesil haberleşme sistemleridir (5G) [2].

Kullanılacak frekanslar henüz tam olarak net değildir fakat 6 GHz, 10 GHz, 15 GHz, 28 GHz ve 38 GHz bandları muhtemel kullanılacaklar arasındadır [3]. Ek olarak Federal Haberleşme Komisyonu (Federal Communication Commission - FCC) 28 GHz, 37 GHz ve 39 GHz frekanslarını 5G frekansları olarak Temmuz 2016'da kabul etmiştir. 5G haberleşmesi yeni ve daha verimli anten tasarımlarına ihtiyaç duyacaktır. Düşük maliyet, kolay üretim ve farklı yüzeylere kolay uyumları sayesinde mikroşerit yama antenler 5G için uygun seçim olacaktır. Bu antenlerin en büyük olumsuz yanı sınırlı bant genişliğine sahip olmalarıdır. Bu durum ışıyan yama üzerine yarıklar açmak suretiyle giderilebilir. Örneğin T ve U şekilli yarıkların S- bandı için daha iyi geri dönüş kaybı seviyeleri verdiği bulunmuştur [4]. Yakın zamanlı çalışmalarda dairesel bir yama üzerine dairesel bir yarık açılmış ve 5.8 GHz için geniş band uygulamalarında düşük geri dönüş kayıplarına ulaşılmıştır [5].

Geniş band frekanslarında band genişliği ve geri dönüş kaybı iyileştirmeleri için çok fazla sayıda çalışma ve uygulama vardır. Fakat milimetre dalga (mm- dalga) için çok az sayıda öneri vardır. Yakın zamanlı çalışmalardan biri 10.15 GHz'de çalışan dikdörtgen bir mikroşerit yama anten üzerinde dikdörtgen bir yarık önermiştir [6]. Bozulmuş tabana sahip T- şekilli bir yama anten ise 25.1 GHz ve 37.5 GHz frekansları arasında 5G bandları için çalışılmıştır [7]. Ayrıca 5G bandları için tasarım detayları 28 GHz ve 60 GHz bandları için dikdörtgen yama

antenler üzerinde incelenmiştir [8]. Daha gelişmiş tasarımların mm- dalga frekanslarında yüksek band genişliği ve verimli iletim için geliştirilmesi gerektiği açıktır.

Bu çalışmada yeni bir kare mikroşerit yama anten yapısı 39 GHz için önerilmektedir. Işıma karakteristiklerinin geliştirilmesi için elmas şekilli yarıklar antenin merkezinde ve alt kenarlarında tasarlanmıştır. Bu yarıkların kenar büyüklükleri çalışma dalga boyunun 1/10, 1/100 ve 1/1000 katlarında seçilmiş, ayrıca anten üzerindeki koordinatların da karakteristiklere etkisi araştırılmıştır.

2. Anten Tasarımı

(1) denklemine [9] göre kare mikroşerit yama anten 39 GHz'de çalışması için tasarlanmıştır. Tasarım aşamaları dikdörtgen yama antenin tasarım aşamaları ile aynıdır sadece denklemde en ve boy birbirine eşit alınmıştır [10].

$$W = L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \tag{1}$$

Burada W yamanın genişliğini, L yamanın uzunluğunu, c boşluktaki ışık hızını, f_r antenin rezonans frekansını ve ε_r ise tabanın elektriksel geçirgenliğini göstermektedir. Şekil 1a'da tasarım parametreleri görülmektedir.

Yama anten bir Rogers RT 5880 tabanı üzerine tasarlanmış olup bu tabanın elektriksel geçirgenliği ε_r =2.2, iletkenliği δ =0.0009 ve en ve boy ölçüleri ise W_{taban} x L_{taban} = 10 mm x 6 mm'dir. Işıyan bölüm içeriden besleme hattı ile beslenmekte ve boyutları F_i x g = 0.4 mm x 0.0577 mm'dir. Bu hat 50 ohm'luk besleme hattına W_b x L_b = 0.19 mm x 1.3 mm olan bir çeyrek dalga empedans uygunlaştırıcı ile bağlanmıştır. Ek olarak mikroşerit besleme hattının genişliği W_{besleme} = 1 mm ve uzunluğu L_{besleme} = 1.35 mm olarak optimize edilmiştir. Anten, Computer Simulation Technology Microwave Studio (CST MW) isimli bir yazılımla tasarlanmış ve benzetimi yapılmıştır [11].



Şekil 1. (a) Kare yarıksız mikroşerit yama anten, (b) Sadece merkezde elmas şekilli yarık olması durumu,
 (c) Işıma karakteristiklerinin geliştirilmesi için ilave elmas şekilli yarıklar.

Geliştirilmiş band genişliği ve geri dönüş kayıp seviyeleri için anten üç aşamada tasarlanmıştır; **Aşama 1:** Tasarım denklemlerine göre 39 GHz'de çalışan bir kare yama anten tasarlanmıştır.

Aşama 2: İlk olarak Şekil 1b'de görülen sadece merkezde kenar uzunluğu 'a' ile gösterilen bir elmas şekilli yarık tasarlanmıştır ve kenar boyutları antenin çalışma dalga boyunun 1/10, 1/100 ve 1/1000'i olacak şekilde alınıp analizler yapılmıştır. Koordinatların etkisini araştırmak için ±y yönlerinde merkezden belirli uzaklıklarda analiz yapılmıştır. En iyi sonuçların gözlendiği noktada sabitlenmiştir.

Aşama 3: Son olarak antenin alt kenarının orta noktalarında kenar uzunluğu 'b' ile gösterilen elmas şekilli yarıklar tasarlanmış ve aynı şekilde kenar uzunlukları antenin çalışma dalga boyunun 1/10, 1/100 ve 1/1000'i olacak şekilde alınıp analizler yapılmıştır. Koordinatların etkisini araştırmak için +y yönünde kaydırılmışlar ve en iyi sonuçların gözlendiği noktada sabitlenmişlerdir. En iyi sonuçların alındığı anten yapısı Şekil 1c'de görülmektedir.

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

İlk olarak 39 GHz için yarıksız olarak tasarlanan antenin benzetim sonuçları elde edilmiştir. Şekil 2a'dan da görüldüğü gibi anten tam 39 GHz'de rezonans frekansına sahiptir. Bu frekansta 3.147 GHz'lik bir band genişliğine ve -51.41 dB'lik bir geri dönüş kaybına sahiptir. Daha sonra ışıyan yamanın merkezine elmas şekilli bir yarık açılmış, kenar boyutları dalga boyunun 1/10, 1/100 ve 1/1000'i alınarak parametrik analiz yapılmıştır. En iyi sonuç yarık kenarı a = λ /100 için ve +y yönünde merkeze λ /3.6 uzaklığında elde edilmiştir. Bu tasarım için geri dönüş kaybı -56.34 dB'ye düşmüş, band genişliğinde ise bir değişim olmamıştır. Bu sonuç sabitlenerek alt kenardaki yarıklar da dalga boyunun belirtilen katları için her bir değerde +y yönünde kaydırılmış ve bu durumda en iyi sonuç b = λ /10 ve alt kenardan uzaklığı λ 2.7 için elde edilmiştir. Bu tasarım için geri dönüş kaybı -67.78 dB'ye düşmüş, band genişliğinde ise bir değişim olmamıştır. Rezonans frekansında çok küçük bir kayma meydana gelmiş ve 38.91 GHz olmuştur.



Şekil 2. (a) Şekil 1a ve Şekil 1b'deki antenlerin yansıma katsayısı - frekans çizimi, (b) Şekil 1c'deki antenin yansıma katsayısı - frekans çizimi.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada 5G haberleşme sistemlerinde kulanılmak üzere bir kare mikroşerit yama antende ışıma karaktersitiklerinin geliştirilmesi için anten üzerinde elmas şekilli yarıklar açılması önerilmektedir. Bu yarıkların kenar boyutları ve yama üzerindeki koordinatları çalışma dalga boyu ile ilişkilendirilmiş ve kenar uzunlukları için $\lambda/10$ ve $\lambda/100$ oranlarında antenin geri dönüş kaybında azalma olduğu tespit edilmiştir. Yarıkların anten üzerindeki koordinatları da karakteristikleri etkilemiştir. Parametrik analiz yapılarak en iyi sonuçların alındığı anten yeni bir tasarım olarak 5G haberleşmesi için önerilmiştir.

4. Kaynaklar

[1]. Cisco, Visual Networking Index, White Paper, Available: www.cisco.com, February 2015.

[2]. M. Agiwal, A. Roy, ve N. Saxena, "Next Generation 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey," IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 18, sf. 1617-1655, Şubat 2016.

[3]. M. K. Ishfaq, T. A. Rahman, H. T. Chattha ve M. U. Rehman, "Multiband Split-Ring Resonator Based Planar Inverted-F Antenna for 5G Applications," International Journal of Antennas and Prop., vol. 2017, Mart 2017.

[4]. S. Mishra, P. Wankhade, ve A. Sahu, "Design and Analysis of T and U Shaped Slots With Truncated Corner Rectangular Microstrip Patch Antenna for Return Loss Enhancement," CDAN 2016, Mart 2016, Indore, Hindistan.
[5]. M. Ayyappan, B. Manoj, ve S. Rodrigues, "Low Return Loss Circular Microstrip Patch Antenna for 5.8 GHz Wide-Band Applications," ICEEOT 2016, Mart 2016, Chennai, Hindistan.

[6]. S. Verma, L. Mahajan, H. S. Saini, ve N. Kumar, "A Small Microstrip Patch Antenna for Future 5G Applications," ICRITO 2016, Eylül 2016, Noida, Hindistan.

[7]. S. F. Jilani ve A. Alomainy, "Milimeter-Wave T-shaped Antenna with Defected Ground Structures for 5G Wireless Networks," LAPC 2016, Kasım 2016, Loughborough, İngiltere.

[8]. D. A. Outerelo, A. V. Alejos, M. G. Sanchez ve M. V. Isasa, "Microstrip Antenna for 5G Broadband Communications: Overview of Design Issues," International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Temmuz 2015, Vancouver, BC, Kanada.

[9]. C. A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, 3rd edition, John Wiley & Sons, Inc., 2005.

[10]. W. L. Stutzmann ve G. A. Thiele, Antenna Theory and Design, 2nd edition, John Wiley & Sons, Inc., 1998. [11]. Computer Simulation Technology (CST) Microwave Studio, Ver. 2016, Framingham, MA, USA.

Shearlet Dönüşümü ile Medikal Görüntülerde Gürültü Giderme

Saim Ervural, Murat Ceylan KTO Karatay Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Konya saim.ervural@karatay.edu.tr,

Selçuk Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Konya mceylan@selcuk.edu.tr

Özet: Dalgacık dönüşümü, tıbbi gürültü giderme uygulamalarında yaygın olarak kullanılmasına rağmen, son yıllarda farklı çoklu çözünürlük analizi yöntemleri tercih edilmektedir. Bu çalışmada, standart test görüntüleri ve DRIVE veritabanından alınan retina görüntüleri üzerindeki veri kayıplarına ve görüntü bozulmalarına neden olan gürültüler, Shearlet Dönüşümü kullanılarak giderilmiştir. Bu işlem sırasında ilk olarak görüntüler standart boyutlara getirilmiş ve farklı gürültü tipleri eklenmiştir. Sonrasında Shearlet Dönüşümü uygulanarak Shearlet alt görüntüleri elde edilmiştir. Shearlet alt görüntülerine eşikleme yapıldıktan sonra Ters Shearlet Dönüşümü ile gürültüden arındırılmış görüntüler oluşturulmuştur. Çalışma sonucunda uygulanan gürültü tiplerinin başarısı Tepe Sinyal Gürültü oranı (TSGO) metriği ile değerlendirilmiştir. Rician gürültüsü kullanılarak, retina görüntüleri üzerinde gerçekleştirilen gürültü giderme uygulamasında TSGO değeri 43,5 dB olarak elde edilmiştir.

Abstract: Despite widespread use of Wavelet Transform in medical noise reduction applications, different multi-resolution analysis methods are preferred in recent years. In this study, the noise that caused the image degradation in the retina images taken from the DRIVE database and standard test images was eliminated using Shearlet Transform. During this process, images were first brought to standard sizes and different noise types were added. Shearlet transform were then applied to obtain Shearlet sub-images. After the shearlet sub-images were made to the threshold, the noise-free images were created with the Inverse Shearlet Transform. As a result of the study, the success of the noise types applied is evaluated by the Peak Signal to Noise Ratio (PSNR) metric. Using the Rician noise, the PSNR value was obtained as 43.5 dB in the noise elimination performed in retinal images.

1. Giriş

Görüntü restorasyonu, bir görüntünün oluşumu esnasında oluşabilen veri kayıplarını veya bozulmaları azaltma veya tamamen yok etme konularını kapsayan önemli konulardan birisidir. Görüntüdeki verim kaybı (görüntünün görünme derecesinin düşürülmesi) gürültülerden kaynaklanır. Gürültü pikselin gerçek değerindeki sapmadır. Gürültü; hareket veya atmosferik kararsızlık nedeniyle meydana gelen bulanıklaşma veya resmi çekerken yanlış ışık etkisinden dolayı focus bulanıklaşması, kusursuz olmayan lenslerden kaynaklanan geometrik bozulma ve elektronik kaynaklardan gelen hatalar olarak verilebilir. Bu etkileri yok etmek için kullanılan görüntü iyileştirme yöntemleri çoklu çözünürlük analizi işlemlerdir. Görüntü iyileştirme yöntemleri bir görüntünün görünüşünü, görüntü derecesini aşağı düşüren bir matematik model kullanan görüntü iyileştirme süreci kullanarak geliştirme işlemidir[1]. Bu çalışmada Shearlet Dönüşümünden faydalanılarak Random, Gaussian ve Rician gürültüleri eklenen görüntülerdeki gürültü elimine edilmiştir.

Bu çalışmada benchmark görüntüleri ve DRIVE veritabanından alınan fundus görüntülerindeki gürültü giderilmiştir. Elde edilen sonuç görüntülerinin Tepe Sinyal Gürültü Oranı (TSGO) metriği kullanılarak değerlendirilmiştir. Bunun için 5 farklı benchmark görüntüsü ve 20 adet retina görüntüsü kullanılmıştır.

Bu uygulamada Shearlet Dönüşümü kullanılarak gerçekleştirilen gürültü giderme işleminin eklenen farklı gürültü tiplerinde verdiği sonuçlar karşılaştırılarak incelenmiştir.

2. Metod

Bu bölümde, gürültü ekleme, görüntü kayıtlama, Shearlet Dönüşümü ve Ters Shearlet Dönüşümü detaylandırılmış, gerçekleştirilen uygulama açıklanmıştır.

Uygulamada, DRIVE veritabanından alınan 20 adet retina görüntüsünün [2] yanı sıra 5 farklı benchmark görüntüsü (kameraman, lena, barbara, babun ve gemi) kullanılmıştır.



Şekil 1. Çalışmada kullanılan görüntüler a)Lena b)Kameraman, c)Gemi, d)Barbara, e)Babun, f) Retina

A) Shearlet Dönüşümü

Geleneksel Dalgacık dönüşümü sadece ölçek parametresi (a) ve dönüşüm parametresine (t) bağlı olduğu için yön bilgisinin belirlenmesinde yetersizdir. Geleneksel çok ölçekli yöntemlerin, çok boyutlu görüntülerde sıklıkla hakim olan kenarları ve diğer anizotropik özellikleri yakalamada çok etkili olmadığını kabul edilmiştir. Bu problemin üstesinden gelebilmek amacıyla kompleks dalgacık, ridgelet, curvelet, contourlet dönüşümleri gibi yeni analiz sistemlerinin ortaya çıkmasına neden olmuştur. segmentasyonu, arka plandaki ayırt edici objelerden faydalanarak, görüntüden bazı spesifik özelliklerin ortaya çıkarılması demektir.

Bu dönüşümlerin tümünde ana fikir, çok değişkenli işlevlerin mekansal olarak dağılmış süreksizliklerle verimli bir şekilde temsil edilmesini sağlamak için klasik dalgacık tabanlarına göre çok daha fazla şekil ve yöne sahip temel öğeleri içermesi gerektiği şeklindedir.

Shearlet Dönüşümü de çoklu çözünürlük analizinde kenarlar gibi anizotropik özelliklerin etkili bir şekilde kodlanmasına olanak tanıyan çok parçalı bir çerçeve olarak 2006 yılında D. Labate ve ark.[1] tarafından ortaya atılmıştır.

Shearlet dönüşümünün özellikleri şu şekilde sıralanabilir.

a)Kenar yönelimini belirlemede yüksek doğruluk: Anizotropik genişleme ve çok yönlü örnekleme özelliği sayesinde kenar geometrisinin belirlenmesinde üstündür.

b)İyi organize edilmiş çok ölçekli yapı: Geleneksel dalgacıklarla aynı matematiksel yapıyı kullanan çok ölçekli bir dönüşümdür.

c)Hesaplamada verimlilik: Dekompozisyon ve rekonstrüksiyon hesaplamada kayıpları minimize eder.

Shearlet dönüşümü, çözünürlüğü ve yönü değiştirmeye yarayan parabolik ölçekleme matrislerine dayanır.

Hilbert uzayında bir u görüntüsü için Shearlet Dönüşümü, $\alpha>0$ ölçeğine, s yönüne ve x konumuna bağlı bir haritalama ile ifade edilebilir [4].

$$u \rightarrow SH_{\varphi} u(\alpha, s, x)$$
 (1)

Böylelikle *u* görüntüsü için bir yöne bağlı ölçek-uzay dekompozisyonu ve neticesinde *u* görüntüsünün kenarlarının tanımlanması ve analizi için teorik olarak optimal bir çerçeve sağlanır. Shearlet dönüşümü temel olarak aşağıdaki eşitlik ile ifade edilebilir.

$$SH_{\varphi} = u(\alpha, s, x) = \int u(y) \, \varphi_{as} \, (x - y) dy \tag{2}$$

A) Gürültü Ekleme ve Uygulama

Uygulamada ilk olarak görüntülerin farklı olan boyutları işlem kolaylığı olması amacıyla 260*260 ölçülerine getirilerek eşitlenmiştir. Daha sonra görüntülere Random, Gaussian ve Rician gürültüleri eklenmiştir. Çalışmamızda, random gürültü için üç farklı sigma değeri, gauss ve rician gürültüleri için ise üç farklı sinyal gürültü oranı (snr) değerleri kullanılmıştır [5]. Gürültü eklenen görüntüler Shearlet Dönüşümü uygulanarak dekompoze edilmiş sonrasında ise Shearlet alt görüntüleri thresholding yöntemiyle eşiklenmiştir. Böylelikle Shearlet katsayıları üzerinde gürültü giderme işlemi gerçekleştirilmiştir. Son olarak geriçatma algoritması kullanılarak ters Shearlet Dönüşümü uygulanmış ve sonuç görüntüleri elde edilmiştir. Uygulamaya ilişkin blok diyagram Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2. Uygulama adımlarını gösteren blok diyagram.

3. Değerlendirme Kriteri

Çalışma sonucunda değerlendirme kriteri olarak TSGO kullanılmıştır. Karesel ortalama hata değerinin (MSE) hesaplanmasında,

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

$$MSE = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} \left(Y_{i,j} - S_{i,j} \right)^2$$
(3)

ifadesi kullanılır. Burada M görüntünün yatay eksendeki, N ise düşey eksendeki piksel sayılarını ifade ederken, Si,j ve Yi,j karşılaştırılan görüntülerin piksel değerleridir [6]. Orjinal görüntü f, elde edilen görüntü g olmak üzere, TSGO aşağıdaki formül ile hesaplanır [7].

$$TSGO(f,g) = 10 \log_{10}\left(\frac{I_{max}^2}{MSE(f,g)}\right)$$
(4)

I_{max} değeri, referans görüntünün en büyük gri seviye değeridir. Yüksek TSGO, daha az kayıp anlamını taşır. **4. Sonuclar**

Kullanılan görüntüler ve alınan sonuçlardan bazıları Şekil 3'de gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde Shearlet Dönüşümü ile gürültü giderme uygulamasında TSGO değerlerinin ortalaması Retina görüntülerinde ortalama 42,32 dB olarak benchmark görüntülerinde ise 41,099 dB olarak bulunmuştur. Ayrıca retina görüntülerine Rician gürültüsü eklenerek yapılan çalışmada 43,49 dB'lik TSGO değeri elde edilmiştir. Bu açıdan incelendiğinde Rician gürültüleri ile yapılan uygulama daha başarılı sonuçlar vermiştir.



Şekil 3. Farklı sigma değerleri için elde edilen sonuçlardan bazıları. a) Orijinal görüntü, b) Random gürültü eklenmiş görüntü, c) Gürültüsü giderilmiş görüntü. Elde edilen sonuclar Tablo 1'de özetlenmiştir.

		- Canch Sonaçar Tublo T de Ozerenniştir.																					
		Random o=5	Random o=10	Random o=15	Gaussian S=3	Gaussian S=5	Gaussian S=10	Rician S=3	Rician S=5	Rician S=10			Random o=5	Random o=10	Random o=15	Gaussian S=3	Gaussian S=5	Gaussian S=10	Rician S=3	Rician S=5	Rician S=10		
[1	44,12	42,62	41,7	42,61	40,4	37,51	45,22	43,84	41,13		
	abun	39,71	38,04	37,34	42,39	40,57	38,57	42,41	40,6	38,59		2	44,8	43,13	42,08	44,28	41,92	38,55	45,96	44,44	41,33		
	8											3	44.34	42.85	42.04	42.78	40.78	37.93	45.26	43.89	41.08		
ŀ												4	44,34	42,45	41,58	42,91	40,5	37,23	45,38	43,87	41,03		
	bara	39.56	39.58	38.75	43.61	42.1	40.17	43.64	42.11			5	44,4	42,79	41,76	43,22	40,95	37,95	45,47	44,03	41,13		
	Bar	55,50	55,50	50,75	45,61	,-	40,27	45,04		40,15		6	44,3	42,8	41,81	42,93	40,76	37,86	45,32	43,95	41,15		
												7	44,3	42,58	41,62	43,01	40,67	37,55	45,37	43,94	41,08		
									42,97			8	44,16	42,91	41,92	43,16	41,07	38,07	45,45	44,1	41,26		
Ϋ́	Len	42,44	40,83	40,04	44,37	42,98	41,14	44,37		42,97 41,11	42,97 41,11 42,11 40,06	7 41,11	4	9	44,43	42,76	41,76	43,05	40,78	37,82	45,42	43,97	41,17
₹												Z	10	44,33	42,92	42,09	43,02	41,05	38,09	45,39	44,02	41,18	
3	an					42,16		43,72	42,11	42,11 40,05		E	11	44,38	43,08	42,05	43,76	41,56	38,47	45,75	44,31	41,37	
ž	nena	41,48	39,9	39,02	43,72		40,3					2,11 40,06	,11 40,06	,11 40,06	,11 40,06	40,06	E C	12	44,6	42,52	41,49	42,51	40,17
8	an a											13	44,04	42,62	41,72	42,77	40,49	37,62	45,23	43,79	40,98		
ŀ												14	44,13	42,48	41,49	42,57	40,29	37,15	45,26	43,83	41,18		
	Ē											15	44,05	42,77	41,89	42,96	40,75	37,75	45,36	43,92	41,1		
	Gei	41,14	39,44	38,56	43,31	41,72	39,87	43,29	41,74	39,81		16	44,28	42,63	41,66	42,64	40,42	37,47	45,25	43,85	41,12		
L												17	44,1	42,38	41,47	42,52	40,2	37,12	45,14	43,72	41,06		
	ma											18	43,99	42,88	41,82	42,97	40,81	37,93	45,42	43,98	41,2		
	rtala	40,87	39,56	38,74	43,48	41,91	40,01	43,49	41,91	39,94		19	44,33	42,85	41,89	43,04	40,85	38,08	45,37	43,92	41,04		
	0											20	44,56	43,03	42,09	43,39	41,33	38,36	45,53	44,16	41,26		
[Drt.		39,72228			41,79898			41,77762			ť		42,94960333			40,52593833			43,49450333			
	6.0				41,09962667							6					42,32334833						

Tablo 1. Benchmark ve Retina Görüntülerinden elde edilen TSGO sonuçları

Kaynaklar

[1]. Kanghui G., Kutyniok G., ve Labate D., "Sparse multidimensional representations using anisotropic dilation and shear operators" Wavelets and Splines, G. Chen and MJ Lai, eds., Nashboro Press, Nashville, TN s.189–201, 2006.

[2]. Staal J.J., Abramoff M.D., Niemeijer M., Viergever M.A., Ginneken B.V., "Ridge based vessel segmentation in color images of the retina,", IEEE Transactions on Medical Imaging, vol. 23, pp. 501-509, 2004.
[3]. Guizar-Sicairos M., Thurman, S. T. ve Fienup, J. R., "Efficient subpixel image registration algorithms",

Optics Letters, vol. 33, pp. 156-158, 2008. [4]. Yi S., Labate D., Easley G.R., ve Krim H., "A Shearlet Approach to Edge Analysis and Detection" IEEE

Transactions on Image Processing, vol. 18, 2009. [5]. Ceylan, M., Canbilen A.E., "Performance Comparison of Tetrolet Transform and Wavelet-Based Transforms for Medical Image Denoising", International Journal of Intelligent Systems and Applications in Engineering, S.222-231, 2017.

[6]. How-Lung, E. ve Kai-Kuang, M., "Noise adaptive soft-switching median filter", IEEE Transactions on Image Processing, vol. 10, s. 242-251, 2001.

[7]. Yaşar H., Ceylan M. ve Öztürk A.E., "Comparison of real and complex-valued versions of wavelet transform, curvelet transform and ridgelet transform for medical image denoising", International Journal of Electronics; Mechanical and Mechatronics, 2013.

Ultra-Geniş Bant Frekans Seçici Yüzey ile Mikroşerit Anten Kazancını Arttırma

Aybike Kocakaya, Gonca Çakır Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Bölümü Kocaeli <u>adirikol@kocaeli.edu.tr</u>, <u>gonca@kocaeli.edu.tr</u>

Özet: Bu bildiride, mikroşerit antenlerin kazancını artırmak için kullanılan çift tabakalı, Ultra Geniş Bantlı (UGB), açısal kararlılığı olan yeni bir bant durduran Frekans Seçici Yüzey (FSY) tasarımı sunulmaktadır. Tasarlanan UGB-FSY, dikdörtgen döngü ve dikey iletken şeritlerin bir araya getirilmesiyle oluşturulmuştur. Birim hücre boyutu 9mm×9mm olup, UGB bandın en düşük frekansına karşılık gelen serbest uzay dalga boyu cinsinden 0,09 λ × 0,09 λ 'ya karşılık gelmektedir. TE modunda 60°'ye kadar açısal kararlılık göstermektedir. UGB-FSY'nin -10 dB bandı, 2,6 GHz ve 11,12 GHz arasındadır ve yansıma katsayısının fazı FCC-UGB bandı boyunca doğrusal olarak azalmaktadır. Tasarlanan UGB-FSY, kazanç artırma özelliğini ortaya koymak için UGB mikroşerit bir antenin arkasına yerleştirilmiştir. Tasarlanan UGB-FSY'nin bilgisayar benzetimleri için CST Microwave Studio programı kullanılmıştır.

Abstract: In this study, it is presented a novel double layered band stop frequency selective surface (FSS) which is angularly stable transmission coefficients at ultra-wide band (UWB) frequency using for enhancing microstrip antennas gain. The designed FSS consists of square loop and horizantal strips. It shows angulrly stable response up to 60° for TE modes. Also reflection phase is decreased linearly through 2.6-11.12 GHz. Testing capability of gain enhancement, designed FSS is replaced behind the antenna. Simulations are performed using by için CST Microwave Studio.

1. Giriş

Frekans seçici yüzev dielektrik bir malzeme üzerine kazınmış açıklık ya da metal yamalardan oluşan iki boyutlu bir perivodik dizi olarak tanımlanan uzamsal elektromanyetik filtredir. FSY performansını belirleyen faktörler FSY birim hücre geometrisi, dielektrik malzeme ve düzlem dalganın gelis acısı olarak özetlenebilir. Düzlemsel UGB monopol antenler; kompakt ve hafif olmaları, düşük güç tüketmeleri, üretiminin kolay ve düşük maliyetli olmaları, kararlı ışıma yapmaları gibi iyi özelliklere sahip olmalarının yanı sıra anten kazançları düşüktür. Mikroşerit antenlerin kazancını artırmak için FSY reflektörler kullanmak mümkündür. Literatürde UGB anten uygulamalari için birçok tek tabakalı ve çok tabakalı FSY tasarımları bulunmaktadır [1-6]. [1]'de tasarlanan tek tabaka kullanılarak 10 mm × 10 mm boyutlarındaki kare döngü ve Jerusselam dipol elemanlarından oluşmuş birim hücreli FSY ile 3 GHz-20 GHz frekans aralığı için 4-5 dB kazanç artışı sağlanmıştır. [2]'de 14 mm × 14 mm boyutlarında tek tabakalı UGB bandında çalışan FSY reflektör ile anten kazancı artıran bir calısma verilmistir. [3]'de sunulan calısmada cift tabakalı 17 mm × 17 mm boyutlarındaki birim hücresi kare döngü ve capraz dipol elemanlarından olusmus 4 GHz-12 GHz frekansları arasında calısan bir FSY tanıtılmıştır. Bu FSY, UGB slot anten arkasına verleştirilerek UGB bant boyunca ortalama 7,5 dBi kazanç artışı elde edilmiştir. [4]'de verilen çalışmada 3 tabaka ile 2,81-11,2 GHz aralığında 4-5 dB kazanç sağlayan kare döngülerden oluşan bir FSY reflektör önerilmiştir. [5]'de sunulan çalışmada 4 tabaka kullanılarak tasarlanan reflektör FSY ile ±0,5 dBi değişen, maksimum 9,3 dBi kazançlı anten verilmiştir. Bu bildiride, çift tabakalı UGB bandında çalışan açısal kararlı bant durduran bir FSY reflektör tasarımı önerilmiştir.

2. UGB FSY Birim Hücre

Tasarlanan UGB FSY'nin birim hücre yapısı Şekil 1'de görülmektedir. Kullanılan tabakanın dielektrik sabiti 4,4 ve kalınlığı 1,6 mm olan FR4'tür. Şekil1.a'da görülen birim hücre iki tabaka arasında yer almaktadır. 9 mm×9 mm boyutlarında olan birim hücre, $0,09\lambda \times 0,09\lambda$ 'a karşılık gelmektedir. Birim hücre geometrisine ait uzunluklar Tablo1'de verilmiştir. Tüm uzunluklar mm cinsindendir. Kare döngü elemanı ile tasarıma başlanarak istenen frekanslar arasında bant genişliğini elde edebilmek için kare döngünün genişliği belirlendikten sonra dikey metal şeritler eklenmiştir.



Tablo 1. FSY birim hücre boyutları (mm)									
Dx	Dy	w1	w2	w3	w4	w5			
9	9	8,8	0,55	0,2	1	6			

Şekil 1. (a)FSY birim hücre geometrisi (b) FSY yan görünüşü

3. Parametrik Çalışma ve Açısal Kararlılık Benzetimleri

Geometrik yapısı Şekil 1'de sunulan FSY'nin benzetimleri CST MWS programı ile yapılmıştır. Şekil 2a'da TE modu için iletim ve yansıma katsayısı grafikleri ile yansıma katsayısının faz grafiği görülmektedir. İletim katsayısı grafiğinden görüldüğü üzere rezonans frekansı 7,18 GHz olup 2,6 GHz ile 11,38 GHz frekansları arasında bant-durduran filtre karakteristiğine sahiptir. -10 dB bant genişliği. %122'dir. Yansıma katsayısı fazı doğrusal olarak azaldığı için anten kazancını artırmak için kullanıma uygundur.



Şekil 2. (a) İletim &yansıma katsayısı ve yansıma faz grafikleri, (b) Tek tabakalı FSY de dikey şerit sayısı değişimine karşın iletim katsayısı grafiğinin değişimi (c) Çift tabakalı FSY de dikey şerit sayısı değişimine karşın iletim katsayısı grafiğinin değişimi, (d) TE modunda 0°, 15°, 30°, 45° ve 60°'lik geliş açısı için iletim katsayısı grafiğinin değişimi.

Önerilen FSY'nin frekans yanıtını kullanılan dielektrik tabaka sayısı, kare döngünün dış uzunluğu, dikey şerit sayısı ve kalınlığı etkilemektedir. UGB açısal kararlığa sahip bir FSY elde edebilmek ve bu parametrelerin frekans yanıtını nasıl etkilediğini gözleyebilmek için birçok parametrik çalışma yapılmıştır. Şekil 2b ve Şekil 2c'de önemli etkiye sahip parametrik çalışmalardan bazılarına ilişkin sonuçlar verilmiştir. Şekil 2b'den de görüldüğü üzere dikey metal şeritlerin genişliğinin artması bant genişliğini artırmaktadır. Ancak yüksek frekanslarda istenmeyen rezonanslar oluşmaktadır. Şekil 2c'de tek tabaka yerine çift tabaka kullanmak ise UGB frekans bölgesinde çalışmasını sağlamış aynı zamanda rezonans frekansının kendini tekrar etmesi engellenmiştir. Önerilen FSY yapısı anten kazancını artırmak için tasarlandığı için simetrik olması önemli değildir. Bu sebeple benzetimlerde TE modu için elde edilen sonuçlar incelenmiştir. TE polarizasyonda 60° geliş açısına kadar açısal kararlılık özelliği göstermektedir. Şekil 2d'de TE modunda θ geliş açısının sırasıyla 0°, 15°, 30°, 45° ve 60°'lik değerleri için iletim katsayısı grafiğinin değişimi verilmiştir.

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

4. FSY ile Anten Kazancını Artırma Benzetimleri

Önerilen UGB FSY'nin kazanç artırmak üzerine etkisini incelemek için eş düzlemsel beslemeli düzlemsel UGB monopol anten kullanılmıştır. Bu anten 40 mm × 45 mm boyutlarındadır. Kullanılan tabakanın dielektrik sabiti 3 ve kalınlığı 1,524 mm olan Arlon AD 300dür. Anten 2,8 GHz ile 20 GHz arasında ışıma yapan bir antendir. Anten ve FSY yansıtıcı arasındaki uzaklık 19 mm'dir. Benzetimde anten arkasına konulan FSY 11×11 elemanlı bir dizidir. Şekil 3'de anten ve FSY yerleşimi görülmektedir. Şekil 4'de antenin ve arkasına FSY konulmuş antenin UGB frekans bölgesindeki yansıma katsayısı grafikleri görülmektedir. Uygun uzaklığa konulan FSY'nin antenin yansıma katsayısını olumsuz etki etmediği görülmektedir. Şekil 5'de ise antenin ve arkasına FSY konulmuş antenin UGB frekans bölgesindeki maksimum kazançlarının karşılaştırılması görülmektedir. Antenin bu frekans bölgesindeki ortalama kazancı 3,87 dB dir. Arkasına FSY konulduğu zaman antenin ortalama kazancı 8 dB olmaktadır.



(a) (b) **Şekil 3.** Anten ve FSY yerleşimi





Şekil 4. Anten ve antenin arkasına FSY konulduğu zaman elde edilen yansıma katsayılarının karşılaştırılması

Şekil 5. Anten ve antenin arkasına FSY konulduğu zaman elde edilen maksimum kazançların karşılaştırılması

5. Sonuç

Bu çalışmada UGB açısal kararlı bant durduran yeni bir FSY tasarımı sunulmuştur. FSY karakteristiğini belirleyen parametreler incelenmiştir. Birim hücre boyutunun küçük olması açısal kararlılık özelliğini sağlamaktadır. FSY'nin anten kazancı artırmadaki etkisi ortaya konulmuştur. Bu FSY'nin yansıma fazı doğrusal olarak azaldığından UGB anten kazancını artırma uygulamalarında kullanıma uygundur. Ayrıca tasarımda FR-4 gibi kolaylıkla bulunan maliyeti düşük bir malzeme kullanılması uygulamanın herkes tarafından yapılabilmesine olanak sağlamaktadır.

6. Kaynaklar

[1]. Tahir FA ve Naqvi AH, "A super wideband printed antenna with enhanced gain using FSS structure" 12th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology, Pakistan, 2015.

[2]. Tahir FA, Arshad T., Ullah S. Ve Flint J.A, "A novel FSS for gain enhancement of printed antennas in UWB frequency spectrum", Microw Opt Technol Letters, cilt.59, s. 2698–2704, 2017.

[3]. Ranga Y, Matekovits L, Esselle KP ve Weily AR, "Multioctave frequency selective surface reflector for ultrawideband antennas", IEEE Antennas Wireless Propag Lett., cilt.10, s.219–222, 2001.

[4]. Kushwaha N ve Kumar R. "Design of a compact CPW-feed asymmetric elliptical slot ultrawideband antenna for high gain", Microw Opt Technol Lett., cilt.57, s. 314–319, 2015.

[5]. Ranga Y, Matekovits L, Weily AR ve Esselle KP, "A constant gain ultra-wideband antenna with multi-layer frequency selective surface", Prog Electromag Res Lett., cilt.38, s.119–125,2013.

[6]. Kushwaha N, Kumar R ve Oli T. "Design of a high gain ultrawideband slot antenna using frequency selective surface", Microw. Opt Technol Lett." Cilt.56, s.1274–1277,2014.
Mikroşerit Yapıların Elektromanyetik Simülasyonu için Grafik Kullanıcı Arayüzlü Bir Yazılımın Gerçekleştirilmesi

Ayşenur Soytürk¹, Murat Can Serkuş² ve Serhan Yamaçlı³

^{1,2,3}Nuh Naci Yazgan Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kayseri, Türkiye.

¹anursoyturk@hotmail.com, ²muratcanserkus@gmail.com, ³syamacli@nny.edu.tr

Özet: Elektromanyetik problemlerin çözümünde kullanılan analitik yöntemler sadece belli problemlerde çözüm sağlanmaktadır, bu yüzden rastgele problemlerin çözümünde sayısal yöntemler tercih edilmektedir. Bu amaçla oluşturulan sayısal yöntemlerden bazıları zaman uzayında çözüm sağlarken bazıları frekans uzayında çözüm sağlar. Bu çalışmada kullanılan FDTD yönteminde problem geometrisi hücrelere bölünerek ve differansiyel formdaki Maxwell denklemlerinden yararlanarak üç adet elektrik alan ve üç adet manyetik alan bileşeninin uzayın ayrık noktalarında, ayrık zaman aralıklarında hesaplanması prosedürü izlenmektedir. Bu çalışmada, literatürde bulunan FDTD kodları baz alınarak mikroşerit yapıların elektromanyetik çözümünü hesaplayan grafik kullanıcı arayüzlü bir program geliştirilmiştir. Geliştirilen programdan elde edilen sonuçlar ile ticari olarak kullanılan bir programın sonuçları karşılaştırılarak, geliştirilen programın doğrulaması yapılmıştır.

Abstract: Analytical methods which are used to solve electromagnetic problems gives accurate results only when certain conditions are met; because of this numerical methods are preferred. Some of the numerical methods developed for this purpose provide solutions in time domain, while others provide solutions in the frequency domain. The FDTD method used in this work is based on the calculation of three electric field and three magnetic field components at discrete points in discrete time intervals, derived from the Maxwell equations in differential form. In this study, a software with a graphical user interface (GUI) for the electromagnetic solution of microstrip structures is developed based on the FDTD codes existing in the literature. The accuracy of the developed program is verified by comparing its results with a commercially available simulation package.

1. Giriş

Elektromanyetik problemlerin çözümünde kullanılan çok çeşitli yöntemler vardır [1-3]. Bu yöntemlerden biri olan zaman tanım bölgesindeki sonlu farklar metodu (finite difference time domain - FDTD) Yee tarafından 1966 yılında geliştirilmiştir. Yee, diferansiyel formdaki Maxwell denklemlerini sonlu farklar denklemlerine dönüştürmüş ve bu denklemlerin zaman tanım bölgesinde iteratif çözümü için algoritmasını oluşturmuştur [3]. FDTD yönteminin avantajları arasında, zaman tanım bölgesindeki dalga şekillerinin elde edilmesi ve grafik işlem ünitesi (GPU) kullanılarak kolayca ölçeklenebilmesi sayılabilir [4]. Literatürde ve piyasada FDTD yönteminin baz alındığı çeşitli elektromanyetik simülasyon araçları bulunmaktadır [5-7].

Bu çalışmanın amacı, Elsherbeni ve Demir tarafından oluşturulan MATLAB ortamındaki FDTD çözümü baz alınarak [4], kullanım kolaylığı sağlayan ve herhangi bir bilgisayara çalıştırılabilir dosya (.exe) olarak yüklenebilen mikroşerit yapıların simülasyonuna yönelik bir programın oluşturulmasıdır. [4]'te yer alan algoritma ve kod dizileri arayüz ile bağlantılı hale getirilmiş ve mikroşerit yapıların geometrilerinin girilmesi için bir panel oluşturulmuştur. Geliştirilen bu arayüz ile kullanıcı tarafından girilen problem gerometrisine ilişkin elektromanyetik çözüm hesaplanmakta ve saçılma parametreleri yine aynı arayüzde gösterilmektedir.

2. FDTD Yöntemi ve Denklemleri Hakkında Genel Bilgi

FDTD yönteminde temel olarak (1)-(2)'te verilen diferansiyel formdaki Maxwell denklemleri sonlu farklar yöntemi ile nümerik olarak hesaplanabilen forma dönüştürülmekte ve (3)-(8)'de verilen denklemler elde edilmektedir [4]. Bu denklemler kullanılarak, tanımlanan elektromayetik probleme ilişkin Şekil 1'de verilen Yee hücresindeki [3] elektrik ve manyetik alan büyüklükleri Şekil 2'de gösterilen algoritma ile zaman tanım bölgesinde iteratif olarak hesaplanmaktadır. Bu işlem, tüm mikroşerit yapının Yee hücrelerine bölünmesi ve bu hesaplamanın tüm hücreler için yapılması şeklinde olmaktadır. İlgili sınır şartları da uygulandığında elektromanyetik problemin çözümü elde edilebilmektedir.



Şekil 1. Yee hücresi [3]

Şekil 2. FDTD algoritması [4]

3. FDTD Algoritması ve Yazılım Arayüzü

Şekil 3'te bu çalışmada geliştirilen GUI gösterilmiştir. Bu program, MATLAB paket programına son zamanlarda eklenmiş olan *app designer* aracı ile geliştirilmiştir. *App designer* aracının avantajı, geliştirilen programın MATLAB'in yüklü olmadığı bilgisayarlarda da .exe olarak çalıştırılabilmesi ve oluşturulan programın yükleme (setup) şeklinde dağıtılabilmesidir. Ayrıca hazırlanan yazılım ile herhangi bir kodlama bilgisi olmadan ve ilave programa ihtiyaç duymadan kullanıcı rahat bir şekilde işlemini yapabilmektedir.

Programın kullanımı şu şekilde özetlenebilir: Öncelikle, yazılımda mikroşerit yol (trace) sayısı seçilir ve seçilen yol sayısına göre girdi kısmı şekillenir. Yolların kartezyen koordinat sistemindeki en büyük ve en küçük değerleri, devrenin boyu, genişliği, kalınlığı, port empedansları ve bağıl dielektrik sabiti kullanıcıdan alınır ve "Save" butonuna basılmasıyla girilir. 'Run' butonu simülasyonu başlatmakta olup , "Clean" butonu girilen değerleri temizler. "Run" butonuna basıldıktan sonra simülasyonu başlat ve ilerleme durumu "Process" kısmından takip edilebilir. Simülasyonun bitmesine kalan zaman "Minutes Remaining" kısmında görülebilir. Problem geometrisi "Problem Space" kısmına 2 boyutlu olarak çizdirilir. 3 boyutlu çizdirmek için ise "Plot 3D" butonuna basılarak girilen mikroşerit yapı 3 boyutlu olarak da görülebilir. Frekansa göre saçılma parametrelerinin verildiği S₁₁ ve S₂₁ grafikleri ise aynı isimli sekmelere çizdirilir.



Şekil 3. Geliştirilen yazılım arayüzü

Şekil 4. "Problem Uzayı" görünümü

4. Yazılımın Test Edilmesi

Yazılımı test etmek için Şekil 4'te verilen ve boyu 12mm, eni 10mm, kalınlığı 0.64mm, bağıl dielektrik sabiti 3 olan taban (substrate) üzerine yapılan bir alçak geçiren mikroşerit filtre devresi kullanılmıştır. Bu yapı, hem geliştirilen yazılımla hem de literatürde kabul görmüş bir ticari yazılım olan ve yine FDTD metodunu baz alan XFDTD[®] (XF7) ile simüle edilmiştir [7]. Elde edilen S₂₁ grafikleri Şekil 5'te verilmiştir. XFDTD[®]'den elde

edilen sonuçlar ile bu çalışmada geliştirilen yazılımdan elde edilen sonuçlar Şekil 5'ten de görülebileceği üzere uyumlu çıkmıştır.



Şekil 5. Bu çalışmada geliştirilen yazılımdan elde edilen S₂₁ grafiği (üstteki şekil) ve XFDTD[®] ile elde edilen S₂₁ grafiği (altındaki şekil)

5. Sonuçlar

Bu çalışmada [4] no'lu kaynakta detayları anlatılan FDTD yöntemi ile MATLAB kod dizisi baz alınarak kullanımı kolay olan grafik kullanıcı arayüzüne sahip ve mikroşerit yapıların simülasyonuna yönelik bir yazılım geliştirilmiştir. Yazılımın temel avantajları, FDTD yönteminin mikroşerit problemlere kolayca uygulanabilmesine olanak sağlaması ve MATLAB app designer ile tasarlanmış olması sayesinde çalıştırılabilir ve yüklenebilir şekilde dağıtılabilmesidir. Örnek olması açısından, bir mikroşerit filtre devresi hem XFDTD[®] programı ile hem de bu çalışmada geliştirilen yazılım ile simülasyona tabi tutulmuştur. Simülasyon sonuçları, geliştirilen yazılımın beklendiği şekilde çalıştığını göstermektedir. Yazılım, birçok farklı mikroşerit yapı üzerinde test edilmiş olup sayfa sınırlamasından dolayı simülasyon örneklerinin tamamı burada verilememiştir. Çalışmanın ilerleyen aşamalarında yazılımın sadece mikroşerit yapılar değil daha genel yapıların simülasyonuna olanak tanıyacak şekilde geliştirilmesi amaçlanmaktadır.

Kaynaklar

[1] J. Jin, The Finite Element Method in Electromagnetics, Wiley, 1993.

[2] M.M. Ney, Method of moments as applied to electromagnetic problems, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 33, no. 10, 972-980, 1985.

[3] K.S. Yee, Numerical solution of initial boundary problems involving Maxwell'sequations in isotropic media, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 14, no. 3, 302-307, 1966.

[4] A. Elsherbeni ve V. Demir, The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics: With MATLAB Simulations, Scitech Publishing, 2nd ed., 2015.

[5] Lumerical FDTD Software, https://www.lumerical.com/tcad-products/fdtd/, erişim tarihi: 05.04.2018.

[6] Synopsys FullWAVE FDTD Software, https://www.synopsys.com/optical-solutions/rsoft/passive-device-fullwave.html, erişim tarihi: 05.04.2018.

[7] Remcom XFDTD Software, https://www.remcom.com/xfdtd-3d-em-simulation-software/, erişim tarihi: 05.04.2018.

KAYDIRILMIŞ FREKANSTA İÇ EŞDEĞERLİK METODUNUN İKİ BOYUTLU KAYIPLI CİSİMLERE UYGULANMASI

Buğra AYDEMİR, Adnan KÖKSAL Hacettepe Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara aydemirbugra@gmail.com, koksal@ee.hacettepe.edu.tr,

Özet:

Elektromanyetik problemlerin hacim integralleri kullanılarak yapılan çözümlerinde denklemler ayrık hale getirilir ve matris haline dönüştürülüp açılım ve test fonksiyonları ile çözülür. Geniş bant çözümlerinde kullanılan her frekans için matrislerin tekrar hesaplanması gerekir. Kaydırılmış Frekansta İç Eşdeğerlik (KFIE) Metodu ise bir frekansta elde edilen matrisin basit cebirsel işlemlerle diğer frekans değerleri için kullanılmasını sağlar. Böylece zaman ve işlemci gücünden tasarruf edilir. Bu metodun kullanıldığı şimdiye kadar ki çalışmalar ideal cisimlerle kayıpsız ortamlarda yapılmıştır. Dielektrik malzemelere kayıp tanjantı yani öz iletkenlik özellikleri eklenmesi durumunda algoritmanın çalışma performansı bu çalışmada ele alınmıştır. Yöntem karşılaştırması Momentler Metodu ile yapılmıştır.

Abstract:

Numerical methods in electromagnetics require discretization of volume integral equations. These equations are structured in a matrix form and the solution is obtained via application of basis and test functions. In conventional methods the matrices must be evaluated for each frequency for wide band observations. In Shifted Frequency Internal Equivalence (SFIE) Method a solution matrix for a given frequency can be used for other frequencies with simple algebraic manipulations. This saves time and processor power. This method was applied and tested in ideal, lossless cases. This study checks the performance of SFIE with introduction of loss tangent and conductivity coefficients. SFIE is compared to MOM.

1. Giriş

Elektromanyetik problemlerin çözümünün sivil ve askeri alanlarda birçok uygulamaları mevcuttur. Basit yapılar için saçılım ve yayılım karakteristiklerinin analitik çözümleri mevcutken yapıların karmaşık olması durumunda bu yapıların ayrıklaştırılması ve denklemlerin matris yapılarında çözülmesi gerekmektedir. İncelenecek frekans bandının geniş olması durumunda her bir frekans değeri için bu matrislerin tekrar doldurulması geleneksel yöntemler için zorunluluk taşımaktadır. Yapıların büyümesi ile analizler zaman, işlemci gücü ve hafiza gereksinimleri açısından zorlayıcı olmaktadır. Daha önce analitik ispatı yapılıp, 2 ve 3 boyutlu homojen ve homojen olmayan yapılarda, bilinen yöntemlerle karşılaştırılan Kaydırılmış Frekansta İş Eşdeğerlik (KFİE) yöntemi bir frekansta bulunan matris elemanlarının diğer frekans değerleri için basit cebirsel işlemlerle tekrardan kullanılabildiğini göstermiştir [1],[2]. Fark oranları ve analiz süreleri ölçülmüş ve bu yeni yöntemin avantajları ortaya konmuştur. Bu çalışmada ideal ve kayıpsız cisimlerle çalışılmış KFİE yönteminin kayıplı dielektrik yapılara uygulanması böylece yöntemin genişletilmesiyle gerçek modellere daha çok yaklaşması sağlanmıştır.

2. Teori ve Yöntem

Elektromanyetik problemlerde kayıp öz iletkenlik katsayısı ile ilintilidir. Bir dielektrik cisme uygulanan elektrik alan (**E**) cismin içindeki atom ve molekülleri polarize eder ve bu da toplam yer değiştirme akısını (**D**) artıran elektrik dipol momentleri oluşumuna sebep olur. Elektrik polarizasyon (**P**_e) ortamın elektrik hassasiyeti de χ_e karmaşık sayısı olarak tanımlanırsa elektrik akı yoğunluğu aşağıdaki yapıda olur.

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}_e = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) \mathbf{E} = \varepsilon \mathbf{E}, \ \varepsilon = \varepsilon' - \mathbf{j} \varepsilon'' = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) \tag{1}$$

Dielektrik ortamdaki kayıp eş iletken kaybı olarak da ortaya çıkar. Öz iletkenliği σ olan bir cisimde $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ değerinde bir akım oluşur. Böylece Maxwell denklemlerindeki manyetik alan dönel denklemi aşağıdaki şekli alır.

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega \mathbf{D} + \mathbf{J} = j\omega(\varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega})\mathbf{E}$$
⁽²⁾

Denklemin sanal kısmı toplam kaybı gösterir. Kayıp tanjantı tan $\delta = \sigma/\omega\varepsilon$ olarak tanımlanır ve bu değer karmaşık elektrik geçirgenlik katsayısı ile ilintilidir.

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon'(1 - j\tan\delta) = \varepsilon_0\varepsilon_r(1 - j\tan\delta)$$
(3)

Düzlem dalgaların kayıpsız ortamda davranışları Helmholtz denklemi adı verilen aşağıdaki eşitlikle açıklanabilir.

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \varepsilon \mathbf{E} = 0 \tag{4}$$

Burada yayılım katsayısı $k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon}$ ve cisim içindeki dalga boyu $\lambda = 2\pi/k$ denklemi ile tanımlanır. Kayıp ile ilişkili olan σ değerinin dalga denklemine eklenmesiyle şu eşitlik elde edilir.

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \varepsilon (1 - \mathbf{j} \frac{\sigma}{\omega \varepsilon}) \mathbf{E} = 0$$
⁽⁵⁾

Yukarıdaki denklemde $\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\epsilon}\sqrt{1 - j(\sigma/\omega\epsilon)}$ şekline dönüşen yayılım katsayısında β dalga yayılımı α ise dalganın sönümlenmesi ile ilişkilidir. α ve β değerlerinin açık formülleri aşağıda verilmiştir.[3]

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2}} \left[\sqrt{1 + \left[\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right]^2} - 1 \right] \qquad \beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2}} \left[\sqrt{1 + \left[\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right]^2} + 1 \right]$$
(6)

Aşağıda özetlenen KFİE uygulamasında kayıp değerinin etkisinin görülmesi için σ değeri sıfırdan kademeli olarak artırılmış ve indüklenen alanlar cisim içindeki β ve λ için bulunmuş ve deri etkisi gösterilmiştir.



Şekil 1: Sırasıyla Orijinal problem, İş Eşdeğerlik ve Dış Eşdeğerlik gösterimleri

KFİE yönteminin kayıplı cisimlere uygulanmasında Şekil 1'deki gibi S yüzeyi ve V hacmine sahip ε ve μ elektriksel özellikleri bulunan bir ortama \mathbf{E}_{ω}^{i} ve \mathbf{H}_{ω}^{i} alanları gönderilmiş olsun. Farklı bir ω_{0} frekansında gönderilen alanların oluşturduğu kaynaklar $\varepsilon = \varepsilon_{r}\varepsilon_{0} - j\sigma/\omega$ için \mathbf{E}_{ω}^{i} ve \mathbf{H}_{ω}^{i} ile aşağıdaki basit cebirsel işlemlerle ilintilidir.

$$\mathbf{J}_{\omega_0}^V = \mathbf{j}(\omega\varepsilon - \omega_0\varepsilon_0)\mathbf{E}_{\omega} , \qquad \mathbf{M}_{\omega_0}^V = \mathbf{j}(\omega\mu - \omega_0\mu_0)\overline{H}_{\omega}$$

$$\mathbf{J}_{\omega_0}^S = -\widehat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}_{\omega} , \qquad \mathbf{M}_{\omega_0}^S = \widehat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_{\omega}$$
(7)

Teğet alanların S yüzeyinde devamlı olması gerektiğinden dış eşdeğerlik denklemleri kullanılarak hacim ve yüzey denklemleri aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\mathbf{E}_{\omega_{0}} \left(\mathbf{J}_{\omega_{0}}^{V}, \mathbf{M}_{\omega_{0}}^{V}, \mathbf{J}_{\omega_{0}}^{S}, \mathbf{M}_{\omega_{0}}^{S} \right) = \mathbf{E}_{\omega} , \quad \mathbf{H}_{\omega_{0}} \left(\mathbf{J}_{\omega_{0}}^{V}, \mathbf{M}_{\omega_{0}}^{V}, \mathbf{J}_{\omega_{0}}^{S}, \mathbf{M}_{\omega_{0}}^{S} \right) = \mathbf{H}_{\omega}$$

$$\hat{n} \times \left[\mathbf{E}_{\omega_{0}} \left(\mathbf{J}_{\omega_{0}}^{V}, \mathbf{M}_{\omega_{0}}^{V}, \mathbf{J}_{\omega_{0}}^{S}, \mathbf{M}_{\omega_{0}}^{S} \right) \right] \times \hat{n} \quad = \hat{n} \times \left[\mathbf{E}_{\omega} \left(-\mathbf{J}_{\omega_{0}}^{S}, -\mathbf{M}_{\omega_{0}}^{S} \right) + \mathbf{E}_{\omega}^{i} \right] \times \hat{n}$$

$$\hat{n} \times \left[\mathbf{H}_{\omega_{0}} \left(\mathbf{J}_{\omega_{0}}^{V}, \mathbf{M}_{\omega_{0}}^{V}, \mathbf{J}_{\omega_{0}}^{S}, \mathbf{M}_{\omega_{0}}^{S} \right) \right] \times \hat{n} \quad = \hat{n} \times \left[\mathbf{H}_{\omega} \left(-\mathbf{J}_{\omega_{0}}^{S}, -\mathbf{M}_{\omega_{0}}^{S} \right) + \mathbf{H}_{\omega}^{i} \right] \times \hat{n}$$

$$\tag{8}$$

Bu adımdan sonra hacim (V) ve yüzey (S) akımları için darbe fonksiyonları açılım ve test fonksiyonları olarak uygulanır ve empedans matrisi doldurulur.

$$\begin{bmatrix} Z_{vv}(\omega_0) & Z_{vs}(\omega_0) \\ Z_{sv}(\omega_0) & Z_{ss}(\omega_0) + Z_{ss}(\omega) \end{bmatrix} [X] = [V]$$
(9)

X matrisi MM matrisi, V matrisi ise uyarım matrisidir. KFİE yönteminde yalnızca yüzey elemanlarının her frekansta tekrar hesaplanması gerekmektedir.

3. Nümerik Sonuçlar ve Simülasyonlar

1 GHz frekansında elektriksel yarıçapı $\lambda/2$, ε_r ve μ_r değeri 2 olan 1052 üçgene bölünmüş bir silindir yapının değişen σ değerine göre (0, 0.0556, 0.5556, 5.5556) alan dağılımları aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 2: KFİE yöntemi ile σ değerinin etkisinin gösterimi

Beklenildiği gibi öz iletkenlik katsayısı arttıkça akım dağılımı değişmiş ve çeperlerde yoğunlaşmıştır. Farklı iletkenlikteki sonuçlar gerçek boyuta haritalandığında ve de şiddet göstergesi sabit tutulduğunda deri etkisi görülür. Örnek olması açısından σ değerinin 0.5556 olduğu sonuçlar 1.6667, 2.2222, 2.7778, 5.5556 ile karşılaştırılmıştır.



Şekil 3: KFİE yöntemi ile deri etkisinin gösterimi

Alanların bulunması üzerine KFİE yöntemi ile çeşitli σ değeri için radar kesit alanı (RKS) sonuçları MM ile 1988 üçgen için karşılaştırılmış ve fark yüzdeleri geniş bantta gösterilmiştir.



4. Sonuç ve Tartışma

Nümerik elektromanyetik problemlerin çözümünde yeni ve etkili bir yöntem olan KFİE metodunun kayıplı cisimlerdeki performansı incelenmiştir. Öz iletkenlik katsayısının denklemlere dahil edilmesiyle akım yoğunlukları beklenen şekilde değişmiş ve deri etkisi gözlemlenmiştir. MM ile karşılaştırma sonucunda fark değerleri geniş bir frekans aralığında %11'in altında kalmış tek bir testte %19'a yaklaşmıştır. Bu şekilde KFİE yönteminin kayıplı cisimlerde de kullanılabileceği gösterilmiştir ve yöntemin varsayımları azaltılarak kullanım alanı genişletilmiştir.

Kaynaklar

[1]. Köksal A., "Shifted-frequency internal equivalence", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, cilt.46 no.1, s.76-81, 1998.

[2]. Özdemir S., Ünal A., Köksal A. "Application of Shifted Frequency Internal Equivalence to Multifrequency Scattering Problems", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 46, no. 1, Eylül 2017
[3]. Pozar D., "Microwave Engineering" 3.baskı, Wiley, 2005

Kuadratik Üçgenler ile Modellenen Saçıcıların Fiziksel Optik Yaklaşımı ile Zaman Uzayında Analizi

Aslıhan AKTEPE, Hüseyin A. SERİM*, H. Arda ÜLKÜ Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü 41400, Gebze, Kocaeli aaktepe@gtu.edu.tr, haulku@gtu.edu.tr,

*Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) Bilişim ve Bilgi Güvenliği İleri Teknolojiler Araştırma Merkezi 41470, Gebze, Kocaeli huseyin.serim@tubitak.gov.tr

Özet: Bu çalışmada, fiziksel optik (FO) integralinin, kuadratik (ikinci dereceden) üçgen yüzeyleri üzerinden tam ve doğru olarak belirlenmesi sunulmuştur. Detaylı olarak FO integralinin zaman uzayında Radon dönüşümü olarak yorumlanmasıyla yüzey üzerinden olan integral, gelen alanın oluşturduğu düzlem ile saçıcıyı modelleyen kuadratik üçgenlerin kesişimi olan çizgi integraline indirgenmiş ve bu çizgi integrali analitik olarak belirlenmiştir. Nümerik örnek ile FO integralinin hatasız olarak belirlendiği gibi saçıcı geometrisinin modellenmesiyle yapılan hataların azaldığı gösterilmiştir. Önerilen yöntem ile kavisli saçıcılar daha az sayıda ve geniş üçgenler kullanılarak modellenebilmektedir.

Abstract: In this work, exact and closed-form evaluation of the physical optics (PO) integral over quadratic triangular patches is presented. In particular, PO integral is interpreted as Radon transform in time domain and the surface integral is reduced to a line integral which is formed due to the intersection of the quadratic triangle and the plane of the incident field. The line integral then is evaluated exactly in closed-form. A numerical example is presented to show that the PO integral is determined without error and the modeling errors are reduced. Using the proposed method, curved scatterers can be modeled using less number of triangles.

1. Giriş

Fiziksel optik (FO) yaklaşımı, elektromanyetik saçılma analizi, anten ışınımlarının belirlenmesi gibi problemlerde sıklıkla kullanılan yüksek frekans tekniğidir. Bu yaklaşım ile elektromanyetik dalga tarafından aydınlatılan mükemmel elektriksel iletken saçıcılar üzerindeki yüzey akımı yaklaşık olarak ifade edilir ve yüzey akımı ile ışıma integrali hesaplanarak saçılan alanlar belirlenir. Yüksek frekansta salınan çekirdeğe sahip bu ışıma integrali "FO integrali" olarak adlandırılmaktadır. Saçıcı yüzeyi sonlu parçalar ile modellendiğinde, saçılan alanların belirlenmesi parça yüzeyler için FO integralinin belirlenmesine indirgenir.

Saçıcı modellenirken lineer (düz) üçgen yüzeyler sıklıkla kullanılır ve lineer üçgenler için FO integralinin analitik olarak belirlenmesi mümkündür [1]-[2]. Özellikle [2]'de FO integrali Radon dönüşümü olarak yorumlanarak lineer üçgen yüzey üzerinden olan ışıma integrali, üçgen yüzeyi ile düzlemsel dalganın kesişimi sonucu oluşan çizgi integraline indirgenir. Kesişim düz bir çizgi olduğundan, FO integrali analitik olarak kolayca hesaplanabilmektedir. Benzer olarak farklı kaynak/gözlem senaryoları için FO integralini analitik olarak belirlemek mümkündür [3]. Analitik ifadeler sayesinde FO integralindeki nümerik hatalar en aza indirilmiş olsa bile kavisli yüzeylerin lineer üçgenler ile modellenmesinden kaynaklı hatalar korunmaktadır. Lineer üçgenler yerine yüksek dereceden yüzeyler için FO integrali yaklaşık olarak [4]-[5] ya da yoğun örnekleme gerektiren nümerik yöntemler kullanılarak hesaplanabilir.

Bu çalışmada, kuadratik (ikinci dereceden) üçgenler ile modellenmiş saçıcı yüzeyi için FO integralinin tam ve analitik olarak belirlenmesi gösterilmiştir. İlk olarak yüzey üzerinden olan FO integrali, Radon dönüşümü yorumu ile kuadratik üçgen yüzeyi ve düzlemsel dalganın kesişimi sonucu oluşan eğri üzerinden çizgi integraline indirgenmiştir. Kesişim sonucu oluşan eğri, lineer üçgen yüzeylerden farklı olarak, kuadratik üçgenin tanımladığı alan koordinatlarına, dolayısıyla üçgene ve düzleme bağlı olarak ikinci dereceden olan elipş,

hiperbol vb. şekillerde olabilir. Çizgi integralinin sınırları, kesişen eğri ile kuadratik üçgenin kenarlarının kesişim noktaları ile belirlenir. Eğrinin türüne göre (elips, hiperbol vb.) uygun koordinat dönüşümleri (eliptik, hiperbolik vb.) kullanılarak FO integrali hiçbir yaklaşıklık yapılmadan analitik olarak hesaplanır.

2. Yöntem

FO yaklaşımında mükemmel elektriksel iletken saçıcı yüzeyinin aydınlık S_a ve karalık S_k bölgelerinde indüklenen akım yoğunluğu $\mathbf{J}(\mathbf{r},t)$

$$\mathbf{J}(\mathbf{r},t) = \begin{cases} 2\hat{\mathbf{n}}(\mathbf{r}) \times \mathbf{H}^{\mathrm{inc}}(\mathbf{r},t) & ; \mathbf{r} \in S_{\mathrm{a}} \\ 0 & ; \mathbf{r} \in S_{\mathrm{k}} \end{cases}$$
(1)

olarak verilir. Burada $\mathbf{H}^{\text{inc}}(\mathbf{r},t)$ gelen alanın manyetik alan bileşenini, $\hat{\mathbf{n}}(\mathbf{r})$ yüzeyden dışarı doğru olan yüzey normalini göstermektedir. Saçıcının aydınlık yüzeyi S_a , kuadratik üçgenler ile ayrıklaştırılmış ($S = \bigcup S_n$) ve gelen alan, $\hat{\mathbf{k}}_i$ ve $\hat{\mathbf{p}}$ düzlemsel dalganın ilerleme yönü ve polarizasyonu olmak üzere $\mathbf{H}^{\text{inc}}(\mathbf{r},t) = \eta_0^{-1}(\hat{\mathbf{k}}_i \times \hat{\mathbf{p}})\delta(t - \hat{\mathbf{k}}_i \cdot \mathbf{r}/c)$ olarak seçilirse, uzak alandaki saçılan elektrik alan aşağıdaki gibi bulunur [6]:

$$\mathbf{E}^{\mathrm{sca}}(\mathbf{r},t) = \frac{1}{2\pi rc} \partial_t \left[\delta\left(t - \frac{r}{c}\right) \right] * \mathbf{E}_{\mathrm{rc}}^{\mathrm{sca}}(\hat{\mathbf{k}}_s,t) .$$
⁽²⁾

Burada η_0 ortamın empedansını, *c* ışık hızını, $\delta(\cdot)$ Dirac delta fonksiyonunu, ∂_t zaman türevini, "*" konvolüsyon işlemini, $\hat{\mathbf{k}}_s$ gözlem yönünü ve $\mathbf{E}_{rc}^{sca}(\hat{\mathbf{k}}_s,t)$ menzili düzeltilmiş saçılan elektrik alanı belirtmektedir:

$$\mathbf{E}_{rc}^{sca}(\hat{\mathbf{k}}_{s},t) = \hat{\mathbf{k}}_{s} \times \hat{\mathbf{k}}_{s} \times \left(\hat{\mathbf{k}}_{i} \times \hat{\mathbf{p}}\right) \times \sum_{n=1}^{N} \mathbf{h}_{n}(t) .$$
(3)

Burada $\mathbf{h}_{n}(t)$ fonksiyonu ise

$$\mathbf{h}_{n}(t) = \int_{S_{n}} \hat{\mathbf{n}}(\mathbf{r}') \delta(t - \frac{2}{c} \mathbf{k}_{r} \cdot \mathbf{r}') d\mathbf{r}'$$
(4)

olarak tanımlanır. Bu ifadede $\mathbf{k}_r = (\hat{\mathbf{k}}_i - \hat{\mathbf{k}}_s)/2$ ve S_n , *n*. kuadratik üçgeni göstermektedir. (4)'te verilen $\mathbf{h}_n(t)$ S_n 'nin \mathbf{k}_r yönündeki düzlemsel Radon dönüşümüdür. Bu formülde S_n yüzeyinin yapısı kesişim eğrisinin türünü belirlemektedir. S_n lineer üçgen ise, $\hat{\mathbf{n}}(\mathbf{r})$, S_n içinde sabit olacağından $\mathbf{h}_n(t)$ skaler bir fonksiyonun integraline indirgenir ve düzlem ile lineer üçgeni kesişimi düz bir çizgi şeklinde oluşur [2]. Kavisli yüzeylerde ise $\hat{\mathbf{n}}(\mathbf{r})$, S_n yüzeyinde sabit olmadığından $\mathbf{h}_n(t)$ belirlenirken bu değişim dikkate alınmalıdır [6]. $t = t_0$ anında belli \mathbf{k}_r ve S_n 'nin köşe noktaları \mathbf{r}_i , i = 1, ..., 6, için, $\mathbf{h}_n(t)$ fonksiyonu aşağıdaki adımlar izlenerek belirlenebilir:

- 1. (4)'te görünen Dirac delta fonksiyonu $t = t_0$ zaman anında bir düzlem belirtir. Kuadratik üçgenin tanımladığı alan koordinatları kullanılarak koordinat dönüşümü yapılır ve Dirac delta fonksiyonunun gösterdiği düzlem ile birlikte çözüldüğünde, kesişimi veren ikinci dereceden bir eğri denklemi ortaya çıkar. Eğri denkleminin türü kesişim eğrisinin türünü (elips, hiperbol vb.) belirler. Eğer keşişim yoksa $\mathbf{h}_n(t_0) = 0$ 'dır. Kuadratik üçgenin kenarları ile olan kesişim noktaları, bulunan ikinci dereceden denklem ile belirlenir. Bu aşamada FO integrali çizgi integraline dönüşür.
- Kesişim eğrisini parametrik hale getirmek için eğrinin türü dikkate alınarak uygun koordinat sisteminde ikinci koordinat dönüşümü uygulanır (örneğin elips için eliptik koordinatlar).
- 3. Parametrik haldeki çizgi integrali (FO integrali) kapalı-formda hesaplanabilir. 1'de belirlenen kesişim noktaları çizgi integralinin sınırları olarak kullanılır.

Her kesişim eğrisi için farklı kapalı-form ifadeleri bulunur. Bu ifadeler geniş yer kapladığından burada sunulmamıştır.

3. Nümerik Örnek

Bu bölümde elde edilen ifadelerin doğruluğunu ve geçerliliğini göstermek için bir nümerik örnek sunulmuştur. Nümerik örnekte serbest uzayda yer alan birim küre, $\hat{\mathbf{k}}_i = -\hat{\mathbf{z}}$ yönünde yayılan ve polarizasyonu $\hat{\mathbf{p}} = \hat{\mathbf{x}}$ yönünde olan düzlemsel dalga ile aydınlatılmıştır. Birim kürenin aydınlık bölgesi 261 lineer ve kuadratik üçgen ile modellenmiş, zaman adımı $\Delta t = 0.10937$ ns ve gözlem yönü $\hat{\mathbf{k}}_s = -\hat{\mathbf{k}}_i$ (*backscattering*) olarak seçilmiştir. Lineer üçgenler için FO integrali hesaplanırken [2]'de verilen analitik ifadeler kullanılmıştır.

Şekil 1(a)'da lineer ve kuadratik üçgenler için elde edilen menzili düzeltilmiş saçılan elektrik alan $\mathbf{E}_{rc}^{sca}(\hat{\mathbf{k}}_{s},t)$ ile birim küre için FO integralinin analitik ifadesi kullanılarak elde edilen $\mathbf{E}_{rc}^{sca}(\hat{\mathbf{k}}_{s},t)$ 'nin karşılaştırılması verilmiştir. Şekil 1(a)'dan görüldüğü gibi kuadratik üçgen için elde edilen sonuçlar analitik sonuçlar [7] ile üst üste iken aynı sayıda lineer üçgen ile elde edilen sonuçlar bozulmalar içermektedir. Şekil 1(b)'de ise zaman uzayında elde edilen sonuçlar kullanılarak elde edilen radar kesit alanı (RKA) değerleri frekans uzayındaki analitik sonuç [7] ile karşılaştırılmıştır. RKA belirlenirken $\mathbf{E}_{rc}^{sca}(\hat{\mathbf{k}}_{s},t)$ 'nin frekans örnekleri ayrık Fourier dönüşümü ile belirlenmiştir. Benzer olarak Şekil 1(b)'den görüldüğü üzere kuadratik üçgenler kullanılarak modellenen küre için elde edilen RKA değerleri analitik sonuçlar ile üst üstedir. Ancak lineer üçgenler için Şekil 1(a)'da görülen bozulmalar, ayrık Fourier dönüşümünde yüksek frekanstaki sonuçların bozulmasına ve Şekil 1(b)'de yüksek frekanstaki sonuçların tutmamasına sebep olmaktadır.



Şekil 1. Birim küre için (a) menzili düzeltilmiş saçılan elektrik alan ve (b) RKA değerlerinin karşılaştırılması.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, kuadratik üçgenler kullanılarak modellenmiş saçıcılar için FO integralinin tam ve kapalı-formda belirlenmesi için yeni bir yöntem gösterilmiştir. Yüzey üzerinden olan FO integrali, zaman uzayında Radon dönüşümü yorumuyla çizgi integraline indirgenmiş ve çizgi integrali için uygun koordinat dönüşümleri kullanılarak analitik ifadeler herhangi bir yaklaşım yapılmadan elde edilmiştir. Kuadratik üçgen kullanımıyla modelleme hatalarının azaldığı nümerik örnek ile gösterilmiştir.

Kaynaklar

[1]. Gordon W., "Far-field approximations to the Kirchoff-Helmholtz representations of scattered fields," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt 23, no. 4, s. 590–592, 1975.

[2]. Bölükbaş D. ve Ergin A. A., "A Radon transform interpretation of the physical optics integral," Microw. Opt. Technol. Lett., cilt 44, no. 3, s. 284–288, 2005.

[3]. Ulku H. A. ve Ergin A. A., "Radon transform interpretation of the physical optics integral and application to near and far field acoustic scattering problems," Proc. 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symp., s. 1–4, 2010.

[4]. Vico-Bondia F., Ferrando-Bataller M. ve Valero-Nogueira A., "A new fast physical optics for smooth surfaces by means of a numerical theory of diffraction," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt 58, no. 3, s. 773–789, 2010.

[5]. Wu Y. M., Jiang L. J., Sha W. E. I. ve Chew W. C., "The numerical steepest descent path method for calculating physical optics integrals on smooth conducting quadratic surfaces," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt 61, no. 8, s. 4183–4193, 2013.

[6]. Serim H. A. ve Ergin A. A., "Computation of the physical optics integral on NURBS surfaces using a Radon transform interpretation," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., cilt 7, s. 70–73, 2008.

[7]. Jenn C.D., Radar and Laser Cross Section Engineering, AIAA Education Series, 1995.

Zaman Uzayında Maxwell Denklemleri İçin Yeni Bir Form

Ahmet Arda Çoşan, Oleg A. Tretyakov, Fatih Erden*

Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü Gebze, Kocaeli acosan@gtu.edu.tr, tretyakov@gtu.edu.tr,

> *Milli Savunma Üniversitesi Deniz Harp Okulu Tuzla, İstanbul erden@ieee.org

Özet: SI birim sistemindeki standart Maxwell denklemlerinde elektrik alan ve manyetik alan vektörlerinin fiziksel boyutları aynı olmadığından denklemlerin bu halini kullanmak elektromanyetik dalgaların mekanik özelliklerini incelemek için elverişli değildir. Maxwell denklemlerini SI birim sistemi çerçevesinden çıkmadan simetrik formatta yazabilmek için yakın zamanda yeni bir yaklaşım önerilmiştir. Bu yöntem sonucunda simetrik formda Maxwell denklemleri elde edilmekte ve elektromanyetik alanlar için momentum ve kütle özellikleri incelenebilmektedir.

Abstract: Since the physical dimensions of electric and magnetic field vectors are not identical in the standard Maxwell's equations of the SI unit system, using this form of equations is not suitable for studying mechanical properties of electromagnetic waves. An novel approach has been developed to express Maxwell's equations in a new form without exiting the SI unit system. With the novel symmetrical form of Maxwell's equations obtained herein, it becomes possible to investigate the momentum and inertia of the electromagnetic fields.

1. Giriş

Genel kullanıma sunulduğundan bu yana yaygın bir şekilde kullanılmakta olan ve temel olarak birbirinden bağımsız yedi elemandan oluşan SI birim sisteminde (International System of Units - SI), elektrik alan $\mathcal{E}(\mathbf{r},t)$ ve manyetik alan $\mathcal{H}(\mathbf{r},t)$ vektörlerinin boyutları sırasıyla *volt/metre* $\lfloor V/m \rfloor$ ve *amper/metre* $\lfloor A/m \rfloor$ olarak belirlenmiştir. Maxwell denklemleri SI birim sistemi çerçevesinde

$$\nabla \times \underbrace{\mathcal{E}(\mathbf{r}, t)}_{\lfloor V/m \rfloor} = -\underbrace{\mu_0}_{\lfloor H/m \rfloor} \partial_t \underbrace{\mathcal{H}(\mathbf{r}, t)}_{\lfloor A/m \rfloor}, \qquad \nabla \times \underbrace{\mathcal{H}(\mathbf{r}, t)}_{\lfloor A/m \rfloor} = \underbrace{\varepsilon_0}_{\lfloor F/m \rfloor} \partial_t \underbrace{\mathcal{E}(\mathbf{r}, t)}_{\lfloor V/m \rfloor} + \underbrace{\sigma}_{\lfloor S/m \rfloor} \underbrace{\mathcal{E}(\mathbf{r}, t)}_{\lfloor V/m \rfloor}$$
(1)

şeklinde yazılırlar. Burada **r** gözlem noktasının pozisyon vektörünü ve *t* gözlem zamanını ifade eder. $\partial_t = \partial/\partial_t$ olarak yazılabilir. σ sistem içerisindeki kayıpları modelleyen iletkenlik sabitidir. Maxwell denklemleri içerisinde yer alan ifadelerin SI birim sisteminde fiziksel boyutları denklem (1)'de görülebilir.

Alan büyüklükleri $\mathcal{E}(\mathbf{r},t)$ ve $\mathcal{H}(\mathbf{r},t)$ 'nin önceden belirlenen fiziksel boyutlarda Maxwell denklemleri içerisinde kullanılması, ε_0 ve μ_0 olarak bildiğimiz bir çift sabitin denklemlere ilave edilmesini gerekli kılmıştır. Bu sabitler boş uzay sabitleri olarak adlandırılmakta ve SI birim sisteminde

$$\varepsilon_{0} = \frac{1}{c_{0} 4\pi \times 10^{-7}} \left[\frac{F}{m} = \frac{A^{2} s^{2}}{Nm^{2}} \right], \qquad \mu_{0} = 4\pi \times 10^{-7} \left[\frac{H}{m} = \frac{N}{A^{2}} \right]$$
(2)

olarak yazılmaktadırlar. Burada *F* Farad, *H* Henry, $N = kgms^{-2}$ kuvvet birimi Newton ve $c_0 = 2.99792458 \times 10^8$ ışığın boşluktaki hızının sembolü olarak ifade edilebilirler. Temel fiziksel sabit ışık hızı (c) için $c = \sqrt[-2]{c_0\mu_0} = c_0 \lfloor m/s \rfloor$ ifadesinin geçerli olduğu görülebilir.

2. Yöntem

Yöntem temelde elektrik alan $\mathcal{E}(\mathbf{r},t)$ ve manyetik alan $\mathcal{H}(\mathbf{r},t)$ vektörlerinin sırasıyla *volt/metre* ve *amper/metre* olan fiziksel boyutlarının yeni tanımlanan uygun sabitlerle ölçeklendirilmesine dayanmaktadır. Tretyakov

tarafından önerilen [1] "fiziksel boyutların ölçeklendirilmesi" yöntemi sayesinde SI birim sistemi çerçevesinde Maxwell denklemlerinin fiziksel boyutları uygun şekilde kontrol edilebilmektedir [2]. Elektrik alan $\mathcal{E}(\mathbf{r},t)$ için yeni ölçeklendirme sabiti, fiziksel boyutu volt $\lfloor V \rfloor$ olacak şekilde $\sqrt{N/\varepsilon_0}$ olarak seçilir. Manyetik alan $\mathcal{H}(\mathbf{r},t)$ vektörü içinse yeni ölçeklendirme sabiti, fiziksel boyutu *amper* $\lfloor A \rfloor$ olacak şekilde $\sqrt{N/\mu_0}$ olarak kullanılır. Prosedür sonrasında $\mathbb{E}(\mathbf{r},t)$ ve $\mathbb{H}(\mathbf{r},t)$ yeni alan vektörleri elde edilir:

$$\underbrace{\boldsymbol{\mathcal{E}}(\mathbf{r},t)}_{\lfloor V/m \rfloor} = \underbrace{\sqrt{N/\varepsilon_0}}_{\lfloor V \rfloor} \underbrace{\mathbb{E}(\mathbf{r},t)}_{\lfloor m^{-1} \rfloor} \cong \underbrace{3.361 \times 10^5}_{\lfloor V \rfloor} \underbrace{\mathbb{E}(\mathbf{r},t)}_{\lfloor m^{-1} \rfloor}, \qquad \underbrace{\boldsymbol{\mathcal{H}}(\mathbf{r},t)}_{\lfloor A/m \rfloor} = \underbrace{\sqrt{N/\mu_0}}_{\lfloor A \rfloor} \underbrace{\mathbb{H}(\mathbf{r},t)}_{\lfloor m^{-1} \rfloor} \cong \underbrace{8.921 \times 10^2}_{\lfloor A \rfloor} \underbrace{\mathbb{H}(\mathbf{r},t)}_{\lfloor m^{-1} \rfloor}.$$
(3)

 $\mathbb{E}(\mathbf{r},t)$ ve $\mathbb{H}(\mathbf{r},t)$ ölçeklenmiş alan vektörlerinin *ortak fiziksel boyuta* sahip oldukları kolaylıkla görülebilir.

3. SI Birim Sisteminde Simetrikleştirilmiş Maxwell Denklemleri

Denklem (3)'te görülen ölçeklendirilmiş alan vektörlerinin standart Maxwell denklemleri (1) içerisinde ilgili yerlerine yerleştirilmesiyle önerilen simetrik formdaki Maxwell denklemleri;

$$\nabla \times \mathbb{E}(\mathbf{r}, t) = -\partial_{\alpha} \mathbb{H}(\mathbf{r}, t), \qquad \nabla \times \mathbb{H}(\mathbf{r}, t) = \partial_{\alpha} \mathbb{E}(\mathbf{r}, t) + 2\gamma \mathbb{E}(\mathbf{r}, t)$$
(4)

elde edilmiş olur. Burada $\partial_{ct} = \partial / c \partial_t$, $c = c_0 \lfloor m / s \rfloor$ olarak ifade edilirler. Yeni kayıp parametresi γ ile σ arasında $2\gamma = \sigma \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}$ ilişkisi bulunmaktadır. (3)'de görülen ölçeklendirme işlemi sayesinde $\mathbb{E}(\mathbf{r},t)$ ve $\mathbb{H}(\mathbf{r},t)$ vektörleri SI birim sistemi içerisinde *aynı* fiziksel boyutlarda $\lfloor m^{-1} \rfloor$ kullanılabilirler. Denklem (4) ile birlikte Maxwell denklemleri SI birim sistemi çerçevesinde simetrik forma kavuşmuştur.

4. Sonuç

Burada önerilen ayrıklaştırma işlemi ile elde edilen yeni formdaki Maxwell denklemlerinin sağladığı temel katkı, standart denklemlerde bulunan ε_0 ve μ_0 boş uzay sabitlerinin yerine denklem çiftinde sadece *tek temel sabit* olan ışık hızı *c*'nin bulunması ve simetrik formun SI birimlerinden taviz verilmeden elde edilmesidir. $\mathbb{E}(\mathbf{r},t)$ ve $\mathbb{H}(\mathbf{r},t)$ vektörlerinin boyutlarının aynı olması, Kaiser'in tanımlamaları [3] çerçevesinde elektromanyetik alanların enerji ve mekanik özelliklerine ilişkin çalışma yapılabilmesine olanak sağlamaktadır. Zamanlaharmonik alanlar teorisine alternatif analitik bir zaman uzayı yöntemi olarak kabul edilmiş olan Elektromanyetik Teoriye Evrimsel Yaklaşım (ETEY) yöntemi [4]-[5] ile elektromanyetik dalgaların söz konusu mekanik özellikleri SI birim sistemi içerisinde incelenebilmektedir [6]-[8].

Kaynaklar

[1]. Tretyakov O. A., "Factorizing physical dimensions of the quantities ingressed in Maxwell's equations in SI units," Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS) 2017, St Petersburg, Russia, 22-25 May 2017, DOI: 10.13140/RG.2.2.30148.73604.

[2]. Erden, F. ve Tretyakov, O. A., "Mechanical properties of the waveguide modal fields in the time domain," Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS) 2017, St Petersburg, Russia, 22-25 May 2017, DOI:10.13140/RG.2.2.20636.18569.

[3]. Kaiser G., "Electromagnetic inertia, reactive energy and energy flow velocity", J. Phys. A: Math. Theor., cilt.44 no.34, 345206, 2011.

[4]. Tretyakov O. A., "Essentials of nonstationary and nonlinear electromagnetic field theory," Chapter 3 in Analytical and Numerical Methods in Electromagnetic Wave Theory, M. Hashimoto, M. İdemen ve O. A. Tretyakov, Science House Co. Ltd., Tokyo, 1993.

[5]. Tretyakov, O. A. ve Erden, F., "Evolutionary Approach to Electromagnetics as an Alternative Method to the Time-Harmonic Field Method," IEEE APS/URSI Meeting, Chicago, U.S., 8-14 Temmuz 2012, DOI: https://doi.org/10.13140/2.1.2283.4242.

[6]. Çoşan, A. A., Erden, F. ve Tretyakov, O. A., "Dalga Kılavuzu Alanlarının Enerji Özelliklerinin Türetilmesi", Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Dergisi, 2018.

[7]. Erden, F., Tretyakov, O. A. ve Cosan, A. A., "Inertial Properties of the TE Waveguide Fields", Progress in Electromagnetics Research M, cilt.68, s.11-19, 2018.

[8]. Erden, F., Çoşan, A. A. ve Tretyakov, O. A., "Kayıpsız Dalga Kılavuzunda TE- Modlarının Kütlesel Özellikleri," 26'ncı Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları (SİU) Kurultayı, İzmir, Türkiye, 2-5 Mayıs 2018, DOI: 10.1109/SIU.2018.8404278.

Göğüs Tümörü Tespitine Yönelik Vivaldi Anten Tasarımı ve Analizi

Beyza Neyişci, S. Sinan Gültekin^{*}, Dilek Uzer^{**} Meram Elektrik Dağıtım A.Ş.

Konya

beyzaneyisci@gmail.com

*Konya Teknik Üniversitesi Lisans Üstü Eğitim Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Konya <u>sgultekin@selcuk.edu.tr</u>

** Konya Teknik Üniversitesi Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Konya

dilek_uzer@selcuk.edu.tr

Özet: Çalışmada 4-10 GHz aralığında ışıma yapan 8 adet Vivaldi antenin göğüs tümörü tespitine yönelik tasarımları yapılmıştır. Tasarımlar, 3 farklı çentikli ve 1 çentiksiz olarak tasarlanmıştır. Diğer dört adet anten ise tümör yapısı eklenmiş aynı yapılı antenlerden oluşmaktadır. Çentikler anten boyutunun 1/5, 1/10 ve 1/20 oranlarında antenlerin yan taraflarına açılmıştır. Tasarım ve simülasyonlarda Ansoft HFSS programı kullanılmıştır. Tümörün tespiti ise, Elektrik ve Manyetik Alanı, Akım Yoğunluğu ve Özgül Soğurma Oranı (SAR) değerlerinin tümörlü ve tümörsüz yapılardaki alınan farklı değerleri ile belirlenmiştir. Elde edilen sonuçlarla, çentiklerin Vivaldi antenin performansını arttırdığı ve göğüs tümörü tespitinde kullanılabileceği gösterilmiştir.

Abstract: In the study, 8 Vivaldi antennas radiating in the range of 4-10 GHz were designed for breast tumor detection. The designs were prepared with 3 different notches and 1 none notch. The other four antennas consist of antennas the same structure with tumor. The notches are opened to the sides of the antennas at 1/5, 1/10 and 1/20 ratios. Design and simulation use Ansoft HFSS program. Tumor detection was determined by different values of the Electric and Magnetic Field, Current Density, and Specific Absorption Rate (SAR) values obtained in tumors and without tumors. The obtained results show that the notched Vivaldi antenna improves the performance and can be used for breast tumor detection.

1. Giriş

Göğüs kanseri en sık tanı konulan kanserlerdendir ve özellikle Kuzey Amerikadaki kadınlarda kanser ölümlerindeki ikinci kanser cesitidir. Tespitinden sonra doğru sekilde tedavi edilmezse ölümcül sonuclara neden olabilir. Bunun yanında erken teşhis, kanseri saptamak ve önlemek için oldukça önemlidir. Kanser teşhisi için X-Ray mamografi, manyetik rezonans görüntüleme ve ultrasonografi gibi yöntemler kullanılmaktadır. Fakat bu yöntemler her zaman doğru sonuç vermeyebilir. Örneğin, tüm göğüs kanserlerinin % 4 ile % 34' ü kötü huyludur ve iyi huylu kanserli dokudaki kontrast nedeniyle saptanamayabilir. Radar temelli yaklaşımlarda ise göğüse sinyal gönderilerek yansıyan sinyaller toplanır. Bunun için anten kullanır. Sinyaller, ciltten, göğüs içindeki doku kompozisyonundaki doğal değişikliklerden ve mevcut olan tüm tümörlerden yansımaları içerir. Radar tabanlı bu görüntülemenin amacı, tümörlerin yol açtığı yansımaları, sinyallerdeki diğer yansımalardan ayırmaktır [1]. Ek tanı bilgisini sağlamak için, mikrodalga yaklaşımları tamamlayıcı görüntüleme teknikleri olarak önerilmiştir. Bu tekniklerinin çalışma prensibi ise, kötü huylu tümör dokuları ile sağlıklı dokular arasındaki dielektrik farklılıkların algılanmasına dayanmaktadır [2]. Bir mikrodalga uygulaması olarak önerilen Vivaldi antenler, ilk olarak Gibson [3] tarafından önerilmiştir. Vivaldi anten ultra geniş band genişliği, iyi yönlülük, sabit radyasyon ışıması ve kompakt boyutları gibi özellikleri ile biyomedikal uygulamalarda sıklıkla tercih edilmektedir [4]. Önceki çalışmalarda, radar ve mikrodalga görüntüleme için UWB (2.9 - 11 GHz) yüksek kazançlı anten uygulamaları önerilmiş ve anten kazancı, ışıma bölümünün kenarlarına çentikler eklenmek suretiyle önemli ölçüde artırılmıştır [5]. Yapılan bir başka çalışmada göğüs fantomu ölçümü için yan çentikli UWB anten önerilmiş ve antenin yanlarına çentikler açılarak düşük frekansta iyi yönlü ışıma ve yüksek kazanç gibi performanslar elde edilmiştir [6]. Bu çalışmada ise Vivaldi antenin boyutu değiştirilmeden yan taraflarına farklı boyutlarda çentikler açılarak sekiz adet anten tasarlanmıştır. Tasarlanan bu antenlerdeki çentik boyutları ise anten boyutuna belirli bir oranda olacak şekilde açılmıştır. Önerilen antenler, göğüs tümörü tespitine yönelik mikrodalga görüntüleme amacıyla kullanılacağından tümörlü dokunun tanımlanması icin basit 3 boyutlu göğüs fantomu modellenerek, ışıma yönlerine yerleştirilmiş ve simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Anten tasarımı Bölüm 2' de, göğüs yapısı modeli Bölüm 3' te, simülasyonlar ve sonuçları ise Bölüm 4' te açıklanmıştır.

2. Anten Tasarımları

Tasarımı yapılan antenlerde FR4 dielektrik taban malzemesi kullanılmıştır. Dielektrik sabiti(ε) 4.4, tanjant kaybı(δ) 0.025 ve kalınlığı(h) 0.8 mm' dir. Alt tabaka boyutları X=75 mm ve Y=95.11 mm' dir. Antenlerin besleme uzunluk ve genişlikleri ise sırasıyla 5 mm ve 0.36 mm' dir. Antenler, göğüs tümörü tespitine yönelik 4 - 10 GHz aralığında ışıma yapan 8 adet Vivaldi antendir. Tasarımlar, biri çentiksiz olmak üzere 3 farklı çentikli ve bu antenlere karşılık gelen her birine 5 mm' lik tümör yapısı eklenmiş antenlerden ibarettir. Çentikler anten boyutuna 1/5, 1/10 ve 1/20 oranlarında antenlerin yan taraflarına açılmıştır. Tümör tespiti, E ve H-Alanı, J ve SAR oranı değerlerinin tümörlü ve tümörsüz durumlarındaki farklılıkları ortaya çıkarılarak yapılmıştır. Ayrıca antenlerin performanslarını belirlemek amacıyla çalışılan frekanslar için VSWR, G ve S₁₁ parametreleri belirlenmiştir. Önerilen Vivaldi anten modelleri Şekil 1. (a ve b)' de gösterilmektedir.



Şekil 1. Tümörsüz Simülasyonlar için Tasarlanan Anten Geometrileri (a), Tümörlü Simülasyonlar için Tasarlanan Anten Geometrileri (b)

3. Göğüs Yapısı

Tasarlanan antenlerle tümörün erken teşhisi problemine yönelik çalışılan göğüs fantomu; göğüs derisi, göğüs dokusu ve tümör dokusu olmak üzere 3 katmandan oluşmaktadır. Vücut sıcaklığında yapılan çalışmalar sonucunda 10^9 Hz frekans sonrası göğüs dokusunun sabit dielektrik değere sahip olduğu tespit edilmiştir. [8] Şekil 2' de, göğüs fantomu yapısı modeli ile birlikte bu katmanlarda kullanılan dokuların ε , σ [7] ve boyut özellikleri verilmiştir.



Şekil 2. Göğüs fantomu yapısı modeli ve fantom katmanlarının özellikleri

Modellenen göğüs dokusu katmanı ve göğüs derisi katmanı dikdörtgen prizma biçiminde, tümör dokusu katmanı ise küresel biçimde modellenmiştir. Simülasyon için tasarlanan antenlerin ışıma yönlerine göre modellenen göğüs fantomu tümörlü ve tümörsüz olmak üzere iki farklı durumda yerleştirilmiştir.

4. Simülasyon Sonuçları

Göğüs tümörü tespitine yönelik yapılan çalışmada anten tasarımları ve simülasyonlar, ANSYS HFSS (High Frequency Electromagnetic Field Simulation) yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar sonucunda önerilen antenlerin E, H-Alanı, J ve SAR gibi parametre değerleri elde edilmiştir (Tablo 1). Şekil 3' te ise ışıma yapan antenlerin Phi=0 iken $\Theta = (-180^\circ) - (+180^\circ)$ aralığındaki E-Alan değişimi, tümörlü ve tümörsüz yapılar için verilmiştir.

Çentik Boyutu	Centiksiz		Anten Boyutu/5		Anten Boyutu/10		Anten Boyutu/20	
	Tümörsüz	Tümörlü	Tümörsüz	Tümörlü	Tümörsüz	Tümörlü	Tümörsüz	Tümörlü
E (<u>mV</u> /m)	103.78	116.01	110.2	112.31	106.86	113.45	112.04	118.9
	% 11.785		% 1.915		% 6.167		% 6.123	
H (<u>mV</u> /m)	0.684	0.902	0.678	0.919	0.693	0.912	0.711	0.875
	% 31.871		% 35.546		% 31.602		% 23.066	
J (A/m ²)	31.755	32.141	36.997	66.818	35.05	40.7	50.017	38.266
	% 1.216		% 80.604		% 16.12		% 23.494	
SAR (W/kg)	101.08	139.99	198.4	202.09	210.16	161.48	179.66	123.85
	% 38.494		% 1.86		% 23.163		%31.064	

Tablo 1. Önerilen antenlerin simülasyon sonuçları ve E, H, J ve SAR değerlerinin yüzde değişimleri



Değerlendirmeler parametre farklılıkları için ayrı ayrı yapılmış ve en fazla yüzde değişimler, Tablo 1' de gösterildiği gibi tümörlü ve tümörsüz dokular arasında E-Alan için % 11.785, H-Alanı için % 35.546, J için % 80.604 ve SAR için ise % 38.494 lik artış gösterdiği gözlemlenmiştir.

Ayrıca çalışılan frekanslar için belirlenen en iyi VSWR, G ve S₁₁ sırasıyla; 0.9, 10.167 dB ve -25.346 dB olarak anten boyutu/20 çentikli anteninden elde edilmiştir. Bu sonuçlar anten boyutu/20 çentikli antenin tümör tespiti için tercih edilebileceği anlamına gelmektedir.

5. Sonuçlar

Yapılan çalışmada göğüs tümörü erken teşhisine yönelik performansı geliştirilmiş UWB Vivaldi anten simülasyon uygulaması yapılmıştır. Elde edilen değerler Tablo 1 ve Şekil 3 ile verilmiş ve sonuçlar değerlendirilmiştir. Bu sonuçlara göre, Vivaldi antene yan çentikler açılmak suretiyle parametre değerlerinin iyileştirilebileceği ve tümörün tespit edebileceğini gösterilmiştir.

Kaynaklar

[1] Jingjing Zhang, Elise C. Fear and Ronald H. Johnston, "Cross-Vivaldi Antenna For Breast Tumor Detection", Micr. and Optical Tech. Letters, Num. 51, 2, Feb. 2009.

[2] E.C. Fear, "Microwave imaging of the breast", Tech Cancer Res Treat 4, Num. 69-81, 2005.

[3] P.J. Gibson, "The Vivaldi Aerial", In Proc. of 9th Euro. Micr. Conf., Num. 101-105, 1979.

[4]. Beyza Neyişci, Rabia Top, S. Sinan Gültekin, Dilek Uzer, "Determination of Electromagnetic Field Values for Breast Tumor Detection with the Designed Vivaldi Antenna", Intern. Conf. on Eng. Tech. (ICENTE' 17), 07-09 December 2017.

[5]. G.K. Pandey, H.S. Singh, P.K. Bharti, A. Pandey ve M.K. Meshram, "High Gain Vivaldi Antenna for Radar and Microwave Imaging Applications", Int. Journal of Signal Proc. Systems, Number 3, 1, June 2015.

[6]. Mohammed Tarıqul Islam, MD. Zulfiker Mahmud, Norbahiah Mısran, Jun-ichi Takada, Mengu CHO "Microwave Breast Phantom Measurement System With Compact Side Slotted Directional Antenna", IEEE ACCESS, 5, 5321-5330, 2017.

[7]. R. Çalışkan, S. S. Gültekin, D. Uzer, Ö. Dündar, "A Microstrip Patch Antenna Design for Breast Cancer Detection", World Conf. on Tech., Innovation and Entrepreneurship, 2015.

[8]. S. Gabriel, R.W. Lau ve C. Gabriel, "The Dielectric Properties of Biological Tissues", Phys. Med. Biol. 41,2271–2293,1996.

Tek Yama Üzerinde Tek Beslemeli İki Bantlı GPS Anten Tasarımı

Mustafa Caner ÖNDER, Özlem AYDIN ÇİVİ Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara caner.onder@metu.edu.tr, ozlem@metu.edu.tr,

Özet: Uydu tabanlı navigasyon sistemlerinde daha yüksek doğrulukta navigasyon verilerinin elde edilme ihtiyacını karşılamak amacıyla çok bantlı sistemler kullanılmaktadır. Uydu tabanlı navigasyon sistemleri genellikle mobil sistemler üzerinde kullanıldığı için, hafif ve hareket kabiliyetini sınırlamayacak antenlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle, hali hazırda sivil kullanıma açık L1 (1575.42 MHz) ve L2 (1227.60 MHz) GPS frekans bantlarında çalışan tek beslemeli bir mikroşerit anten tasarımı ve benzetim sonuçları verilmiştir. Düşük frekans oranını elde edebilmek için özgün bir yama tasarımı önerilmiştir.

Abstract: In satellite-based navigation systems, multiband systems are in use to meet the need of obtaining navigation data more accurately. It is needed to antennas which are low-profile, light and not limiting the mobility, because of being used of satellite-based navigation systems on mobile systems. Hence, design and simulation results of a single fed microstrip antenna which operates on L1 (1575.42 MHz) and L2 (1227.60 MHz) GPS frequency bands which are currently open to civil usage are given. A novel patch design is proposed to get the small frequency ratio.

1. Giriş

Uydu/Uzay teknolojisinin gelişmesiyle beraber uydu tabanlı navigasyon teknolojilerinin yer sistemleri üzerinde kullanımı yaygınlaşmıştır. GPS, GLONASS, COMPASS ve GALILEO uydu sistemleri navigasyon uydu sistemi olarak hizmet vermektedir. GPS ise bu sistemler içerisinde en yaygın olarak kullanılan navigasyon uydu sistemidir. GPS sinyalleri L1 (1575.42 MHz), L2 (1227.60 MHz), L3 (1381.05 MHz), L4 (1379.913 MHz) ve L5 (1176.45 MHz) frekans bantlarında hizmet vermektedir. Bu bantlardan L1 ve L2 frekans bantları sivil kullanıma açık olarak hizmet vermektedir. Bu bantlar için, 2.046 MHz sinyal bant genişliği sivil GPS sinyallerinin çözümü için yeterlidir [1].

Navigasyon uyduları tarafından gönderilen navigasyon sinyalleri sağ el dairesel polarizasyona sahiptir [1]. Bu durum, GPS almaç antenlerinin de sağ el dairesel polarizasyona sahip olması ihtiyacını ortaya çıkartmıştır. Mikroşerit antenlerde dairesel polarizasyon, dik açılı iki modun eş genlikte ve 90° faz farkıyla anten yayılımına katkı sağlamasıyla elde edilmektedir. Dairesel polarizasyonun elde edilme yöntemleri tek beslemeli ve çift beslemeli olarak ikiye ayrılmaktadır. Çift beslemeli yöntemde, antenin iki farklı noktadan beslenmesiyle dik açılı iki modun eş genlikte ve 90° faz farkıyla oluşturulması sağlanmaktadır [2]. Tek noktadan beslemeli yöntemde ise yama geometrisi değiştirilerek dik açılı modların eşit genlikle ve 90° faz farkına sahip hale getirilmesi sağlanmaktadır [3].

Birden fazla GPS frekans bandında çalışan sistemlerin daha güvenilir navigasyon verisi elde ettiği belirtilmektedir [1]. Bu sebeple çok bantlı çalışan navigasyon sistemleri uygulamaya yönelik olarak tercih sebebi olmaktadır. Mikroşerit antenler birden fazla bantta çalışabilmeleri sebebiyle bu sistemlerde tercih edilmektedir. Mikroşerit antenlerde birden çok frekans elde edilmesi için katmanlı veya yarıklı yama yapıları kullanılmaktadır. Katmanlı yapılarda, farklı çalışma frekanslarına sahip mikroşerit yama antenlerin birbirleri üzerine entegre edilmesiyle tek bir anten yapısında birden fazla frekans elde edilebilmektedir [4]. Yarıklı yama yapılarındaysa, bir yama geometrisi üzerine farklı çalışma frekansında rezonansı sağlayabilen yarıklar açılarak çoklu frekans yapıları elde edilebilmektedir [5].

2. Tasarım Çözümü ve Önerilen Anten Yapısı

Çok bantlı çalışabilmesi, dairesel polarizasyon uygulamasına uygun olması, hafif ve ince olması sebebiyle mikroşerit antenler çok bantlı navigasyon sistemlerinde almaç anteni olarak sıklıkla tercih edilmektedir [6]. Çok bantlı mikroşerit antenlerde çalışma frekansları arasındaki oran, 1.5 değerinin altında ise düşük frekans oranına sahip olarak değerlendirilmektedir. Mikroşerit antenlerde tek yama üzerinde düşük frekans oranı genellikle katmanlı yapılar kullanılarak elde edilebilmektedir [1]. Fakat katmanlı yapıların fiziksel olarak tek yamalı yapılara oranla daha büyük olması nedeniyle tek yamalı yapılar mobil uygulamalarda daha çok tercih

edilmektedir. Tek yamalı yapılarda çok bant elde edilmesi için yama üzerine yarıklar açılarak ikinci frekans elde edilebilmektedir. Yama üzerine açılan yarıkların fiziksel boyutları, yarıktan elde edilen rezonans frekansını belirlemektedir. Yarığın fiziksel boyutlarının yama geometrisiyle sınırlı olması nedeniyle frekansların birbirlerine yaklaştırılabilmesi de sınırlı kalmaktadır. Bu sebeple reaktif yükleme tekniğiyle yarığın fiziksel boyutu elektriksel olarak daha büyük gösterilerek frekanslar arası oran ayarlanabilmektedir. Bu yöntem ekstra pasif bileşen gerektireceği için maliyeti artıracaktır. Bu nedenle pasif bileşen kullanmadan frekans oranının azaltılabilmesi için zikzaklı dört yarık geometrisi uygulanmış ve frekans oranını azaltıcı etki gösterdiği benzetimlerde görülmüştür. Gerçekleştirilen benzetim çalışmalarında CST Microwave Studio benzetim programının Transient Solver çözücüsü kullanılmıştır.

Önerilen tasarım geometrisi Şekil 1'de verilmiştir. Bu geometride düşük frekans yama tarafından, yüksek frekans ise yarıklar tarafından elde edilmektedir. Parametrik analiz çalışmaları sonucunda frekans oranının dielektrik sabiti düşük ve daha ince alttaşlar kullanılarak elde edildiği görülmüştür. Bu analizlerden yola çıkarak tasarımlar, 1.575 mm kalınlığında RT5880 tipi alttaş üzerinde gerçekleştirilmiştir. Her iki frekansta dairesel polarizasyonun iyileştirilmesi için parametrik analizler sonucunda eniyi besleme noktası belirlenmiştir. Neredeyse karesel yamaya sahip anten, köşegen doğrultusuna yakın tek bir noktadan beslenmiştir. İlgili geometri üzerindeki yarıkların uzunluğu artırılarak frekanslar arasındaki oran azaltılmaktadır. Fiziksel sınırlar yüzünden yarık uzunluğunun artırılamamasından dolayı yarığın orta kısmı zikzaklı hale getirilerek yarık uzunluğu fiziksel olarak artırılmıştır. Zikzaklı yarık kısımları için zikzak sayısı, yerleşimi ve boy analizleri gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalar doğrultusunda Şekil 1'deki yama geometrisindeki gibi 7 adet zikzaklı yarık eklenerek frekanslar arasındaki oran ve ilgili bant genişliği değerleri sağlanmıştır.



Şekil 1 Zikzaklı dört yarık mikroşerit anten geometrisi.



Şekil 2 L1, L2 bant zikzaklı dört yarık mikroşerit Anteni S11 benzetim sonucu.

Yama geometrisi belirli ölçülerde eniyilenerek sağ el dairesel polarizasyon her iki frekansta da elde edilmiştir. Yama geometrisinin eniyileme işlemi dikey ve yatay modların oluşmasını sağlayan yarık ve yama kenar uzunluklarının değiştirilmesiyle gerçekleştirilmiştir. Benzetimler sonucunda elde edilen anten geometrisinin S₁₁ değeri Şekil 2'de verildiği gibidir. Sağ el dairesel polarizasyona sahip antenin eksenel oranı ve yayılım örüntü çıktıları sırasıyla, Şekil 3'te ve Şekil 4'te verilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre L2 bandı için 3.1 MHz, L1 bandı içinse 3.2 MHz 3dB eksenel oran bant genişliği elde edilmiştir.



Şekil 4 Sağ el dairesel polarizasyon yayılım örüntüleri, (a) L2 bant, (b) L1 bant.

3. Sonuç ve Değerlendirme

Bu çalışmada, L1 ve L2 bantlarında çalışan tek yama ve tek besleme noktası kullanılarak tasarlanan özgün bir yama geometrisine sahip mikroşerit GPS anteninin tasarımı ve benzetim sonuçları verilmiştir. Gerçekleştirilen çalışma ile reaktif yüklemeye ihtiyaç duyulmadan yarık uzunluklarının zikzak şeklinde kullanılarak yüzey akımının yolu fiziksel olarak artırılmasının bir sonucu olarak frekans oranı düşük (frekans oranı, 1.28) iki bantlı anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Benzetimlerde, her iki bant için de yaklaşık 3 MHz 3dB eksenel oran bant genişliğine sahip sağ el dairesel polarizasyon elde edilmiştir. Bant genişliği artırılması amacıyla farklı geometri ve tasarımlar üzerinde çalışmalar devam etmektedir.

6. Kaynaklar

[1]. Dr. Bernhard Hofmann-Wellenhof, Dr. Herbert Lichtenegger ve Dr. Elmar Wasle, "GNSS – Global Navigation Satellite Systems", ISBN 978-3-211-73012-6 SpringerWienNewYork, Nisan 2007.

[2]. M. H. C. Dias, B. R. Franciscatto, E. M. B. Nogueira ve T. P. Vuong, "On the design of a dual-fed aperturecoupled circularly polarized microstrip patch antenna,", SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), Rio de Janeiro, s. 1-5, 2013.

[3]. J. Y. Luo, A. Alphones ve C. Jin, "Microstrip square patch antenna with arc shaped edges for circular polarization," Asia-Pacific Microwave Conference 2011, Melbourne, VIC, 2011, s. 1710-1713.

[4]. Chih-Ming Su ve Kin-Lu Wong, "A Dual-Band GPS Microstrip Antenna", MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS / Vol. 33, No. 4, Mayıs 20 2002.

[5]. S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi ve C. Salvador, "Dual-band slot-loaded patch antenna," in IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 142, no. 3, s. 225-232, Haziran 1995.

[6]. Steven (Shichang) Gao, Qi Luo ve Fuguo Zhu, "Circularly Polarized Antennas", John Wiley & Sons, University of Kent, İngiltere, 2014.

Tekdüze Olmayan Zaman Modülasyonlu Doğrusal Dizi Anten Sistemlerinde Güç Hesabı Üzerine Bir Çalışma

İhsan KANBAZ, Uğur YEŞİLYURT, Ertuğrul AKSOY Gazi Üniversitesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü ANKARA ihsankanbaz@gazi.edu.tr, uguryesilyurt@gazi.edu.tr, ertugrulaksoy@gazi.edu.tr

Özet: Bu çalışmada zaman modülasyonlu dizi anten (ZMDA) sistemlerinin bir çeşidi, tekdüze olmayan periyoda sahip sistemlerin güç hesaplamaları konusunda bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Literatürde tekdüze ZMDA için güç hesapları yapılmış ve tekdüze olmayan sistemler içinde aynı hesapların geçerli olduğu savunulmuştur. Ancak sistematik olarak farklılıkları bulunan bu sistemlerin güç tüketimlerinin de farklı olması gerektiği düşüncesi bu çalışmanın ana motivasyon kaynağı olmuştur. Sistemi basitleştirmek ve hesap kolaylığı elde edebilmek için asal katsayılı dağılıma sahip bir ZMDA tartışılmış ve temel denklemlerden yola çıkılarak güç denklemi türetilmiştir. Sonuç olarak tekdüze olmayan sistemlerin çözümünün farklı olduğu ve literatürdeki genel kanının gözden geçirilmesi gerektiği değerlendirilmektedir.

Abstract: In this work, power calculations has been presented for non-uniform period systems that is a special kind of time modulated arrays (TMA). The calculations of uniform systems has been studied in literature and it is suggested that the same equations are valid for non-uniform systems. However, the idea of the power consumption of these systems, which have systematic differences, should be different has been the main motivation source of this study. In order to simplify the system and obtain a calculation simplicity, a prime coefficient distribution TMA has been discussed and power equation has been derived from fundamental equations. As a result, it is evaluated that the solution of non-uniform systems is different and the general opinion in the literature should be reviewed.

1. Giriş

Basit haberleşme sistemlerinden günümüz karmaşık kablosuz haberleşme sistemlerine kadar çok geniş kullanım alanlarına sahip olan antenler, uzun zamanlar bilim dünyasının ilgisini çekmiş ve bunun sonucunda birçok anten çeşidinin analitik modeli ortaya çıkarılmıştır. Anten çeşidinin belirlenmesi tasarlanması ve dahi kullanım süreçlerinde antenin daima frekans uzayındaki tepkileri incelenmiş ve tüm analizler bu bağlamda gerçekleştirilmiştir. Ancak Shanks ve Bickmore tarafından 1950'li yılların sonlarına doğru ortaya atılan çalışma ile antenlerin frekans uzayı tepkisinin yanı sıra zaman uzayındaki tepkileri de incelenmiştir [1]. Yüksek açma kapama hızına sahip anahtarlar kullanılarak antenlerin belirli sürelerde aktif – pasif olma prensibine dayanan ZMDA sistemleri ilk olarak yan kulakçık seviyelerinin bastırılması ile ilgilenmiş ve bu konuda akademik literatüre birçok çalışma sunulmuştur [2]. Devam eden çalışmalarda ise ZMDA'nın doğası gereği ortaya çıkan frekans salınımlarındaki ışımaların bastırılması amaçlanmıştır [3]. ZMDA sistemleri sezgisel algoritmalar ile eniyileme çalışmalarının ivmelenmesiyle daha yoğun bir şekilde çalışılmış ve daha efektif sonuçlar elde edilmiştir. Diferansiyel evrim algoritması, genetik algoritma, karınca koloni ve parçacık sürü gibi eniyileme algoritmaları ZMDA sistemlerinde yan kulakçık ve yan bant seviyelerinin düşürülmesinde sıklıkla kullanılan algoritmalar olarak karşımıza çıkmaktadır [4]. ZMDA sistemlerinin frekans tepkisi incelendiğinde anahtarlama frekanslarına bağlı olarak sonsuz sayıda salınımların meydana geldiği anlaşılmaktadır ve çoğu uygulamada bu salınımların güç kaybına neden olduğu ve antenin verimlilik, yönlülük parametrelerine olumsuz etkisi olduğu sonucuna varılmıştır. Tüm anten elemanlarının aynı aç-kapa frekansında çalıştığı duruma tekdüze dağılımlı ZMDA sistemi adı verilmiş ve güç hesaplamalarından verimlilik, yönlülüğe kadar birçok kritik parametresi analitik olarak irdelenmiştir. Anten elemanlarının farklı aç-kapa anahtarlama frekanslarında çalıştırıldığı tekdüze olmayan sistemler de son zamanların gözde konusu olmaya başlamış ve analitik çözümler ileri sürülmüştür. [5]'de hacimsel dağılımlı bir ZMDA için yanbant ışımasının güç hesaplamaları yapılmış ve formülasyon genelleştirilmiştir. [6]'da tekdüze olmayan bir ZMA sistemi incelenmis ve belirli bir kural cercevesinde anahtarlama frekansları secilip sistemin merkez ve salınım frekanslarındaki dizi faktörü analiz edilmiş ve bu tekniğin tekdüze olmayan sistemlerin yanbant seviyelerinin düsürülmesinde etkili bir yöntem olduğu savunulmustur. [7]'de ise tekdüze olmayan ZMDA sistemlerinin güç hesabına yönelik yaklaşım öne sürülmüş ve tekdüze olan sistemler için aynı formülasyonların geçerli olduğu ileri sürülmüştür.

2. ZMDA Sistemlerininin Analitik Modeli ve Güç Hesapları

Zaman modülasyon kavramı antenlerin yüksek frekanslarda çalışabilen anahtarlar ile aç-kapa işleminden dolayı türetilmiştir. Bu sistemde ışıma mekanizmasının başarılı bir şekilde gerçekleşebilmesi için anahtarlama frekansının, antenin merkez çalışma frekansından çok küçük olması şartı aranmalıdır ($f_p \ll f_c$) [8]. ZMDA sistemlerinin genel yapısı ve teorik analizi [9]'da aktarılmıştır. ZMDA sistemlerinin sağladığı en büyük avantajlardan biri düşük yan kulakçık seviyelerine ek olarak düşük dinamik güç oranlarına ulaşabilmektir. Salınım frekanslarındaki ışıma istenmeyen ışımalar olarak kabul edildiği için olabildiğince bastırılmak istenmektedir. Salınım frekanslarında harcanan güç sistemin birçok parametresini etkilediği için bu gücün hesaplanabilmesi önem teşkil etmektedir. Tekdüze aç-kapa dağılımına sahip olan sistemlerin salınım frekanslarında harcanan güç seviyeleri eşitlik 1'teki temel formülasyon aracılığıyla eşitlik 2 ile hesaplanmaktadır [5]. Bu eşitlikte q salınım numarasını, $\mu_q(\theta, \phi)$ anten sisteminin dizi faktörünü, $\overline{\tau_{m,n}}$ anahtarlama sinyallerinin girişim yaptığı kısımları, I_n, I_m antenlerin komplex uyartımları ve k dalga numarası olmak üzere $R = k(z_k - z_n)$ antenlerin faz merkezine olan uzaklıklarını ifade etmektedir. Tüm anten elemanlarının izotropik ve eş fazlı olduğu varsayılmıştır.

$$G_{YB} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sum_{\substack{q=-\infty\\q\neq 0}}^{q=\infty} \left| \mu_q(\theta, \phi) \right|^2 \sin(\theta) d\theta d\phi \tag{1}$$

$$G_{YB} = 2\pi \sum_{n=1}^{N} |I_n|^2 [\tau_n (1 - \tau_n)] + 2\pi \sum_{\substack{m,n=0\\m\neq n}}^{N-1} I_m I_n^* (\overline{\tau_{m,n}} - \tau_m \tau_n) \frac{\sin(R)}{R}$$
(2)

Eşitlik 2 tekdüze dağılıma sahip anahtarlamalı TMA sistemleri için literatürde ortaya konulmuş olan çözümdür. Örnek olarak normalize edilmiş açık kalma süreleri 0.9, 0.5 ve 0.1 olarak verilmiş olan ve aralarında 0.7λ mesafe bulunan 3 adet izotropik kaynak ele alınırsa salınım frekanslarında harcanan güç;

$$G_0 = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |\mu_0(\theta, \phi)|^2 \sin(\theta) d\theta d\phi$$
⁽³⁾

$$G_{toplam} = G_0 + G_{YB} \tag{4}$$

$$G_{HYB} = \frac{G_{YB}}{G_{toplam}} = 28.30 \%$$
⁽⁵⁾

olarak hesaplanmaktadır. Bu örnekte antenlerin uyartım akımları sabit ve 1 olacak şekilde seçilmiştir ve G_0 merkez frekansta harcanan gücü, G_{YB} yanbantlarda harcanan gücü ve $\mu_0(\theta, \phi)$ uzaysal koordinatlarda merkez frekansta anten dizi faktörünü ifade etmektedir. Bu 3 antenden oluşan doğrusal dizi için yanbantlarda harcanan güç toplam gücün yüzde 28.30'unu oluşturmaktadır. Tekdüze olmayan, farklı aç-kapa frekanslarına sahip, sistemlerin güç hesaplamaları konusunda analitik bir çözüm literatürde bulunmamaktır ve aynı formülasyonların geçerli olduğu sadece gücün farklı frekanslara dağıldığı tezi savunulmaktadır [10]. Ancak tekdüze olmayan sistemler için ortaya konulan bu tezin detaylı bir şekilde incelenmeye ihtiyaç duyduğu tarafımızca değerlendirilmektedir. Toplam gücün her iki sistemde farklı olması gerektiği fikri bu çalışmanın ana motivasyon kaynağı olmuştur.

3. Tekdüze Olmayan Asal Dağılıma Sahip ZMDA Sisteminin Analitik Çözümü

Tekdüze olmayan sistemlerde harcanan gücün analitik olarak hesaplanması oldukça karmaşık ve bünyesinde birçok öngörülmesi kolay olmayan parametreler barındırmaktadır. Bu nedenle hesaplamayı basitleştirebilmek adına ortak frekansın asal sayılara bölünerek elde edilen anahtarlama frekanslarının kullanıldığı sistem ele alınmıştır. Böylece ortak seçilen frekans dışında anahtarlama işleminden dolayı meydana gelen salınımlar kesişmeyecektir. Bu yaklaşımın ardından 1 numaralı eşitlikten yola çıkılarak analitik bir yaklaşım yapılmış ve eşitlik 6'de sonuç denklemi elde edilmiştir. Bu denklemde γ ve σ değerleri sinyal salınım sayılarını ifade eden asal sayıları, r ve s değerleri ise toplam açık kalma sürelerini ifade etmektedir.

$$G_{YB} = 2\pi \sum_{n=1}^{N} |I_n|^2 [\tau_n (1 - \tau_n)] + 2\pi \sum_{\substack{m,n=0\\m \neq n}}^{N-1} I_m I_n^* \tau_m \tau_n (\frac{1}{\max(r,s)} - 1) \frac{\sin(R)}{R}$$
(6)

$$\begin{aligned} r &= \gamma \tau_m , \gamma = f_{ortak} / f_m \\ s &= \sigma \tau_n , \sigma = T_{ortak} / T_n \end{aligned}$$
 (7)

6 numaralı eşitlik ile ifade edilen sonuç denklemi 2. Bölümde verilmiş olan örnek sisteme uyarlanırsa; Söz konusu doğrusal dizi anten sistemi için 3,7 ve 11 MHz anahtarlama katsayıları seçilirse salınımlarda harcanan güç oranı;

$$G_{HYB} = \frac{G_{YB}}{G_{toplam}} = 27.55 \%$$

$$\tag{8}$$

olarak hesaplanır. Sonuç olarak tekdüze dağılıma sahip sistemler ile farklı sonuçlar elde edildiği görülebilmektedir. Ancak denklemin doğru olduğunun ileri sürülebilmesi için denklem tekdüze sistemlere indirgendiğinde de 2 numaralı eşitlikle aynı sonuçları vermesi gerekir. Nitekim eğer tekdüze dağılımlı bir sistem mevcut ise 6 ve 7 numaralı eşitliklerde ifade edilen γ ve σ değerleri 1 e eşit olur. Sonuç olarak eşitlik 2 ile ifade edilen denklemle aynı sonuçlar elde edilir.

4. Sonuç ve Öneriler

Bu çalışmada ZMDA ailesinin bir çeşidi olarak karşımıza çıkan tekdüze olmayan sistemlerde güç hesabı üzerine bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Literatürde tekdüze dağılımlı sistemler yoğun olarak çalışılmış olsa da tekdüze olmayan sistemler üzerine analitik olarak bir çözüm bulunmamakla birlikte genel kanının toplam gücün değişmediği yönünde olduğu ve çalışmaların bu doğrultuda ilerlediği gözlemlenmiştir. Ancak toplam gücün her iki senaryoda aynı olmaması gerektiği düşüncesi ile asal dağılıma sahip bir sistem için matematiksel ifadeler türetilmiştir. Türetilen bu ifadenin genel bir ifade olduğu ve tekdüze sistemler içinde geçerli olduğu anlaşılmıştır. Anten eleman sayısının artması hesaplamalar arasındaki farklılıkların artmasına sebep olacaktır. Sonuç olarak literatürdeki genel kanının aksine antenlerin farklı periyotlarla anahtarlanmasının harcanan gücü değiştirdiği ve bunun da verimlilikten yönlülüğe kadar birçok anten parametresini dolaylı olarak etkilediği sonucuna varılmıştır.

5. Kaynaklar

[1] H. E. Shanks and R. W. Bickmore, "Four-dimensional electromagnetic radiators," Canad. J. Phys., Vol. 37, pp. 263, 1959.

[2] W. H. Kummer, A. T. Villeneuve, T. S. Fong and F. G. Terrio, "Ultra-low sidelobes from time-modulated arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-11, no. 6, pp. 633–639, 1963.

[3] J. C. Bregains, J. Fondevila, G. Franceschetti, and F. Ares, "Signal radiation and power losses of time-modulated arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 56, no. 6, pp. 1799–1804, 2008.

[4] Ertugrul Aksoy, Erkan Afacan, Planar antenna pattern nulling using differential evolution algorithm, AEU - International Journal of Electronics and Communications, Volume 63, Issue 2, 2009, Pages 116-122,

[5] E. Aksoy, "Calculation of Sideband Radiations in Time-Modulated Volumetric Arrays and Generalization of the Power Equation," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 9, pp. 4856-4860, Sept. 2014.

[6] C. He, H. Yu, X. Liang, J. Geng and R. Jin, "Sideband Radiation Level Suppression in Time-Modulated Array by Nonuniform Period Modulation," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 14, pp. 606-609, 2015.

[7] J. Guo, S. Yang, Y. Chen, P. Rocca, J. Hu and A. Massa, "Efficient Sideband Suppression in 4-D Antenna Arrays Through Multiple Time Modulation Frequencies," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 12, pp. 7063-7072, Dec. 2017.

[8] E. Aksoy and E. Afacan, "An Inequality for the Calculation of Relative Maximum Sideband Level in Time-Modulated Linear and Planar Arrays," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 6, pp. 3392-3397, June 2014.

[9] Maneiro-Catoira R, Brégains J, García-Naya JA, Castedo L. Time Modulated Arrays: From their Origin to Their Utilization in Wireless Communication Systems. Sensors. 2017; 17(3):590.

[10] Y. Tong and A. Tennant, "Sideband level suppression in time-modulated linear arrays using modified switching sequences and fixed bandwidth elements," in Electronics Letters, vol. 48, no. 1, pp. 10-11, January 5 2012.

Tekdüze Olmayan Zaman Modülasyonlu Doğrusal Dizi Anten Sistemlerinde Dinamik Verimliliğin Hesaplanması Üzerine Bir Çalışma

İhsan KANBAZ, Uğur YEŞİLYURT, Ertuğrul AKSOY Gazi Üniversitesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü ANKARA ihsankanbaz@gazi.edu.tr, uguryesilyurt@gazi.edu.tr, ertugrulaksoy@gazi.edu.tr

Özet: Bu çalışmada anten sistemlerine zaman parametresi ile ek bir serbestlik sağlayan zaman modülasyonlu anten (ZMA) sistemleri için haberleşme ortamının kalitesini ve güç tüketimini doğrudan etkileyen dinamik verimliliğinin analitik hesabı gerçekleştirilmiştir. ZMA sistemlerinde verimlilik hesapları ile ilgili akademik literatürde birçok çalışma gerçekleştirilmiştir ancak ortaya konulmuş olan hesapların daha gerçekçi modele uygun olması için bazı durumlarda gözden geçirilmesi gerektiği bu çalışmanın ana motivasyon kaynağı olmuştur. Bu çerçevede, 30 elemanlı bir ZMA sistemi üzerinden dinamik verimlilik hesabının literatürdeki varolan hesaptan farklı olması gerektiği sonucuna ulaşılmıştır.

Abstract: In this study, the analytical calculation of the dynamic efficiency, which directly affects the quality of the communication environment and the power consumption has been presented for time-modulated Array (TMA) Antenna Systems that gives additional freedom with time parameters to the antenna systems. A lot of studies have been carried out in the literature on efficiency calculations but, it needs review in some special cases for more realistic model which is the main motivation of this study. In this framework, it is concluded that the dynamic efficiency calculation should be different from the existing calculation in the literature through a 30-elements TMA system.

1. Giriş

Klasik dizi antenler yapısı itibariyle sadece sinyalin frekans uzayındaki tepkileri konu alınarak tasarlanmaktadır. Ancak frekans uzayına ek olarak zaman parametresinin de eklenmesi tasarım aşamasında ek bir serbestlik sağlar. 1960'lı yıllara doğru Shanks ve Bickmore tarafından gerçekleştirilen çalışma ile ZMA sistemleri ortaya çıkmıştır. Bu çalışmanın ardından ZMA sistemlerine ilgi başlamış ve genelde yan kulakçık seviyelerinin bastırılması hususunda çalışmalar gerçekleştirilmiştir [1]. Çalışmalar genel olarak yan kulakçık seviyelerinin bastırılmasın konu alsa da ilerleyen zamanlarda ZMA sistemlerinin metodolojisi gereği ortaya çıkan salınım frekanslarındaki yanbant ışıma seviyelerinin bastırılması konusu popüler olmaya başlamıştır. Anten sistemlerinde kayıp olarak düşünülen yankulakçık seviyeleri ve yanbant ışımaları çeşitli sezgisel en iyileme teknikleri kullanılarak istenilen düzeyde tutulabilmektedir. Diferansiyel evrim, Genetik algoritma, Karınca koloni ve Parçacık sürü eniyileme algoritmaları literatürde en yoğun olarak kullanılan tekniklerdir [2,3]. Bu yöntemlere ek olarak ZMA ailesinin bir çeşidi olan tekdüze olmayan sistemlerin de yanbant ışıma seviyelerinin düşürülmesinde etkili bir teknik olduğu kabul görülmektedir [4]. ZMA sistemlerini konu alan verimlilik hesapları literatürde çalışılmış konulardan biridir ancak bu çalışmaların çoğu tekdüze ZMA sistemlerindeki verimlilik konusunu ele almıştır. Tekdüze olmayan sistemler için ise; "Anahtarlama frekanslarının değişmesiyle toplam gücün değişmeyeceği ve dolayısıyla sistemin verimliliğinin de değişmeyeceği" kanısı mevcuttur [5].

2. ZMA Sistemlerinde Verimlilik Hesapları

ZMA sistemleri anten girişine uygulanan sinyalin yüksek frekanslarda sorunsuz bir şekilde çalışabilen anahtarlar kullanılarak aç-kapa işlemi aracılığıyla modüle edilmesi prensibine dayanır. Modülasyon tekniğinden dolayı meydana gelen salınımlar çoğu zaman istenmeyen yansımalar oluşturduğu için sezgisel eniyileme algoritmaları kullanılarak bastırılmak istenmektedir. ZMA sistemlerinde yanbant ışımalarında harcanan güç eşitlik 1 deki temel denklem kullanılarak eşitlik 2'de verilmiş olan yanbant güç denklemi ile elde hesaplanır [6]. Bu hesaplamalar yapılırken anahtarlama frekansının antenin çalışma frekansından çok çok küçük olduğu ve tüm elemanların izotropik olduğu varsayılmıştır ($f_p \ll f_c$) [7].

$$P_0 = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |\mu_0(\theta, \phi)|^2 \sin(\theta) \, d\theta d\phi \tag{1}$$

$$P_{YB} = \frac{1}{2} \int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{\pi} \sum_{\substack{q=-\infty\\q\neq 0}}^{q=\infty} |\mu_{q}(\theta,\phi)|^{2} \sin(\theta) d_{\theta} d_{\phi}$$

$$P_{YB} = 2\pi \sum_{n=1}^{N} |I_{n}|^{2} [\tau_{n}(1-\tau_{n})] + 2\pi \sum_{\substack{m,n=0\\k\neq n}}^{N-1} I_{k} I_{n}^{*} (\overline{\tau_{m,n}} - \tau_{m} \tau_{n}) \frac{\sin(R)}{R}$$

$$R = k(z_{m} - z_{n})$$
(2)

Bu eşitlikte $\mu_q(\theta, \phi)$ q salınım numarası olmak üzere anten sisteminin dizi faktörünü, $\overline{\tau_{m,n}}$ anahtarlama sinyallerinin girişim yaptığı kısımlar, τ_n normalize edilmiş açık kalma sürelerini ve k sinyalin merkez frekansındaki dalga sayısı olarak ifade edilir. Eşitlik 1 ve 2 tekdüze sistemler için ortaya konulmuş analitik çözümdür. ZMA sistemlerinde verimlilik konusu incelendiğinde ise normalize edilmiş açık kalma sürelerinin bir fonksiyonu olarak eşitlik 3 ile hesaplanması gerektiği literatürde aktarılmıştır [8]. Ancak ZMA sistemlerinin verimliliğinin açık bir şekilde ifade edilebilmesi için yeterli bir tanım değildir. Buna ek olarak merkez frekansta ışıyan gücün toplam güce oranı olarak tanımlanan dinamik ışıma verimliliğinin tanımlanması gerekir. Bu eşitlikte P_s ; güç bölücü devreler aracılığıyla her bir anten elemanına aktarılan gücü ifade etmektedir. Böylece verimlilik;

$$P_{\varsigma \iota k \iota \varsigma} = \sum_{n=1}^{N} \tau_n P_s, \qquad P_s = \frac{P_{gir \iota \varsigma}}{N}, \qquad \eta = \frac{\sum_{n=1}^{N} \tau_n}{N}$$
(3)

$$\eta_{Dinamik} = \frac{P_0}{P_0 + P_{YB}} \times 100,\tag{4}$$

olarak hesaplanır. Somut bir örnek ile incelenecek olursa; 30 elemanlı normalize açık kalma süreleri şekil 1'de verilmiş olan ve aralarında 0.7 dalgaboyu mesafe bulunan doğrusal bir dizi için verimlilik eşitlik 3 kullanılarak %75.71 bulunur dinamik verimliliği ise denklem 4 kullanılarak %94.87 olarak hesaplanır. Yapılan bu hesaplamalarda antenlerin tekdüze dağılıma sahip ve değişken açıklıklı anahtarlama tekniğinin (VAS) analitik çözümleri kullanılarak çözümlere ulaşılmıştır.



Şekil 1:Normalize Edilmiş Açık Kalma Süreleri

Literatürde tekdüze olmayan sistemler için de aynı hesaplamaların geçerli olduğu kanısı hâkimdir. Bu kanı üzerinde düşünülmeye ve bazı durumlar için düzeltmelere ihtiyaç duymaktadır. Salınım frekanslarında harcanan gücün değişmesi gerektiği ve bunun sonucunda her iki sistem için farklı verimlilik hesapların söz konusu olması gerektiği tarafımızca değerlendirilmektedir.

3. Tekdüze Olmayan ZMDA Sistemleri için Verimlilik Hesapları

Tekdüze olmayan sistemlerde verimlilik hesabının yapılabilmesi için harcanan toplam gücün hesaplanabilmesi gerekmektedir. Ancak söz konusu bu sistemler için analitik çözüm elde etmek kolay bir yöntem değildir. Hesap kolaylığı sağlamasından dolayı özel bir dağılım yöntemi incelenmiş ve bu dağılım esas alınarak toplam ışıyan güç

denklemleri elde edilmiştir. Ortak periyodun asal sayılara bölümü ile elde edilen ve eşitlik 5'te matematiksel ifadesi verilen bu dağılım ile aynı frekanslarda oluşacak salınım ışımaları birbirini kuvvetlendirmeyecek ve sadece tek bir elemanın ışıma yaptığı bir sisteme evrilecektir. Temel güç denklemlerinden yola çıkılarak eşitlik 6 elde edilir. Bu eşitlikte γ ve σ değerleri sinyalin ortak periyotta kaç kere tekrar ettiğini ifade eden asal sayıları, r ve s değerleri ise ortak periyotta ne kadar açık kaldığını gösteren değerleri ifade etmektedir. Böylece yanbantlarda ışıyan güç;

$$f_n = \frac{f_{ortak}}{\Lambda}, \quad \Lambda = \text{Asal Sayı}$$
 (5)

$$G_{YB} = 2\pi \sum_{n=1}^{N} |I_n|^2 [\tau_n (1 - \tau_n)] + 2\pi \sum_{\substack{m,n=0\\k\neq n}}^{N-1} I_m I_n^* \tau_m \tau_n (\frac{1}{\max(r,s)} - 1) \frac{\sin(R)}{R}$$
(6)
$$r = \gamma \tau_m, \gamma = f_{ortak} / f_m$$
$$s = \sigma \tau_n, \sigma = f_{ortak} / f_n$$

olarak hesaplanır. Tekdüze olmayan sistemlerdeki verimliliğin hesaplanması hususunda ise "Çıkış gücünün tekdüze olmayan anahtarlama frekanslarından dolayı farklı sonuçlar verdiği bundan dolayı verimlilik değerlerinin de farklı olması gerektiği" yaklaşımının kullanılması daha gerçekçi sonuçlara ulaşılmasını sağlar. Bu çıkarımdan hareketle 2. bölümde verilmiş olan örnek ZMA sistemi asal dağılımlı anahtarlamalar kullanılarak farklı frekanslarda modüle edilirse sistemin dinamik verimliliği % 96.52 olarak hesaplanmaktadır. Örnekten de anlaşılabileceği gibi sistemin anahtarlama frekanslarının değişmesi yanbantlarda harcanan gücü değiştirdiği ve bununda bir neticesi olarak dinamik verimliliği n değiştiği sonucuna varılmaktadır.

4. Sonuç ve Öneriler

Bu çalışmada yan kulakçık ve yanbant seviyelerinin düşürülmesinde etkili bir teknik olan ZMA sistemleri için en kritik anten parametrelerinden biri olan verimlilik konusu ele alınmış ve tekdüze olmayan bir ZMA için literatürdeki farklılıklara değinilmiştir. Tekdüze olmayan sistemlerin analizi ve farklılıkların daha kolay hesaplamalar ile sunulabilmesi için asal sayılardan oluşan anahtarlama dağılımına sahip ZMA modeli oluşturulmuş ve analizler gerçekleştirilmiştir. Yapılan analizlerle literatürdeki varsayımların gözden geçirilmesi gerektiği tarafımızca değerlendirilmektedir. Söz konusu tekdüze olmayan ZMA modeli salınımların aynı frekanslarda çakışmaması için asal dağılımlı olarak seçilmiştir ancak tekdüze olmayan sistemler için genelleştirilmiş güç formüllerinin türetilmesine ihtiyaç vardır ve ilerleyen zamanlarda gerçekleştirilecek çalışmalarda motivasyon kaynağı olacaktır.

5. Kaynaklar

[1] H. E. Shanks and R. W. Bickmore, "Four-dimensional electromagnetic radiators," Canad. J. Phys., Vol. 37, pp. 263, 1959.

[2] Fondevila, Bregains, Ares and Moreno, "Optimizing uniformly excited linear arrays through time modulation," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 3, pp. 298-301, 2004.

[3] E. Aksoy and E. Afacan, "Thinned Nonuniform Amplitude Time-Modulated Linear Arrays," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp. 514-517, 2010.

[4] C. He, H. Yu, X. Liang, J. Geng and R. Jin, "Sideband radiation level suppression in time-modulated array by nonuniform period modulation," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 14, pp. 606–609, 2015.

[5] Q. Zhu, S. Yang, R. Yao, M. Huang, and Z. Nie, "Unified time- and frequency-domain study on time-modulated arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 61, no. 6, pp. 3069–3076, Jun. 2013

[6] E. Aksoy, "Calculation of Sideband Radiations in Time-Modulated Volumetric Arrays and Generalization of the Power Equation," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 9, pp. 4856-4860, Sept. 2014.

[7] E. Aksoy and E. Afacan, "An Inequality for the Calculation of Relative Maximum Sideband Level in Time-Modulated Linear and Planar Arrays," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 6, pp. 3392-3397, June 2014.

[8] J. Guo, S. Yang, Y. Chen, P. Rocca, J. Hu and A. Massa, "Efficient Sideband Suppression in 4-D Antenna Arrays Through Multiple Time Modulation Frequencies," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 12, pp. 7063-7072, Dec. 2017.

C-Bant Uygulamaları için Geniş Bant Log-Periyodik Mikroşerit Anten Tasarımı

Mehmet Yerlikaya, Seyfettin Sinan Gültekin*, Dilek Uzer*

Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Karaman myerlikaya@kmu.edu.tr

*Konya Teknik Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Konya sgultekin@selcuk.edu.tr, dilek uzer@selcuk.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, C-bant (4-8 GHz) uygulamaları için oldukça düşük boyutlu, geniş bant bir mikroşerit anten tasarımı sunulmuştur. Önerilen anten, bir mikroşerit hat ile beslenen eşkenar üçgen boyutlarında log-periyodik bir ışıyıcı yama ve dikdörtgen bir toprak düzleminden oluşmaktadır. Toplam boyutu $9 \times 19 \text{ mm}^2$ olan antenin tasarımında 1.6 mm kalınlığında, 4.3 dielektrik sabiti ve 0.02 tanjant kaybı olan bir FR4 malzeme kullanılmıştır. alt tabakası üzerinde tasarlanmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre, önerilen anten 4.25-7.95 GHz frekans bandında ve 5 GHz rezonans frekansında çalışırken ve % 60'lık bir oransal bant genişliğine sahiptir. Önerilen anten prototipi de üretilmiş ve ölçüm sonuçlarıyla simülasyon sonuçlarının büyük benzerlik gösterdiği görülmüştür.

Abstract: In this study, a low profile, broadband microstrip antenna design for C-band applications is presented. The proposed antenna consists of equilateral triangular dimensions a log-periodic patch fed by microstrip line and a rectangular ground plane. The antenna has $9 \times 19 \text{ mm}^2$ overall size and designed on a FR4 substrate with a thickness of 1.6 mm, 4.3 dielectric constant, and 0.02 tangent loss. According to the simulation results, the proposed antenna has a 60% bandwidth while operating in the frequency band of 4.25-7.95 GHz and 5 GHz resonance frequency. The proposed antenna was also prototyped and simulated results showed great similarity with the measurements.

1. Giriş

Kablosuz haberleşme sistemleri ve mobil cihazlar özellikle 2000'li yıllardan sonra hızlı bir artış göstererek günlük yaşamımızın en önemli unsurlarından birisi haline gelmiştir. Özellikle, 2-4 GHz aralığında tanımlı Sband ve 4-8 GHz aralığında tanımlanan C-band frekans bantlarında Wi-Fi, Wi-MAX, uydu haberleşmesi, ISM band uygulamaları ve radar uygulamaları gibi pek çok kablosuz haberleşme sistemi bulunmaktadır. Şüphesiz ki, bu sistem ve cihazların en önemli unsurlarının başında antenler gelmektedir. Artan mobilite ile birlikte kullanılan mobil cihazların giderek küçülmesi ve kullanılan haberleşme standartlarının artması neticesinde küçük boyutlu ve çoklu bant ya da geniş bant haberleşmeye imkan sağlayan anten sistemlerine ihtiyaç duyulmuştur. Mikroşerit antenler, küçük boyutlu ve düşük maliyetli olma, düzlemsel ya da düzlemsel olmayan yüzeylere kolay entegre edilebilir olma, baskı devre ile kolay üretilebilme ve mikrodalga entegre devrelerle (Microwave Integrated Circuits, MIC) uyumlu çalışma gibi avantajları ile kablosuz haberleşme sistemlerinde sıklıkla tercih edilen anten yapılarıdır [1-2]. Geleneksel mikroşerit antenlerin en önemli dezavantajlarından birisi dar bant genişliğine sahip olmalarıdır. Ancak, yama üzerine yarık (slot) ekleme [3], bozunmus toprak yapısı (DGS) kullanma [4] ve logperivodik dizi kullanma [5-7] gibi farklı yöntemler ile bu dar bant genişliği sorunu çözülebilmektedir. Federal Haberlesme Komisyonu (FCC)'nin yayımladığı rapora göre bir anten, alt kesim ve üst kesim frekans farkının merkez frekansa oranlanmasıyla elde edilen yüzdelik bant genişliği %1-%20 aralığında ise genişbant, %20'den büyükse ultra genişbant olarak kabul edilmektedir [8].

Bu çalışmada, başta WLAN ve ISM bant uygulamaları olmak üzere tüm C-bant uygulamalarında kullanılmak üzere tasarlanan oldukça küçük boyutlu ve basit geometriye sahip bir log-periyodik mikroşerit anten yapısı sunulmuştur. Literatürde sunulan genişbantlı diğer log-periyodik antenler [5-7] ile kıyaslandığında önerilen anten, özellikle boyut küçüklüğü ve yama geometrisinin basitliği açısından öne çıkmaktadır. Çalışmada önerilen anten, hemen hemen tüm C bandını kapsamak üzere 4.25-7.95 GHz empedans bant genişliğinde ve yaklaşık 4.5-6 GHz kazanç bant genişliğinde çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Bu kapsamda, önerilen anten hem empedans bant genişliği hem de kazanç bant genişliği açısından FCC genişbant kriterlerini sağlamaktadır. Ayrıca, tasarımı

yapılan antenin prototipi de 1.6 mm kalınlıkta FR4 malzeme kullanılarak üretilmiş ve geri dönüş kaybı (S₁₁) ölçüm değerleri de elde edilmiştir.

2. Anten Tasarımı

C-bant uygulamaları için tasarlanan antenin detaylı boyutlarının da gösterildiği ön ve arka yüzden görünümleri ile birlikte prototipine ait fotoğrafi Şekil.1'de verilmiştir. Şekil 1'de görüldüğü gibi mikroşerit bir ile beslenen 9mm kenar uzunluklu eşkenar üçgen boyutlarında bir log-periyodik monopol yama ve 9mm × 11mm boyutlarında dikdörtgen bir toprak düzleminden oluşan anten, 9mm × 19mm toplam boyuta sahiptir. Empedans uyumunu sağlamak amacıyla log-periyodik yama ile mikroşerit besleme hattı arasında 3mm uzunluk ve 1mm genişlikte bir uyumlandırma hattı kullanılmıştır. Anten tasarımında kolay temin edilebilir ve ucuz olması sebebi ile 4.3 dielektrik katsayı, 1.6mm kalınlık ve 0.02 tanjant kaybına sahip FR4 malzeme kullanılmıştır. Anten tasarım ve simülasyonları HyperLynx 3D EM (IE3D) programı kullanılarak yapılmıştır [9]. Ayrıca, simülasyon sonuçları yine 3-boyutlu elektromanyetik simülasyon programı HFSS ile de doğrulanmıştır [10].



(a) (b) (c) Sekil 1. Önerilen antenin; (a) önden görünüşü, (b) arkadan görünüşü, (c) prototip fotoğrafi

Tasarımı gerçekleştirilen ve üretimi yapılan monopol şekilli log-periyodik antenin S₁₁ ölçümü Keysight PNA 5224A Network Analizör ile yapılmış; elde edilen sonuçların IE3D ve HFSS programlarından elde edilen sonuçları ile karşılaştırmalı grafiği Şekil 2'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere; anten simülasyon sonuçları büyük oranda benzerlik gösterirken ölçüm sonuçlarında bazı farklılıklar olduğu görülmektedir. Bu durumu sebebiyet veren 3 temel etken vardır. İlk olarak anten üretiminde kullanılan SMA'nın anten ile nerdeyse eşit boyutta olmasından dolayı istenmeyen ışıma oluşturarak sanki anten yaması gibi davranması önemli bir etkendir. İkinci olarak ise, yine SMA'nın lehimleme etkisinin olduğu düşünülmektedir. Ayrıca, piyasadan alınan FR4 malzemelerin tasarımda baz alınan dielektrik özellikler ile birebir örtüşmemesi de bir diğer etkendir.



Şekil 2. Önerilen antenin karşılaştırmalı geri dönüş kaybı (S11) karakteristikleri grafiği

Tasarlanan antene ait 5 GHz, 5.8 GHz ve 7 GHz frekanslarında $xz \ (\varphi=0^\circ)$ ve $yz \ (\varphi=90^\circ)$ düzlemlerindeki 2 boyutlu IE3D ile simüle edilmiş ışıma örüntüsü grafikleri Şekil 3'de verilmiştir. Şekil 3'de verilen ışıma örüntüleri incelendiğinde; antenin her 3 frekans noktası içinde benzer bir örüntülere sahip olduğu ve nerdeyse çok yönlü (near-omnidirectional) ışıma yaptığı görülmektedir. Simülasyon sonuçlarına göre; önerilen logperiyodik antenin 5, 5.8 ve 7 GHz frekanslarında xz düzlemindeki maksimum kazanç noktası her 3 frekans içinde 360°'de ve sırasıyla 2.64 dBi, 0.34 dBi ve -2.04 dBi olmuştur. Aynı frekanslar için yz düzlemindeki örüntü değerleri incelendiğinde ise; 5 GHz'de 10°, 5.8GHz'de 15° ve 7 GHz'de 25° maksimum kazanç noktaları olmuş ve sırasıyla 2.67 dBi, 0.42 dBi ve -1.25 dBi değerler almıştır.



Şekil 3. Önerilen antenin IE3D'de elde edilen $xz(\dots \dots \dots)$ ve $yz(\dots \dots)$ 1şıma örüntüleri ; (a) 5 GHz, (b) 5.8 GHz, (c) 7 GHz

3. Sonuçlar ve Tartışma

Bu çalışmada, C bant uygulamalarında geniş bant çalışan, oldukça küçük boyutlu ve üretimi kolay bir monopol yapıda log-periyodik mikroşerit anten tasarımı sunulmuştur. Sunulan anten, 4.3 dielektrik katsayılı, 0.02 tanjant kayıplı ve 1.6 mm kalınlığında bir FR4 malzeme kullanılarak tasarlanmış ve üretimi yapılmıştır. Önerilen anten, simülasyon sonuçlarına göre 4.25-7.95 GHz frekans bant aralığında çalışırken; ölçüm sonuçlarına göre 4.7-7.5 GHz aralığında çalışmaktadır. Antenin rezonans frekansının ise; hem simülasyon hem de ölçüm sonuçlarında 5 GHz noktasında olduğu gözlenmiştir. Bu sebeple üretilen antenin, başta 5 GHz frekansında çalışan WLAN ve ISM bant uygulamaları olmak üzere C-bant uygulamaları için uygun bir anten olduğu görülmektedir.

Kaynaklar

[1]. Balanis, C.A., Antenna Theory: Analysis and Design. John Wiley & Sons, New Jersey, A.B.D., 2005.

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

[3]. Ambresh, P.A., Hadalgi, P.M. ve Hunagund, P.V., "Planar microstrip slot antenna for S & C band wireless applications", Int. Journal of Physics: Conference Series, cilt 435, no. 1, s. 12-22, 2013.

[4]. Ansari, J.A., Verma, S., Verma, M.K. ve Agrawal, N., "A novel wide band microstrip-line-fed antenna with defected ground for CP operation", Progress In Electromagnetics Research, cilt 58, s.169-181, 2015.

[5]. Amini, A. ve Oraizi, H., "Miniaturized UWB log-periodic square fractal antenna", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt 14, s.1322-1325, 2015.

[6]. Nasir, S. A., Arif, S., Mustaqim, M. ve Khawaja, B. A, "A log-periodic microstrip patch antenna design for dual band operation in next generation Wireless LAN applications", IEEE 9th International Conference on Emerging Technologies (ICET), Islamabad, Pakistan, 9-10 Aralık 2013.

[7]. Foshtami, H. G., Talkhouncheh, A. H. ve Emami, H., "Wideband log-periodic microstrip antenna with elliptic patches", Journal of Information Systems and Telecommunication, cilt 1, no.2, s. 113-117, 2013.

[8]. Federal Communications Commission, "First report and order, Revision of Part 15 of commission's rule regarding UWB transmission system FCC 02-48." Washington, DC, A.B.D., 2002.

[9]. HyperLynx®3D EM, Versiyon 15, Mentor Graphics, Wilsonville, A.B.D., 2015.

[10]. Ansys, H.F.S.S., Versiyon 15, ANSYS Corporation Software, Pittsburgh, A.B.D., 2014.

Deri Kanseri Tespitine Yönelik Dairesel Yama Yapılı Mikroşerit Anten Tasarımı

Rabia TOP, S. Sinan Gültekin*, Dilek Uzer* Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Karaman <u>rabiatop@kmu.edu.tr</u>

*Selçuk Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Konya sgultekin@selcuk.edu.tr, dilek_uzer@selcuk.edu.tr

Özet: Mikroşerit yama antenler günümüzde birçok avantajından dolayı biyomedikal alanda yoğun olarak tercih edilmektedir. Patoloji alanındaki zorluklara çözüm üretmesi amacıyla bu çalışma ile alıcı verici iki anten tasarlanmıştır. Çalışma frekansı 2.45 GHz olan antenler için 4.4 dielektrik değere sahip FR-4 taban malzemesi kullanılmıştır. Tasarlanan antenlerle deri kanserinin varlığının tespiti için bir modelleme hazırlanmıştır. Model, lam üzerine konulan kanserli ve normal doku örneklerinin iki anten arasında verdikleri E-Alan ve saçılma parametreleri farklılıklarının belirlenmesi düzeneğidir. Sonuç olarak elde edilen farklı değerler ile kanserli dokunun belirlenebileceği gösterilmiştir. Tasarım ve simülasyonlar için Ansoft HFSS programı kullanılmıştır.

Abstract: Due to the many advantages of microstrip patch antennas, nowadays, microstrip patch antennas are mostly preferred in biomedical areas. This study aims two antenna structures, as both transceiver and receiver, have same dimensions are designed to produce solution of the difficulties in pathology. For antennas with a operating frequency of 2.45 GHz, FR-4 base material with a value of 4.4 dielectrics is used. A model has been prepared to detect the presence of skin cancer with the designed antennas. The model is a method of determining *E*-field and scattering parameters differences between two antennas of cancerous and normal tissue specimens placed on the slide. It has been shown that cancerous tissue can be determined with different values obtained as a result. Ansoft HFSS program is used for designs and simulations.

1. Giriş

Patoloji, yani hastalık bilimi, hastalıkların bilimsel yöntemlerle incelenmesi olarak tanımlanabilir. Patoloji, hastalıklara sebep olan nedenleri, bu hastalıkların doku ve organların nasıl etkilediğini, hastalıklı doku ve organların biçimsel ve görüntüsel özelliklerini incelemektedir. Bu sebeple patolojinin tıp biliminde önemli bir yeri bulunmaktadır. Patoloji, anatomi ve fizyolojide öğrenilen bilgilere, hastalıklı organların çıplak gözle veya mikroskop altındaki anormal görünüşlerini ekleyerek hastalıkların daha kolay anlaşılmasını sağlayan bilim dalıdır. Doku biçimlerinin ve görünüşlerinin karar vermeye fazlasıyla yardımcı olduğu alanlarda, patolojik incelemenin hastalığa ait tanıya ve uygun tedavi yönteminin belirlenmesine katkısı çoktur. Günümüzde, tümörlerin tanısı ile birlikte, çok sayıda hastalığın kesin tanısı için patolojik inceleme gerekli ve zorunlu olmaktadır [1].

Literatürde çeşitli kaynaklarda patolojik dokular işaret işleme ve yapay zeka gibi teknikler ile analiz edilerek ayırt etme ve sınıflandırma yöntemleri ile çeşitli uygulamalar yapılmaya çalışılmaktadır [2, 3]. Ancak oluşturulan sistemler işaret işleme adımları ve karmaşık sistem tasarımları gerektirdiğinden dolayı hem zaman hem de maliyet kaybı oluşmaktadır. Biyomedikal çözümler için antenler de bir alternatif olmaktadırlar [4, 5]. Farklı yapıdaki anten tiplerinin patoloji bilim dalındaki zorluklar için çözüm üretilmesine yönelik literatürde yeterli miktarda çalışma bulunmamakla birlikte deri kanseri üzerine antelsel bir çözüm uygulamasına rastlanmamıştır. Bu sebeple, bu alandaki antensel çalışmalar önem arz etmektedirler.

Dokuların değerlendirilmesi ve raporlanması patologların bazen saatlerini hatta günlerini alabilmektedir. Ayrıca hasta sayısına da bağlı olarak alınan doku parçalarının sonuçlarının raporlanması bazen aylar sonra olabilmektedir. Bu nedenle, çalışmada tümörlü dokunun anten vasıtası ile tespit edilerek belirlenmesi amaçlanmaktadır. Sistem bağımsız bir mikroşerit yama anten üzerine tasarlandığından, tümörlü yapının normal dokudan ayrılması antenin elektromanyetik ışımasından kaynaklı olarak elde edilen ve tümörün varlığıyla ölçülen saçılma parametrelerindeki farklılıklar ortaya çıkarılarak elde edilen grafiklerle sunulmaktadır. Bu farklılıkları ölçmek ve kaydetmek kısa sürede tamamlanabileceğinden patologların bir hastadan alınan dokuyu analiz etme ve raporlama aşamaları da kısalmış olacaktır ve hastalar sonuçlarına daha kısa sürede ulaşabileceklerdir.

2. Anten Tasarımı

Tasarlanan anten yapısı ve ışıma bölgesini ifade eden geri dönüş kayıp grafiği Şekil 1(a)'da gösterilmektedir. 28.84 mm çaplı bir dairesel yama üzerine eşit boyutlarda ve dairesel yama merkezine eşit mesafede 4 adet 16 mm çaplı dairesel yamalar birleştirilerek antenin yama kısmı oluşturulmuştur. Burada amaç yansıma alanını artırarak küçük boyutlu antenin daha düşük frekans bölgesine kaydırmaktır. Yapılan önceki simülasyonlarda 28.84 mm çaplı dairesel antenin daha yüksek frekans bölgesinde ışıma yaptığı görülmüştür ve ISM bandı bölgesine çekilebilmesi için 4 adet daire eklenmiştir. Sonucunda, antenin çalışma frekansı 2.45 GHz'dir (Şekil 1(b)) [6]. Bu frekans bölgesinin seçilmesinin nedeni ISM bandı frekans bölgesinde olmasından dolayıdır. Taban malzemesi olarak 1.6 mm kalınlığa ve 4.4 dielektrik değere sahip FR-4 seçilmiştir. Tasarımda koaksiyel (prob) besleme yapısı kullanılmıştır ve dalga portu tanımlayarak anten uyartımları yapılmıştır. Hem alıcı hem de verici olarak aynı anten yapısı kullanılmıştır.



Sekil 1. Mikroşerit yama anten yapısı (a) Boyutları ile üstten görünüşü (b) Geri dönüş kaybı grafiği.

3. Modellenen Patolojik Lam Yapısı

Canlılardan alınan patolojik doku örnekleri lam olarak adlandırılan cam üzerine 3-5 µm boyutlarına sahip olacak şekilde yerleştirilerek değerlendirilmesi yapılır. Lamın kalınlığı taban malzemesi kalınlığı ile aynı seçilmiştir ve simülasyon sırasında programa lam özelliği tanımlanmıştır. Bu çalışmada deri kanserinden elde edilen bir doku modellenmiştir. Her dokunun farklı elektriksel özellikleri vardır ve normal ve tümörlü deri dokusunun elektriksel özellikleri farklıdır. Literatürde bulunan 2.45 GHz çalışma frekansı için normal deri dielektrik değeri 38 F/m ve tümörlü doku dielektrik değeri 50 F/m olarak alınmıştır [7]. HFSS programına dokuların elektriksel özellikleri tanıtılarak modellemesi yapılan sistem tasarımı Şekil 2'de gösterilmektedir. 25x25x0,005 mm³ hacmine sahip dikdörtgen bir deri modellemesi yapılmıştır. Aradaki hava yapısının yüksekliği 5 mm olarak seçilmiştir. Normal deri ile simülasyonlar yapılmıştır. Tümör varken ve yokken ile ifade edilerek elektrik alan değerlerindeki farklılıklara bakılmıştır.



Şekil 2. Tasarlanan sistem yapısı.

4. Simülasyon Sonuçları ve Değerlendirme

Yukarıdaki veriler ışığında simülasyonlar yapılmıştır. Elektrik alan değerlerindeki farklılıklar tümörlü ve normal doku ile Şekil 3 ve 4'de gösterilmektedir. Bu grafiklerde elektrik alan değerlerin hesaplanabilmesi için θ açısı - 180° ve +180° arasında değiştirilerek $\varphi=0$ ve 90° için değerleri alınmıştır. Alınan değerlerin tümörlü ve normal dokudaki farklılıkları göstermesi açısından Şekil 3 ve 4 önemli olmaktadır. Bu farklılıklar kullanılarak patolojik dokuların kısa sürede sonuçlarının alınabileceği öngörülmektedir. Ayrıca simülasyonlar neticesinde saçılma parametreleri olarak adlandırılan S₁₁, S₁₂, S₂₁ ve S₂₂ değerlerinin sonuçları da tümörlü ve tümörsüz olarak analiz edilmiş ve değerlendirilmesi yapılmıştır.



Şekil 4. Theta açısına bağlı olarak değişen elektrik alan değerleri

5. Sonuç

Bu çalışmada patoloji alanındaki özellikle tespit süresi ile ilgili bazı problemlere çözüm bulabilmek amacı ile mikroşerit yama anten yapısı kullanılmıştır. Anten yapısı ISM frekans bant aralığında 2.45 GHz'de çalışmaktadır ve taban malzemesi olarak 1.6 mm kalınlığa sahip FR-4 malzemesi kullanılmıştır. Anten yapısı burada hem alıcı hem de verici olarak kullanılmıştır. Antenden çıkan elektromanyetik dalga diğer antene ulaştığında normal ve tümörlü doku arasındaki farklılıklardan dolayı ışıma verilerinde de farklılıklar bulunacaktır. Bu farklılıklar $\phi=0^{\circ}$ için elektrik alan değerinin aritmetik ortalamaları alındığında tümör olması durumunda %7,16 azalırken, $\phi=90^{\circ}$ için %8,07 azalmaktadır. Aynı zamanda sonuçlardaki saçılma parametreleri S₁₁, S₁₂, S₂₁ ve S₂₂ değerleri incelendiğinde, aritmetik ortalamalarına bakılarak sırası ile tümörlü dokunun bulunması halinde %0.02, %0.26, %0.36 arttığını ve S₂₂ değerinin %0.57 azaldığını söylemek mümkündür. Bu değerler göz önüne alındığında tasarlanan anten yapısının patolojik dokulardaki tümörlü doku yapısının tespitinde kullanılabileceğini söylemek mümkündür. Buna ek olarak, dairesel yapılı, yüksek ve farklı frekanslardaki anten yapıları, deri kanseri erken teşhisine yönelik antensel yaklaşımlar önerilebilir.

Kaynaklar

[1]. J. W. Patterson, Weedon's Skin Pathology E-Book. Elsevier Health Sciences, 2014.

[2]. T. C. Bowman, M. El-Shenawee, and L. K. Campbell, "Terahertz Imaging of Excised Breast Tumor Tissue on Paraffin Sections," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 63, no. 5, s. 2088-2097, 2015.

[3]. G. Schaefer, "Strategies for imbalanced pattern classification for digital pathology," in Informatics, Electronics and Vision & 2017 7th International Symposium in Computational Medical and Health Technology (ICIEV-ISCMHT), 2017, s. 1-4: IEEE.

[4]. R. Çalışkan, S. S. Gültekin, D. Uzer, and Ö. Dündar, "A microstrip patch antenna design for breast cancer detection," Procedia-Social and Behavioral Sciences, vol. 195, s. 2905-2911, 2015.

[5]. R. Top, S. S. Gültekin, and D. Uzer, "Modeling congestion of vessel on rectangular microstrip antenna and evaluating electromagnetic signals," in Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2017 25th, 2017, s. 1-4: IEEE.

[6]. R. TOP, "A Transmitter Microstrip Antenna Design And Application Towards The Detection Of Heart Disease Parameters," Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü-Elektrik Elektronik Mühendisliği, Selcuk Üniversitesi, Konya, 2017.

[7]. C. Gabriel, "Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies," King's Coll London (United Kingdom) Fizik Bölümü, 1996.

Mikrodalga Frekans Bölgesinde Silindirik Dielektrik Rezonatör Tabanlı Tamamı Dielektrik Soğurucu Yüzey Tasarımı

Nezihe Karacan, Evren Ekmekçi Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Isparta <u>karacannezihe@gmail.com, evrenekmekci@sdu.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada mikrodalga frekans bölgesinde silindirik dielektrik rezonatör yapısı kullanılarak tamamı dielektrik soğurucu yüzey tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan soğurucu yüzey yapısındaki dielektrik rezonatörün dielektrik sabiti ve kayıp tanjant değeri değiştirilerek CST Microwave Studio (MWS) ortamında yapıların benzetimleri yapılmıştır. Benzetim sonuçlarından yararlanılarak yapıların frekans tepkileri, soğurma tepkileri ve soğurma bant genişlikleri incelenmiştir.

Abstract: In this study, all dielectric absorber is designed using cylindrical resonator structure in microwave frequency range. By changing the dielectric constants and loss tangent values of the dielectric resonator of the designed absorber structure is simulated in the CST Microwave Studio (MWS) environment. Depending on the simulation results, frequency responses, absorption responses and absorption bandwidths of the structures are investigated.

1. Giriş

Metallerin yüksek omik kayıplara ve düşük erime sıcaklıklarına sahip olmaları, bunun yanı sıra yüksek sıcaklıklarda kolaylıkla korozyona ve oksitlenmeye uğramaları, metallerin uygulama alanlarını sınırlandırmaktadır [1-3]. Bundan dolayı günümüzde dielektrik malzemeler kullanılarak tamamı dielektrik rezonatör yapılarının tasarımı yapılmaktadır. [1, 6]. Dielektrik rezonatör yapılarının çalışma frekansındaki sıcaklık değişim miktarı az olduğu için anten [2], soğurucu yüzey tasarımları [2-5], bant geçiren ve bant durduran filtre uygulamaları [1, 2, 6] gibi birçok uygulamada kullanımı mevcuttur.

Literatürde tamamı dielektrik balık ağı yapısı kullanılarak [9], metal bir yüzeyin üzerine [7, 8], düşük kırılma indisli dielektrik malzeme içerisine [5] ve dielektrik bir yüzey üzerine [2-4] dielektrik rezonatör yapıları yerleştirilerek soğurucu yüzey tasarımları gerçekleştirilmektedir. Ayrıca literatürde önerilen tamamı dielektrik soğurucu yüzey yapılarının [2-5] tasarımları terahertz frekans bölgesinde gerçekleştirilmiştir. Tasarımların terahertz frekans bölgesinde yapılmasının nedeni terahertz frekans bölgesinde dielektrik rezonatör tasarımları yapılmaktadır fakat dielektrik rezonatör yapıları kullanılarak soğurucu yüzey tasarımlarına rastlanmamıştır. Bu çalışmada ise mikrodalga frekans bölgesinde dielektrik taban malzemesi üzerine silindirik dielektrik rezonatör yapısı yerleştirilerek tamamı dielektrik soğurucu yüzey tasarımları ve nümerik analizler CST Microwave Studio (MWS) benzetim ortamı frekans bölgesi çözümleyicisi ile gerçekleştirilmiştir.

2. Tasarımlar ve Benzetimler

Bu çalışmada silindirik dielektrik rezonatör tabanlı tamamı dielektrik soğurucu yüzey tasarımı yapılmıştır ve yapının şematik gösterimi Şekil 1'de verilmiştir. Tasarımda L = 50 mm uzunluğuna sahip kare şeklindeki FR4 ($t = 3 \text{ mm}, \varepsilon_r = 4,3$ ve tan $\delta = 0,025$) dielektrik taban malzemesi üzerine $\varepsilon_r = 10$ dielektrik sabitine sahip silindirik rezonatör yapısı yerleştirilmiştir. Silindirik dielektrik rezonatör yapılarında karma (hibrit) elektrik ve karma manyetik modlar desteklendiğinden dolayı rezonatör içerisinde elektrik dipol rezonans ve manyetik dipol rezonans oluşmaktadır [2-4]. Oluşan bu elektrik ve manyetik dipol rezonanslarının silindirin yarıçapının (r) ve yüksekliğinin (h) ayarlanması ile aynı frekansta örtüşmesi sağlanarak o frekansta yüksek soğurma elde edilmesi mümkün olmaktadır. [2-4]. Bu nedenle bu çalışmada silindirik dielektrik rezonatör yapısının boyutları yüksek

soğurma değeri elde etmek amacıyla r = 20 mm ve h = 24 mm olarak belirlenmiştir. Benzetimler CST MWS yazılım ortamında x ve y eksenleri boyunca birim-hücre (unit-cell) ve z ekseni boyunca açık-ekle (open-add) sınırları ile sonlandırılarak frekans bölgesi çözümleyicisi ile gerçekleştirilmiştir.



Sekil 1. Tamamı dielektrik soğurucu yüzey yapısının (a) üstten (b) yandan şematik görünümü

3. Benzetim Sonuçları

Tasarlanan yapının benzetim sonuçları incelendiğinde $\tan \delta = 0,1$ için 4,1 GHz'de 0,964 soğurma değeri elde edildiği Şekil 2'de gözlenmiştir. Daha sonra yapının 4,1 GHz ve 90° faz açısında elektrik alan ve manyetik alan dağılımları incelenmiştir ve sırasıyla Şekil 2(a)-(b) de gösterilmiştir. Şekil 2(a)'da elektrik alanın yz düzlemi boyunca ve Şekil 2(b)'de manyetik alanın xz düzlemi boyunca ilerlediği ayrıca elektrik alan ve manyetik alanın büyük oranda silindirik dielektrik rezonatör yapısı içerisinde sınırlandığı gözlemlenmiştir.



Şekil 2. $tan\delta = 0,1$ için 4,1 GHz ve 90° faz açısındaki soğurma grafikleri ve (a) elektrik alan (b) manyetik alan dağılımı

Daha sonra tamamı dielektrik soğurucu yüzey yapısının boyutları sabit tutularak silindirik dielektrik rezonatör yapısının $\varepsilon_r = 10, 15$ ve 20 değerlerinde tan $\delta = 0$; 0,025; 0,050; 0,075; 0,1; 0,15; 0,20; 0,25 ve 0,3 değerleri için yapıların benzetimleri gerçekleştirilmiş ve soğurma tepkileri incelenmiştir. $\varepsilon_r = 10, 15$ ve 20 değerleri için soğurmanın *tan* δ değerlerine göre değişimi Şekil 3(a)'da, $\varepsilon_r = 10, 15$ ve 20 değerlerine göre en yüksek soğurma tepe değerinin elde edildiği $tan\delta = 0,1$ için soğurma tepe değer frekanslarının değişimi Şekil 3(b)'de verilmiştir.



Şekil 3. (a) Üç farklı ε_r değerleri için tan δ değerlerine göre soğurmanın değişim grafiği (b) en yüksek soğurma değerleri için ε_r değişimine göre soğurma tepe değeri frekansı değişim grafiği

Şekil 3(a)'da, üç ε_r değeri için maksimum soğurmanın elde edildiği frekans değerleri referans alınarak her ε_r değeri için tan δ değişimine göre soğurma değerinin değişim grafiği verilmiştir. Grafikte verilen sonuçlar incelendiğinde üç farklı ε_r değeri için de tan δ değerinin düşük değerlerinde soğurma tepe değerleri arasındaki fark daha fazla iken tan δ değerinin yüksek değerleri için soğurma tepe değerleri arasındaki fark daha azdır. Bu durum tan δ değerinin artması ile soğurma tepe değerlerinin değişiminin azaldığını göstermektedir. Ayrıca yine aynı grafik incelendiğinde üç farklı ε_r değeri için de soğurma tepe değerleri benzer şekilde tan $\delta = 0,1$ 'e

kadar artmıştır fakat 0,1'in üzerindeki değerler için yeniden düşmeye başlamıştır. Üç dielektrik sabiti içinde soğurma değerleri incelendiğinde soğurma değerinin en çok düştüğü ε_r değeri 20 iken en az düştüğü ε_r değeri 15 olarak gözlemlenmiştir. Şekil 3(b)'de verilen grafik incelendiğinde ise en yüksek soğurma değerinin elde edildiği tan $\delta = 0,1$ için ε_r 'nin değeri arttıkça soğurma tepe değeri frekanslarının azaldığı gözlemlenmiştir. Son olarak benzetim sonuçlarından yararlanılarak 0,9 soğurma değeri için soğurma bant genişlikleri incelenmiştir ve nümerik sonuçlar Tablo 1'de gösterilmiştir.

	0,9 soguina degernaeki ban				
Kayıp tanjantı	genişlikleri (MHz)				
$(\tan\delta)$	$\varepsilon_r = 10$	$\varepsilon_r = 15$	$\varepsilon_r = 20$		
0	_	_			
0,025	—	—	_		
0,050	82	128	113		
0,075	186	226	203		
0,100	253	297	253		
0,150	354	403	302		
0,200	425	467	281		
0,250	476	496	175		
0,300	497	484	_		

Tablo 1. Üç farklı ε_r değerleri için tan δ değerlerine göre 0,9 soğurma değerindeki bant genişlikleri 0.9 soğurma değerindeki bant

Tablo 1'de verilen sonuçlara göre $\varepsilon_r = 10$ için tan δ değeri arttıkça bant genişliği artmaktadır. $\varepsilon_r = 15$ 'de ise tan $\delta = 0,25$ 'e kadar bant genişliği artarken 0,25'ten sonra azalmaktadır. Benzer şekilde $\varepsilon_r = 20$ içinde tan $\delta = 0,15$ 'e kadar bant genişliği artarken 0,15'ten sonra bant genişliğinde azalma gözlemlenmiştir. $\varepsilon_r = 20$ için soğurma bant genişliğinin azalmasının sebebi Şekil 3(a)'da gözlemlenen soğurma değerinin daha çok düşmesinden kaynaklandığı düşünülmektedir.

4. Sonuç

Genel olarak sonuçlar incelendiğinde en iyi soğurma değeri tan $\delta = 0,1'$ de ve $\varepsilon_r = 15$ için 0,985 olarak elde edilmiştir. Ayrıca tan δ değerinin artması üç dielektrik sabiti için de soğurma tepkisi benzer sonuç sergilerken soğurma bant genişliği değeri için farklı sonuçlar sergilediği gözlemlenmiştir. Eğer tasarlanmak istenen tamamı dielektrik soğurucu yüzey yapısının daha geniş soğurma bandına sahip olması isteniyorsa dielektrik rezonatör yapısında kullanılan malzemenin yüksek tan δ değerine ve düşük ε_r değerine sahip olması gerektiği gözlenmiştir. Yapılan bu çalışmanın mikrodalga frekans bölgesinde gerçekleştirilecek olan tamamı dielektrik soğurucu yüzey tasarımı çalışmalarına katkı sağlaması beklenmektedir.

Kaynaklar

[1]. Li L., Wang J., Wang J., Du H., Huang H., Zhang J., Qu S. ve Xu Z., "All-dielectric metamaterial frequency selective surfaces based on high permittivity ceramic resonators", Appl. Phys. Lett., cilt.106 no.21, 2015.

[2].Liu X., Fan K., Shadrivov I. V. ve Padilla W. J., "Experimental realization of a terahertz all-dielectric metasurface absorber", Opt. Express, cilt.25 no.1, s.191-201, 2017.

[3]. Ming X., Liu X., Sun L. ve Padilla W. J., "Degenerate critical coupling in all-dielectric metasurface absorbers", Opt. Express, cilt.25 no.20, s.24658-24669, 2017.

[4]. Fan K., Suen J. Y., Liu X. ve Padilla W. J., "All-dielectric metasurface absorbers for uncooled terahertz imaging", Optica, cilt.4 no.6, s.601-604, 2017.

[5]. Cole M. A., Powell D. A. ve Shadrivov I. V., "Strong terahertz absorption in all-dielectric Huygens' metasurfaces", Nanotech., cilt.27 no.42, 2016.

[6]. Wang J., Qu S., Li L., Wang J., Feng M., Ma H., Du H. ve Xu Z., "All-dielectric metamaterial frequency selective surface", J. Adv. Dielect., cilt.7 no.5, s.1-11, 2017.

[7]. Huang X., Yang H., Shen Z., Chen J. ve Lin H., "Water-injected all-dielectric ultra-wideband and prominent oblique incidence metamaterial absorber in microwave regime", J. Phys. D: Appl. Phys., cilt.50 no.38, 2017.

[8]. Gao J., Lan C., Zhao Q., Li B. ve Zhou J., "Electrically controlled mie-resonance absorber", Opt. Express, cilt.25 no.19, s.22658-22666, 2017.

[9]. Zhu W., Xiao F., Kang M. ve Premaratne M., "Coherent perfect absorption in an all-dielectric metasurface", Appl. Phys. Lett., cilt.108 no.12, 2016.

ELC Rezonatör Tabanlı Soğurucu Yüzeyi İle Farklı Kimyasal Maddeler İçin Hassasiyet Analizi

Nezihe Karacan, Merve Aykırı, Evren Ekmekçi Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Isparta <u>karacannezihe@gmail.com, aykirimerve@gmail.com, evrenekmekci@sdu.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada iki farklı taban malzemesi kullanılarak Elektrik-LC (ELC) rezonatör tabanlı soğurucu yüzey tasarımları gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan soğurucu yüzeyler üzerine benzetim ortamında farklı yüksekliklerde yedi çeşit kimyasal madde yerleştirilmiş ve yapıların soğurma tepkileri incelenerek hassasiyet analizi gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan tüm yapıların benzetimleri CST Microwave Studio (MWS) yazılımı frekans bölgesi çözümleyicisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Abstract: In this study, Electrical-LC (ELC) resonator based absorber designs using two different substrates are studied. Seven different chemicals at different heights are placed on the designed absorbers in simulation environment and sensitivity analyses have been performed by using absorption responses. All the simulations of the designed structures have been done by using CST Microwave Studio (MWS) software frequency domain solver.

1. Giriş

Metamalzemeler doğada bulunmayan negatif elektriksel geçirgenlik ve negatif manyetik geçirgenlik gibi elektromanyetik özelliklere sahip yapay malzemelerdir [1]. Bu özelliklerinden dolayı metamalzemeler elektromanyetik perdeleme sistemleri [2], sensör uygulamaları [2-4], soğurucu yüzey [2, 3, 5] ve anten [6] tasarımları gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Popüler araştırma konularından biri olan soğurucu yüzeyler, gelen elektromanyetik dalganın yansımasını ve iletilmesini engelleyerek enerjinin malzeme içerisinde soğurulmasını sağlayan yapılardır [5].

Bu çalışmada, iki farklı taban malzemesi kullanılarak Elektrik-LC (ELC) rezonatör tabanlı soğurucu yüzey tasarımı yapılmış, tasarlanan soğurucu yüzey yapılarının üzerine farklı yüksekliklerde kimyasal maddeler (hexane, PhH, MePh, Et₂O, CH₂Cl₂, Me₂CO, MeOH) eklenerek, bu maddelerin dielektrik sabitlerinin ve kayıp tanjant değerlerinin soğurma tepe değerine ve soğurma tepe değer frekansına etkisi incelenmiştir. Soğurma tepe değeri frekansındaki değişim miktarlarından yararlanılarak yapıların hassasiyet analizleri gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmanın literatürde bulunan metamalzeme tabanlı sensör uygulamalarına katkı sağlaması beklenmektedir.

2. Tasarımlar ve Benzetimler

Bu çalışmada kullanılan ELC rezonatör tabanlı soğurucu yüzey yapısının üstten şematik gösterimi ve tasarım parametreleri Şekil 1(a)'da verilmiştir. Tasarımlar FR4 (h = 1,5 mm, $\varepsilon_r = 4,3$ ve tan $\delta = 0,025$) ve Arlon AD450 (h = 1,524 mm, $\varepsilon_r = 4,5$ ve tan $\delta = 0,0035$) olmak üzere iki farklı taban malzemesi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Her iki taban malzemesi için bir kenarı A = 18 mm olan kare şekilli soğurucu yüzey yapıları tasarlanmıştır. Bu yapıların rezonatör boyutları özdeş ve tasarım parametreleri $w_r = 2 \text{ mm}$, $l_r = 16 \text{ mm}$, $l_u = 3 \text{ mm}$, $l_g = 4 \text{ mm}$ ve g = 2 mm olarak belirlenmiştir. Soğurucu yüzey yapılarının arka yüzeyi Şekil 1(b)'de görüleceği üzere toprak düzlemi olarak seçilmiştir.

Tasarımları gerçekleştirilen yapılar için çözümleme uzayı CST MWS ortamında x ve y eksenlerine dik düzlemler birim-hücre (unit-cell), z eksenine dik düzlemler uyarım portları ve açık-ekle (open-add) sınırları olacak şekilde sonlandırılmıştır. Uyarımlar y yönünde elektrik alan ve x yönünde manyetik alan ile gerçekleştirilmiş ve rezonatör üzerinde oluşan *LC* rezonanstan kaynaklı soğurma mekanizması incelenmiştir. Benzetimler için frekans bölgesi çözümleyicisi kullanılmıştır.



Şekil 1. (a) Üzerine kimyasal madde eklenmemiş ELC rezonatör tabanlı soğurucu yüzey yapısının üstten şematik görünümü ve tasarım parametreleri. (b) Üzerine h_d yüksekliğinde kimyasal madde eklenmiş soğurucu yüzey yapısının üstten ve yandan görünümü.

3. Benzetim Sonuçları

İlk olarak soğurucu yüzey yapılarının üzerine herhangi bir kimyasal madde eklenmemiş boş yapıların (Şekil 1(a)) soğurma tepkileri incelenmiştir. Buna göre, FR4 taban malzemesi kullanılan yapı için soğurma tepe değeri 2,44 GHz'de 0,978 iken Arlon AD450 için 2,40 GHz'de 0,648 olarak elde edilmiştir. Daha sonra Şekil 1(b)'de görüldüğü üzere soğurucu yüzey yapılarının üzerine sırasıyla $h_d = 0,5, 1$ ve 1,5 mm yüksekliğinde elektriksel özellikleri Tablo 1'de verilen kimyasal maddeler [7] yerleştirilerek benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Buna göre; farklı h_d değerleri için soğurma tepe değeri frekanslarının kimyasal maddelerin dielektrik sabitine göre değişim grafiği hem FR4 hem de Arlon AD450 kullanılan yapılar için sırasıyla Şekil 2(a) ve Şekil 2(c)'de verilmiştir. Burada uygulama mikrodalga bölgesinde yapıldığı için h_d yükseklikleri mm mertebesinde seçilmiştir. Daha düşük numune kullanımı gerçekleştiren çalışmalar için yapı terahertz bölgesine ölçeklenip h_d yükseklikleri mikron mertebesine indirilebilir.

Tablo 1. Çalışmada kullanılan kimyasal r	maddelerin 2,45 GHz için dielektrik	sabiti ve kayıp tanjant değerleri	i [7].
--	-------------------------------------	-----------------------------------	--------

Kimyasal Madde Adı	Dielektrik Sabiti (ε_r)	Kayıp Tanjantı (tanδ)
Hexane	1,9	0,00041
PhH	2,2	0,00038
MePh	2,4	0,00500
Et ₂ O	4,1	0,01830
CH_2Cl_2	8,7	0,02400
Me ₂ CO	20,3	0,04200
MeOH	21,3	0,61700



Şekil 2. (a) FR4 için soğurma tepelerine ait frekansların uygulanan kimyasal maddelerin dielektrik sabitlerine göre değişim grafikleri. (b) FR4 için $h_d = 1,5$ mm iken elde edilen soğurma grafikleri. (c) Arlon AD450 için soğurma tepelerine ait frekansların uygulanan kimyasal maddelerin dielektrik sabitlerine göre değişim grafikleri. (d) Arlon AD450 için $h_d = 1,5$ mm iken elde edilen soğurma grafikleri.

Şekil 2(a) incelendiğinde, FR4 taban malzemesi kullanılarak tasarlanan soğurucu yüzey yapısı üzerine yerleştirilen kimyasal maddenin yüksekliği $h_d = 0.5$ mm için ε_r 'nin değişimine ($\Delta \varepsilon_r$) göre soğurma tepe değerlerinin frekanslarındaki değişim (Δf) daha az iken h_d değeri arttıkça Δf artmaktadır. Benzer şekilde, Şekil 2(c) incelendiğinde, AD450 kullanılarak tasarlanan soğurucu yüzey yapılarının FR4 kullanılarak tasarlanan

yapılarla benzer davranış sergilediği gözlemlenmiş ve $h_d = 1,5$ mm iken tüm kimyasal maddeler için elde edilen soğurma grafikleri Şekil 2(b) ve 2(d)'de verilmiştir. Şekil 2(b) ve 2(d)'den görülmektedir ki ε_r değeri arttıkça rezonans frekansı düşmektedir. Bununla birlikte, Şekil 2(a) ve 2(c) incelendiğinde ε_r 'nin düşük değerlerinde her üç h_d değeri için de elde edilen soğurma tepe değeri frekanslarının birbirine çok yakın olduğu fakat ε_r değeri arttıkça soğurma tepe değer frekansları arasındaki farkın arttığı gözlemlenmiştir. Genel olarak her iki yapı için de ε_r 'nin düşük değerleri için soğurma tepe değeri frekansındaki değişim (eğim) daha az iken ε_r 'nin yüksek değerleri için değişim daha fazladır. Bu durumu sadece MeOH ($\varepsilon_r = 21,3$) bozmaktadır ve davranışı Şekil 2(a) ve 2(c)'deki grafiklerin $\varepsilon_r > 21$ için mevcut kısmının eğimlerinden, özellikle $h_d = 0,5$ mm için, belirgin bir şekilde gözlenebilmektedir. Bunun sebebi olarak; MeOH yapısının tan $\delta = 0,617$ değeri ile diğer yapılara kıyasla düşük kalite faktörü göstermesi düşünülmektedir. Son olarak FR4 ve AD450 taban malzemeleri kullanılarak tasarlanan soğurucu yüzey yapılarında tan δ değerine göre soğurma tepe değeri azaldığı gözlemlenmektedir. Bunun yanında, AD450 ile tasarlanan soğurucu yüzey yapıları için ise soğurma tepe değeri tan $\delta = 0,024$ 'e ulaşana kadar artmış fakat sonrasında yeniden azalmıştır.

Tablo 2. Khiryasai maddelerin kayip tanjantina gore sogurina tepe degeneri								
	Kayıp	FR4			Arlon AD450			
Madde	Tanjant	Kimyasal Madde Yüksekliği h_d (mm)			Kimyasal Madde Yüksekliği h_d (mm)			
Adı	Değeri	0,5	1,0	1,5	0,5	1,0	1,5	
	$(\tan\delta)$		Soğurma Tepe Değerleri					
PhH	0,00038	0,982	0,984	0,986	0,650	0,648	0,645	
Hexane	0,00041	0,981	0,982	0,984	0,651	0,649	0,647	
MePh	0,00500	0,978	0,980	0,981	0,696	0,714	0,723	
Et ₂ O	0,01830	0,963	0,958	0,962	0,852	0,905	0,929	
CH_2Cl_2	0,02400	0,938	0,921	0,914	0,967	0,995	0,999	
Me ₂ CO	0,04200	0,814	0,747	0,719	0,936	0,850	0,807	
MeOH	0,61700	0,177	0,136	0,127	0,187	0,143	0,131	

Tablo 2. Kimyasal maddelerin kayıp tanjantına göre soğurma tepe değerleri

4. Sonuç

Bu çalışmada ELC rezonatör üzerine yerleştirilmiş farklı kimyasal maddeler için soğurma tepkisi incelenmiştir ve çalışmalar iki farklı taban malzemesi için tekrarlanmıştır. Buna göre, her iki taban malzemesi ile tasarlanan yapılar için, rezonatör üzerine yerleştirilen farklı ε_r değerlerine sahip maddelerin kalınlıklarının artması ile frekans hassasiyetinin arttığı gözlemlenmiştir. ε_r değişimine göre frekans hassasiyeti en fazla olan $h_d = 1,5$ mm için en düşük ε_r değerine sahip yapının soğurma tepe değer frekansı ile en yüksek ε_r değerine sahip yapının soğurma tepe değer frekansı arasındaki fark FR4 için 0,888 GHz iken AD450 için 0,862 GHz olarak elde edilmiştir. Buradan, taban malzemesi değişiminin frekans hassasiyetini önemli derecede etkilemediği fakat soğurma değerinin değişimini kayda değer şekilde etkilediği Tablo 2'de verilen sonuçlarla ortaya koyulmuştur.

Kaynaklar

[1]. Jaruwongrungsee K., Withayachumnankul W., Wisitsoraat A., Abbott D., Fumeaux C. ve Tuantranont A., "Metamaterial-inspired microfluidic-based sensor for chemical discrimination," IEEE Sensors, Taipei, Tayvan, Ekim 2012.

[2]. Ling K., Yoo M., Su W., Kim K., Cook B., Tentzeris M. M. ve Lim S., "Microfluidic tunable inkjet-printed metamaterial absorber on paper", Opt. Express, cilt.23 no.1, s.110-120, 2015.

[3]. Kim H. K., Lee D. ve Lim S., "A fluidically tunable metasurface absorber for flexible large-scale wireless ethanol sensor applications", Sensors, cilt.16 no.8, 2016.

[4]. Ekmekci E. ve Turhan Sayan G., "Multi-functional metamaterial sensor based on a broad-side coupled SRR topolgy with a multi-layer substrate", Appl. Phys. A-Mater., cilt.110 no.1, s.189-197, 2013.

[5]. Watts C. M., Liu X. ve Padilla W. J., "Metamaterial electromagnetic wave absorbers", Adv. Mater., cilt.24 no.23, 2012.

[6]. Ekmekçi E., Çınar A., Ayan A., Korucu H. D. ve Demir E., "Enine kuplajlı ve AHR tabanlı anten yapıları için elektriksel boyut ve kazanç analizi," 7. URSI- Türkiye Bilimsel Kongresi, Elazığ, Türkiye, Ağustos 2014.

[7]. Komarov V.V., Handbook of Dielectric and Thermal Properties of Materials at Microwave Frequencies, Artech House, 2012.

5G Uygulamaları için Enine Kuplajlı AHR Tabanlı Anten Tasarımı, Kazanç ve Elektriksel Boyut İncelenmesi

Nezihe Karacan, Öykü Su Yenigün, Evren Ekmekçi Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Isparta <u>karacannezihe@gmail.com</u>, <u>oykusuyenigun@gmail.com</u>, <u>evrenekmekci@sdu.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada 5G uygulamaları için kullanılabilecek enine kuplajlı ayrık halka rezonatör (AHR) tabanlı anten yapıları tasarlanmıştır. Yapıların benzetimleri CST Microwave Studio (MWS) frekans bölgesi çözümleyicisi ile yapılmıştır. Tasarım parametreleri ve benzetim sonuçlarına dayanarak önerilen anten yapılarının elektriksel boyut ve kazanç analizleri gerçekleştirilmiştir.

Abstract: In this study, broadside-coupled SRR based antenna structures are designed for possible 5G applications. The simulations of the structures are performed by using CST Microwave Studio (MWS) frequency domain solver. Depending on the design parameters and the simulation results, electrical dimension and the gain analyses of the proposed antenna structures are realized.

1. Giriş

Mobil haberleşme sistemlerinde daha yüksek veri hızları ve daha büyük bant genişliği gerektiren uygulamalara artan talep beşinci nesil (5G) kablosuz sistemlerini geliştirme ihtiyacı oluşturmuştur [1-3]. Burada temel amaç mevcut kablosuz sistemlerin çalışma frekanslarını daha üst bölgelere taşımak ve bu sayede kullanılacak olan bant genişliğini artırmaktır [1]. 5G kablosuz sistemleri üzerine son zamanlarda yapılan araştırmaların çoğu 28 GHz, 38 GHz, 60 GHz, 71-76 GHz ve 81-86 GHz frekans bantları üzerine yoğunlaşmıştır [2]. Bunun yanında, çalışma frekanslarının üst frekanslara taşınması daha küçük boyutlarda yüksek ışıma verimine ve yüksek kazanca sahip anten tasarımlarının yapılmasını gerektirmektedir [4].

Literatürde bazı 5G anten tasarımlarında yüksek kazanç elde etmek için ayrık halka rezonatör (AHR) tipi yapılardan yararlanıldığı görülmektedir [1, 4-8]. Literatüre katkı olarak bu çalışmada, 5G kablosuz sistemleri için elverişli olabilecek yüksek kazanca sahip anten çalışmalarına yer verilmiştir ve elektriksel boyut incelemesi yapılmıştır. Bu amaçla, literatürde daha önce mikrodalga X-bant için Ekmekçi vd. tarafından rapor edilen enine kuplajlı AHR (EK-AHR) tabanlı anten yapısı [9] bu çalışma için 5G 38 GHz frekans bandına ölçeklenmiş ve anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Böylece 5G uygulamaları için 38 GHz frekans bandında kullanılabilecek bir anten yapısı elde edilmesi planlanmıştır.

2. Tasarımlar ve Benzetimler

Literatürde daha önce önerilen ve şematik gösterimleri Şekil 1(b)-(c)'de verilen EK-AHR tabanlı anten yapısı [9] yine literatürde daha önce önerilen ve şematik görünümü Şekil 1(a)'da verilen tek AHR (T-AHR) tabanlı anten yapısının [10], antenin elektriksel boyutunu çok büyütmeden daha yüksek kazanç değerleri elde etmek amacı ile geliştirilmiş şeklidir [9]. Bu çalışmada, [9] numaralı çalışmadan yola çıkılarak, Şekil 1'de gösterilen T-AHR ve EK-AHR anten yapılarının boyutları 38 GHz frekans bandı için yeniden ölçeklendirilmiş ve elde edilen yeni yapıların CST MWS ortamında parametrik benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Yapılan tüm tasarımlarda metalik yüzeyler için 0,035 mm kalınlığında bakır ($\sigma_{cu} = 5,8 \times 10^7$ S/m) ve dielektrik taban malzemesi olarak $\varepsilon_r = 3,5$ dielektrik sabitine ve tan $\delta = 0,003$ kayıp tanjantına sahip Arlon AD350A kullanılmıştır. Kare şeklinde tasarlanan taban malzemesinin kenar uzunluğu A = 6,3 mm ve dielektrik yüksekliği $t_{sub} = 0,762$ mm'dir. Bu çalışmanın ilk aşamasında T-AHR anten yapısı tasarlanmıştır. Bu amaçla, taban malzemesinin üst yüzeyine $w_f \times l_f = 0,4 \times 3,6$ mm² boyutunda açık devre ile sonlandırılmış bir besleme hattı eklenmiş ve bu besleme hattına b = 0,4 mm uzaklıkta, bir kenarı L = 0,985 mm, genişliği $w_r = 0,32$ mm ve ayrık genişliği g = 0,05 mm olan bir AHR yapısı Şekil 1(a)'da görüldüğü üzere yüklenmiştir. Özellikle 38 GHz frekans bölgesinde
düşük empedanslı hatlarda daha geniş hat kalınlığı nedeniyle hat kayıplarının yüksek empedanslı hatlara göre daha yüksek olması beklendiğinden, bu çalışmada besleme hattı için 50 Ω ($w_f = 1,67$ mm) yerine 97 Ω 'luk ($w_f = 0,4$ mm) bir hat kullanılmıştır. Tasarımda dielektrik taban malzemesinin arka yüzeyi tamamen toprak olarak seçilmiştir. Çalışmalarda ikinci aşama olarak EK-AHR anten yapısı tasarımına geçilmiştir. Bunun için; T-AHR anten yapısındaki AHR üzerine $w_d \times l_d = 1,15 \times 3,15$ mm² boyutlarında h = 0,2 mm yüksekliğine sahip kayıpsız bir dielektrik levha yerleştirilmiştir. Dielektrik levha üzerine T-AHR anten yapısındaki AHR ile aynı boyutlara sahip aynı doğrultuda fakat ayrık yönleri zıt konumlandırılmış ikinci AHR yapısı yerleştirilmiştir. Benzetimler sırasında AHR'ler arasına yerleştirilen kayıpsız dielektrik levhanın dielektrik sabiti ε_d 1'den 4'e kadar değiştirilmiş ve her değer için ikinci (üstteki) AHR yapısı kapıya doğru s = 0; 0, 25; 0, 50; 0, 75 ve 1,00 mm kaydırılarak benzetimler parametrik olarak yinelenmiştir. Tüm benzetimler CST MWS ile yapılmış ve yapılan benzetimlerde anten yapılarını çevreleyen uzayın tümü "açık-ekle" sınır değeri ile sonlandırılmıştır.



Şekil 1. (a) Tekli AHR anten (b) ve (c) Enine kuplajlı AHR anten yapıları için şematik görünümler [9]

3. Benzetim Sonuçları

Tasarımları ve benzetimleri gerçekleştirilen T-AHR ve EK-AHR anten yapıları için kazanç, elektriksel boyut değerleri ve empedans bant genişlikleri hesaplanmış ve Tablo 1'de listelenmiştir. Burada antenler için kazanç değerleri CST MWS ortamında "uzak-alan" aracı kullanılarak elde edilmiştir. Antenin elektriksel boyutu ka formülü ile hesaplanmıştır [9, 11]. Burada $k = 2\pi/\lambda_0$, λ_0 antenin rezonans frekansı f_0 da ki dalga boyu ve a ışıma elemanını çevreleyen minimum boyuttaki kürenin yarıçapıdır [9, 11]. Literatürde bir antenin elektriksel olarak küçük sayılabilmesi için $ka \le 1$ kriterinin sağlanması gerektiği fakat ışıma elemanı metal bir levhanın önüne konumlandırılmış ise $ka \le 0.5$ kriterinin geçerli olacağı belirtilmiştir [9, 11]. Daha önce [9] numaralı çalışmada, beslemenin ışımaya herhangi bir katkısı olmadığı düşünüldüğünden ışıma elemanı olarak yalnızca AHR yapıları dikkate alınmış ve antenlerin elektriksel boyutları hesaplanmıştır. Buna göre sonuçlar incelendiğinde; T-AHR yapısı 38,94 GHz frekansında rezonansa gelmiş ve 0,56 ka değeri ile 7,07 dB kazanca sahiptir. Bu sonuçlar aslında EK-AHR antenleri için referans niteliğindedir. EK-AHR antenleri için sonuçlar incelendiğinde ise; $\varepsilon_d = 1$ ve 4 için s = 0.5 mm'ye kadar kazanç değeri artarken s = 0.5 mm'den sonra kazanç değeri azalmaktadır. Fakat $\varepsilon_d = 2$ ve 3 için s = 0,75 mm'ye kadar kazanç artarken s = 0,75 mm'den sonra kazanç azalmaktadır. Ayrıca bütün ε_d değerleri için s arttıkça a artmakta ve böylece antenin elektriksel boyutu (ka) artmaktadır. Tüm tarama aralığında en yüksek kazanç 7,32 dB ile $\varepsilon_d = 2$ ve s = 0,75 mm parametreleri için gözlenmiştir. Bu sonucu 7,27 dB ile $\varepsilon_d = 2$ ve = 1,00 mm parametreleri ve 7,20 dB ile $\varepsilon_d = 1$ ve s = 0,50mm parametreleri takip etmektedir. Kazancın T-AHR'ye göre yüksek olduğu her durum için elektriksel boyut ka kriterine göre artmıştır. Son olarak T-AHR ve EK-AHR anten yapıları için empedans bant genişlikleri incelenmiştir. Burada empedans bant genişliği $|S_{11}|$ değerinin -10 dB'den küçük olduğu frekans aralıklarındadır. T-AHR anten yapısı için bant genişliği 877,9 MHz olarak elde edilmiştir. EK-AHR anten yapısı için ise bant genişlikleri tüm ε_d değerleri için s= 0,50 mm'ye kadar artarken 0,75 mm için düşmüş ve 1,00 mm için yeniden yükselmiştir. En büyük bant genişliği $\varepsilon_d = 1$ ve s = 0,50 mm için 997,4 MHz olarak elde edilmiştir.

4. Sonuç

Bu çalışmada 5G 38 GHz frekans bandında T-AHR ve EK-AHR anten tasarımları gerçekleştirilmiş ve EK-AHR anten yapıları için parametrik incelemeler gerçekleştirilmiştir. Buna göre tasarlanan anten yapıları arasında en iyi kazanç değeri 7,32 dB ile EK-AHR anten yapısında $\varepsilon_d = 2$ ve s = 0,75 mm parametreleri için elde edilmiş ve burada ka = 0,75 olarak hesaplanmıştır. Bu sonuçlar; uygun parametre seçimi ve EK-AHR anten yapısıyla T-AHR'ye göre daha yüksek kazanç elde edilebileceği fakat bu durumda elektriksel boyutun da artış gösterdiğini ortaya koymaktadır. Bunun yanında, bu çalışmada elde edilen sonuçlar ile [9] numaralı çalışmada X-bant için elde edilen sonuçlar karşılaştırıldığında; bu çalışmada elde edilen en yüksek kazancın 7,32 dB ve [9] numaralı çalışmada ise 4,50 dB olduğu ortaya çıkmıştır. Bu da yükselen frekansla birlikte AHR anten yapılarının verimlerinin artması ve daha yüksek kazanç sağlaması olarak yorumlanabilir.

Anten	ε _d	s (mm)	f_{θ} (GHz)	<i>a</i> (mm)	ka	Kazanç (dB)	, Bant Genişliği (MHz)
T-AHR	yok	yok	38,94	0,69	0,56	7,07	877,9
		0	37,38	0,71	0,55	6,11	396,7
		0,25	38,87	0,80	0,73	6,65	667,0
	1	0,50	39,10	0,90	0,74	7,20	997,4
		0,75	38,22	1,01	0,80	7,19	902,6
		1,00	38,40	1,12	0,90	7,11	929,5
		0	33,12	0,71	0,49	3,89	168,2
		0,25	35,44	0,80	0,59	5,44	305,6
	2	0,50	36,50	0,90	0,69	7,14	776,5
		0,75	35,28	1,01	0,75	7,32	637,9
EV ALID		1,00	35,61	1,12	0,83	7,27	694,3
EK-ARK	3	0	29,86	0,71	0,44	1,66	105,5
		0,25	32,57	0,80	0,55	3,55	162,0
		0,50	34,47	0,90	0,65	6,97	661,9
		0,75	33,08	1,01	0,70	7,03	510,6
		1,00	33,49	1,12	0,79	7,01	574,5
		0	27,33	0,71	0,41	0,61	79,2
		0,25	30,23	0,80	0,51	1,91	112,0
	4	0,50	32,81	0,90	0,62	6,66	579,9
		0,75	31,36	1,01	0,66	6,62	421,3
		1,00	31,79	1,12	0,75	6,62	488,7

Tablo 1, 5G icin tasarlanan T-AHR ve EK-AHR anten vapıları icin elde edilen sonuclar

Kaynaklar

[1]. Ojaroudiparchin N., Shen M. ve Pedersen G. F., "Low-profile fabry-pérot cavity antenna with metamaterial SRR cells for fifth generation systems," 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), Krakow, Poland, s.1-4 Mayıs 2016.

[2]. Niu Y., Li Y., Jin D., Su L. ve Vasilakos A. V., "A survey of millimeter wave communications (mmWave) for 5G: opportunities and challenges", Wireless Netw., cilt.21 no.8, s.2657-2676, 2015.

[3]. Nosrati M. ve Tavassolian N., "A single feed dual-band, linearly/circularly polarized cross-slot millimeterwave antenna for future 5G networks," IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, ABD, s.2467-2468 Temmuz 2017.

[4]. Dadgarpour A., Sorkherizi M. S. ve Kishk A. A., "High-efficient circularly polarized magnetoelectric dipole antenna for 5G applications using dual-polarized split-ring resonator lens", IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.65 no.8, s.4263-4267, 2017.

[5]. Sarkar D. ve Srivastava K. V., "Compact four-element SRR-loaded dual-band MIMO antenna for

WLAN/WiMAX/WiFi/4G-LTE and 5G applications", Electron. Lett., cilt.53 no.25, s.1623-1624, 2017.
[6]. Essid C. ve Samet A., "A design of phased array antenna with metamaterial circular SRR for 5G applications," IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), Montreal, Canada, Ekim 2017.

[7]. Passia M. T., Nitas M. ve Yioultsis T. V., "A fully planar antenna for millimeter-wave and 5G communications based on a new CSRR-enhanced substrate-integrated waveguide," International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT), Atina, Yunanistan, Mart 2017.

[8]. Dadgarpour A., Zarghooni B., Virdee B. S., Denidni T. A. ve Kishk A. A., "Mutual coupling reduction in dielectric resonator antennas using metasurface shield for 60-GHz MIMO systems", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., cilt.16, s.477-480, 2017.

[9]. Ekmekçi E., Çınar A., Ayan A., Korucu H. D. ve Demir E., "Enine kuplajlı ve AHR tabanlı anten yapıları için elektriksel boyut ve kazanç analizi," 7. URSI- Türkiye Bilimsel Kongresi, Elazığ, Türkiye, Ağustos 2014.

[10]. Ekmekci E., Tamac Y.G., "Comparative investigation of basic antenna parameters and electrical sizes among SRR type metamaterial antennas and rectangular microstrip antenna," Proceedings 12th Mediterranean Microwave Symposium (MMS 2012), İstanbul, Türkiye, Eylül 2012.

[11]. Erentok A., Ziolkowski R.W., "Metamaterial inspired efficient electrically small antennas", IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.56 no.3, s.691-707, 2008.

Adım Frekanslı Sürekli Dalga Radarı ile Tespiti Simüle Edilen Göğüs Hareketi Sinyalinin Dalgacık Dönüşümü ile Gürültüden Arındırılması

Yunus Emre ACAR, İbrahim ŞEFLEK, Ercan YALDIZ Selçuk Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Konya yacar@selcuk.edu.tr,iseflek@selcuk.edu.tr, eyaldiz@selcuk.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, göğüs kafes hareketi modellenerek bu hareketin SFCW radar ile tespit edilmesi simüle edilmiştir. Modellenen göğüs kafes hareketine farklı seviyelerde Rastgele, Gaussian ve Rician tipinde gürültüler ilave edilmiştir. Alıcı tarafında gürültülü olarak alınan sinyal farklı ana dalgacık fonksiyonları ile gürültüden arındırılmış, fonksiyonlarının performansları karşılaştırılmıştır.

Abstract: In this study, it was simulated that the movement of the chest wall was modeled and detected by the SFCW radar. Random, Gaussian and Rician type noises were added to the modeled chest motion at different levels. The noisy signal obtained at the receiver is denoised with different mother wavelet functions and the performances of these mother wavelet functions are compared.

1. Giriş

Radarlar 1970'ler itibariyle ticari amaçlar için geliştirilip kullanılmaya başlanmıştır [1]. Son dönemde sürekli dalga radarı (CW), ultrageniş band radar (UWB), frekans modüleli sürekli dalga radarı (FMCW) ve adım frekanslı sürekli dalga radarlarının (SFCW) iç ortamlarda kullanılması popüler hale gelmiştir [2]. Yanık ve yenidoğan vakaları, yaşlı ve hastaların gözetimi, güvenlik ve duvar arkası canlı tespiti radarlarını uygulama alanlarını oluşturmaktadır. [3]-[5]. Uygulamaların iç ortamlarda gerçekleştirilmesi, hedef dışı nesnelerden kaynaklı geri yansıyan birçok istenmeyen sinyalin alıcıda gürültü olarak algılanmasına neden olmaktadır. Alıcı devre elemanları, algılama yapılacak ortam ve diğer çevresel şartlara bağlı olarak oluşan gürültü çeşitli şekillerde dağılım gösterebilmektedir ve bu gürültülerin giderilmesi büyük önem arzetmektedir. Ceylan ve Canbilen yaptıkları çalışmada medikal görüntülerdeki Rastgele, Gaussian ve Rician gürültüleri çeşitli Çoklu Çözünürlük Analizi (MRA) teknikleri kullanarak gidermişlerdir [14]. Bu çalışmada SFCW radar ile alınan sinyaldeki 3 farklı tipteki gürültü dalgacık dönüşümü kullanılarak giderilmiştir.

2. Adım Frekanslı Sürekli Dalga Radarı

Adım frekanslı sürekli dalga (SFCW) radarları, frekans modüleli sürekli dalga (FMCW) radarlarına benzer bir yapıdadır. FMCW radarlardan farklı olarak, SFCW radarlarında frekans artışı doğrusal olarak değil, basamak şeklinde olmaktadır. N farklı frekanstaki sinüzoidal sinyallerin her birinin, darbe tekrarlama aralığı olan T_n

süresince iletilmesi ile $N \times T_p$ periyotlu SFCW radar dalga formu elde edilir. Dalga formunun frekans-zaman ve genlik-zaman grafiği Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. SFCW radar dalga formu frekans-zaman ve genlik-zaman grafikleri [6]

 f_0 başlangıç frekansı, *n* bir uyumlu işleme aralığındaki (CPI) frekans basamağı sayısı, Δf frekans artış miktarı, $A_n(t)$ zamana bağlı genlik değeri olmak üzere; SFCW radardan iletilen sinyalin matematiksel ifadesi Eşitlik (1)'de verildiği gibidir [6].

$$S_n(t) = C_n(t)\cos(2\pi(f_0 + n\Delta f)t + \theta_n) \quad , \qquad nT_p \le t \le (n+1)T_p \tag{1}$$

SFCW radar ile solunum sayısı ve nabız gibi hayati bulguların tespitinde Doppler teoreminden faydalanılır. Radardan R uzaklıktaki bir insanın göğüs kafes hareketi algılanır ve bu bilgi ile solunum ve nabız sayısı tespit edilebilir [7]-[9] Göğüs kafes hareketi, vericiden gönderilen sinyal ile hedeften yansıyan sinyal arasındaki gecikme kullanılarak hesaplanır. Hedeften yansıyan sinyalin matematiksel ifadesi Eşitlik (2)'de verildiği gibidir.

$$r_{n}(t) = C_{n}(t)\cos(2\pi(f_{0} + n\Delta f)(t - \tau(t)) + \theta_{n}) , \quad nT_{p} + \tau(t) \le t \le (n+1)T_{p} + \tau(t)$$
(2)

x(t) göğüs kafesinin yer değiştirmesi, c ışık hızı olmak üzere; R kadar uzakta bulunan canlının göğüs kafes hareketinden kaynaklanan zaman gecikmesi $\tau(t)$ Eşitlik (3)'te verildiği gibi tanımlanmaktadır [10].

$$\tau(t) = \frac{R - x(t)}{c/2} \tag{3}$$

Hedeften yansıyan sinyalde $(2\pi n\Delta f)t + \theta_n$ ifadesi $\pi/2$ 'nin çift katlarına eşit olduğunda alınan sinyal göğüs kafesi hareket ile uyumlu değildir. Bu durumu önlemek için I/Q modülasyon ile alınan sinyalin kuadratik bileşenleri kullanılır. $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$ eşitliği düşünüldüğünde alınan kuadratik bileşenler kompleks formda Eşitlik (4)'te verildiği gibi tanımlanmaktadır.

$$r_n(t) = \widetilde{C}_n(t) e^{j(2\pi(f_0 + n\Delta f)(t - \tau(t)) + \theta_n)}$$
(4)

Eşitlik (4)'te verilen sinyalin temel banda düşürülmesi ve demodülasyonu sonrası elde edilen sinyal_Eşitlik (5)'te verildiği gibi ifade edilir.

$$y_n(t) = \widetilde{C}_n(t)e^{j2\pi\Delta f \frac{2(R-x(t))}{c}n}$$
(5)

Temel band sinyal frekansı $F_s = \frac{2(R - (x(t))\Delta f)}{cT_p}$

olmak üzere Eşitlik (5)'te verilen sinyal yeniden düzenlendiğinde

$$y_n(t) = \widetilde{C}_n(t) e^{j2\pi F_s n T_p} \tag{6}$$

eşitliği elde edilir. Temel band sinyal frekansı x(t) göğüs kafesi bilgisini içerdiğinden, bu frekans kullanılarak göğüs kafesi hareketi bilgisi elde edilebilir. Eşitlik (6)'da verilen kompleks formdaki sinyalin Fourier dönüşümünün alınması ile temel band frekansı hesaplanabilir.

3. Göğüs Hareketinin Modellenmesi

Göğüs kafesi hareket sinyali literatürdeki bazı çalışmalarda [11] doğrudan sinuzoidal bir sinyal olarak alındığı gibi bazı çalışmalarda da solunum sırasında akciğerlerdeki havanın sinüzoidal değişiminden türetilmiştir. Fauladi ve Öncü'nün çalışmalarında kullandığı göğüs kafes hareketi sinyali bilgisayar simülasyonu ve ölçülen gerçek hareket

Şekil 2'de verilmiştir. Dört ana zaman aralığında modellenen hareketin ilk kısmı nefes alma, ikinci kısım kısa süreli bir bekleme, üçüncü kısım nefes verme ve son kısımda rahatlamayı ifade etmektedir. Nefes alma ve verme aralıklarındaki sinyalin matematiksel ifadesi_Eşitlik (7) ve (8)'de verildiği gibidir [12].



Sekil 2. a) Gögüs kafesi hareketi bilgisayar simülasyonu b) ölçülen gögüs kafesi hareketi [12]

$$A_{\max} \times \frac{1}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{\pi t}{T_1}\right) \right), \qquad \qquad 0 \le t \le T_1 \tag{7}$$

$$A_{\max} \times \frac{1}{2} \left(1 - \cos(\frac{\pi (t - T_1 - T_2)}{T_3}) \right), \qquad T_1 + T_2 \le t \le T_1 + T_2 + T_3$$
(8)

Bu çalışmada T_1, T_2, T_3 ve T_4 süreleri sırasıyla 1, 0.25, 1.5 ve 1 saniye olarak alınmıştır.

4. Göğüs Hareketinin Tespit Edilmesi ve Gürültüden Arındırılması

SFCW radar ile göğüs kafesi hareketi tespitinde, alıcı kısımdaki kuadratik sinyalin Fourier dönüşümü alınarak mesafe tespiti gerçekleştirilir [6]. Bir başka deyişle, kuadratik sinyalin sanal ve gerçek kısımlarından oluşan I/Qzaman matrisinin Fourier dönüşümü mesafe-zaman matrisine karşılık gelmektedir [13]. Göğüs kafes hareket sinyalinin bir periyodu 3.75 saniye olarak alınıp periyot 100 Hz ile örneklenirse oluşacak I/Q matrisinin boyutu $N \times L = 100 \times 375$ olacaktır. $f_0 = 2GHz$, $\Delta f = 20MHz$, N = 100, $T_p = 50ns$ olarak alındığında tespit edilen gürültü bindirilmemiş göğüs kafesi hareketi Şekil 3'te verilmiştir.



Şekil 3. Tespit edilen gürültüsüz göğüs kafesi hareketi

Modellenen göğüs kafes hareketine Rastgele, Gaussian ve Rician gürültüleri farklı seviyelerde eklendiğinde farklı dalgacık ailelerinin bu gürültüleri arındırma performansı Pik Sinyal-Gürültü Oranı (PSNR) metriği ile Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Farklı ana dalgacık fonksiyonları ile arındırılmış sinyallerin PSNR değerleri

Gürültü Tipi	Gürültü Oranı	Daubechies 45	Coiflets 5	Fejer- Korovkin 22	Symlets 24	Discrete Meyer	Biortogonal
	σ= 5	40,24	40,40	40,37	39,84	40,38	40,66
Rastgele	σ=10	33,82	33,99	34,61	33,65	34,15	34,45
	σ=15	31,14	30,67	31,26	30,78	30,51	30,33
	SNR = 3	51,36	51,52	51,10	50,55	51,09	51,12
Gaussian	SNR = 5	53,07	53,37	52,84	53,50	53,46	52,83
	SNR = 10	57,51	57,75	58,22	58,05	58,19	58
	SNR = 3	37,34	38,35	37,93	37,92	37,92	37,62
Rician	SNR = 5	32,91	33,08	32,94	32,78	32,35	32,74
	SNR=10	26,53	26,07	26,30	26,75	26,63	26,23

6. Sonuç

Bu çalışmada, modellenen bir göğüs kafes hareketinin SFCW radar ile tespiti başarılı bir şekilde simüle edilmiştir. Farklı gürültü tipleri ile gürültülendirilen hareket sinyali dalgacık dönüşümü ile gürültüden arındırılmıştır. Farklı seviyelerdeki gürültüler için gürültü gidermedeki en başarılı dalgacık fonksiyonları Tablo 1'de koyu olarak verilmiştir.

Kaynaklar

- [1] Skolnik, M. I. Radar Handbook, McGraw-Hill, 1962.
- [2] Pisa S., Pittella E., Piuzzi E., "A survey of radar systems for medical applications," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, cilt. 31 no. 11, s. 64-81, 2016.
- [3] Dremina M. K., Anishchenko. L. N., "Contactless fall detection by means of CW bioradar," Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS), s. 2912-2915, 2016.
- [4] Staderini E.M., "UWB Radars in Medicine," IEEE AESS Systems Magazine, cilt 17, s. 13-18, 2002.
- [5] Droitcour A., Lubecke V., Lin J., Boric-Lubecke O., "A Microwave Radio for Doppler Radar Sensing of Vital Signs," Proc IEEE MTT-S Int. Microw. Symp., s. 175 -178, 2001.
- [6] Amin, M. ve ark. Radar for Indoor Monitoring: Detection, Classification, and Assessment, CRC Press, 2017.
- [7] Anishchenko, L., ve ark. "Application of step-frequency radars in medicine," Radar Sensor Technology XVIII. International Society for Optics and Photonics, s. 90771N, 2014.
- [8] Gennarelli G., Soldovieri F., Marciano L., Cerasuolo G., ve Petrella O., "Measurements performance of a bioradar for human respiration monitoring," Procedia Engineering," cilt. 168, s.1200-1203, 2016.
- [9] Kuutti J., Paukkunen M., Aalto M., Eskelinen P., ve Sepponen R. E., " Evaluation of a Doppler radar sensor system for vital signs detection and activity monitoring in a radio-frequency shielded room," Measurement, cilt 68, s. 135-142, 2015.
- [10] Wehner D. R., High resolution radar, Norwood, MA, Artech House, Inc., 1987.
- [11] J. McNames, J. Bassale, M. Aboy, C. Crespo, ve B. Goldstein, "Techniques for the visualization of nonstationary biomedical signals," Proceedings of the 16th International EURASIP Conference BIOSIGNAL 2002, s. 42-45, 2002.
- [12] R. F. Fouladi ve A. Oncu, "Vital signs modeling for Doppler radar cardiorespiratory monitoring," Telecommunications and Signal Processing (TSP), 36th International Conference on, s. 363-366, 2013.
- [13] J. M. Weiss, "Continuous-wave stepped-frequency radar for target ranging and motion detection," Proceedings of MICS symposium, 2009.

[14] M. Ceylan and A. E. Canbilen, "Performance Comparison of Tetrolet Transform and Wavelet-Based Transforms for Medical Image Denoising," International Journal of Intelligent Systems and Applications in Engineering, vol. 5, pp. 222-231, 2017.

Metamalzeme Tabanlı Soğurucu Yüzeylerde Soğurma Miktarının Dielektrik Malzeme Özelliğine Göre Nümerik Olarak İncelenmesi

Umut Köse*, Evren Ekmekçi Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Isparta <u>evrenekmekci@sdu.edu.tr</u>

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

Özet: Bu çalışmada mikrodalga S ve X-Bant frekans bölgeleri için kapalı halka rezonatörü (KHR) tabanlı soğurucu yüzeyler tasarlanmıştır. Tasarlanan bu soğurucu yapılarının farklı dielektrik malzeme kalınlıklarında ve dielektrik kayıp tanjant değerlerindeki soğurma miktarları nümerik olarak CST Microwave Studio (MWS) yazılımı frekans bölgesi çözümleyicisi ile incelenmiştir. Dielektrik malzeme kalınlığının ve kayıp tanjant değerinin birbirinden bağımsız olarak belirli bir değere kadar arttıkça, soğurma miktarının önce arttığı, bunun yanında dielektrik malzeme kalınlığının ve kayıp tanjant değerinin daha da artmasıyla soğurma miktarının azaldığı gözlemlenmiştir.

Abstract: In this study, close ring resonators (CRR) based absorber surfaces are designed for microwave S and X-Band regions. The absorption values of the designed absorber structures have been investigated for various dielectric material thicknesses and dielectric loss tangent values by using CST Microwave Studio (MWS) software frequency-domain solver. It has been observed that as the dielectric material thickness and the loss tangent values increase independently up to a specific point, the absorption strength is increased, however it tends to decrease for the further increases in the dielectric material thickness and loss tangent values.

1. Giriş

Soğurucu yüzeyler gelen elektromanyetik dalgayı soğurarak ısı ya da ışığa dönüştüren yapılardır. Soğurucu yüzeyler ile ilgili çalışmalar günümüzde mikrodalga [4, 6], terahertz [1-3, 7] ve kızıl ötesi [5] frekans bölgelerinde gerçekleştirilmektedir. Soğurucular soğurma miktarının (oranlarının) [3-7], soğurma frekansının [3-5, 7] ayarlanabilir olması ve çok ince kalınlığa sahip olabilmeleri gibi özelliklerden dolayı farklı uygulamalarda kullanılabilmektedirler.

Literatürde soğurma spektrumu $A(\omega) = 1 - R(\omega) - T(\omega)$ formülü ile hesaplanmaktadır. Burada $A(\omega)$ frekansa bağlı soğurma miktarı, $T(\omega)$ frekansa bağlı iletilen normalize gücü ve $R(\omega)$ ise yansıyan normalize gücü ifade eder [1-7]. Tasarlanan soğurucu yapısının empedansı ile serbest uzay empedansı arasında uyum sağlandığında minimum seviyede $R(\omega)$ elde edilebilir [1-4, 7]. Bu bağlamda soğurucu yüzey tasarımında metamalzemeler yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [1-7]. Metamalzemeler karmaşık elektriksel ve/veya manyetik geçirgenliğe sahiptir ve bunlar tasarlanan yapının geometrisine bağlı olarak istenilen düzeyde ayarlanabilir [2]. İletimi minimum seviyede tutmak amacıyla literatürde genellikle tasarlanan yapının arka yüzeyi tamamen metal kaplanmaktadır [1-7]. Bunun haricinde Landy v.d tarafından yapılan çalışmada metalik ve dielektrik kayıplar artırılarak da minimum seviyede $T(\omega)$ elde edilebileceği belirtilmiştir [2].

Literatüre baktığımızda malzemenin dielektrik kaybının soğurmaya etkisi konusunda ortak bir vargı bulunmamaktadır. Bazı çalışmalarda dielektrik kayıpların artırılması ile soğurma miktarının arttığı görülürken [2, 6], bazı çalışmalarda herhangi bir değişiklik olmadığı [1], bazılarında ise soğurma miktarını azalttığı görülmektedir [3]. Dielektrik malzeme kaybının soğurmaya etkisi konusundaki belirsizlik dielektrik malzeme kalınlığının soğurmaya etkisi konusunda da bulunmaktadır. Dielektrik malzeme kalınlığının artmasının kimi çalışmalarda soğurmayı azalttığı görülürken [4], kimi çalışmalarda ise soğurmayı artırdığı görülmektedir [5].

2. Tasarım ve Benzetimler

Bu çalışmada tasarlanan KHR yapısının tasarım parametreleri ve ön yüzeyin şematik görünümü Şekil 1(a)'da, yan yüzeyin şematik görünümü Şekil 1(b)'de gösterilmiştir. Şekil 1(b)'den de görüldüğü üzere önerilen soğurucu yapısı rezonatör katmanı, dielektrik katman ve toprak katmanından oluşmaktadır. Tasarımda dielektrik taban malzemesi olarak 10 GHz'de göreceli dielektrik sabiti $\varepsilon_r = 3$, dielektrik kayıp tanjantı tan $\delta = 0,002$ ve dielektrik malzeme kalınlığı $d_{diel} = 0,508$ mm olan Arlon AD300A kullanılmıştır. Metal yüzey olarak iletkenliği $\sigma_{cu} = 58 \times 10^6$ S/m, kalınlığı t = 0,035 mm olan bakır kullanılmıştır. Çalışmalarda nümerik sonuçlar CST MWS yazılımında frekans bölgesi çözümleyici kullanılarak elde edilmiştir. Benzetim uzayı ilerleyen dalga yönünde açık-ekle (open-add), diğer yönlerde elektrik (E_t = 0) ve manyetik (H_t = 0) sınır ile sonlandırılmıştır.



Şekil 1. KHR yapısının (a) ön ve (b) yan yüzden şematik görünümü ve tasarım parametreleri.

Şekil 1'de şematik görünümü bulunan KHR yapısı için tasarım parametreleri Tablo 1'de gösterilmektedir. Tasarlanan KHR yapısında iletimi önlemek amacıyla arka yüzeyi tamamen toprak yüzey olarak seçilmiştir.

	Table 1. 5 ve A-D	ant nekans be	Sigesinde Çanşan F	CIIK IÇIII tasalı	in parametreien	•
Van	Çalışma		Tasarım	Parametreler	i (mm)	
rapi	Bandı	P_x	P_y	L_x	L_y	W
VUD	S	72	34,036	20	20	3
	Х	22	10,16	6	6	0,5

 Tablo 1. S ve X-Bant frekans bölgesinde çalışan KHR için tasarım parametreleri.

3. Benzetim Sonuçları

Bu çalışmada ilk olarak tasarlanan KHR yapısının tasarım parametreleri ve dielektrik taban malzeme kaybı sabit tutularak (tan $\delta = 0,002$) d_{diel} miktarının soğurmaya etkisi incelenmiştir. d_{diel} değerinin artması soğurmayı belli bir noktaya kadar artırırken belli bir noktadan sonra kalınlık artmaya devam ettiği halde soğurma azalmaya başlamıştır. Bu değişim S ve X-Bant frekans bölgelerinde de gözlenmektedir (Şekil 2).



Şekil 2. Farklı *d_{diel}* değerlerine bağlı olarak (a) S-Bant ve (b) X-Bant frekans bölgesinde çalışan soğurucu yapıları için soğurma grafiği.

Literatüre bakıldığında soğurma mekanizmasını açıklama yöntemlerinden birisi de girişim teorisidir (çoklu yansıma) [7]. Girişim teorisinde toplam yansıma (\tilde{R}) literatürde genellikle denklem (1) ile ifade edilmektedir. Burada \tilde{S}_{11} , \tilde{S}_{21} , \tilde{S}_{12} ve \tilde{S}_{22} karmaşık S-parametrelerini, $\tilde{\beta} = \sqrt{\tilde{\epsilon}_{dielektrik}} k_0 d_{diel}$ elektromanyetik dalganın dielektrik içerisindeki kompleks ilerleme fazını, $\tilde{\epsilon}_{dielektrik}$ taban malzemesinin kompleks dielektrik sabitini, k_0 serbest uzay dalga sayısını ve d_{diel} ise dielektrik taban malzemesinin kalınlığını simgelemektedir.

$$\tilde{R} = \tilde{S}_{11} - \frac{\tilde{S}_{21}\tilde{S}_{12}e^{j2\tilde{\beta}}}{1 + \tilde{S}_{22}e^{j2\tilde{\beta}}}$$
(1)

Denklem (1)'de ilk terim ('-' işaretinden önceki kısım) KHR yapısından direkt yansıyan dalgayı ifade ederken, ikinci terim ise elektromanyetik dalganın dielektrik malzeme içine girmesi ile oluşan, toprak yüzey ile rezonatör arasında gerçekleşen çoklu yansımayı ifade etmektedir. Denklem (1)'den de açıkça görüleceği üzere d_{diel} değeri toplam yansıma için yapıcı ya da yıkıcı etki oluşturabilmektedir.

Şekil 3'te, soğurucu yapı tasarımında kullanılan dielektrik taban malzemesinin tan δ değerinin soğurma tepkisine etkisi gösterilmiştir. Buradan görüleceği üzere S ve X-Bant frekans bölgelerinde tan δ değerinin artması soğurmayı belli bir noktaya kadar artırırken belli bir noktadan sonra kayıp artmaya devam etmesine rağmen soğurma azalmaya başlamıştır. Analizlerde KHR yapısının tasarım parametreleri ve dielektrik taban malzeme kalınlığı sabit tutulmuştur. d_{diel} değeri S-Bant için 1 mm iken X-Bant için 0,508 mm'dir.



Şekil 3. Farklı tan∂ değerlerine bağlı olarak (a) S-Bant ve (b) X-Bant frekans bölgesinde çalışan soğurucu yapıları için soğurma grafiği.

Farklı tan δ değerlerine bağlı olarak elde edilen soğurma miktarları toplu olarak Tablo 2'de gösterilmektedir.

1 4010 2		nekans ool	gesinde çanışt	ili KIIK içili i	arkii tallo deg	Serierinde 30	guillia orai	11 a 11.
Vani	Çalışma		Die	lektrik Kayı	p Tanjant D	eğeri (tan∂)		
rapi	Bandı	0	0,0015	0,0065	0,0115	0,0215	0,0300	0,0400
VIID	S	0,735	0,940	0,947	0,807	0,593	0,479	0,390
КПК	Χ	0,693	0,862	0,999	0,947	0,783	0,669	0,567

Tablo 2. S ve X-Bant frekans bölgesinde çalışan KHR için farklı tan δ değerlerinde soğurma oranları.

4. Vargı

Bu çalışmada KHR tabanlı metamalzeme soğurucu yapısı tasarlanmış ve bu yapının tasarım parametreleri sabit tutularak soğurma miktarlarının dielektrik taban malzeme kalınlığına ve kaybına bağlı değişimi incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar neticesinde d_{diel} ve tan δ miktarlarının artması soğurmayı belli bir noktaya kadar artırırken belli bir noktadan sonra azalttığı gözlenmiştir. Bu çalışma mikrodalga S ve X-Bant frekans bölgesinde gerçekleştirilmiş ve iki frekans bandında da benzer davranışlar gözlenmiştir. Sonuç olarak soğurucu tasarımlarında soğurucunun geometrisi değiştirilmeden kullanılan taban malzeme özelliğine göre maksimum seviyede soğurma elde edilebileceği gösterilmiştir.

5. Kaynaklar

[1]. Pan W., Yu X., Zhang J. ve Zeng W., "A broadband terahertz metamaterial absorber based on two circular split rings," IEEE J. Quantum Electron, cilt.53 no.1, 2017.

[2]. Landy N. I., Bingham C. M., Tyler T., Jokerst N., Smith D. R., ve Padilla W. J., "Design, theory, and measurement of a polarization-insensitive absorber for terahertz imaging," Phys. Rev. B, cilt.79 no.12, 2009.

[3]. Astorino M. D., Frezza F., ve Tedeschi N., "Ultra-thin narrow-band, complementary narrow-band, and dualband metamaterial absorbers for applications in the THz regime," J. Appl. Phys., cilt.121 no.6, 2017.

[4]. Cheng Y., Nie Y., Gong R., "Metamaterial absorber and extending absorbance bandwidth based on multicross resonators," Appl. Phys. B, cilt.111 no.3, s.483-488, 2013.

[5]. Liao Y. L., Zhao Y., "A wide-angle broadband polarization-dependent absorber with stacked metal-dielectric grating," Opt. Commun., cilt.370, s.245-249, 2016.

[6]. Al-Badri K. S. L., Cinar A., Kose U., Ertan O. ve Ekmekci E., "Monochromatic tuning of absorption strength based on angle-dependent closed-ring resonator-type metamaterial absorber," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., cilt.16, s.1060-1063, 2017.

[7]. Cheng Y., Nie Y., Gong R., "Interference theory of metamaterial perfect absorbers," Opt. Express, cilt.20 no.7, s.7165-7172, 2012.

Yere Nüfuz Eden Radar Verisi Üzerinde Sabit Yanlış Alarm Oranı Temelli Hedef Tespiti

Selim Şahin Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü Kocaeli ssahin@gtu.edu.tr

Özet: Yer altındaki cisimlerin tespiti yapılırken kullanılan yere nüfuz eden radar (YNR) sistemlerinde sonuçların hızlı ve yüksek doğru tespit oranıyla elde edilmesi önemlidir. Gerçek veri üzerinde yapılan araştırmalarda sırasıyla ön işleme, öznitelik çıkarımı ve sınıflandırma adımları uygulanmaktadır. İstenmeyen işaretlerin giderildiği ön işleme adımından sonra, hedefin bulunabileceği şüpheli bölgelerin belirlenerek sadece bu bölgelerde öz nitelik çıkarılması yolu ile işlem yükü azaltılabilmektedir. Bu çalışmada, şüpheli bölge belirlenmesi amacıyla kullanılan sabit yanlış alarm oranı (SYAO) temelli tespit işleminin basit bir gömülü cisim problemini tasvir eden gürültü eklenmiş yapay YNR verisinde hedef tespiti için yeterli olup olmayacağı araştırılmış ve işlem yükü daha az olan genel bir eşikleme yapılmasının daha makul olduğu gösterilmiştir.

Abstract: It is important to obtain fast and accurate detection results for ground penetration radar (GPR) systems used for buried object detection. Research with real field data is done as preprocessing, feature extraction and classification, respectively. The computational burden can be decreased if features are extracted only at determined suspicious areas after the preprocessing step where undesired signals are removed. In this study, a query is conducted to find out if a constant false alarm ratio (CFAR) based detection algorithm usually carried out for determining suspicious areas is enough for noise added artificial data which simulates a relatively simple buried object detection.

1. Giriş

Yer altına gömülü cisim tespitine sivil ve askeri birçok alanda ihtiyaç duyulmaktadır. Uygulamanın amacına göre istenilen hedef tespit başarısı ve hızı farklılık gösterir. Kullanılan yöntemler de bu tercihe göre şekillenir ve sistemin hızı ve başarısı arasında bir denge kurulmasına dikkat edilir. Hızın önemli olduğu uygulamalarda sistemin işlem yükü olabildiğince az tutularak gerçek zamanlıya yakın ve kabul edilebilir oranda doğru sonuçlar üretebilmek hedeflenir. Sonuçların doğruluğu öncelikli ise belli miktarda hızdan feragat edilmesi gerekebilir. Yere nüfuz eden radar (YNR) kullanılan hedef tespit veya sınıflandırma sistemleri elektromanyetik dalgaların toprak içerisine yayılıp farklı cisimlerden yansıyan dalgaların şiddetini ölçerek veri toplar. Toplanan veri içerisindeki ilgilenilen hedef türüne girmeyen yansımalar giderildikten sonra hedef tespitine yönelik işlemler yapılır. Bu ön işleme aşamasında yer yansıması, cihaz gürültüsü, topraktaki yapısal değişiklikten ve taş, boşluk gibi bölgelerden kaynaklanan yansımalar giderilmeye çalışılır. YNR çalışmalarında frekans uzayı bilgisinin hedef tespiti ve sınıflandırılması için uygun olduğu gösterilmiştir ve zaman uzayı bilgisi kullanımına olan avantajları belirtilmiştir [1]. Bu çalışmada açık kaynak kodlu gprMax adlı YNR benzetim programı kullanılarak üretilen veri seti kullanılmıştır [2]. Ön işleme adımından sonraki aşama olan hedef/şüpheli bölge tespiti için literatürde radar verisinde kullanılan sabit yanlış alarm oranı (SYAO) temelli yöntemin veriye ait frekans bilgisine uygulanması ve sonuçları sunulmuştur.

2. Ön İşleme ve SYAO Temelli Tespit

YNR verisi, sabit aralıklarla alınmış ardışık ölçümlerin (A-tarama) birleştirilmesiyle oluşmuş görüntülerden (Btarama) oluşmaktadır. Tüm ölçümlerde gözlenen yer yansıması yüksek genliği sebebiyle gömülü cisimlerden yansıyan dalgaya ait bilginin kullanımını kısıtlamaktadır. Bu nedenle ön işleme adımında yer yansımasının kaldırılması için uygulanabilecek yöntemlerden birisi satır ortalamalarının tüm satırdan çıkarılmasıdır. Bu çalışmada kullanılan sahnelerde yer yüzeyi pürüzsüz ve toprak homojen olarak modellendiğinden dolayı yer yansıması kaldırılması için tek başına yeterli olduğu görülmüştür.

SYAO ile hedef tespitinde istenilen yanlış alarm olasılığı değerini sağlayacak eşik değeri hesaplanıp veriyi oluşturan örneklemlere uygulanır [3]. 2-boyutlu olan B-tarama verisinde bu işlem; her hücre için etrafindaki komşu hücrelerin enerjilerinin ortalaması veya en büyüğü kullanılarak eşik değeri belirlenip ilgilenilen hücre için hedefe ait veya değil kararı verilmesi şeklinde yapılır:

$$\beta^{2} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} x_{i}^{2} \quad veya \quad \beta^{2} = \max_{1 \le i \le N} (x_{i}^{2})$$
(1)

$$T = \alpha \beta^2 \quad , \quad \alpha = N \left(P_{fa}^{-1/N} - 1 \right) \tag{2}$$

Yukarıdaki eşitliklerde β^2 girişim gücünü, N ilgilenilen hücrenin etrafındaki x_i hücrelerinin sayısını, P_{fa} yanlış alarm olasılığını, T ise eşik değerini göstermektedir. İlgilenilen hücrenin içerisinde hedef bulunması durumunda bu hedefe ait enerjinin etrafındaki hücreleri de etkileyeceğinden dolayı eşik değeri hesabı belli bir yakınlıktaki bitişik komşular atlanılarak yapılır.

3. Veri Seti

Benzetim programında tek hedefli sahne; 2 farklı toprakta gömülü, farklı derinliklerde ve boyutlarda mükemmel iletken silindir modelleri ile ayrı ayrı oluşturulmuştur (bkz. Tablo 1). Silindirler, düz yüzeyleri toprak yüzeyine paralel biçimde konumlandırılmış ve B-tarama tam ortasından geçerek alınmıştır. Gürültü gücünün etkisini gözlemlemek için benzetim verisine 20 ve 40 dB/W güçte normal dağılımlı gürültü sonradan eklenmiştir.

Tablo 1. Toprağa ve hedefe ait parametreler

Т	oprak özellikle	ri	Silind	lirik Hedef özellikleri	i (cm)
ϵ_r	μ_r	σ	Yarıçap	Yükseklik	Derinlik
3,6	1	0	3,4,5,6,7	4,5,6,7,8	3,6,9,12,15

4. Sonuçlar

Benzetim programından alınan B-taramalardan bir tanesi, $\epsilon_r = 6$ bağıl dielektrik sabitine ve $\sigma = 0$ iletkenliğe sahip toprak içerisinde yarıçapı 6 cm, yüksekliği 8 cm olan ve 15 cm derinlikte gömülü bulunan mükemmel iletken mayın benzeri hedefe ait görüntü Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. Zaman uzayında gömülü cisimden yansıma: (a) Ham ve (b) Yer yansıması kaldırılmış B-tarama



Şekil 2. (a) 20 dB/W ve (b) 40 dB/W gürültü eklenmiş B-taramaların frekans uzayındaki karşılıkları

20 dB/W ve 40 dB/W gürültü eklenmiş iki farklı durum için yer yansıması kaldırıldıktan sonra frekans uzayına geçirilmiş görüntü Şekil 2'de verilmiştir. Frekans uzayı verilerinde, her hücrenin ilk komşuluğundaki hücreler atlanarak sonraki 25 komşuluktaki hücrelerden enerji değeri en büyüğünün eşikleme değeri kabul edilmesi suretiyle SYAO temelli tespit işlemi uygulandığında elde edilen sonuçlar Şekil 3'te verilmiştir.



Şekil 3. (a) 20 dB/W ve (b) 40 dB/W gürültü eklenmiş B-taramalarda SYAO yöntemi ile bulunan hedef olabilecek şüpheli bölgeler ($P_{fa} = 10^{-2}$). Gerçek hedefe ait frekans bölgesi daire içine alınmıştır.



Şekil 4. (a) Eşik değeri tüm görüntü içindeki en büyük değerin 0.8 katı olarak tanımlandığında elde edilen tespit sonucu. (b) SYAO için ilgilenilen hücre ve eşik değeri hesabına katılan hücreler

Tespit işlemi farklı komşuluk parametreleriyle uygulandığında SYAO ile eşikleme yapılırken atlanan komşu hücrelerin asgari tutulup hesaba katılan hücre sayısını arttırdıkça tespit doğruluğunun arttığı, aksi halde sadece gürültü frekanslarının bulunduğu bölgelerde de yanlış tespitlerin ortaya çıktığı görüldü. Buradan hareketle daha basit olacağı düşünülerek tüm görüntü üzerinden en yüksek değere sahip hücre üzerinden bir eşik değeri tanımlandığında ise Şekil 4-(a) ile verilen sonuç elde edilmektedir.

Gelecek çalışmalarda toprak yüzeyinin pürüzlü olduğu ve farklı malzemelerden oluşan hedeflerin bulunduğu durum incelenmesi ve SYAO algoritmasının daha hızlı uygulanması için yapılmış çalışmaların değerlendirilmesi planlanmaktadır [4].

Kaynaklar

[1]. Ho K. C. vd., "An Investigation of Using Spectral Characteristics From Ground Penetrating Radar for Landmine/Clutter Discrimination", IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, cilt.46 no.6, s.1177-1191, 2008.

[2]. Warren C., Giannopoulos A. ve Giannakis I., "gprMax: Open source software to simulate electromagnetic wave propagation for Ground Penetrating Radar", Computer Physics Communications, no.209, s.163-170, 2016.
[3]. Richards M., Fundamentals of Radar Signal Processing. NY: McGraw-Hill, New York, A.B.D., 2005.

[4]. Venter C.J., Grobler H., ve Almalki K.A., "Implementation of the CA-CFAR algorithm for pulsed-Doppler radar on a GPU architecture", IEEE Jordan Conference on Applied Electrical Engineering and Computing Technologies. s.233-238, 2011.

Anizotrop Metamalzeme İnce Tabakadan Yansıma Kırılma Probleminin Geçiş Koşulları Kullanılarak İncelenmesi

Nezahat Günenç Tuncel, Çukurova Üniversitesi Elektrik-Elektronik Bölümü, Balcalı, Adana ngunenc@cu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada; sonsuz geniş ve ince anizotropik metamalzeme tabakadan, yansıma-kırılma problemi çözülmüştür. Tabakanın anizotrop özelliği çift-eksenli olarak düşünülmüştür. Gelen dalga, TE polarizasyona sahip düzlemsel dalga olarak varsayılmıştır. Sonsuz geniş anizotropik metamalzeme tabaka için geçiş koşulları elde edilmiş ve yansıma-kırılma problemi çözülmüştür. Elde edilen sonuçlar, gerçek yapıdan yansıma-kırılma probleminin çözümü ile karşılaştırılmış ve sonuçların uyumlu olduğu gösterilmiştir. Kullanılan geçiş koşullarının, ileriki çalışmalarda metamalzeme yapılardan difraksiyon problemleri için faydalı olacağı düşünülmektedir.

Abstract: In this paper, the reflection-refraction problem by an anisotropic metamaterial infinitely large thin slab is investigated. The anisotropy of the metamaterial is considered as a biaxial anisotropy. The reflection and refraction of the plane electromagnetic wave is solved by using the transition condition which is obtained for a biaxial metamaterial thin slab. The results are verified with the results which is obtained by considering original geometry of the problem. The results are in good agreement. It is expected that the proposed transition conditions will reduce the diffraction problem by metamaterial structures.

1. Giriş

Shelby ve ekibinin[1] ilk metamalzemeleri üretmesinden sonra metamalzemelerin elektromanyetikteki uygulamaları alanındaki çalışmalar büyük bir ivme kazandı. Çift negatif metamalzeme içindeki elektromanyetik dalgaların yayılımı, çeşitli araştırmacılar tarafından incelenmiştir [2-3]. Dielektrik ortam içerisindeki metamalzeme tabakada oluşacak yansıma-kırılma mekanizmaları hakkında çalışmalar yapılmıştır [4-5]. Daha sonraki çalışmalarda, tek eksenli anizotropik metamalzeme yarım uzayı ile boşluk ya da dielektrik yarım uzay arasında yansıma kırılma problemleri incelenmiştir [6-7]. Serbest uzay ve çift eksenli anizotropik metamalzeme arasındaki kırılma yasaları elde edildi ve deneysel doğrulaması yapılmıştır[8]. Bunlara ek olarak, çift-eksenli anizotropik metamalzeme tabakadan yansıma kırılma problemli çözülmüştür [9].

Bu çalışma, anziotropik bir metamalzemeden yansıma-kırılma problemi daha önce elde edilmiş geçiş koşulları kullanılarak çözülmüştür. Bulunan yansıma ve kırılma katsayıları, literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Yansıma ve kırılma katsayıları, geçiş koşulları kullanılarak tabakanın içinde kalan alanı göz önünde bulundurmak zorunda kalmadan elde edilebilmiştir. Bu yöntem, özellikle difraksiyon problemlerinin karmaşılığını kayda değer bir şekilde azaltmayı mümkün kılmaktadır.

2. Problemin Formülasyonu

Kalınlığı d olan anizotropik metamalzeme tabaka, x<0 ve y=0 düzlemine yerleştirilmiştir. Metamalzeme tabakanın dielektrik ve manyetik geçirgenliği,

$$\overline{\varepsilon} = \begin{bmatrix} \varepsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_y & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_z \end{bmatrix} \text{ ve } \overline{\mu} = \begin{bmatrix} \mu_x & 0 & 0 \\ 0 & \mu_y & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix}$$

olarak tanımlanmıştır. Gelen alanın TE polarizasyona sahip düzlemsel dalga olduğu ve x-y düzlemine paralel yayıldığı varsayılmıştır. Gelen dalganın elektrik alan bileşeninin ifadesi:

$$E_z^i = e^{-jk_0(x\sin\theta_0 - y\cos\theta_0)} \tag{1}$$

olarak tanımlanmıştır. Burada, k_0 boşluğun dalga sayısı, θ_0 geliş açısıdır. Bu çalışma boyunca zamana bağlılık $\exp(j\omega t)$ olarak alınmıştır. Bunlara ek olarak, metamalzeme tabakanın kalınlığının, dalga boyundan (d $<<\lambda$) çok küçük olduğu kabul edilmiştir. Yansıyan ve kırılan alan ifadeleri, gelen alan ile aynı polarizasyonda olacaktır ve eşitlik (2)'de tanımlanmıştır.

$$E^{r(t)} = R(T)e^{-jk_0 \left(x\sin\theta_{1(2)} \pm y\cos\theta_{1(2)}\right)}$$
(2)

Burada θ_1 and θ_2 sırasıyla yansıma ve kırılma açılarıdır. *R* ve *T* ise sırasıyla bilinmeyen yansıma ve kırılma katsayılarıdır.

Sonlu kalınlığı olan tabaka, geçiş koşulları kullanılarak sonsuz ince bir yüzeye indirgenmiştir. Koşulları elde etmek için, elektrik ve manyetik alanın x ve y bileşenleri z bileşeni cinsinden yazılmıştır. Daha sonra Helmholtz denklemi kullanılarak, alanın z bileşeni bilinmeyen katsayılar cinsinden elde edilmiştir. Bu bilinmeyen katsayılar, elektrik ve manyetik alanın Taylor açılımı kullanılarak, alanın alt ve üst ara kesitindeki değerleri cinsinden bulunmuştur. Geçiş koşulları, alanın anizotrop metamalzeme tabaka içinde düzgün dağıldığı varsayılarak aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$E_x^+ + E_x^- = \frac{2}{j\omega\varepsilon_0\varepsilon_x d} \left[H_z^+ - H_z^- \right]$$
(3)

$$E_x^+ - E_x^- = -\frac{jkd}{2\omega\varepsilon_0} \Big[H_z^+ - H_z^- \Big] + \frac{jd}{2\omega\varepsilon_0\varepsilon_y} \frac{\partial^2}{\partial x^2} \Big[H_z^+ + H_z^- \Big]$$
(4)

$$H_{x}^{+} + H_{x}^{-} = \frac{-2}{j\omega\mu_{0}\mu_{x}d} \left[E_{z}^{+} - E_{z}^{-} \right]$$
(5)

$$H_x^+ - H_x^- = \frac{jkd}{2\omega\mu_0} \Big[E_z^+ + E_z^- \Big] - \frac{jd}{2\omega\mu_0\mu_y} \frac{\partial^2}{\partial x^2} \Big[E_z^+ + E_z^- \Big]$$
(6)

Eşitlik (3-6)'da verilmiş olan koşular, geçiş koşullarında alan ifadelerini eşitlik (3-6)'da yerine koyarak, yansıma ve kırılma katsayısı:

$$R = \left(k_0 \cos \theta_0 - k_y^2 / \mu_x^2\right) \left(k_0 \cos \theta_0 + \frac{2}{j\mu_x d}\right)^{-1} \left(k_0 \cos \theta_0 + j dk_y^2 / 2\mu_x\right)^{-1}$$
(7)

$$T = \frac{jk_0 \cos \theta_0}{2\mu_x} \left(\frac{4}{d} - k_y^2 d\right) \left(k_0 \cos \theta_0 + \frac{2}{j\mu_x d}\right)^{-1} \left(k_0 \cos \theta_0 - \frac{k_y^2 d}{j2\mu_x}\right)^{-1}$$
(8)

olarak elde edilmiştir. Burada k_{y} dalga vektörünün normal vektörü yönündeki bileşeni olmak üzere:

$$k_{y} = k_{0} \sqrt{\mu_{x}} \left(\varepsilon_{z} - \sin^{2} \theta_{0} / \mu_{y} \right)$$
(9)

şeklinde tanımlanmıştır.

3. Sayısal Analiz (Sayısal Örnekler)

Elde edilen yansıma ve kırılma katsayısını doğrulamak için, [9] numaralı referansta elde edilen yansıma ve kırılma katsayıları ile karşılaştırma yapılmıştır. Yansıma ve kırılma katsayısı, sırasıyla, ikinci derecen ve birinci dereceden olmak üzere hesaplanmıştır. Sonuçlar Şekil 1'de sunulmuştur. Problemin indirgenmiş ve gerçek çözümünün birbiri ile uyumlu olduğu görülmüştür.



Şekil 1. Orijinal ve Eşdeğer Problemin Sonuçlarının Karşılaştırılması (a) Yansıma Katsayısı (b) Kırılma Katsayısı

Buna ek olarak, elde edilen geçiş koşullarını doğrulamak için, çift-eksenli anizotrop dielektrik tabaka tek-eksenli anizotrop dielektrik tabakaya indirgenmiştir. İndirgenen yansıma ve kırılma katsayısısı, tek eksenli anizotrop

dielektrik tabaka için İdemen[10] tarafından öne sürülen geçiş koşulları kullanılarak elde edilen katsayılar ile karşılaştırılmıştır ve iki sonucun birbiri ile uyumlu olduğu Şekil 2'de gösterilmiştir.

Bu çalışmada kullanılan geçiş koşulları, metamalzeme tabaka içinde elektromanyetik dalganın yayıldığı varsayımı üzerine elde edilmiştir. Ancak, bu tarz bir metamalzeme bir yapının elektromanyetik özellikleri, dalganın tabaka içindeki yayılımını engelleyici ve sadece yüzey dalgalarını destekleyici bir şekilde olabilir. Bu durumlarda elde edilen geçiş koşulları, metamalzeme tabakayı doğru ve uygun bir şekilde modelleyemez. Ortam parametrelerinin değerlerinin, yukarıda bahsedilen durumu oluşturmadığını güvence altına almak için, verilen ortam parametreleri için metamalzemenin dalga vektörünün normal bileşenin durumunu incelemek gerekmektedir. Dalga vektörünün normal bileşenin saf sanal olması halinde, metamalzeme ortam normal doğrultusunda üstel bir zayıflamayı ve yüzeye paralel doğrultuda yayılmayı destekleyecektir. Bu özel durum, bu çalışmada incelenmemiş, ileriki çalışmalara bırakılmıştır.



Şekil 2. (a) Yansıma Katsayısı (b) Kırılma Katsayısı

5. Sonuç

Çift-eksenli anizotrop metamalzeme tabakadan yansıma kırılma problemi, uygun geçiş koşulları kullanılarak sonsuz ince tabakadan yansıma kırılma problemine indirgenmiştir. Geçiş koşulları kullanılarak elde edilen sonuçlar, problemin gerçek geometrisi kullanılarak elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılarak doğrulanmıştır. Elde edilen geçiş koşulları, problemin karmaşıklığını büyük ölçüde azalttığı için, bu geçiş koşullarının metamalzeme yapılarda oluşabilecek difraksiyon problemlerinde kullanışlı olacağı öngörülmektedir.

Kaynaklar

[1]. Shelby R. A., Smith D. R., ve Schultz S., "Experimental verification of a negative index of refraction", Science, cilt.292, s. 77-79, 2001.

[2]. Ziolkowski R. W., ve Heyman E., "Wave propagation in media having negative permittivity and permeability", Physical Review E, cilt.64, s. 1-15, 2001.

[3]. Liangbin H., ve Chui S. T., "Characteristic of electromagnetic wave propagation in uniaxially anisotropic left-handed materials", Physical Review B, cilt.66, s. 1-7, 2002.

[4]. Cory H., ve Zach C., "Wave propagation in metamaterial multi-layered structures", Microwave and Optical Technology Letters, cilt.40 no.6, 2004.

[5]. Sabah C., Ögücü G. ve Uckun S., "Reflected and transmitted power of electromagnetic wave through a double negative medium", Journal of Optoelectronics and Advanced Materials, cilt.8 no.5, s. 1925-1930, 2006.

[6]. Lindell I. V., Tretyakov S. A., Nikoskinen K. I., ve Ilvoen S., "BW media-media with negative parameters, capable of supporting backward waves", cilt.31 no.2, s. 129-133, 2001.

[7]. Belov P. A., "Backward waves and negative refraction in uniaxial dielectrics with negative dielectric permittivity along the anisotropy axes", Microwave and Optical Technology Letters, vol.37 no.4, s. 259-263, 2003.

[8]. Grzegorczyk, T.M., Nikku M., Chen X., Wu B.-I., and Kong, J. A., "Refraction laws for anisotropic media and their application to left-handed metamaterials", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt.53 no.4, s. 1443-1450, 2005.

[9]. Gunenc Tuncel, N., ve Serbest A. H., "Reflection and refraction by an anisotropic metamaterial slab with diagonal anisotropy", Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS), 2015 IEEE International Conference on, Tel-aviv, İsrail, 2-4 Nov., 2015.

[11] Idemen, M., "Straightforward derivation of boundary conditions on sheet simulating an anisotropic thin layer", Electronics Letters, cilt.24 no.11, s. 663-665, 1988

VLF Metal Dedektörlerinde Hedef Modelleme ve Frekansa Bağlı Tepkilerin İncelenmesi

B. Kutlu YAVAŞ¹, Gökhan BÜLKÜ¹, Levent TURA^{1,2}, Mustafa TÜRKMEN^{1,3}, Sadık TAHTA¹ Nokta Dedektör Ar-Ge Merkezi, Sancaktepe/İstanbul kutlu@noktadetectors.com,gokhan@noktadetectors.com,levent@noktadetectors.com,sadik@noktadetectors.com

> ²Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Müh. Bölümü, İstanbul

³Erciyes Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü, Kayseri <u>turkmen@erciyes.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada, VLF metal dedektörlerinde hedef modelleme ve frekansa bağlı tepkilerin incelenmesine yönelik bulgulara yer verilmiştir. Bu amaçla, sürekli dalga (CW) formunda ve VLF frekanslarındaki manyetik alanların metallerde oluşturduğu girdap (Eddy) akımlarının ölçümü prensibine göre çalışan bir metal dedektöründe hedefin frekansa bağlı devre elemanları ile modellenmesi gerçekleştirilmiştir. İlk olarak, ferromanyetik olmayan hedefler temel pasif devre elemanları ile ifade edilebilir bir transfer fonksiyonu ile modellenmiş ve daha sonra test hedeflerinin farklı frekanslara karşı değişen faz tepkisi incelenmiştir Sunum konusu olan model belirtilen girdap akımı prensipleri ile çalışan bütün dedektörler için geçerli olmakla birlikte "sürekli dalga" dedektörü olarak bilinen durgun-durum prensibi (tek veya çok sinüzoidal bileşen) ile çalışan bir dedektör olarak modellenmiş ve test edilmiştir. Ayrıca, teorik çalışmalardan elde edilen bulgularla karşılaştırma yapmak amacıyla sonlu integral metoduna (FIT: Finite Integration Technique) dayalı olarak çözümler sunan bir paket program kullanılarak benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

Abstract: In this study, target modelling and examination of the frequency dependent reactions have been proposed. For this purpose, a metal detector which characterizes the target with frequency dependent circuit elements with a CW (Continuous Wave) signal in VLF frequency domain is modelled. This detector utilizes the measuring method of magnetic field induction created by the Eddy currents. Firstly, non-ferromagnetic targets were modeled with a transfer function that can be expressed by basic passive circuit elements. Then, the phase response of the test targets to different frequencies was examined. The proposed model is valid for all detectors operating with the specified Eddy current principles. Moreover, single or multi-sinusoidal component, known as the "continuous wave" detector, is modeled and tested. Finally, to make comparison of the theoretical studies simulations have been made by using a finite integration technique based commercial simulation program.

1. Giriş

Literatürde metal dedektörleri ile ilgili birçok çalışma olmasına rağmen VLF (Very Low Frequencies) metal dedektörlerine yönelik çalışmaların oldukça sınırlı sayıda olduğu görülmektedir [1-5]. Bu çalışmada, VLF metal dedektörlerinde hedef modelleme ve frekansa bağlı tepkilerin incelenmesine yönelik olarak elde edilen bulgulara yer verilmiştir. Çalışmaya konu olan metal dedektörlerinin kullanım amacı, optik olarak görülebilir herhangi bir metali algılamaktan çok, o metali, ardına erişmenin kolay veya uygun olmadığı bir engelin (toprak, duvar, giysi gibi) ötesinden algılamaktır. Metal dedektörleri aynı zamanda hedefleri ve metalleri birbirinden pratik olarak ayırabilme özelliklerinden dolayı aynı zamanda tespit edilen bir hedefin türünün ayrımı için de kullanılmaktadırlar [1].

Bu tür bir metal dedektörünün hedefi tanımlama kabiliyeti özellikle metal kirliliği veya çeşitliliği olan durumlarda önem kazanmaktadır. Bilindiği üzere özellikle demir ve çelik artıklar ve yapılar sanayi devriminin bir sonucu olarak yaşamsal alanların dışında bile sıkça rastlanır durumdadır. Doğaya demir kadar çabuk dönmeyen bazı metal çeşitleri özellikle alüminyum, bakır ve paslanmaz alaşımlar çeşitli tüketim ürünlerinde fazlaca yer almaktadır. Bunların başında alüminyum şişe kapakları, açma halkaları ve folyo şeklinde üretilmiş ambalaj malzemeleri gelmektedir. Bu kirliliğin içinde metal hedefleri istenen hedefler ve istenmeyen metal kirliliği olarak birbirinden mümkün olduğu ölçüde ayırabilmek gün geçtikçe önem kazanmaktadır [2]. Bu çalışma kapsamında yapılan ölçümler gerçek bir VLF dedektör ile örnek hedeflerden deneysel olarak elde edilmiş sonuçlardan hareketle faz tepkileri ve bundan zaman sabiti hesaplanması şeklinde gerçekleştirilmiştir.

Çalışmanın amacı, bilimsel çalışma sonucu belirlenen analitik değerlerin uygulamada karşılaşılan gerçek problemlerin çözümleri için kullanımına hazırlık teşkil etmesidir. Bu amaçla modellemeden beklenilen yarar, kullanılan manyetik alanın frekansına bağlı tepkilerin ilgilenilen hedef türüne ve frekansa göre optimize edilebilmesi, kullanılan elektronik sistemlerin çeşitli aşamalarında yer alan parazitik etkilerin sonuç üzerinde analitik olarak ifade edilebilmesidir.

2. Eşdeğer Devre Modeli

Bir endüksiyon bobini, iletken hedef ve alıcı bir bobin Şekil 1.'deki devre modeli ile ifade edilmiştir.



Şekil 1. Endüksiyon bobini, iletken hedef ve alıcı bir bobin

Bu devre modelinde V_{tx} manyetik alanın oluşumu için kullanılan verici bobinin uyarım gerilimini, I_{tx} bu bobin içinden geçen akımı ifade etmektedir. Bu bobinden belirli bir uzaklıkta bulunan hedefte oluşan B akısı I_{tx} akımı ile orantılıdır. Hedef üzerinde bir gerilim kaynağı karşılığı bulunmamakla birlikte girdap akımı akışına temel teşkil eden uyarıcı elektrik alanı karakterize eden V_e kaynağı modelde kullanılmıştır. Bu kaynak, manyetik alanın oluşturduğu girdap akımı dairesel bir çemberde oluşması temel alınarak Faraday endüksiyon kanununun tarif ettiği şekilde

$$V_e = -dB/dt \tag{1}$$

olarak ifade edilebilir. Bir iletken içinde değişken bir manyetik alanın elektrik alan oluşturması ve bunun elektron hareketine, dolayısıyla bir elektrik akımına sebebiyet vermesi manyetik alan ile elektrik alan arası bir etki-tepki ilişkisi ile açıklandığında en temel olarak Faraday endüksiyon yasası ile açıklanmaktadır. Bir iletkenin çevrelediği alanın içinden geçen toplam vektörel manyetik alan akısının zamana göre değişimi ile orantılı bir elektrik alan oluşturur. Bu alan bir tel gibi çizgisel olarak biçimlendirilmiş bir iletken olduğunda iletkenin çevrelediği yüzeydeki toplam manyetik akı konu olabilir ve bu iletkenin çapı ve şekli önceden belirlenmiş bir şekildir. Bu nedenle yüzey bir sabit teşkil eder, ancak bütün bir iletkenin üzerinde oluşacak akımın izleyeceği yol, metal yapısı ve özellikleri ile gerçekleşecektir. Ayrıca bu yol, başta frekans, maddenin iletkenliği, permeabilitesi gibi parametrelere göre farklı yollardaki farklı yoğunluklar sergileyecektir. Bu şekilde ifade edildiğinde teorik olarak tek iletken modeli değil, çok sayıda diferansiyel iletken modelinin entegrali konu olacağı açıktır. Buna rağmen akım yoğunluğu ve yol arasındaki ilişki pratik olarak tek bir empedans ile ifade edilmesine izin vermektedir. Bu noktada karşılaştırma yapmak amacıyla bir dizi benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir.

3. Sonuç ve Yorumlar

Değişken bir manyetik alanın bir iletkende oluşturduğu elektrik alan bu malzemenin iç kısımlarında yoğunlaşamaz, bu nedenle malzemede oluşacak Eddy akımları deri kalınlığına göre malzemenin yüzeyinde oluşacaktır. Diğer bir ifade ile malzeme üzerine manyetik alan kaynağından gelen dalgalar frekans ve malzeme özelliklerine yani iletkenlik ve manyetik geçirgenlik değerlerine göre değişecek deri kalınlığı kadar nüfuz edecektir. Hedefteki girdap akımı belirli bir dairesel yol izlediğinden ve bu dairesel yolun bir elektriksel direnci söz konusu olduğu için girdap akımı uyarıcı kaynağa bağlı seri bir RL modeli olarak ifade edilmiştir. Hedefin iletkenliğine ve kristal yapısına bağlı olarak bu RL değerleri hedeften hedefe farklılık gösterecektir. Hedeften

geçen girdap akımı (I_e), alıcı bobinde büyüklüğü ile orantılı bir manyetik akı indükleyecektir. Bu akının zamana göre türevi alıcı üzerinde bir elektromotor kuvveti oluşturacaktır. Vericiyi "sinüzoidal" bir kaynak olarak kullandığımızda hedefe ulaşan ve tekrar alıcıda indüklenen gerilim arasında L_e ve R_e 'den oluşan empedansın açısal değeri kadar fark oluşacaktır ve alıcıda bu faz farkı görülebilecektir. Sinüzoidal uyarımla durgun durum olarak ifade edildiğinde transfer fonksiyonu eşitlik 2'deki hali alacaktır.

$$V_{tx}(jw) \longrightarrow H(jw) = |H(jw)| \angle H(jw) \longrightarrow V_{rx}(jw)$$

Faz tepkisi ise açısal frekansa bağlı olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$\angle H(jw) = \frac{R_s}{w.L_s} \tag{3}$$

Burada R_e / L_e değerini hedefin türüne göre değişen bir frekans sabiti olarak ifade etmek mümkündür. R_e / L_e oranını tek bir frekansta faza bakarak yorumlamak mümkündür. Ancak buradaki Re ve Le değerlerini ifade etmek için iki ayrı frekans için faz kaymalarını ifade etmek gerekecektir. Bu değerler devrenin transfer fonksiyonuna parazitik etkilerin oluşturacağı faz etkileri görmek mümkün olacaktır. Test hedefi olarak tablo.1'deki malzemeler kullanılmıştır.

Malzeme	Ozellik
5kr (Alaşım)	2011 Tarihli, Türk Lirası
Al	Alüminyum 1.5 mm disk, çap 100 mm
Cu	Bakır külçe 10 mm, 100 mm X 60 mm

Alınan deneysel değerlerde farklı frekanslar ve farklı materyaller için aşağıdaki tablo 2'de elde edilmiştir.

							Re/Le
Malzeme	Freq Mode	f	ω	X peak	y peak	tan(þ)	(KHz)
5kr (Alaşım)	5	5846	36731.5	77591	39257	0.51	18.58
	14	13961	87719.55	175936	208279	1.18	103.85
	20	19464	122295.9	201510	318536	1.58	193.32
Al	5	5846	36731.5	70269	531670	7.57	277.92
	14	13961	87719.55	44881	663607	14.79	1297.01
	20	19464	122295.9	18178	325514	17.91	2189.96
Cu	5	5846	36731.5	15476	389745	25.18	925.04
	14	13961	87719.55	14037	564311	40.20	3526.47
	20	19464	122295.9	6343	268713	42.36	5180.91

Tablo 2. Deneysel Sonuçlar

Belirtilen tablodaki metaller ile elde edilen R_e/L_e değerleri birer frekans sabiti olarak bırakılmıştır, bu değerler ile metallerin özdirençleri ile L_e değerlerinin hesaplanması mümkündür. Frekansa bağlı olarak verilen faz tepkilerinde nispi olarak ince olan (1.5-2mm) metal para ile alüminyum diskin frekansa bağlı kırılmalarının gözlenmesine rağmen deri kalınlığına göre kalın olan külçe bakırın frekans tepkisinin kullanılan frekanslarda neredeyse doğrusal olduğu gözlemlenmiştir. Bu durum malzeme kalınlığı ve deri kalınlığının frekansa bağlı tepkisi doğrultusunda beklenen durumdur.

Ayrıca metalin yüzeyindeki Eddy akım yoğunluğunun, bilgisayar ortamında tanımlanan bir diskin, üst yüzeyinde merkezinden kenarına doğru frekansa göre nasıl bir değişim sergilediğini Şekil 2'de görülmektedir.

(2)



12.5 mm yarıçapında ve 0.1 mm kalınlığında Alüminyum bir disk, üst yüzeyine dik H=1 A/m değerindeki manyetik alan altında, metalin yüzeyinde oluşan Eddy akım yoğunluğunun üç farklı frekansa göre değişimini simule edilerek grafik hali Şekil 2'de gösterilmiştir [6]. Buna göre disk'in üst yüzeyinde merkezden kenarlara doğru Eddy akım yoğunluğu artmaktadır. Sonuçlardan da görüldüğü üzere, frekans arttıkça Eddy akımının çepere doğru yoğunlaştığı görülmekte ve bu etkinin, her bir akım girdabının sahip olduğu R_e ve L_e değerlerinin kendi aralarında doğrusal olmayan bir ilişki ile değişmesi söz konusudur.

Sonuç olarak, istenilen devre modelinde çalışabilmek için tek frekans da L_e/R_e modelinin kullanılabileceği, farklı frekanslar da hedefin geometrik özellikleri doğrultusunda her frekans için ayrı L_e/R_e modelleri seçilmelidir. Ancak mevcut çalışmada hedef tamamen paramanyetik özellikli olduğu varsayılmıştır, fakat gerçek hedeflerin önemli bir bölümü aynı zamanda ferromanyetik etkileşimler içindedir bu nedenden dolayı, bilerek ihmal edilen ferromanyetik etkiler ileriki çalışmalarda dâhil edilecektir. Bu çalışma, Eddy akımı prensibi ile çalışan metal dedektörlerinin hedeflere göre frekans optimizasyonlarının gerçekleştirilmesi için belirli bir frekans ve tepki seti oluşturup deneysel sınama yöntemi ile hangi yönde geliştirilmesi gerektiğine karar verilebileceğini göstermiştir. Aynı zamanda sonraki kapsamlı çalışmalara yol gösterici bir başlangıç niteliği taşımıştır.

4. Kaynaklar

[1]. Rowan, Mark, and William Lahr. "How Metal Detectors Work." (2002).

[2]. Sharawi, Mohammad S., and Mohammad I. Sharawi. "Design and implementation of a low cost VLF metal detector with metal-type discrimination capabilities." Signal Processing and Communications, 2007. ICSPC 2007. IEEE International Conference on. IEEE, 2007.

[3]. Iana Vasile Gabriel, Ionita Silviu, Ionescu Valeriu, "System for interpreting the characteristics of metal objects based on signal acquired from a magnetic loop antenna", Electronics Computers and Artificial Intelligence (ECAI) 2016 8th International Conference on, pp. 1-4, 2016

[4]. Feng Qiu Xu, Xianze Xu, Zhongbing Li, Yi Le, "A differential probe design for large-range metal detector", Sensor Review, vol. 34, pp. 67, 2014, ISSN 0260-2288.

[5]. S. A. Fattah, M. Z. Haider, D. Chowdhury, M. Sarkar, R. I. Chowdhury, M. S. Islam, R. Karim, A. Rahi, C. Shahnaz, "An aerial landmine detection system with dynamic path and explosion mode identification features", Global Humanitarian Technology Conference (GHTC) 2016, pp. 745-752, 2016.

[6]. FIT ,VLF Frequency Domain Eddy current testing , CST

Çoklu Duyarlı Aritmetik ile Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Yönteminin Hata Kontrolü

Mert Kalfa¹, Özgür Ergül², Vakur B. Ertürk¹

¹Bilkent Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara <u>kalfa@ee.bilkent.edu.tr, vakur@ee.bilkent.edu.tr</u>,

²Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara <u>ozergul@metu.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) için harmonik sayısına ek olarak gerekli makine duyarlılığını da sağlayabilen yeni bir hata kontrol yöntemi sunulmuştur. Literatürdeki mevcut yöntemler sadece yüksek frekans problemleri için geçerli iken önerilen yöntem tüm frekanslarda geçerlidir. Sunulan yöntemin çoklu duyarlı aritmetik ile birlikte uygulanması durumunda düşük frekans problemleri formülasyonda herhangi bir değişiklik gerektirmeden çözülebilecektir. Çeşitli öteleme mesafeleri ve istenen bağıl hata değerleri için harmonik sayıları ve makine duyarlılıkları hesaplanmış, sonuçlar literatürde bulunan mevcut sonuçlar ile kıyaslanmıştır.

Abstract: We present a new error control scheme that provides the number of harmonics as well as the required digits of machine precision for the multilevel fast multipole algorithm (MLFMA). The proposed method is valid for all frequencies, whereas the previous studies on error control are valid only for high-frequency problems. When combined with a multiple-precision arithmetic framework, the proposed method can be used to solve low-frequency problems without any change in the underlying formulation. Numerical results in the form of optimal number of harmonics and machine precisions for a variety of translation distances and desired relative error thresholds are presented and compared with the results available in the literature.

1. Giriş

Çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY), N bilinmeyen için sağladığı O(N log N) hesaplama karmaşıklığı ile aşırı büyük elektromanyetik problemlerin çözümünü mümkün kılmaktadır [1]. ÇSHÇY'nin sunduğu hesaplama verimliliği Green Fonksiyonunun (GF) köşegenleştirilmesi ve bu sayede etkileşimlerin gruplar halinde hesaplanabilmesi ile sağlanmaktadır. Köşegenleştirilmiş GF, küresel Hankel fonksiyonlarının sonsuz toplamını içermektedir. ÇSHÇY uygulamasında GF değerinin hatasını düşük tutmak için kırpma sayısının (harmonik sayısı) mümkün oldukça büyük seçilmesi gerekmektedir. Ancak Hankel fonksiyonlarının küçük argüman ve yüksek derecelerde gösterdiği yuvarlama hataları, kırpma sayısının rastgele büyük seçilmesini engellemekte ve ÇSHÇY'nin düşük frekans bozulmalarına sebep olmaktadır [2].

ÇSHÇY uygulamalarının çoğunluğunda ideal kırpma sayısı artık bantgenişliği formülü (ABF) ile belirlenmektedir [3], [4]. Ancak ABF türetilirken Hankel fonksiyonlarının büyük argüman yaklaşımı kullanılmaktadır [5]. Bu da ABF'yi sadece yüksek frekanslarda (yüksek öteleme mesafeleri) geçerli kılmaktadır. Düşük frekanslara gidildiğinde ÇSHÇY'nin düşük frekans bozulmasını engellemek için literatürde çok sayıda yöntem bulunmaktadır [6]-[8]. Çoğu yöntem ya formülasyonu baştan aşağı değiştirmekte ya da en azından çözümleyicinin tekrar kodlanmasını gerektirmektedir. Düşük frekans bozulmalarına basit ve etkili bir çözüm çoklu duyarlı aritmetik (ÇDA) uygulamasının Hankel fonksiyonunun yuvarlama hatalarını giderdiğinin gösterimi ile sağlanmıştır [9]. Ancak ABF düşük frekanslarda geçersiz olduğundan [9]'da yazarlar gerekli kırpma sayıları ve makine duyarlılıklarını çok sayıda benzetim yaparak bulabilmişlerdir.

Bu çalışmada ÇDA-bazlı bir ÇSHÇY için tüm frekanslarda geçerli yenilikçi bir yöntem sunulmaktadır. Önerilen yöntem verilen öteleme mesafesi ve istenen bağıl hata seviyesine göre gerekli kırpma sayısı (harmonik sayısı) ve makine duyarlılığı seviyesini sunmaktadır. Bildirinin geri kalanında önerilen hata yönteminin formülasyonu, elde edilen sayısal sonuçlar ve literatürdeki mevcut sonuçlarla karşılaştırmalar sunulmuştur.

2. Formülasvon

İdeal kırpma sayısının türetilmesi Gegenbauer'in toplam teoremi ile başlar [10]. GF'nin bağıl hatası, kırpma sayısının τ olması ve hatayı ($\tau + 1$)'inci terimin ağırlıkla belirlediği varsayımı ile hesaplanır.

$$\hat{\epsilon} \approx kR(2\tau + 3) \left| j_{\tau+1}(k\nu) h_{\tau+1}^{(1)}(kw) P_{\tau+1}(\hat{w} \cdot \hat{\nu}) \right| \tag{1}$$

Denklem (1)'de j_{τ} ve $h_{\tau}^{(1)}$ sırasıyla küresel Bessel ve ilk türden Hankel fonksiyonunu, P_{τ} Legendre polinomlarını, $w = |\hat{w}|$ öteleme vektörünü, $v = |\hat{v}|$ kaydırma vektörünü, $R = |\hat{w} + \hat{v}|$ toplam etkileşim mesafesini göstermektedir. Tüm frekanslarda geçerli bir formülasyon için Bessel ve Hankel fonksiyonlarının büyük argüman yaklaşımı yerine büyük derece yaklaşımı [5] ile aşağıdaki ifade türetilmiştir.

$$\hat{\epsilon} \approx \frac{R}{\sqrt{wv}} \left| \frac{P_{\tau+1}(\hat{w}\cdot\hat{v})\varphi_j\left(0.5\varphi_h - i\varphi_h^{-1}\right)}{\sqrt{\tanh\gamma_j\tanh\gamma_h}} \right|$$
(2)

Denklem (2)'de $i = \sqrt{-1}$, ve

$$\varphi_j = \exp[(\tau + 1.5)(\tanh \gamma_j - \gamma_j)], \qquad (3)$$

$$\varphi_h = \exp[(\tau + 1.5)(\tanh \gamma_h - \gamma_h)], \qquad (4)$$

$$\rho_h = \exp[(\tau + 1.5)(\tanh \gamma_h - \gamma_h)], \tag{4}$$

$$\gamma_j = \operatorname{sech}^{-1}\left(\frac{\kappa v}{\tau+1.5}\right),\tag{5}$$

$$\gamma_h = \operatorname{sech}^{-1}\left(\frac{kw}{\tau+1.5}\right) \tag{6}$$

olarak tanımlanmıştır. İstenen bağıl hata seviyesi için gerekli kırpma sayısı, denklem (2)'nin sayısal olarak sadece $O(\tau)$ karmaşıklığında çözülmesi ile hesaplanabilir. Kırpma sayısı bulunduktan sonra ÇSHÇY kutuları arasındaki etkileşim köşegenleştirilmiş GF ile hesaplanır [10]. Hesaplamanın yuvarlama hataları olmadan gerçekleştirilebilmesi için köşegenleştirilmiş GF içindeki sırasıyla çok büyük sayıları (overflow) ve çok düşük sayıları (underflow) temsil eden iki yeni ifade türetilmiştir.

$$G_{+}^{MP} = 4\pi(\tau+1)^{3}(2\tau+1) \left| 0.5\varphi_{h} - i\varphi_{h}^{-1} \right|$$
(7)

$$G_{-}^{MP} = \frac{r_T}{16(\tau+1)^2 \sqrt{(\tau+1.5)kw \tanh \gamma_h}}$$
(8)

$$P_T^{MP} = \left\{ \min_{\hat{k}} \left(\left| P_\tau(\hat{k} \cdot \hat{w}) \right| \right) \mid P_\tau(\hat{k} \cdot \hat{w}) \neq 0 \right\}$$
(9)

Denklem (9)'da \hat{k} , köşegenleştirilmiş GF'nin hesabında kullanılan tüm düzlemsel dalga yönlerini ifade etmektedir. Denklem (7) ve (8) türetilirken köşegenleştirilmiş GF formülasyonundaki tüm toplam ve integrallerin eşfazlı olarak toplandığı (makine duyarlılığı için en kötü senaryo) varsayılmıştır. Dolayısıyla harmonikler üzerinden toplam işlemi (τ + 1) ile çarpıma, düzlemsel dalga yönleri üzerinden integral ise $2(\tau + 1)^2$ (Gauss-Legendre örnek sayısı [10]) ile çarpıma dönüştürülmüştür. Daha sonra onluk tabanda gerekli makine duyarlılık seviyesi aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$MP_G = \max(\log_{10}(G_+^{MP}), -\log_{10}(G_-^{MP})),$$
(10)

$$MP_{\epsilon} = -\log_{10}(\epsilon_d) + \log_{10}(4\pi R_{max}) + 1, \tag{11}$$

$$MP = [\max(MP_G, MP_{\epsilon})].$$
(12)

Denklem (11), GF'nin beklenen değerinin istenen bağıl hata seviyesinde (ϵ_d) hesaplanabilmesi için gerekli makine duyarlılığını ifade etmektedir. Denklem (11)'deki $4\pi R_{max}$ ifadesi boş uzay GF'nin paydasını, R_{max} ise verilen ÇSHÇY kutu boyutunda ulaşılabilen azami R değerini temsil etmektedir. Son olarak makine duyarlılığı denklem (12)'de görüldüğü gibi MP_G ve MP_e değerlerinden en büyüğü olarak seçilir.

3. Sayısal Sonuçlar

Önerilen yöntem kullanılarak çeşitli kutu boyutlarında (frekanslarda) ve bağıl hata seviyelerinde gerekli kırpma sayıları ve makine duyarlılıkları hesaplanmıştır. ÇSHÇY kutu boyutuna (a) göre öteleme vektörü y-yönünde $\widehat{w} = [0 \ 2a \ 0]^T$ olarak seçilmiştir. Problem geometrisi Şekil 1(a)'da verilmiştir. ÇDA ortamı MATLAB için gelistirilen ticari bir uygulama ile olusturulmustur [11]. Denklem (2) ve (12) ile elde edilen (τ, MP) ciftleri sayesinde ulaşılan bağıl hata değerleri Şekil 1(b)'de sunulmuştur. Şekil 1(b)'de görüldüğü gibi çok düşük frekanslarda dahi bağıl hata beklenen değerin altında kalmıştır. Şekil 1(c)-(d)'de ise sırasıyla kırpma sayısı ve makine duyarlılığının literatürde mevcut çalışmalar ile karşılaştırılması verilmiştir. Şekil 1(c)'de görüldüğü gibi ABF'nin geçerliliğini yitirdiği düşük frekanslarda önerilen yöntem [9]'da yapılan benzetim sonuçlarına uygun sonuç sunmaktadır. Şekil 1(d)'de ise önerilen yöntemin [9]'da benzetimler ile elde edilen makine duyarlılık seviyelerine yakın sonuç verdiği görülmektedir.



Şekil 1. (a) ÇSHÇY problem geometrisi (b) Önerilen yöntem ile GF bağıl hataları (kesik çizgiler: istenen hata seviyesi) (c) Önerilen yöntem ve ABF'nin $\epsilon_d = 10^{-2}$ için kırpma sayıları karşılaştırması (d) Önerilen yöntem ve [9]'un $\epsilon_d = 10^{-2}$ için makine duyarlılığı karşılaştırması

4. Sonuç

Bu bildiride çok seviyeli hızlı çokkutup yönteminin çoklu duyarlı aritmetik uygulamalarında kullanılmak üzere yenilikçi bir hata kontrol yöntemi sunulmuştur. Önerilen yöntem tüm frekanslar ve tüm istenen bağıl hata seviyelerinde formülasyonu değiştirmeden kullanılabilmektedir. Bu sayede çok seviyeli hızlı çokkutup yönteminin bilinen düşük frekans bozulmasının da verimli bir şekilde çözümü sağlanmıştır.

Kaynaklar

[1]. J. Song, C.-C. Lu ve W. C. Chew, "Multilevel fast multipole algorithm for electromagnetic scattering by large complex objects," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 10, sf. 1488–1493, Ekim 1997.

[2]. L. Greengard, J. Huang, V. Rokhlin ve S. Wadzura, "Accelerating fast multipole methods for the Helmholtz equation at low frequencies," *IEEE Comput. Sci. Eng.*, vol. 5, no. 3, sf. 32–38, Tem.–Eyl. 1998.

[3]. S. Koc, J. M. Song ve W. C. Chew, "Error analysis for the numerical evaluation of the diagonal forms of the scalar spherical addition theorem," *SIAM Journal Numer. Anal.*, vol. 36, no. 3, sf. 906–921, 1999.

[4]. J. M. Song ve W. C. Chew, "Error analysis for the truncation of multipole expansion of vector Green's functions," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 11, no. 7, sf. 311–313, Tem. 2001.

[5]. M. Abramowitz ve I. A. Stegun, Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables. New York, ABD: Dover, 1964.

[6]. J.-S. Zhao ve W. C. Chew, "Three dimensional multilevel fast multipole algorithm from static to electrodynamic," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 26, no. 1, sf. 43–48, Tem. 2000.

[7]. L. J. Jiang ve W. C. Chew, "Low-frequency fast inhomogeneous planewave algorithm (LF-FIPWA)," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 40, no. 2, sf. 117–122, Ocak 2004.

[8]. I. Bogaert, J. Peeters ve F. Olyslager, "A nondirective plane wave MLFMA stable at low frequencies," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 12, sf. 3752–3767, Ara. 2008.

[9]. Ö. Ergül ve B. Karaosmanoğlu, "Low-frequency fast multipole method based on multiple-precision arithmetic," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, sf. 975–978, 2014.

[10]. Ö. Ergül ve L. Gürel, *The Multilevel Fast Multipole Algorithm for Solving Large-Scale Computational Electromagnetics Problems*. Hoboken, NJ, ABD: Wiley-IEEE, 2014.

[11]. "Multiprecision computing toolbox for MATLAB," Erişim Tarihi: Ağu. 11, 2017 [Çevrimiçi]. Adres: http://www.advanpix.com.

Terahertz Time Domain Spektroskopi Siteminde Sıvı Patlayıcı Tespitine Yönelik Deneysel Çalışmalar

Sergiy PANIN, Aysun SAYINTI, İlhami ÜNAL, Ebru EFEOĞLU* TÜBİTAK MARMARA ARAŞTIRMA MERKEZİ MALZEME NSTİTÜSÜ KOCAELİ/GEBZE TRAKYA ÜNİVERSİTESİ* sergiy.panin@tubitak.gov.tr, aysun.sayinti@tubitak.gov.trilhami.unal@tubitak.gov.tr, ebruefeoglu103@gmail.com

Özet: Terör olayları son yıllarda daha çok sıvı patlayıcılarla yapılmaktadır. Dolayısıyla bunları önlemeye yönelik çalışmalar artmıştır. Bu sıvıların ayırt edilebilmesi için elektromanyetik dalga spektrumdaki davranışları incelenmektedir. Bu çalışmada, su ve alkolün THz spektrumundaki davranışları incelenmiştir. Ayrıca ölçümler hava ve azot ortamında gerçekleştirilerek, sonuçlar karşılaştırılarak yorumlanmıştır. Ayrıca Su, alkol ve sıvısabunun hava ortamındaki ölçüm sonuçları k-means algoritması kullanılarak gruplanmıştır.

Abstract: Terrorist incidents have been made in recent years with more liquid explosives. Therefore, efforts to prevent them have increased. The behavior of electromagnetic waves in the spectrum is investigated in order to distinguish these fluids. In this study, the behavior of water and alcohol in the THz spectrum is investigated. In addition, measurements were made in air and nitrogen environment and the results were compared and interpreted. In addition, measurement results of air, water, alcohol and liquid soap are grouped by using k-means algorithm.

1. Giriş

Terahertz zaman alanlı spektroskopi (THZ-TDS), 100 GHz ila 10 THz [1] bandında parmak izi spektrumu için kimyasal tanımlamada güçlü bir spektroskopi tekniğidir. THZ-TDS tekniklerinin geliştirilmesi ile kimyasal maddelerin [1,2], yarı iletkenlerin [1,3,4], organik materyallerin [1,5] ve biomoleküler örneklerin spektrumlarını bu teknikle incelenebilmiştir [1]. Sıvı patlayıcılarda bu spektrumda incelenmektedir [6].

Sıvı patlayıcıların icadı 19. yüzyıl ortalarına dayanmaktadır. Yüksek hassasiyet ve sıcak hava baloncularının "Adiyabatik sıkışma"lara sebep olması dolayısı ile başlangıçta ticari uygulamalarda çok başarı elde edilememiştir. Bombadaki sıvılar ayrıyken değil karıştıklarında büyük bir tehlike oluşturuyorlardı. Bu nedenle bu kimyasalların belirlenmesinden sonra ayrı ayrı taşınmasının engellenmesine yönelik çalışmalar başlamıştır. Sonrasında sıvı patlayıcılar 1. ve 2. Dünya savaşlarında bomba dolgusu olarak kullanılmışlardır. Patlayıcı sıvılardan bazıları Tablo 1'de verilmiştir [6].

Malzeme	Yoğunluk(g/ <i>cm</i> ³)	Buhar Konsantrasyonu(<i>ppm</i>)
Nitrometan	1.137	36,630
Tetranitrometan	1.640	10,900
Nitrogliserin	1.595	0,306
Etilen glikol dinitrat	1.489	71,400
Dietilen glokol dinitrat	1.380	5,100

 Tablo 1. Bazı patlayıcı kimyasallara bilgiler [6]

Bu çalışmada da Terahertz-Time Domain Spektroskopi (THz- TDS) cihazıyla 0.1THz- 4THz aralığında; zaman ve frekans domeninde çalışılarak "Parmak izine" dair elde edilebilecek bilgiler değerlendirilmiştir. Ayrıca bu çalışma esnasında kullanılan kalibrasyon tekniğinin hava ve azot ortamındaki değişimi de incelenmiştir. Yapılan araştırmalar "Parmak İzi" spektrumunu 30 GHz ve 10THz arası olarak işaret etmektedir [4].

2. Deneysel Sistem ve Çalışma Prensibi

Bu çalışmada "TDS10XX - Benchtop THz time-domain spectrometer" cihazı kullanılarak ölçüm alınmıştır. Sistemin lazer dalga boyu 780 nm, maksimum tarama zaman aralığı: 650 ps, frekans çözünürlüğü ≥ 2 GHz, ortam 1s1s1: 20 – 30°C arası olmalıdır. THz cihazını çalıştırmak için harici bir sinyal üreteci ve veri toplama ünitesi bulunmaktadır. Bu cihazda kullanılan alıcı verici anten ve ışın yolları ile elektronik tasarımı yapılarak hazır kullanıma sunulmuştur. İçindeki Fiber-Coupled antenlerin lensleri hem iletim hem de yansıma ölçümleri için uygun geometride fokuslanmıştır. Ayrı bir alanda serbest alan ölçüm sistemi oluşturmak için ise yeni double-couple anten kullanılabilmektedir.



Şekil. 1. THz-Time Domain cihazı elektronik donanım ve optik kurulum görünümü [6].

Sistem, 0.1 THz -5 THz frekans aralığında çalışmaktadır. Elektronik donanımı ve kurulumu yukarıdaki şekildeki gibidir. (Bknz. Şekil.1)

3. Ölçümler ve Sonuçlar

Ölçümler hava ortamında ve Nitrojen ortamında yapılarak karşılaştırılmaktadır. Her ölçüm öncesi cihazın kalibrasyonunun prosedürüne uygun çalıştırılarak ardından ölçüme geçilmesi gerekmektedir. Kalibrasyona başladığımızda kaynağının önü sistemde bulunan bir metal ile kapatılmaktadır. İkinci aşamada ise metal açılıp henüz sıvı konulmadan, ATR içeride ve boşken iletim(Transmisyon) ölçümü yapılır. Üçüncü adımda da sisteme sıvı eklenir ve tekrar iletim ölçümü yapılarak ölçüm işlemleri tamamlanmış olur.



Şekil.2. (a) Suyun, (b) Etil alkolün, hava ve Nitrojen ortamındaki kalibrasyonlarla yapılan ölçüm sonuçları

4. Gruplama Çalışması

Gruplama çalışmaları, "K-Means" algoritması kullanılarak MATLAB programında yapılmıştır. "K-means" algoritması, merkez noktanın kümeyi temsil etmesi ana fikrine dayalı bir metottur. Eşit büyüklükte küresel kümeleri bulmaya eğilimlidir [7]. "K-means" algoritmasına göre öncelikle her biri bir kümenin merkezini veya ortalamasını temsil eden k tane nesne seçilir. Kalan nesneler, kümelerin ortalama değerlerine olan uzaklıkları dikkate alınarak, en benzer oldukları kümelere dahil edilir. Daha sonra, her bir kümenin ortalama değeri hesaplanarak yeni küme merkezleri belirlenir ve tekrar nesne merkez uzaklıkları incelenip değerlendirilir [8,9].



Şekil 3. Su, alkol ve sıvı sabuna ait (a) Ölçüm sonuçları ve (b) Gruplama Sonuçları.

10. Sonuç ve Tartışma

Su ve alkolün, hava ve nitrojen ortamlarında ayrı ayrı yapılan ölçümlerinde; suyun nitrojen ortamında yapılan ölçümde tüm frekans bandında çok daha temiz (Piklerin yer almadığı) sonuçlar verdiği gözlenmiştir. Bunun nedeni de normal havanın, nitrojene göre belirli frekanslardaki soğurma özelliğinin daha fazla olması öngörülebilir. Ayrıca zararlı ve zararsız grupta incelersek spektrumdaki kaymalar ve genlik değerleri çok net görülmektedir. THz bandında olduğumuz için de bu kaymalar çok yüksek oranlarda değildir. Bu nedenle Şekil 3'te görülen gruplama algoritmasını kullanarak sıvıları tehlikeli ve tehlikesiz olarak gruplamış bulunmaktayız.

Kaynaklar

[1]. Borenstein J, Everett H. R. ve Feng L. Navigating Mobile Robots. A K Peters, Ltd. Wellesley, Massachusetts, A.B.D., 1996.

[2]. Hong M. L. ve Kleeman L. "A low sample rate 3-D sonar sensor for mobile robots," Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation, Nagoya, Japonya, s.3015-3020 Mayıs 1995.

[3]. Leonard J. J. Directed Sonar Sensing for Mobile Robot Navigation. Doktora tezi, University of Oxford, Department of Engineering Science, Oxford, İngiltere, 1990.

[4]. Peremans H. Audenaert K. ve Van Campenhout J. M., "A high-resolution sensor based on tri-aural perception", IEEE Trans. on Robotics and Automation, cilt.9 no.1, s.36-48, 1993.

[5]. Approved, F., & No, O. M. B. (2012). Terahertz Emitter Based on Frequency Mixing in Microchip Solid State Laser Cavity Phase I Enter List of papers submitted or published that acknowledge ARO support from the start of the project to the date of this printing. List the papers, including journal references, in the following categories :, 298(704).

[6]. http://www.batop.de/products/terahertz/THz-spectrometer/pre-assembled-terahertz-spectrometer.html

[7] Fayyad, U.M.; Piatetsky-Shapiro, G.; Smyth, R.; Uthurusamy, R.: "Advances in Knowledge Discovery and Data Mining", AAAI/MIT Pres, *CA*, 1996.

[8] Jain, A.K.; Murty, M.N.; Flynn, P.J.: "Data Clustering: A Review", ACM Computing Surveys, Vol. 31, No 3, September 1999.

[9] Kaufman, L.; Rousseeuw, P. J.: "Finding Groups in Data: an Introduction to Cluster Analysis", John Wiley and Sons, 1990.

S ve X-Bant Uydu Antenleri Tasarımı

Mehmet Çiydem, Mensur Öztürk, Yasin Yavuz Engitek Ltd., Ankara mehmet.ciydem@engitek.com.tr, mensur.ozturk@engitek.com.tr, yasin.yavuz@engitek.com.tr

Özet: Bu bildiride; S-bant (2060-2230)MHz ve X-bant (8025-8400)MHz dairesel polarizasyonlu, çapraz dipol uydu haberleşme (aşağıhat, yukarıhat) antenleri sunulmuştur. Antelerin temel teknik özellikleri; S_{11} <-15dB, bant içinde eksen oranı AR < -3dB ve 3dB hüzme genişliği de yaklaşık $85^\circ \pm 5^\circ$ olarak hedeflenmiştir. Önerilen antenin prototip üretimi ve kısmi ölçümleri yapılmıştır.

Abstract: In this study, we present circularly polarized crossed dipole antenna (turnstile antenna) in S-band (2060-2230)MHz and X-band (8025-8400)MHz for satellite communication (uplink and downlink). Basic technical specifications of antennas have been determined to be S_{11} <-15dB, axial ratio within the band AR < - 3dB and also 3dB beamwidth $80^{\circ} \pm 5^{\circ}$ approximately. Proposed antennas have been prototyped and some measurements have been conducted.

1. Giriş

Haberleşme ve GPS/GNSS uydularında telemetri ve haberleşme amaçlı dairesel polarizasyonlu L, S, C ve X bant antenler kullanılmaktadır. Yer-hacim sıkıntısından dolayı bu antenler basit ve küçük olmalıdır. Uydunun sabit yer istasyonuna göre konum değişkenliğinden kaynaklı olası tüm durumlarda iletişimi sağlamak için anten hüzmesi yeterince geniş olmalıdır. Bu antenler; genelde yama (patch) [1], heliks (quadrifilar helix) [2], çapraz dipol anten (turnstile) yapıları [3] veya bunların varyasyonları [3-8] ile yapılmaktadır. Uydu telemeri haberleşmesinde Dairsel polarizasyon; dairesel yama, aralarında 90° faz farkı olan uyarım girişleri, veya çapraz dipol antenin kol uzunluklarının farkları ile oluşturulabilmektedir. Bu çalışmada, dairesel polarizasyonlu S ve X bantlar için çapraz dipol anten tasarımları hakkında bilgiler verilmiştir. Sonrasında Ansys HFSS programı ile yapılan benzetim ve ölçüm sonuçları sunularak, değerlendirmeler yapılmaktadır.

2. S ve X-Bant Anten Tasarımları

Dairesel polarizasyon için çapraz dipol kol uzunluklarının ayarlanması (asimetrik çapraz dipol) yöntemi benimsenmiştir. Tasarım kolaylığı ve esneklik açısından dişli boru tüp sayesinde yükseklikleri (h1, h2) ayarlanabilir iki katmanlı toprak düzlem kullanılmıştır. Üst toprak düzlem kenardan merkeze doğru h3 yüksekliğinde konik yapıda oluşturulmuştur. Antenlerin geometrisine ilişkin çizimler Şekil-1'de verilmiştir. Bunların hepsi anten ışıma örgüsünü şekillendirebilmek ve hedeflenen hüzme özelliklerini elde edebilmek için yapılmıştır. Başlangıçta S-bandın merkez frekansına ($f_{mid,S} = 2145$ MHz, $\lambda_{mid,S} = 14$ cm) göre hesaplamalar yapılarak, denemeler ve ayarlar sonrasında Tablo-1'deki değerlere ulaşılmıştır. X-band merkez frekansı ($f_{mid,S} = 2145$ MHz, $\lambda_{mid,S} = 14$ cm) oranı hesaplanarak ($\alpha = f_{mid,X} / f_{mid,S} = 0.26$); S-band için yapılan hesaplamalar X-band için ölçeklendirilerek; denemeler ve ayarlar sonrasında Tablo-2'deki değerlere ulaşılmıştır. Bu boyutlar ile üretilen prototip antenlerin görseli Şekil-2'de verilmiştir. Çapraz dipol antenlerin beslemesi için; S-band antende standard 250-50-FEP, X-band antende ise standard 141-50-FEP 50 Ω RF koaksiyel kablo kullanılmıştır. Bu kablolar dişli boru tüp içinden geçirilmiştir.

Tablo 1. S-bant Anten Geometris	i Parametreleri
--	-----------------

	Tablo 2.	X-bant Ant	ten Geometris	i Parametreleri
--	----------	------------	---------------	-----------------

I HOIO IN S CHINTING			
Parametre	Değer (mm)	Parametre	Değer (mm)
r_1, r_2, r_3	5, 35, 65	r_1, r_2, r_3	3, 10, 20
h_1, h_2, h_3	55, 25, 13	h_1, h_2, h_3	13,7,3
L_1, L_2, L_3, L_4	35, 30.5, 26, 20	L_1, L_2, L_3, L_4	9.1 , 7.8 , 6.6 , 5.1
d_1, d_2	2.2,10	d_1, d_2	1,6



Şekil 2. S ve X bant anten prototipleri

3. Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

Yapılan benzetim ve ölçüm sonuçları ile S ve X band geri dönüş kayıpları (S_{11}) Şekil–3'teki gibi elde edilmiştir. Elde edilen değerler hem benzetim hem de ölçüm sonuçları doğrultusunda yaklaşık olarak tüm bant boyunca - *15dB* altında çıkmıştır (S_{11} = -24dB @2060MHz, S_{11} = -23dB @2230MHz, S_{11} = -17dB @8025MHz, S_{11} = -25dB @8400MHz).



Şekil 3. S ve X bant anten geri dönüş kayıpları (S_{11})

Şekil-4'te S ve X-bant antenlerin ışıma örüntüleri ve eksen oranlarına ilişkin benzetim sonuçları verilmiştir. Işıma örüntüsü benzetimleri S ve X bant antenlerin merkez frekanslarında ($f_{mid,S} = 2145$ MHz, $f_{mid,X} = 100$

8212.5MHz) yapılmıştır. Benzetim sonuçlarında S bant ve X bant 3dB hüzme genişlikleri sırasıyla 82° ve 85° çıkmıştır. Işıma örüntüsünde kardioik bir patern elde edebilmek adına çift katmanlı toprak plakası ve konik yapılar tercih edilmiştir. Uygun örüntüyü elde edebilmek için gerekli yükseklikler ve büyüklükler parametrik çalışmalar sonucunda belirlenmiştir.



Şekil 4. S ve X bant antenlerin ışıma örgüsü ve eksen oranları benzetim sonuçları (S-band üstte, X-band altta)

4. Sonuç

S ve X band uydu uygulamaları için dairesel polarizasyonlu, asimetrik çapraz dipol antenler geliştirilmiştir. Benzetim ve ölçüm sonuçlarında S₁₁ değerlerinin tüm operasyon bandında -15dB altında olduğu görülmüştür. Yapılan diğer benzetimlerde de, ışıma örgüsü hüzme genişlikleri $80^{\circ} \pm 5^{\circ}$ ve eksen oranları AR < -3dB içinde kalmıştır.

Kaynaklar

[1]. H. J. Kim, S. M. Kim, J. M. Son, W. G. Yang, Design and Implementation of Dual Band Circular Polarization Square Patch Antenna, APMC 2005 Proceedings.

[2]. R. Narimani, L. Farhoudi, Design of a Self-Phased Quadrifilar Helix Antenna for Satellite Communication, Engineering Technology & Applied Science Research Vol. 7, No. 6, 2017, 2273-2276

[3]. S. X. Ta, I. Park, ve R. W. Ziolkowski, Crossed Dipole Antennas - A review. IEEE Antennas & Propagation Magazine, October 2015.

[4]. G. Feng, L. Chen, X. Wang, X. Xue, ve X. Shi, Broadband Circularly Polarized Crossed Bowtie Dipole Antenna Loaded With Parasitic Elements, IEEE Ant. and Wireless Prop. Letters, Vol.17, No. 1, 114-117, 2018.

[5]. Z. Yang, X. Wang, L. Kang, H. Wang, J. Bao, ve X. Shi, A Broadband Circularly Polarized Antenna Based on Cross-Dipoles, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 62, 91–96, 2016.

[6]. R. Xu, J-Y. Li, ve W. Kun, A Broadband Circularly Polarized Crossed-Dipole Antenna, IEEE Trans. On Antennas And Propagation, Vol. 64, No. 10, 4509-4513, 2016.

[7]. L. Sun, B. Sun, H. Wu, J. Yuan, ve W. Tang, Broadband, Wide Beam Circularly Polarized Antenna with a Novel Matching Structure for Satellite Communications, Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 59, 159–166, 2015.

[8]. W-S. Yoon, S-M. Han, J-W. Baik, S. Pyo, J. Lee ve Y-S. Kim, Crossed dipole antenna with switchable circular polarisation sense, Electronics Letters, Vol. 45 No. 14, 2009.

Zaman Modülasyonlu Doğrusal Dizilerde Yan Kulakçık ve Yanbant Seviyelerinin Bastırılması İçin İki Aşamalı Bir Eniyileme Yaklaşımı

Uğur YEŞİLYURT, İhsan KANBAZ, Ertuğrul AKSOY Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara uguryesilyurt@gazi.edu.tr, ihsankanbaz@gazi.edu.tr, ertugrulaksoy@gazi.edu.tr

Özet: Bu çalışmada zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisinde yan kulakçık seviyesi (YKS) ve anahtarlama kaynaklı oluşan yanbant seviyelerinin (YBS) bastırılması için iki aşamalı eniyileme yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntemin klasik eniyileme yaklaşımına göre daha etkin sonuçlar verdiği örnek senaryo üzerinden gösterilmiştir.

Abstract: In this study, two-stage optimization method is proposed for suppressing side lobe level (SLL) and switching-induced sideband levels (SBL) in the time-modulated linear antenna array. It is shown through a sample scenario that the proposed method gives more effective results than the classical optimization approach.

1. Giriş

Anten dizileri için tasarım parametreleri arasında dizi elemanlarının uyarım genliği, uyarım fazları ve dizi merkezine uzaklıkları verilmektedir. Bunlara ek olarak zaman kavramının tasarım parametresi olarak kullanılabileceği Shanks ve Bickmore tarafından 1959 yılında ortaya konulmuştur [1]. Anten dizilerinde zaman modülasyonu, yüksek hızlı RF anahtarlaması kullanarak her bir elemanın belirli sürelerde aktif-pasif olma prensibine dayanmaktadır. Bu periyodik anahtarlamadan dolayı temel frekans bileşenine ek olarak yan bant olarak adlandırılan sonsuz sayıda harmonik oluşmaktadır. Zaman modülasyonu üzerine ilk araştırmalar ana frekanstaki yan kulakçık seviyesinin (YKS) bastırılmasıyla başlamaktadır [2]. Daha sonraki çalışmalarda gücün bir kısmı oluşan yan bantlarda harcandığı için bu yan bantların bastırılması zaman modülasyonlu anten dizileri için önemli bir araştırma konusu olmuştur. Kayıp olarak görülen bu ışımaların bastırılmı için ortak kanı ilk yanbandın diğerlerinden büyük olacağı ve ilk yan bandın bastırılmasıyla tüm harmonik seviyesinin bastırılacağı şeklindedir [3,4].

Bu çalışmada hem YKS hem de YBS'yi istenilen düzeye çekmek için eniyileme aracı olarak diferansiyel evrim algoritması kullanılmıştır. Bu algoritmanın daha kısa sürede ve daha iyi sonuçlar alması için yeni yöntemler geliştirilmiştir. İlk olarak tek aşamalı eniyileme kullanılarak istenilen YKS ve YBS elde edilmeye çalışılmıştır. Daha sonra iki aşamalı eniyileme kullanılarak aynı işlemler tekrarlanmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır.

2. Zaman Modülasyonu Kavramı ve Matematiksel İfadesi

Dizi elemanlarının yüksek hızlı RF anahtarlar ile periyodik olarak anahtarlanması işlemine zaman modülasyonu denilmektedir. Bu çalışmada değişken açıklıklı (variable aperture size) anahtarlama yaklaşımı kullanılmış ve periyodik anahtarlamanın matematiksel modeli:

$$U_n(t) = \begin{cases} 1 & , 0 < t \le t_n \\ 0 & , t_n < t \le T_p \end{cases}$$
(1)

şeklinde ifade edilmiştir. Burada t_n anahtarın açık tutulma süresini, T_p anahtarlama periyodunu ve n alt indisi dizi eleman numarasını göstermektedir. Dizinin her bir elemanın T_p periyodunda anahtarlanması neticesinde, zaman bölgesinde dizi faktörü ifadesine zamanın periyodik fonksiyonu olan ekstra bir terim gelmekte ve zaman bölgesinde bu periyodik anahtarlamadan dolayı, ilgili modülasyon fonksiyonu Fourier serisine açılabilmektedir. Uzak alan ve $w_0/w_p \gg 1$ (w_0 merkez çalışma frekansı, w_p anahtarlama frekansı) yaklaşımı altında pozitif z ekseni üzerine yerleştirilmiş N elemanlı, eş fazlı ve elemanları izotropik olan zaman modülasyonlu dizinin dizi faktörü ifadesi:

$$AF(\theta) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \frac{t_n}{T_p} e^{jkd_n cos\theta} , m = 0\\ \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \frac{t_n}{T_p} \frac{\sin(\pi m t_n/T_p)}{\pi m t_n/T_p} e^{-j\pi m t_n/T_p} e^{jkd_n cos\theta} , m \neq 0 \end{cases}$$
(2)

şeklinde ifade edilmektedir. Burada α_n genlik katsayılarını, k çalışma frekansındaki dalga numarasını, d_n n. elemanın koordinat sistem merkezine olan uzaklığını ve θ yükselme açısını göstermektedir. Ayrıca m = 0 ana çalışma bandını ve $m \neq 0$ yanbantları göstermektedir. Ana ışımaya ek olarak frekansının tam katlarında da yanbant ışıması olarak adlandırılan ışımalar gerçekleşmektedir.

3. Önerilen Yöntem ve Nümerik Sonuçlar

Dizi antenlerde istenilen yan kulakçık ve yanbant seviyelerini elde etmek için eniyileme tekniklerinin kullanılması geleneksel bir yöntem olmuştur. Bu çalışmada diferansiyel evrim algoritması eniyileme yöntemi olarak kullanılmıştır. İlk olarak tek aşamalı eniyileme (TAE) algoritması kullanılmış ve bu eniyilemeyi daha da iyileştirmek için iki aşamalı eniyileme (İAE) algoritması önerilmiştir [5]. Her iki yöntemde de z-ekseni üzerine yerleştirilmiş 30 elemanlı ve elemanlar arası uzaklık 0.7 λ olan doğrusal bir dizi düşünülmüştür. Eniyileme parametreleri olarak popülasyon büyüklüğü 50, çaprazlama faktörü 0.8 ve mutasyon faktörü 0.3 seçilmiştir. Her iki yöntemde de -20dB YKS ve -30dB YBS değerlerine ulaşılması beklenilmiştir. Tek aşamalı eniyileme tekniğinde α_n uyarım genliği ve t_n/T_p uyarım zamanı parametreleri eniyileme vektörleri olacak şekilde seçilerek maliyet fonksiyonu:

$$f_{1} = H(\Lambda_{k}|_{m_{0}})\Lambda_{k}|_{m_{0}} + H(\Delta_{k}|_{m_{1}})\Delta_{k}|_{m_{1}}$$
(3)

şeklinde ifade edilmektedir. Burada H, heaviside basamak fonksiyonunu göstermektedir. $\Lambda_k = (\max(YKS) - YKS_i)$ ve $\Delta_k = (\max(YBS) - YBS_i)$ şeklinde hesaplanmaktadır. Burada $\max(YKS)$, $\max(YBS)$ mevcut ölçülen değerleri ve YKS_i , YBS_i istenilen değerleri ifade etmektedir. İki aşamalı eniyileme tekniğinde ise ana ışıma ve yanbant eniyilemesi olmak üzere iki adımda yapılmaktadır. Ana ışıma ve yan bant düzeyinin, uyarım genliği ve anahtarlama süresinin bir fonksiyonu olduğu düşünülürse ana ışıma eniyilemesi için $\zeta_n = \alpha_n t_n/T_p$ eniyilemesi yapıldıktan sonra ikinci aşamada ζ_n değeri sabit kalacak şekilde sadece t_n/T_p ile yanbant eniyilemesi yapılarak iki aşama için de tek parametre ile daha kısa sürede sonuca ulaşması sağlanmıştır. İlk adımda istenilen YKS için eniyileme vektörü $\zeta_n = \alpha_n t_n/T_p$ olacak şekilde seçilerek maliyet fonksiyonu aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$f_2^1 = H(\Lambda_k|_{m_0})\Lambda_k|_{m_0} \tag{4}$$

 ζ_n değeri belirlendikten sonra ikinci aşamada ζ_n değeri sabit olacak şekilde istenilen YBS için eniyileme vektörü t_n/T_p olacak şekilde seçilerek maliyet fonksiyonu aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$f_2^2 = H(\Delta_k|_{m_1})\Delta_k|_{m_1} \tag{5}$$

Burada m_0 ve m_1 alt indisleri sırasıyla işlemlerin ana frekansta ve ilk yanbantta yapıldığını göstermektedir. Her iki yöntem içinde yanbant hesaplanmasında klasik yöntem yerine eşitsizlik yöntemi kullanarak daha kısa sürede sonuca ulaşması sağlanmıştır [6].

İterasyon Sayısı Cözüm Zamanı En iyi değer En kötü değer Ort. değer Std En iyi değer En kötü değer Ort. değer Std 172.5 13.93 20.96 17.04 TAE 142 211 14.7 1.44 İAE 1. asama 13.07 3.31 2.39 1.54 0.37 7 21 0.86 44 3.94 İAE 2. aşama 24 33.7 0.0113 0.0356 0.0152 0.004 İAE toplam 46.77 1.5452

Tablo 1: 40 bağımsız deney sonucu iki eniyileme için elde edilen değerler

Birbirinden bağımsız 40 deney yapılmış ve ortalama sonuçlar, sonlandırma kriteri -20dB YKS ve -30dB YBS değerleri alınarak tablo-1 de ve sonlandırma kriteri 300 iterasyon alınarak şekil-1 de verilmiş ve karşılaştırması yapılmıştır. Tablo-1 den görüldüğü üzere TAE ortalama 172.5 iterasyonda istenilen sonuca ulaşırken İAE 1. aşamada ortalama 13.07 ve 2. aşamada 33.7 olmak üzere toplam 46.77 iterasyon değeriyle daha düşük iterasyonda istenilen sonuca ulaşırken İAE 1. aşamada ortalama 13.07 ve 2. aşamada 33.7 olmak üzere toplam 46.77 iterasyon değeriyle daha düşük iterasyonda istenilen sonuca ulaşınktadır. Ayrıca TAE 17.04 saniyede sonuca ulaşırken İAE toplamda 1.5452 saniyede sonuca ulaşınıştır. Sonuçlar iki aşamalı eniyilemenin 11.06 kat daha hızlı bir şekilde sonuca ulaşıtığını göstermektedir.



Şekil 1. (a) 300 iterasyon sonucu TAE için dizi faktörü, (b) 300 (100+200) iterasyon sonucu İAE için dizi faktörü (c) TAE ve İAE için en iyi ve en kötü yakınsama değerleri.

Şekil 1'de 300 iterasyon durdurma parametresi olarak belirlenmiş ve her iki yöntem için sonuçlar karşılaştırılmıştır. TAE algoritması 300 iterasyon sonucu yan kulakçık seviyesi yaklaşık -44dB ye ulaşırken yanbant seviyesi yaklaşık -25dB seviyelerinde kalmaktadır. İAE algoritmasında ilk aşama için 100 ve ikinci aşama için 200 olacak şekilde toplam 300 iterasyon sonucu yan kulakçık seviyesi -39dB nin altında ve yanbant seviyesi ise -61dB seviyelerine kadar düşmektedir. Burada TAE yanbant seviyesini istenilen düzeyde bastıramadığı görülmektedir. Ayrıca her iki yönteminde yakınsama grafikleri çizilmiş ve İAE'nin sıfır değerine daha önce ve daha yakın bir değerde yakınsadığı görülmüştür. Tablo-2 de her iki yöntem için α_n ve t_n/T_p değerleri verilmiştir. Bu sonuçlarda açıkça göstermektedir ki iki aşamalı eniyileme aynı iterasyon sayısında daha etkin sonuçlar vermektedir.

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
(TAE) α_n	0.08	0.10	0.16	0.18	0.58	0.30	0.36	0.42	0.55	0.62	0.58	0.63	0.70	0.67	0.70
(İAE) α _n	0.06	0.11	0.16	0.20	0.27	0.31	0.40	0.45	0.50	0.54	0.60	0.64	0.67	0.72	0.75
(TAE) _n	0.64	0.77	0.75	0.88	0.38	0.96	0.94	0.98	0.87	0.84	0.99	0.99	0.92	0.97	0.98
$(IAE) \tau_n$	0.99	1.00	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	0.99
n	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
(TAE) α_n	0.72	0.70	0.68	0.66	0.63	0.60	0.56	0.50	0.44	0.39	0.31	0.28	0.20	0.12	0.11
(İAE) α _n	0.70	0.73	0.71	0.68	0.63	0.59	0.55	0.47	0.39	0.30	0.27	0.17	0.13	0.10	0.07
$(TAE)\tau_n$	0.93	0.99	0.98	0.99	0.98	0.99	0.96	0.98	0.97	0.93	0.95	0.79	0.75	0.83	0.55
$(IAE) \tau_n$	0.99	0.99	1.00	1.00	0.99	0.99	0.99	0.99	1.00	1.00	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99

Tablo 2: Her iki eniyileme için elde edilen α_n ve τ_n değerleri

4. Sonuç

Bu çalışmada, zaman modülasyonlu anten dizileri için optimum ışıma örüntüsünün elde edilmesinde iki aşamalı eniyileme önerilmiştir. Örnek senaryo için önerilen yöntem yaklaşık 11 kat daha hızlı sonuca ulaşmaktadır. Ayrıca iki aşamalı eniyileme yanbant hesaplanmasında tek parametre ile sonuca ulaştığı için aynı iterasyon sayısında da yanbant seviyesini büyük oranda düşürebilmeyi başarmaktadır.

Kaynaklar

[1]. H. E. Shanks ve R. W. Bickmore, "Four-dimensional electromagnetic radiators," Canad. J. Phys., say1. 37, sayfa. 263, 1959.

[2]. W. H. Kummer, A. T. Villeneuve, T. S. Fong ve F. G. Terrio, "Ultra-low sidelobes from time-modulated arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., sayı. AP-11, sayı.6, sayfa. 633-639, 1963.

[3]. S. Yang, Y.B. Gan ve A. Qing, "Sideband suppression in time-modulated lineat arrays by the differential evolution algorithm," IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., say1.1, sayfa.173-175, 2002.

[4]. E. Aksoy ve E. Afacan, "Thinned non-uniform amplitude time-modulated linear arrays," IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., say1.9, sayfa.514-517, 2010.

[5]. E. Aksoy ve E. Afacan, "Zaman modülasyonlu doğrusal dizilerde yanbant düzeyi ve örüntü sıfırı kontrolü," 19th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU 2011),

[6]. E. Aksoy ve E. Afacan, "An inequality fort he calculation of relative maximum sideband level in timemodülated linear and planar arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., sayı.62, sayfa. 3392-3397, 2014.

Manyetik Eşlenik Noktalarında Ölçülen ve IRI ile Tahmin Edilen Kritik Frekansların (foF2) Jeomanyetik Fırtınalara Tepkisinin Karşılaştırılması

İbrahim ÜNAL¹, Erdinç TİMOÇİN²

¹İnönü Üniversitesi, Eğitim Fakültesi, Matematik ve Fen Bilimleri Eğitimi Bölümü, Malatya ²Mersin Üniversitesi, Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu, Tıbbi Hizmetler ve Teknikler Bölümü, Mersin ibrahim.unal@inonu.edu.tr, erdinctimocin@mersin.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, iyonosferik kritik frekansların (foF2) jeomanyetik fırtınalara tepkisi, manyetik eşlenik noktalarında incelenmiştir. Bunun için, 1976 yılının ekinoks ve gündönümü civarındaki jeomanyetik fırtınalı günler için Akita (39.7° K, 140.1° D) ve bu noktanın manyetik eşleniği olan Brisbane (27.5° G, 152.9° D) iyonsonda istasyonlarında ölçülen saatlik foF2 verileri ile aynı konumlar için IRI-2016 modelinden alınan foF2 verileri kullanılmıştır. Manyetik eşlenik noktalarında gözlemlenen ve IRI modelinden alınan foF2 verileri üst üste binmiş dönem analizi yöntemi kullanılarak incelenmiş ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Analiz sonuçlarından, manyetik eşlenik noktalarında ölçülen ve IRI modelinden alınan foF2 verilerinin jeomanyetik aktivite değişimlerine eşzamanlı tepki verdikleri gözlemlenmiştir.

Abstract: In this study, the geomagnetic storm response of ionospheric critical frequencies (foF2) was investigated at magnetic conjugate points. For this purpose, the hourly foF2 data measured at Akita (39.7° N, 140.1° E) and Brisbane (27.5° S, 152.9° E), which is the magnetic conjugate of this point, for the geomagnetic stormy days around the equinox and solstice of 1976 and foF2 data from IRI-2016 model for same points were used. The foF2 data observed in magnetic conjugate points and received from IRI model were examined using the superposed epoch analysis method and the results obtained were compared. From the analysis results it was observed that the foF2 data measured at magnetic conjugate points and received from IRI model simultaneously respond to geomagnetic activity changes.

1. Giriş

Bir jeomanyetik alan çizgisiyle birleşen Yerküre'nin yüzeyindeki iki nokta genellikle manyetik eşlenik noktaları olarak adlandırılır. Eşlenik olayı, eşzamanlı olarak ve bir eşlenik alanında simetrik bir şekilde meydana gelen kuzey ve güney yarımküreler arasındaki manyetik alan hatlarının fiili bağlantısıyla üretilen üç kategoride sınıflandırılmıştır. Bunlar; 1) Eşzamanlı olarak kuzey ve güney eşlenik noktalarına doğru yayılan ve ekvator düzleminin etrafında yer alan başlangıç noktası bilinen olaylar, 2) Bir alan çizgisinin bir ucundan diğerine doğru büyük ölçüde yayılan olaylar, 3) Bir akı tüpünde hapsedilmiş ve kuzey ve güney eşlenik noktalarında dönüşümlü olarak ve periyodik olarak görünen olaylardır. Manyetik eşlenik noktalarındaki jeofiziksel olaylar üzerine yapılan araştırmalar, dünyanın her yerinde birçok gözlemevinin kurulması ve radyasyon kuşaklarının keşfinin ardından hızla gelişmiştir. Çalışmalar temel olarak iki ana soruya odaklanmıştır: 1) Manyetik eşlenik çiftlerinin pozisyonları nasıl belirlenir? 2) Jeofiziksel olaylar, manyetik alan bağlantısı sayesinde manyetik eşlenik noktalarında aynı zamanda ve benzer şekilde nasıl meydana gelir? Bu soruları çözmek için yapılan çalışmalar sonucunda, manyetik modeller geliştirilerek manyetik eşlenik noktalarının tanımı ve eşlenik olayının sınıflandırılması yapılmıştır. [1-5].

Uydu teknolojisinin gelişmesinden sonra, Yerküre'deki manyetosfer ve manyetik eşlenik noktaları hakkında ayrıntılı olarak çalışmalar yapılmış ve bu noktalardaki üst atmosfer olayları aurora bölgelerinde yoğunlaşmıştır. Bu çalışmaların yüksek enlemlerde yapılmasına ek olarak, orta ve düşük enlemlerde uydu verileri, International Reference Ionosphere (IRI) Modeli, manyetosferik model ve toplam elektron içeriği (TEİ) verileri kullanılarak eşlenik noktalarının belirlenmesi için çalışmalar yapılmıştır [6-9]. Ancak, çalışma sayıları yetersizdir. Çünkü eşlenik noktalarının belirlenmesi ve orta ve düşük enlemlerde iyonosfer üzerindeki manyetik eşlenik etkilerinin saptanması yüksek enlemlerden daha zordur. Bu nedenle, iki yarımküre arası eşlenik problemi, hem orta hem de düşük enlemlerde açık bir problem olmaya devam etmektedir. Bundan dolayı, her iki yarıküredeki eşzamanlı gözlemlerle gerçek eşlenikleri gözlemlemek için çok az olasılık vardır ve gerçek iyonosferik veriler kullanılarak yapılan çalışmalar çok azdır. Bu durumda, mevcut manyetik alan modelleri gerçek eşlenik noktalarını yüksek doğrulukla verememektedir [10].

Daha önce yaptığımız çalışmada jeomanyetik aktivite değişikliklerinin etkisi incelenerek, manyetik eşlenik noktası olduğu düşünülen istasyonlardan farklı mevsimler için iyonosferik kritik frekans (foF2) verileri alınmış ve istatistiksel yöntemler kullanılarak manyetik eşlenik noktaları belirlenmiştir [10]. Bu çalışmada ise, aynı noktalar için IRI-2016 modelinden alınan foF2 verileri kullanılarak benzer analizler yapılmış ve sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Böylece manyetik eşlenik noktalarının belirlenmesinde International Reference Ionosphere Modeli test edilmeye çalışılmıştır.

2. Veri ve Analiz Yöntemi

Manyetik eşlenik noktalarındaki foF2'nun değişimleri üzerine jeomanyetik aktivite değişimlerinin etkisini inceleyebilmek için kuzey ve güney yarımkürede manyetik eşlenik çifti olarak belirlenmiş iki iyonsonda istasyonu kullanılmıştır. Bu istasyonların coğrafik ve manyetik enlem-boylam değerleri Tabloda verilmiştir [1].

Tablo: Manyetik eştelik çıtti iyonsonda istasyonlarının enleri ve boylanı degerteri.									
İstasyon Adı	Coğrafik Enlem	Coğrafik Boylam	Manyetik Enlem	Manyetik Boylam	İstasyon Adı	Coğrafik Enlem	Coğrafik Boylam	Manyetik Enlem	Manyetik Boylam
Brisbane (BR52P)	-27,5	152,9	-36,4	226,6	Akita (AK539)	39,7	140,1	35	210,3

Tablo. Manyetik eşlenik çifti iyonsonda istasyonlarının enlem ve boylam değerleri.

Bu istasyon çifti için en iyi veri alınabilen 1976 yılına ait ölçülen saatlik foF2 verileri ile IRI-2016 modelinden tahmini veriler alınmıştır. Ayrıca foF2 verilerine ek olarak aynı yıla ait jeomanyetik aktivite seviyesini belirleyen 3'er saatlik gezegensel jeomanyetik aktivite indisi (K_p) verileri de kullanılmıştır. foF2 ve K_p verileri, uzay fiziği etkileşimli veri merkezinden (Space Physics Interactive Data Resource (SPIDR)) alınmıştır.

Analizlerimizde jeomanyetik aktivitenin foF2 üzerindeki saatlik etkisini detaylı bir şekilde inceleyebilmek için doğrusal ara değer bulma yöntemi kullanılarak 3'er saatlik K_p verilerinden saatlik K_p değerleri hesaplanmış, böylece her saat için K_p 'deki değişimlerin foF2 üzerinde meydana getirdiği etki incelenmiştir.

Manyetik eşlenik çiftlerinden alınan foF2 üzerine jeomanyetik aktivite değişimlerinin etkisini mevsimsel olarak inceleyebilmek için analizler 21 Mart, 21 Haziran, 23 Eylül ve 21 Aralık dönemleri civarındaki jeomanyetik firtinalı saatler için yapılmıştır.

Bu çalışmada, jeomanyetik aktivite değişimlerinin foF2 üzerindeki etkisini görebilmek için üst üste binmiş dönem analizi (superposed epoch analysis) yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem zaman serilerine uygulanan güçlü istatistiksel bir yöntemdir. Üst üste binmiş dönem analizi, zaman serisinin ölçüldüğü dönem boyunca meydana gelen olay veya olayların sistem üzerindeki etkisini tanımlamak ve bu sistemin olaya karşı verdiği tepkinin büyüklüğünü ölçmek için kullanılır. Analizden elde edilen sonuç, sistemin tanımlanmış olaya karşı tepkisini verir. Analizlerimizde olay anı olarak, $K_p>2^+$ olduğu aktif saatler alınmıştır. $K_p \le 2^+$ olduğu saatler is jeomanyetik sakin saatleri belirtmektedir. Olay anları referans alınarak, tüm foF2 değerleri ve $K_p \le 2^+$ saatlerindeki foF2 değerleri Üst üste binmiş dönem analizi yapılmıştır. Bu iki durum için elde edilen sonuçlar birbirinden çıkarılarak δ foF2 değerleri elde edilmiş ve olay zamanının bir fonksiyonu olarak grafikleri çizdirilmiştir [11, 12]. Elde edilen değerler, jeomanyetik aktivite artışına foF2'nun nasıl ve ne büyüklükte bir tepki verdiğini göstermektedir.

3. Tartışma ve Sonuç

Şekil 1, 1976 yılının farklı mevsimleri boyunca Akita ve Brisbane iyonsonda istasyonları için hesaplanmış ôfoF2 değerlerinin olay zamanının bir fonksiyonu olarak değişimini göstermektedir. Şekli incelediğimizde, her iki istasyon ve tüm mevsimler için jeomanyetik aktivite artışına foF2 değerlerinin en büyük tepkiyi olay anı (0 zamanı) civarında verdiği görülmektedir. Yani her iki istasyonun foF2 değerleri bu mevsimler için jeomanyetik aktivite artışına eş zamanlı ve çok önemli benzer yapıda bir tepki göstermektedirler [10].



Şekil 1. Akita ve Brisbane için δfoF2'nun olay zamanına göre değişimleri (**a**) 15-29 Mart 1976 süresince; (**b**) 15-28 Haziran 1976 süresince; (**c**) 14-28 Eylül 1976 süresince; (**d**) 16-31 Aralık 1976 süresince [10].

Şekil 2, aynı zamanlarda ve aynı konumda IRI-2016 modelinden alınan foF2 verileri için hesaplanmış ôfoF2 değerlerinin olay zamanının bir fonksiyonu olarak değişimini göstermektedir. Şekli incelediğimizde, tüm mevsimlerde her iki istasyonun foF2 değerlerinin jeomanyetik aktivite artışına eş zamanlı ve çok önemli benzer yapıda bir tepki gösterdikleri görülmektedir.

Sonuç olarak, gerçek verilerin gösterdikleri tepki ile IRI modelinden alınan veriler için hesaplanan tepkilerin büyüklüğü farklı olmasına rağmen, benzer sonuçlar gösterdiği ve orta enlemler için manyetik eşlenik noktalarının belirlenmesinde IRI modelinin kullanılabileceği anlaşılmaktadır.



Şekil 2. IRI-2016 kullanılarak Akita ve Brisbane için hesaplanmış δfoF2'nun olay zamanına göre değişimi
 (a) 15-29 Mart 1976 süresince;
 (b) 15-28 Haziran 1976 süresince;
 (c) 14-28 Eylül 1976 süresince;
 (d) 16-31 Aralık 1976 süresince.

Kaynaklar

[1]. Oguti T., "Conjugate point problems", Space Science Reviews, cilt.9, s.745-804, 1969.

[2]. Cole K. D. ve Thomas J. A., "Maps of the difference in geomagnetic field at conjugate areas", Planetary and Space Science, cilt.16, s.1357-1363, 1968.

[3]. Wescott E. M., "Magnetoconjugate phenomena", Space Science Reviews, cilt.5, s.507-561. 1966.

[4]. Campbell W. H. ve Matsushita S., "World maps of conjugate coordinates and L contours", Journal of Geophysical Research, cilt.72, s.3518-3521, 1967.

[5]. Barish F. D. ve Wiley R. E., "World contours of conjugate mirror locations", Journal of Geophysical Research: Space Physics, cilt.75, s.6342-6346, 1970.

[6]. Besprozvannaya A. S., "Empirical modelling of the F2 peak density at 50°–70° invariant latitude using magnetic conjugacy", Advances in Space Research, cilt.11, s.23-28, 1991.

[7]. Le H., Liu L., Yue1 X. ve Wan W., "The ionospheric behavior in conjugate hemispheres during the 3 October 2005 solar eclipse", Ann. Geophys., cilt.27, s.179–184, 2009.

[8]. Gulyaeva T. L., Arikan F. ve Stanislawska I., "Inter-hemispheric imaging of the ionosphere with the upgraded IRI-Plas model during the space weather storms", Earth Planets Space, cilt.63, s.929–939, 2011.

[9]. Yu N., Ganushkina M., Kubyshkina V., Partamies N. ve Tanskanen E., "Interhemispheric magnetic conjugacy", Journal of Geophysical Research: Space Physical, cilt.118, s.1049-1061, 2013.

[10]. Timoçin E., Ünal İ., Tulunay Y ve Göker Ü. D., "The effect of geomagnetic activity changes on the ionospheric critical frequencies (fof2) at magnetic conjugate points", Advances in Space Research, cilt.62, no.4, s.821-828, 2018.

[11]. Tulunay Y., "Variability of mid-latitude ionospheric foF2 compared to IMF-polarity inversions", Adv. Sapace Res., cilt.15, no.2, s.35-44, 1995.

[12]. Davis C. J., Vild M. N., Lockwood M. ve Tulunay Y. K., "Ionospheric and geomagnetic responses to changes in IMF B_z: a superposed epoch study", Annali Di Geofisica, cilt.39, no.4, s.853-862, 1996.

Sıfır İndisli Materyallerin Yüzey İntegral Denklemleriyle Hassas ve Hızlı Analizleri

Hande İbili, Yeşim Koyaz, ve Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara ibili@metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, mikrodalga ve optik frekanslardaki enerji tünelleme, hüzme odaklama, görünmezlik, ve süper yansıtma uygulamalarında kullanılmak üzere önerilen sıfır indisli materyallerin elektromanyetik çözümleri ele alınmıştır. Sayısal çözümler, yüzey integral denklemleri ve momentler metodunun kullanılmasıyla gerçekleştirilmiştir. Normal ortam içerisinde yüksek kontrast problemlerine dönüştüklerinden, sıfır indisli materyallerin bazı standart yöntemlerle çözümlerinin yüksek hatalar verdiği tespit edilmiştir. Sıfır indisli materyallerin uygulamalarının faydalı analizleri için, hassasiyet ve verimlilik bakımından farklı formülasyonlar birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Kanonik geometriler üzerinde gerçekleştirilen testler, elektrik-manyetik akım birleşik alan integral denkleminin hassas ve verimli çözümler verdiğini göstermektedir.

Abstract: In this work, electromagnetic solutions of zero-index materials that are proposed to be used in energy tunneling, beam focusing, cloaking, and super reflection applications in both microwave and optical frequencies are considered. Numerical solutions are performed by using surface integral equations and the method of moments. High error rates are observed in some of the conventional solutions of zero-index materials as they turn into high-contrast problems in ordinary media. Different formulations are compared with each other in terms of accuracy and efficiency for useful analysis of zero-index material applications. The tests performed on canonical geometries demonstrate that electric and magnetic current combined-field integral equation provides accurate and efficient solutions.

1. Giriş

Sıfır indisli materyaller, doğada bulunmayan özellikleri sebebiyle son yıllarda elektromanyetik ve optik alanlarındaki araştırmalarda öne çıkmaktadır. Sıfır indisli materyal ile doldurulmuş kıvrımlı ve dar kanalları bulunan dalga kılavuzlarında elektromanyetik dalgaların sıkıştırılıp tünellenmesi [1], sıfır indisli ortam içine gömülü izotropik bir kaynağın hüzmesinin odaklanması [2], kıvrımlı dalga yüzlerinin düzlemsel dalga yüzlerine cevirilmesi [3], süper yansıtma ve görünmezlik [4], süper elektriksel bağlaşım [5], ve elektromanyetik cihazların boyutlarının küçültülmesi [6] uygulamaları, bu araştırmalarda ele alınan başlıca konulardır. Sıfır indisli materyaller aslında klasik metamalzemelerde olduğu gibi, çok sayıda uygun yapıtaşlarının bir araya getirilmesiyle oluşturulurlar. Öte yandan, sayısal benzetimlerde, bunların homojen (ve sıfır indisli) cisimler olarak modellenmesi büyük bir avantaj sağlar. Ancak, bu benzetimlerde, sıfır ve sıfıra çok yakın değerlerin kullanılması, sayısal olarak çözümleri zor yüksek kontrast problemleri anlamına gelmektedir. Ayrıca, dalga sayısının sıfıra yaklaşması sayısal kararsızlıklara yol açmaktadır. İlk benzetimler, literatürde standart olarak kullanılan bazı fonksiyonların hassasiyet ve/veya verimlilik bakımından yetersiz kaldığını göstermiştir. Bu çalışmada, sıfır veya sıfıra yakın indisli cisimlerin analizleri icin farklı yüzey formülasyonları karsılastırılmıştır. Özellikle, son yıllarda popüler hale gelmiş olan yüzey integral denklemlerinden, birleşik teğet formülasyonu (CTF) ve elektrik-manyetik akımı birleşik-alan integral denklemi (JMCFIE) bu kapsamda incelenmiştir. Ayrıca, plazmonik problemler için önerilmiş olan değiştirilmiş birleşik teğet formülasyonu (MCTF) doğruluk ve hız karşılaştırılmalarına dahil edilmiştir.

2. Sayısal Analizler

Farklı yüzey integral denklemi formülasyonlarının doğruluklarını karşılaştırmak için, analitik çözümleri bulunan 0.3 m çapındaki küreler 1 GHz'te incelenmiştir. Küre yüzeyi $\lambda/30$ boyunda üçgenlere ayrılmış, Galerkin yöntemi ile Rao-Wilton-Glisson (RWG) fonksiyonları hem baz hem de test fonksiyonları olarak kullanılmıştır. Sıfır indisli materyaller geçirgen olarak ele alındığı için, CTF, MCTF, ve JMCFIE formülasyonu bu yapılara doğrudan uygulanabilmektedir. Literatürde iyi bilinen CTF ve JMCFIE'nin yanında MCTF'nin tercih edilmesinin sebebi, bu formülasyonun yüksek kontrastlı plazmonik problemlerde çok hassas sonuçlar verdiğinin gösterilmesidir [7,8]. Momentler yöntemi ve GMRES iteratif çözücüsü kullanarak sayısal sonuçlar elde edilmiştir. Saçılım problemlerinde, küre modeli düzlem dalga ile aydınlatılmıştır.

Bu çalışma, TÜBİTAK (114E498) ve Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA-GEBİP-2015) tarafından desteklenmektedir.



Şekil 1. 1 GHz'te düzlem dalga ile aydınlatılan 0.3 m çapındaki küre modelinin, sıfıra yakın elektrik ve manyetik geçirgenlik değerlerine sahip olduğunda sayısal çözümlerdeki hatalar.



Şekil 2. 1 GHz'te düzlem dalga ile aydınlatılan 0.3 m çapındaki küre modelinin, sıfıra yakın elektrik ve manyetik geçirgenlik değerlerine sahip olduğunda sayısal çözümlerde ihtiyaç duyulan iterasyon sayıları.

Şekil 1'de elektrik geçirgenlik ϵ_R ve manyetik geçirgenlik μ_R değerlerinin 10⁻⁴ ile 1 aralığında tarandığı küre problemleri için, CTF, MCTF, ve JMCFIE ile elde edilen sonuçlar gösterilmiştir. Bu formülasyonlarla hesaplanan değerlerin bağıl hatası, analitik (Mie serisi) çözümlerini referans alarak bulunmuştur. Tüm karşılaştırmalarda, ϵ_R ve μ_R değerleri aynı anda 1 olduğunda sonsuz hata değeri hesaplanmıştır. Bu durum ϵ_R ve μ_R değerleri 1 olan normal ortamın aynı özellikteki küre modeli ile bütünleşmesi sonucunda oluşmaktadır ve dikkate alınmamalıdır. Kritik bir gözlem olarak, CTF için ϵ_R veya μ_R değerlerinden biri sıfıra yaklaştığında ve MCTF için μ_R değeri sıfıra yaklaştığında bağıl hata oranı kabul edilebilir seviye olan %10 değerinin üzerine çıkmaktadır. Öte yandan, JMCFIE için taramanın yapıldığı tüm bölgede bağıl hata oranı %1 değerinin aşağısında kalmaktadır. Bu bağlamda, doğru ve hassas çözümlere üç önemli formülasyon arasından sadece JMCFIE ile ulaşılabildiği söylenebilmektedir.

Şekil 2'de yine, ϵ_R ve μ_R değerlerinin 10⁻⁴ ile 1 aralığında tarandığı küre modeli için, CTF, MCTF, ve JMCFIE formülasyonları ile çözümlerde ihtiyaç duyulan iterasyon sayıları gösterilmiştir. CTF için iterasyon sayıları tarama yapılan bölgenin genelinde 400 değerine ulaşmaktayken, MCTF için ϵ_R veya μ_R değerleri sıfıra yaklaştığında iterasyon sayıları 1000 değerinin üzerine çıkmaktadır. Doğru ve güvenilir çözüm veren JMCFIE için ise, tüm bölgedeki iterasyon sayıları sıfıra yaklaşıldıkça 100'den 400'e kadar artmaktadır. Bir başka deyişle, JMCFIE hassas sonuçlara ek olarak, hızlı çözümler vermektedir.
URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, KONYA



Şekil 3. 1 GHz'te düzlem dalga ile aydınlatılan 0.3 m çapındaki, $10^{-4} \epsilon_R$ ve μ_R değerlerine sahip küre modelinin JMCFIE formülasyonu ile çözümünde elde edilen elektrik alanı şiddeti ve manyetik alanı şiddeti dağılımları.

Elektrik ve manyetik geçirgenliği 10⁻⁴ olan küre için, JMCFIE ile elde edilen elektrik ve manyetik alan dağılımları Şekil 3'te gösterilmiştir. Eşdeğerlik prensibine göre, dış/iç problem ayrı olarak ele alındığında, cismin içinde/dışında sıfır alan elde edilmelidir. Sayısal çözümlerin doğruluğu bu prensibin test edilmesiyle teyid edilebilmektedir. Şekil 3'teki sonuçlarda, beklenildiği üzere, dış problem sonuçlarında kürenin içinde ve iç problem sonuçlarında kürenin dışında elektrik ve manyetik alan değerleri son derece küçüktür (mavi renk). Bu da, JMCFIE ile elde edilen sonuçların doğruluğunu teyit etmektedir.

3. Sonuç

Bu çalışmada, sıfır indisli materyaller için yüzey formülasyonlarının performansları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmara örnek olarak, bu makalede literatürde en çok kullanılan CTF ve JMCFIE ile yakın zamanda önerilmiş olan MCTF, sıfır indisli küre problemlerine uygulanmıştır. Bağıl hata, iterasyon sayısı, ve yakın bölge elektrik ve manyetik alan dağılımlarının benzetim sonuçları incelendiğinde, yalnızca JMCFIE formülasyonu ile doğru, hızlı, ve verimli çözümlerin elde edildiği gösterilmiştir. Sunumda, farklı formülasyonların limit durumları gösterilecek ve karşılaştırılacaktır.

Kaynaklar

[1]. Silveirinha M. ve Engheta N., "Tunneling of electromagnetic energy through subwavelength channels and bends using epsilon-near-zero materials," Phys. Rev. Lett., cilt.97, no.157403, 2006.

[2]. Enoch S., Tayeb G., Sabouroux P., Gurin N., ve Vincent P., "A metamaterial for directive emission," Phys. Rev. Lett., cilt.89, no.213902, 2002.

[3]. Ziolkowski R. W., "Propagation in and scattering from a matched metamaterial having a zero index of refraction," Phys. Rev. E, cilt.70, no.046608, 2004.

[4]. Hao J., Yan W., ve Qiu M., "Super-reflection and cloaking based on zero index metamaterial," Appl. Phys. Lett., cilt.96, no.101109, 2010.

[5]. Marcos J. S., Silveirinha M. G., ve Engheta N., "mu-near-zero supercoupling," Phys. Rev. B Condens. Matter, cilt.91, no.195112, 2015.

[6]. Selvanayagam M. ve Eleftheriades G. V., "Size Reduction of Electromagnetic Devices Using Double Near-Zero Materials," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.61, no.5, s.2550-2560, 2013.

[7]. Karaosmanoğlu B. ve Ergül Ö., "Modified combined tangential formulation for stable and accurate analysis of plasmonic structures," Proc. Int. Applied Computational Electromagnetics Soc. Symp., 2017.

[8]. Karaosmanoğlu B., Yılmaz A., ve Ergül Ö., "A comparative study of surface integral equations for accurate and efficient analysis of plasmonic structures," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.65, no.6, s.3049-3057, 2017.

Manyetik Alan İntegral Denkleminde İç Rezonans Probleminin Çift Katmanlı Modelleme ile Çözümü

Sadri Güler, Hande İbili, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Ankara guler.sadri@metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, mükemmel iletken özellik gösteren kapalı geometrilerin elektromanyetik saçılım ve ışınım benzetimini yapabilmek için, iç rezonans probleminden etkilenmeyen manyetik alan integral denklemi (MAİD) tabanlı yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntem, literatürde çoğunlukla kullanılan MAİD ve elektrik alan integral denkleminin (EAİD) birleştirilmesinden farklı olarak, sadece MAİD üzerine kurulmuştur. Bunun için, orijinal cismin yüzeyinin içerisine daha küçük bir kopyası yerleştirilmekte ve iki katmanlı modeli oluşturulmaktadır. Bu şekilde, EAİD kullanmadan iç yüzeydeki manyetik alan sıfıra götürülerek her bir frekansta tek çözümün elde edilmesi sağlanmıştır. Ayrıca, sayısal çözümlerin doğruluğu test uzayı değiştirilerek artırılmıştır. Geliştirilen yöntemin doğruluğu, kanonik problemler üzerinde gösterilmiştir.

Abstract: In this work, a method that is based on the magnetic-field integral equation (MFIE) and free of the interior-resonance problem is presented for the solution of electromagnetic scattering and radiation problems involving closed perfect electric conductors. The method is only based on MFIE without combining it with the electric-field integral equation (EFIE) that is commonly practiced in the literature. For this purpose, a smaller copy is placed inside the original object and a double layer model is created. This way, without using EFIE, unique solutions are obtained at all frequencies by enforcing the magnetic field on the inner surface to vanish. Also, the accuracy of the results is improved by changing the testing space. The accuracy of the developed method is shown on canonical problems.

1. Giriş

Mükemmel iletkenlik özelliği gösteren geometrilerin analizi için yüzey integral denklemleri literatürde çokça çalışılmıştır [1-4]. Bu çalışmalarda, manyetik alan integral denklemi (MAİD), elektrik alan integral denklemi (EAİD), ve bunların birleşimi olarak birleşik alan integral denklemi (BAİD) temel olarak kullanılan üç farklı formülasyon olmuştur. Bu denklemlerin çeşitli avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Düşük dereceden ayrıklaştırma fonksiyonları kullanıldığında, EAİD yüksek doğrulukta çözümler verirken düşük yakınsama hızına sahiptir; MAİD ise görece düşük doğrulukta çözümler verirken yüksek yakınsama hızına sahiptir. Ayrıca, MAİD sadece kapalı geometri niteliğindeki cisimlere uygulanabilirken, EAİD tüm (açık ve kapalı) geometrilere uygulanabilmektedir. Bu denklemleri kullanırken ortaya çıkan engellerden birisi de iç rezonans problemidir. Belirli frekanslarda ortaya çıkan bu problem, çözümlerin yanlış veya iteratif olarak verimsiz olmasına yol açmaktadır. İç rezonans probleminin çözümü için yaygın olarak MAİD ve EAİD'nin lineer toplamı olan BAİD kullanılmaktadır.

Yakın zamanda, MAİD'deki iç rezonans problemini ortadan kaldırmak için yeni bir yöntem ortaya atılmıştır [5]. Bu yöntemde, verilen bir kapalı geometrinin yüzeyi içerisine daha küçük teorik bir yüzey yerleştirilmektedir. İç yüzeyde manyetik alanının sıfırlanmasıyla birlikte, iç rezonans frekanslarında ortaya çıkan hatalar bastırılmaktadır. Böylece, EAİD ve BAİD'ye gerek kalmadan, sadece MAİD'nin kullanıldığı bir uygulama geliştirilebilir. Öte yandan, oluşturulan yeni yöntemde birim integral operatörü yoğun olarak yer almaktadır. Birim integral operatörü düşük dereceden ayrıklaştırmalarda yüksek hatalara neden olduğundan [6], yeni yöntem (rezonans problemlerinden etkilenmese de) yeterince hassas sonuçlar vermemiştir. Bu çalışmada, geliştirilen yöntemde hatanın azaltılması için birim integral operatörünün test uzayının uygun olarak seçilmesi ve karışık ayrıklaştırma yönteminin [7] uygulanması gösterilmiştir. Sunulan yöntemin farklı şekillerde test edilmesiyle elde edilen sonuçlar klasik yöntemlerle karşılaştırılmıştır.

2. Formülasyon

Verilen bir S kapalı yüzeyi için, elektriksel geçirgenliği ϵ ve manyetik geçirgenliği μ olan serbest uzayda yer alan, birim normali \hat{n} olan bir cisim için MAİD

$$\widehat{\boldsymbol{n}} \times \boldsymbol{K}_{PV} \{ \boldsymbol{J} \}(\boldsymbol{r}) - [\Omega(\boldsymbol{r})/4\pi] \boldsymbol{I} \{ \boldsymbol{J} \}(\boldsymbol{r}) = -\widehat{\boldsymbol{n}} \times \boldsymbol{H}^{inc}(\boldsymbol{r})$$
(1)

şeklinde yazılabilir. Bu denklemde, r gözlem noktasını, $H^{inc}(r)$ dış kaynaklar tarafından oluşturulmuş manyetik alanı, J(r) cisim yüzeyinde indüklenen elektrik akımı yoğunluğunu, ve $\Omega(r)$ dış katı açısını göstermektedir. Ayrıca, PV integralin asal değerini ifade ederken, K integral operatörü

$$K_{PV}{X}(r) = \int_{PV} dr' X(r') \times \nabla' g(r, r')$$
⁽²⁾

olarak yazılabilir. Dalga sayısı $k = 2\pi/\lambda = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ şeklinde verildiğinde, Green fonksiyonu

$$g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = [\exp(ik|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|)]/[4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|]$$
(3)

olarak gösterilebilir. Denklem (1)'de verilen MAİD, $t_m(r)$ test fonksiyonları ve $b_n(r)$ baz fonksiyonları ile ayrıklaştırıldığında, $N \times N$ boyutlarında matris denklemleri elde edilir. Böyle bir denklem

$$\overline{\mathbf{Z}}.\,\boldsymbol{a}=\boldsymbol{w}\tag{4}$$

şeklinde gösterilebilir ki, matris elemanları ve sağ taraf vektörü

$$\overline{Z}[m,n] = \frac{1}{2} \int_{S_m} d\mathbf{r} \mathbf{t}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{b}_n(\mathbf{r}) + \int_{S_m} d\mathbf{r} \mathbf{t}_m(\mathbf{r}) \cdot \widehat{\mathbf{n}} \times \int_{PV,S_n} d\mathbf{r}' \mathbf{b}_n(\mathbf{r}') \times \nabla' g(\mathbf{r},\mathbf{r}')$$
(5)

$$\boldsymbol{w}[m] = -\int_{S_m} d\boldsymbol{r} \boldsymbol{t}_m(\boldsymbol{r}).\,\,\widehat{\boldsymbol{n}} \times \boldsymbol{H}^{inc}(\boldsymbol{r}) \tag{6}$$

şeklinde ifade edilebilir. Yukarıdaki eşitliklerde m ve n, 1 ile N arasında değer alabilir. Denklem (4)'te verilen matris denkleminin çözülmesiyle akım katsayılarını ifade eden a[n] vektörü elde edilebilmektedir. Bu akım katsayılarının kullanılmasıyla da, ikincil elektrik ve manyetik alanlar bulunabilmektedir. Eğer iç rezonans problemi oluşursa, matris denklemi \overline{Z} . $(a + \Delta a) = w$ olacak şekilde bir Δa farkıyla da sağlanmaktadır ve gerçek çözüme karışan bu fark ikincil elektrik ve manyetik alanlar oluşturarak çözümün hatalı olmasına yol açmaktadır.

İki katmanlı MAİD uygulaması düşünüldüğünde, her iki (gerçek ve teorik iç) yüzey de üçgenler yardımıyla ayrıklaştırılmakta ve akımlar her iki yüzeyde de tanımlanmaktadır. Mükemmel iletken özellikteki cisimden dolayı iç yüzeydeki akımların çözüm sonucunda sıfıra yakınsaması beklenmektedir. Dış yüzeyde problemin doğası gereği MAİD olduğu gibi uygulanırken, iki yüzey arasındaki manyetik etkileşimler (farklı yüzeyler olmasından dolayı) sadece K_{PV} ile gerçekleştirilir. İç yüzeyde ise sadece birim integral operatörünün değeri hesaplanmaktadır. Bu şekilde, dış yüzey ile iç yüzey arasında iç rezonans problemi sebebiyle oluşan alanlar sıfırlanmakta ve iç yüzeyde oluşabilen akımlar sıfır değerine zorlanmaktadır. Bu işlemler göz önüne alındığında, yeni oluşturulan denklem

$$\begin{bmatrix} \overline{Z}_{11} & \overline{Z}_{12} \\ \overline{Z}_{21} & \overline{I}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}$$
(7)

şeklinde yazılabilir. Bu denklemde, \overline{I} birim integral operatörünün ayrıklaştırılması sonucu elde edilen Gram matrisini ifade etmektedir. Bu terim iç yüzeydeki akımı sıfır değerine zorlarken, ikinci satırdaki \overline{Z}_{21} ve w_2 terimleri dış yüzeyden iç yüzeye ışıyan manyetik alanının dışarıdan gelen manyetik alanıyla tam olarak birbirini götürmesini gerektirmektedir. Böylece, (7)'de verilen toplam sistemin tek çözümü $a = (\overline{Z}_{11})^{-1} \cdot w_1$ ve b = 0 şeklindedir.

Denklem (5) ve (6)'da verilen ifadelerde baz olarak RWG fonksiyonları kullanılmıştır. Denklem (7)'de sunulan yeni yöntemde ise, birim integral operatörü matris üzerinde baskın hale gelmekte ve sonuçların hassasiyetini etkilemektedir. Birim integral operatörünün uygun bir şekilde test edilmesi için (baz fonksiyonları olarak RWG fonksiyonları kullanıldığında) test fonksiyonları olarak döndürülmüş BC fonksiyonlarının kullanılması gerektiği literatürde gösterilmiştir [7]. Bu çalışmada türetilen denklem sisteminin çözümlerinde [denklem (7)], test fonksiyonları olarak RWG ve döndürülmüş BC fonksiyonları kullanılmış ve elde edilen sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılmıştır.

3. Sayısal Örnekler

Sayısal örnekler için 0.3 m yarıçaplı mükemmel iletken bir küre 0.5 GHz ile 1.5 GHz aralığında düzlem dalga ile aydınlatılmıştır. Çift katmanlı çözümlerde iç yüzey olarak 0.25 m yarıçapında ikinci bir küre kullanılmıştır. Orijinal küre 9414 RWG fonksiyonu ile, çift katmanlı çözümlerdeki iç küre ise ikinci set 9414 RWG fonksiyonu ile ayrıklaştırılmıştır. Çözümler çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi ile iteratif olarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 1. Yarıçapı 0.3 m olan iletken küreden geri saçılan RKA değerlerinin frekansa bağlı değişimleri

Şekil 1'de normalleştirilmiş radar kesit alanı değerinin frekansa bağlı değişimi farklı formülasyonlar için incelenmiştir. Burada normalleştirme πa^2 formülüne göre a = 0.3 m küre yarıçapı olacak şekilde uygulanmıştır. Grafikler incelendiğinde EAİD ve BAİD'nin analitik (Mie serisi) çözüm ile yüksek tutarlılık içerisinde olduğu görülebilmektedir. Buna karşın, standart MAİD iç rezonans problemini belirli frekanslarda analitik çözümden ciddi biçimde uzaklaşarak çok net bir şekilde göstermektedir. MAİD çift katmanlı (MAİD-ÇK) bir şekilde kullanıldığında, iç rezonans probleminin büyük ölçüde çözüldüğü görülmektedir. Bahsedildiği üzere, MAİD-ÇK için test fonksiyonu olarak hem RWG hem de döndürülmüş BC fonksiyonları kullanılmıştır. Test fonksiyonu olarak RWG fonksiyonları kullanıldığında, MAİD-ÇK için özellikle 0.8 GHz'den başlayarak genel bir tutarsızlık gözlemlenmektedir. Bu tutarsızlık, iç rezonans problemlerinden ziyade, RWG test fonksiyonlarından kaynaklanmaktadır. Bu doğrultuda, MAİD-ÇK'nin doğruluğu, döndürülmüş BC fonksiyonlarının test için kullanılmaşıyla net bir biçimde iyileştirilmiştir.

8. Sonuç

Bu çalışmada, MAİD'nin iç rezonans problemini çözmek için basit ama etkili bir yöntem sunulmuştur. Bu yöntem, cismin içerisine teorik bir yüzey koyarak çift katmanlı bir yapı oluşturulmasına dayalıdır. Akımlar, her iki yüzeyde de tanımlanmakta ve matris denklemi her iki yüzey arasındaki etkileşimler göz önüne alınarak hesaplanmaktadır. Birim integral operatörü türetilen yeni denklemde baskın olduğundan, test yöntemi sonuçların doğruluğu üzerinde büyük etkiye sahiptir. Dolayısıyla, sonuçların hassasiyeti döndürülmüş BC fonksiyonları ile artırılmıştır. Geliştirilen yöntem ile ilgili ilk sonuçlar kanonik problemler üzerinde elde edilmiş ve sunulmuştur.

Kaynaklar

[1]. Muller C., Foundations of the Mathematical Theory of Electromagnetic Waves, New York: Springer, 1969.

[2]. Poggio A. J. ve Miller E. K., "Integral equation solutions of three-dimensional scattering problems," Computer Techniques for Electromagnetics, R. Mittra, Ed. Oxford: Pergamon Yayınları, 1973, Bölüm 4.

[3]. Mautz J. R. ve Harrington R. F., "H-field, E-field, and combined field solutions for coducting bodies of revolution," AEÜ, cilt 32, no. 4, s. 157-167, Nisan 1978.

[4]. Rao S. M., Wilton D. R. ve Glisson A. W., "Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape," IEEE Trans. Antennas Prop., cilt 30, no. 3, s. 409-418, Mayıs 1982

[5]. Güler S., İbili H. ve Ergül Ö., "Mitigating internal resonance of the magnetic-field integral equation via doublelayer modeling," Proc. European Conf. On Antennas and Propagation (EuCAP), 2018.

[6]. Gürel L. ve Ergül Ö., "Contamination of the accuracy of the combined-field integral equation with the discretization error of the magnetic-field integral equation," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt 57, no. 9, s. 2650-2657, Eylül 2009.

[7]. Cools K., Andriulli F. P., De Zutter D. ve Michielssen E., "Accurate and conforming mixed discretization of the MFIE," IEEE Trans. Antennas Wireless Propag. Lett., cilt 10, s. 528-531, 2011.

Negatif Manyetik Geçirgenliğe Sahip Yapıların Genetik Algoritma Kullanarak Homojenleştirilmesi

Barışcan Karaosmanoğlu, Hande İbili, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara bariscan@metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, bulundukları ortamda negatif manyetik geçirgenlik karakteri indükleyen ayrık-halka rezonatörlerinin (SRR) genetik algoritma (GA) kullanarak homojenleştirilmesi ele alınmıştır. Sonlu SRR dizgelerinin aydınlatılmasıyla elde edilen güç yoğunluğu değerleri referans olarak GA optimizasyonlarında kullanılmıştır. SRR dizgelerini kapsayabilecek boyutta dikdörtgen blokların manyetik özellikleri GA ile optimize edilmiş ve referans güç yoğunluğu dağılımlarıyla tutarlı sonuçlar elde edilmiştir. Elde edilen homojen modeller, elektromanyetik özelliklerini bozmadan karmaşık metamalzemelerin basitleştirilmesinde kullanılabilmektedir.

Abstract: In this work, homogenization of split-ring resonators (SRRs), which induce negative permeability characteristics in their environment, using genetic algorithms (GAs) is considered. Power density values obtained by illuminating SRR arrays are used as references in GA optimizations. The magnetic properties of rectangular blocks, which have dimensions to enclose SRR arrays, are optimized via GAs and consistent results with reference power density distributions are obtained. The resulting homogeneous models can be used to simplify complex metamaterials without deteriorating their electromagnetic properties.

1. Giriş

Metamalzemeler genellikle karmaşık geometrik şekillere sahip yapıtaşları içerirler. Bu yapıtaşlarının özel şekilleri ve tekrarlı dizilimleri sebebiyle, metamalzemelerin içinde (metamalzeme karakteristiğini veren) güçlü elektromanyetik etkileşimler meydana gelmektedir. Dolayısıyla, metamalzemelerin sayısal benzetimleri hassasiyet, verim ve kararlılık bakımından oldukça zordur. Bu tip karmaşık yapıların homojenleştirilmesi ile sayısal benzetimlerin kolaylaştırılması mümkündür. Nitekim, literatürde homojenleştirimeye dair birçok çalışma yapılmıştır. Örnek olarak, basit tasarımlar üzerinde uygulanmış analitik alan-ortalama yöntemleri [1], efektif manyetik geçirgenlik hesabı için yarı-analitik yöntemler [2], ve metamalzemelerin elektriksel geçirgenliklerinin doğal optimizasyon yöntemleri ve yapay sinir-ağları kullanarak tahmini [3] gösterilebilir. Öte yandan, var olan homojenleştirme tekniklerindeki en büyük sorun, yapının basitleştirilmesi esnasında gerçekçiliğini tamamen kaybetmesidir. Bu çalışmada, literatürdeki örneklerden farklı olarak, metamalzemelerin sonlu özellikleri bozulmadan homojenleştirilmesi gösterilmiştir. Örnek olarak, mikrodalga frekanslarında çalışan ayrık halka rezonatörleri (SRR) dizgeleri ele alınmıştır. Dar frekans bantlarında güçlü bant-söndürücü özellikler gösteren SRR yapıları genetik algoritma (GA) kullanarak homojenleştirilmiş ve bu yapılara ait frekansa bağlı manyetik geçirgenlik (μ_R) değerleri optimize edilmiştir.

Sonraki bölümde GA kullanımına dair ayrıntılar ve sayısal benzetimler açıklanmıştır. Üçüncü bölümde SRR yapılarının homojenleştirilmesinin gösterildiği sayısal örnekler verilmiş, son bölümde ise kapanış notları paylaşılmıştır.

2. Genetik Algoritma Optimizasyonları ve Sayısal Benzetimler

Bu çalışmada, karmaşık yapıların homojenleştirilmesi için GA kullanılmıştır. Aşağıdaki örnekte, rezonansa girdiğinde ortamda negatif manyetik geçirgenlik indükleyen bir SRR dizgesi ele alınmıştır. Homojenleştirilen bu dizgeyi içine alabilecek en küçük blok geometrisi için bağıl manyetik geçirgenlik değerleri optimize edilmiştir. GA için her biri ayrı manyetik geçirgenlik değerine karşılık gelen 40 bireylik popülasyon oluşturulmuştur. Her birey, -256 ile 4 arasında (-1'den 1'e kadarki aralık hariç tutularak) bir değere karşılık gelen 14 bit ile ifade

Bu çalışma, TÜBİTAK (116E871) ve Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA-GEBIP-2015) tarafından desteklenmektedir.

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

edilmiştir. GA popülasyonunun çeşitliliği için farklı mutasyon teknikleri ve çaprazlamalar kullanılmış, böylece optimizasyon için gereken nesil sayısı ciddi ölçüde düşürülmüştür [4]. SRR dizgesi, rezonans frekansı ortalanarak, 21 ayrı frekansta optimize edilmiş ve her optimizasyon 20 nesilde tamamlanmıştır. Böylece, SRR dizgesinin homojenleştirilmesi için toplam 16800 sayısal benzetim yapılmıştır. GA optimizasyonlarında kullanılan maliyet fonksiyonu

$$\mathbf{MF} = \left\| \mathbf{P}(\mathbf{r}) - \mathbf{P}_{ref}(\mathbf{r}) \right\|_{2} / \left\| \mathbf{P}_{ref}(\mathbf{r}) \right\|_{2}$$
(1)

şeklinde gösterilebilir. Burada, $P(\mathbf{r})$ ve $P_{ref}(\mathbf{r})$ sırasıyla ilgili GA bireyinin ve referans SRR dizgesinin oluşturduğu konuma bağlı güç yoğunluğu değerleridir.

Elektromanyetik saçılım problemlerinin sayısal benzetimleri için yüzey denklemleri kullanılmıştır. SRR yüzeyleri mükemmel elektrik iletken (PEC) açık plakalar olarak tanımlanmıştır. Dolayısıyla, SRR dizgesinin analizi için elektrik-alan integral denklemi (EFIE) kullanılmıştır. Homojenleştirme optimizasyonunda yer alan manyetik blok geometrisine ait saçılım problemlerinin çözümlerinde ise elektrik-manyetik akım birleşik alan integral denklemi (JMCFIE) [5] tercih edilmiştir. PEC yapıda yalnızca elektrik akımı, manyetik yapıda ise hem elektrik hem de manyetik akımlar yüzeyler üzerinde tanımlanmış ve hepsi Rao-Wilton-Glisson [6] fonksiyonları ile ayrıklaştırılmıştır. Matris denklemleri iteratif biçimde esnek GMRES (FGMRES) yöntemi ile çözülmüş, matris-vektör çarpımları çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (MLFMA) [7] ile hızlandırılmıştır. SRR'ler karmaşık ve güçlü etkileşime sahip yapılar olduğundan, problemlerin FGMRES ile çözümlerinde ön koşullandırıcı olarak ikinci katman oluşturulmuştur. Bu katmanda da iteratif çözücü kullanılmış, gerekli matris-vektör çarpımları yaklaşık MLFMA (AMLFMA) ile gerçekleştirilmiştir. Manyetik blok çözümlerinde kullanılan JMCFIE hızlı iteratif yakınsamalar vermesine rağmen, bu çözümler de benzer biçimde hızlandırılmıştır.



Şekil 1. (a) SRR dizgesi ve onu kapsayan blok geometrisinin düzlem dalga ile aydınlatılması. (b) SRR dizgesinin ve optimize edilmiş manyetik blok için merkez eksen boyunca elde edilen güç yoğunluğu değerleri.

3. Sayısal Örnekler

Homojenleştirmeye örnek olarak, 3×20×15'lik bir SRR dizgesi ele alınmıştır. SRR dizgesindeki birim elemanlar iç içe ters yönde yarıkları olan ayrık halkalardan oluşmaktadır [8]. Dış halkanın iç ve dış yarıçapları sırasıyla 2.19 mm ve 2.87 mm iken, iç halkanın iç ve dış yarıçapları 1.14 mm ve 1.79 mm'dir. Ayrıca, iç ve dış halkalardaki yarık boyu 0.192 mm olarak belirlenmiştir. SRR'ler dizge içinde, x ve y yönünde 7 mm, z yönünde 12 mm olarak periyodik şekilde yerleştirilmiştir. SRR yapılarının geometrik yakınsamayı sağlayacak biçimde ayrıklaştırılmasıyla 57,600 bilinmeyenli matris denklemleri oluşturmuştur. Şekil 1(a)'da gösterildiği üzere, aydınlatma olarak –x yönünde düzlem dalga (1 V/m) kullanılmış, +y yönünde polarizasyon verilmiştir. Elektromanyetik saçılım problemleri 7.5 GHz'ten 9.5 GHz'e kadar 0.1 GHz adımlarla çözülmüştür. Geometrinin merkezini ortalayan, toplam 200 mm'lik doğrusal hat üzerinde güç yoğunluğu değerleri her frekans için

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

hesaplanmıştır. SRR dizgesi için hesaplanan bu değerler, homojenleştirme optimizasyonları için referans olarak kullanılmıştır. Homojenleştirme için SRR dizgesinin tamamını kapsayabilecek en küçük blok yapısı kullanılmıştır. Manyetik özellikte tanımlanan blok 19.7×138.7×168 mm boyutlarındadır. Blok geometrisi 3 mm'lik üçgenleme ile ayrıklaştırıldığında 39,480 bilinmeyenli matris denklemleri oluşturmuştur. Blok yapısı SRR dizgesine göre çok daha basit bir geometrik yapıya sahip olmakla birlikte bilinmeyen sayısı bakımından da çözümü daha kolaydır.

Optimizasyonlardaki maliyet fonksiyonu için, manyetik blokların ve SRR dizgesinin merkezinden 80–100 mm uzaklıkta eksen üzerinde güç yoğunluğu değerleri kullanılmıştır. Eksen üzerindeki aralıkta elektromanyetik tepkilerin karşılaştırılması ile optimizasyon sonucunun gerçek probleme mümkün olduğunca yakın cevap vermesi sağlanmıştır. Şekil 1(b)'de SRR dizgesine ve optimize edilmiş manyetik yapılara ait güç yoğunluğu değerleri, düzlem dalganın yayılım yönündeki örnek noktalarına ve frekansa göre verilmiştir. Yapının 8.3 GHz'ten başlayarak 8.8 GHz'e kadar güçlü bir rezonans tepkisi verdiği açıkça görülebilmektedir. SRR dizgesi ve manyetik yapılar rezonans bandında negatif manyetik geçirgenlik (μ_R) gösterdiği için, arkalarına elektromanyetik güç geçirmemişlerdir. Optimize edilen frekanslar için μ_R değerleri Tablo I'de verilmiştir. Rezonans bölgesinin öncesinde ve sonrasında elde edilen μ_R değerleri bire yakın seviyelerdeyken, rezonans bölgesinde negatif değerler almıştır. Böylece, görece karmaşık ve periyodik sonlu bir geometri, basitleştirilmiş yapılarla ile ifade edilebilmiştir.

TABLO I SRR DİZGESİNİN HOMOJENLEŞTİRİLMESİ İLE ELDE EDİLEN µ_r DEĞERLERİ

Frek. (GHz)	7.5	7.6	7.7	7.8	7.9	8.0	8.1	8.2	8.3	8.4	8.5
μr	1.32	1.33	1.36	1.37	1.43	1.34	1.34	1.33	-256	-2.97	-4.14
Frek. (GHz)	8.6	8.7	8.8	8.9	9.0	9.1	9.2	9.3	9.4	9.5	
μr	-6.82	-3.50	-6.82	3.64	2.35	1.1	1.1	1.11	1.1	1.1	

4. Sonuç

Bu çalışmada sonlu yapılara sahip metamalzemelerin, sayısal yöntemlerle homojenleştirilmesi sunulmuştur. Özellikle, dar frekans bantlarında negatif manyetik geçirgenlik karakteri sergileyen SRR yapılarının homojenleştirilmesi gösterilmiştir. Homojenleştirme, sonlu SRR dizgesini kapsayacak boyuttaki manyetik blok yapısının μ_R değerlerinin GA ile optimize edilmesi şeklinde gerçekleştirilmiştir. Optimizasyon aşamasında gereken elektromanyetik saçılım problemleri MLFMA kullanarak hassas ve hızlı biçimde çözülmüştür. Yapılan optimizasyonlar sonucu, hem karmaşık yapılar daha basit geometrilerle ifade edilebilmekte hem de fiziksel özelliklerinden (özellikle sonlu yapı özelliğinden) feragat edilmemektedir.

Kaynaklar

[1]. Smith D. R. ve Pendry J. B., "Homogenization of metamaterials by field averaging (invited paper)," Journal of the Optical Society of America B, cilt.23 no.3, s.391–403, Mart 2006.

[2]. Silveirinha M. G. ve Fernandes C. A., "Homogenization of 3-d-connected and nonconnected wire metamaterials," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., cilt.53 no.4, s.1418–1430, Nisan 2005.

[3]. Luna D. R., Vasconcelos C. F. L. ve Cruz R. M. S., "Using natural optimization algorithms and artificial neural networks in the design of effective permittivity of metamaterials," SBMO/IEEE MTT-S International Microwave Optoelectronics Conference (IMOC), s.1–4, Ağustos 2013.

[4]. Önol C. ve Ergül Ö., "Optimizations of patch antenna arrays using genetic algorithms supported by the multilevel fast multipole algorithm," Radioengineering, cilt.23 no.4, s.1005–1014, 2014.

[5]. Ylä-Oijala, P. ve Taskinen, M., "Application of combined field integral equation for electromagnetic scattering by dielectric and composite objects," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.53 no.3, s.1168–1173, Mart 2005.

[6]. Rao S. M., Wilton D. R. ve Glisson A. W., "Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.30 no.3, s.409–418, Mayıs 1982.

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

[8] İbili H., Karaosmanoğlu B. ve Ergül Ö., "Demonstration of negative refractive index with low-cost inkjetprinted microwave metamaterials," Microw. Opt. Technol. Lett., cilt.60 no.1, s.187–191, Ocak 2018.

Mobil İletişimde Çok-Taşıyıcılı Modülasyon Sistemleri için Tepe Gücü/Ortalama Güç Oranını Düşürme Teknikleri

Gözde KAÇAN, Asuman SAVAŞCIHABEŞ Nuh Naci Yazgan Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Kayseri, Türkiye gozdekacan1@gmail.com, ahabes@nny.edu.tr

Özet: Yüksek iletim veri hızına erişilmek için iletişimde çok-taşıyıcılı modülasyon teknikleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Çok-taşıyıcılı modülasyon tekniği frekans seçici sönümlemnme ile başedebilme ve düşük hesaplama karmaşıklığı avantajıyla dijital yayınlarda ve genişband iletişimde yaygın olarak kullanılmaktadır. Kablolu ve kablosuz iletişimde yüksek hızlı veri iletimine ve yüksek spektral verimliliğe ulaşmak için dikgen frekans bölmeli çoğullama teknikleri çokça kullanılan çok-taşıyıcılı modülasyon teknikleridir. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) sistemlerinde FFT işlemi ile gönderilen verinin çok sayıda dikgen alt-taşıyıcılar üzerinden iletimi sağlandığından OFDM sistemleri yüksek tepe gücü/ortalama güç (PAPR: Peak-to-average-power ratio) oranına sahiptir. Bu çalışmada PAPR azatma tekniği sunulmuş, PSK/QAM modülasyonları kullanılarak farklı sayıda alt-taşıyıcılar için kümülatif dağılım fonksiyonu(CCDF) ile PAPR değişimi analiz edilmiştir.

Abstract: Multi-carrier modulation techniques are widely used in communication systems to achieve high transmission rate. Multi-carrier modulation techniques are widely used in digital broadcasts and broadband communications with the advantage of frequency selective fading and low computational complexity. Orthogonal frequency division multiplexing techniques are widely used multi-carrier modulation techniques to achieve high-speed data transmission in wired and wireless communication and high spectral efficiency. OFDM systems have a high peak-to-average-power ratio (PAPR), since OFDM data is transmitted over a large number of orthogonal subcarriers by means of FFT operation. In this study, PAPR reduction technique is presented and the cumulative distribution function and PAPR variation for different sub-carriers are analyzed using PSK / QAM modulations.

1. Giriş

Kablosuz iletişim son on yılda multimedya iletişiminde büyük bir gelişme nedeniyle veri hızı talebinde daha önce görülmemiş bir artış görmüştür. Spektrum sınırlı bir kaynak olduğu için, veri hızının artan talebini karşılamak için spektrumu etkin bir şekilde kullanmak zorunludur. Ortogonal frekans bölmeli çoğullama (OFDM) tekniği yüksek spektral verimlilik, yüksek bir oranı ve çoklu-yol sönümlenmesine bağışıklık özellikleri nedeniyle pekçok sayısal iletişim tekniğinde tercih edilmektedir. Bu nedenle, dijital ses yayını (DAB), dijital video yayını (DVB) (karasal dijital televizyon sistemleri ve mobil televizyon sistemleri) IEEE 802.11a / g / n, IEEE 802.15, IEEE 802.16e, IEEE 802.20, dördüncü nesil mobil geniş bant standardı gibi bir dizi farklı uygulamada kullanılmıştır. Bununla birlikte, yüksek tepe gücü/ortalama güç oranı (PAPR), bu popüler dalga biçimi oluşturma tekniğinin büyük bir dezavantajıdır. Yüksek PAPR'a sahip bir sinyal, bant içi distorsiyona, doğrusal olmayan bir amplifikatörün çıkışında bant dışı enterferansa ve alıcıda bit hata oranı (BER) performans düşüşüne neden olur. Bu tür eksiklikleri önlemek için, güç verimliliğinin azaldığı doğrusal bölgede çalışmak için yüksek güç amplifikatörüne (HPA) ihtiyaç vardır; Yani, enerji verimliliğini tehlikeye atan spektral verim elde edilir. Bu, OFDM'in düşük güçlü cihazlar için etkisiz olmasını sağlar. Bu problemin üstesinden gelmek için uygun sinyal işleme teknikleri ile PAPR azaltma teknikleri geliştirilmiştir. Literatürde kodlama, kırpma ve filtreleme, ton ekleme, aktif grup genişletme, seçici eşleme gibi metodlar kullanılmıştır.[1-4]

PAPR düşürme tekniklerinde kullanılan çalışmalar ya daha fazla PAPR azaltma ya da tekniğin karmaşıklığı azaltma ile ilgilenmiştir. Bu çalışmada önce PAPR tanımı verilmiş ardından kullanılan sistem parametreleri ile gerçekleştirilen simülasyon çalışmasında modülasyon metodu QPSK/QOFDM, alt-taşıyıcı sayısı N=32,64,128,256 ve 512 için HPA (High Power Amplifier) olarak lineer amplifikatör, ve kanal olarak AWGN kanal altında 10000 iterasyon için PAPR-CCDF performansı incelenmiştir.

2. Çok-Taşıyıcılı Modülasyon Sistemlerinde PAPR

OFDM bir çok-taşıyıcılı iletişim sistemidir. Mevcut bant genişliği, kanal bant genişliğinin tutarlılık bant genişliğinden daha az olacağı şekilde bir dizi dar alt banda ayrılmıştır. Bu nedenle frekans seçici sönümlenmenin OFDM üzerinde hiçbir etkisi yoktur; daha ziyade, düz sönümlenme tarafından etkilenir ve bu OFDM alıcısını daha az karmaşık ve ucuz hale getirir. OFDM zaman alanı sinyali, aşağıdaki şekilde ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT) kullanılarak frekans alan sinyalden elde edilebilir:

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left(X_k e^{(j2\pi kn/N)} \right)$$
(1)

burada $j = \sqrt{-1}$ ve n = 0, 1, 2, ..., N - 1. Her bir frekans-alanı sembolü, temel frekansın bir tamsayı katsayısı olan frekansa sahip olan ilgili bir sinüs dalgası ile çarpılır; bunu, sonuçta meydana gelen tüm sinüs dalgalarının eklenmesi ve ilave edilen karmaşık sinyalde örnekleme yapılması izler. Örnekleme, ayrı bir işlem olduğundan, N alt taşıyıcıları için N numunelerinin alınması, kesintisiz sinyalin tam bilgisini sağlayamaz; daha ziyade, sürekli dalga formunun tüm pikleri yakalanamadığı için bilgi kaybı meydana gelir. Bu etkiyi hafifletmek için, L, bir tam sayıdır, daha fazla örnekleme yapılır; yani, N alt taşıyıcıların OFDM sistemi için, toplam NL örneği alınır. L = 4 sürekli sinyalin doğru bir yaklaşımını sağlayabilir [8]. Bu durumda (1) aşağıdaki gibi olur:

$$x_{n} = \frac{1}{NL} \sum_{k=0}^{NL-1} \left(X_{k} e^{(j2\pi kn/NL)} \right)$$
(2)

burada n = 0, 1, 2, ..., NL - 1. Tüm sinüs dalgaları nth anında tutarlı bir şekilde eklendiğinde n'deki bir örnek çok yüksek bir güce sahip olabilir; Bu, o zamandaki en yüksek güç oranının çok yüksek bir oranını ortalama sinyal gücüne yapar. Bu kadar yüksek PAPR çok nadir olmakla birlikte, geniş bir çalışma aralığına sahip bir HPA tasarlamayı zorlaştırmaktadır.

Bir OFDM sinyalinin PAPR'ı şu şekilde tanımlanır:

$$PAPR(x_n) = 10\log_{10}\left[\frac{\max(|x_n|^2)}{E\{x_n\}^2}\right]$$
(3)

max (.) maksimum değer fonksiyonunu temsil eder.(n = 1, 2, 3, ... NL.) Yüksek PAPR değeri çok-taşıyıcılı sistemlerde sistem performansını olumusuz etkilemekted, işaret bozulmalarına sebep olmaktadır. PAPR değerinin tümleyici kümülatif dağılım fonksiyonu (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) aşağıdaki eşitlik ile tanımlanmaktadır:

$$CCDF(PAPR_0) = P_r \{ PAPR > PAPR_0 \}$$
(4)

3. PAPR Azaltma Teknikleri

Literatürde yüksek PAPR düşürmek için en çok kullanılan teknikler temel olarak

- 1) Sinyal karıştırma,
- 2) Olasılıksal çoklu-sinyalleşme
- 3) Kodlama

kategorilerinde yer almaktadır. Bu açıdan incelendiğinde sinyal karıştırma teknikleri içinde kırpma ve filtreleme, Tepe Pencereleme, Genişletme, Tepe Yok Etme; Olasılıksal Çoklu-Sinyalleşme teknikleri içinde Ton Rezervasyonu, Ton Ekleme, Seçici-eşleme, Kısmi İletim Dizisi yöntemleri yer almakta ve son olarak kodlama teknikleri arasında ise Blok Kodlama, Turbo Kodlama yer almaktadır.

Burada yapılan sınıflandırmada ilk gruptaki teknikler OFDM sinyalinin non-lineer bozulması sonucu gerçeklenmektedir. İkinci gruptaki tekniklerde seçici-eşleme (SLM) uygulanmakta ve kodlama metodlarında ise PAPR azaltma amacıyla OFDM de Turbo kodlama gibi hata düzeltme kodları kullanılmaktadır [5].

4. Simülasyon Sonuçları

Alt-taşıyıcı sayısının artışında karşılık PAPR-CCDF grafikleri Şekil.1.'de gösterilmektedir. Herbir N alt-taşıyıcı için teorik sonuçlar ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir. N azaldıkça simülasyon sonuç eğrisi teorik sonuçlardan sapmaktadır. CCDF=10⁻¹ olduğunda N=32,64,128 ve 512 için PAPR'lar sırasıyla 7.6dB, 8dB, 8.5dB, 8.9dB ve 9.3dB'dir.



Şekil 1. FFT kullanılan OFDM Sistemlerinde N=32-512 için PAPR-CCDF Değişimi.

5. Sonuçlar ve Tartışma

Sistem yapısında IFFT kullanılan OFDM sistemlerinde PAPR değerinin düşürülmesi ve PAPR azaltma teknikleri incelenmiştir. Simulasyonda 32,64,128,256 ve 512 alt-taşıyıcı için sistem performansı teorik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Dikgen frekans bölmeli modülasyonda yüksek alt-taşıyıcı kullanıldığında simülasyon sonuçlarının teorik sonuçlara yaklaştığı görülmektedir. Düşük alt-taşıyıcı sayısında ise daha iyi PAPR azaltıldığı ancak teorik sonuçlardan uzaklaşıldığı tespit edilmiştir. Sonraki çalışmalarda PAPR azaltma teknikleri ayrı ayrı uygulanarak farklı modülasyon teknikleri için performans karşılaştırmaları gerçekleştirilebilir.

Kaynaklar

[1]. R. W. Bauml, R. F. H. Fisher, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," IEE Electron. Lett., vol. 32 no.22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.

[2]. J. Tellado, "Peak to average power reduction for multicarrier modulation", Doktora Tezi, Dept. Elect. Eng., Stanford Univ., Stanford, CA, USA, 2000.

[3].C. Tellambura, "Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers," IEEE Commun. Lett., vol. 5, no. 5, pp. 185-187, May 2001.

[4]. H. Ochiai and H. Imai, "On clipping for peak power reduction of OFDM signals," in Proc. IEEE Glob. Comm.Conf. San Francisco, CA, USA, 2000, pp. 731-735..

[5]. Y. Rahmatullah and S. Mohan, "Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: A survey and taxonomy", IEEE Commun. Surveys Tuts. Vol. 15 no.4,pp. 1567-1592, 4th Quart., 2013.

[6]. M., Baro and J., Ilow, "PAPR reduction in OFDM using wavelet packet per-processing", Proc. of the 5th IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC2008), pp.195-198, 2008.

WLAN Uygulamaları için İkili Bant Durdurucu Minyatürize Frekans Seçici Yüzey Tasarımı

Seda HABERGÖTÜREN ATEŞ, Ertuğrul AKSOY Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara sedahabergoturen@gazi.edu.tr, ertugrulaksoy@gazi.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, WLAN bandında istenmeyen sinyalleri, girişimleri, gürültüyü önlemek ve veri kontrolünü sağlamak amacıyla 2.4 GHz ve 5 GHz frekanslarında bant durdurucu minyatürize Frekans Seçici Yüzey (FSY) tasarlanmış ve benzetim sonuçları verilmiştir. Tasarlanan yapının farklı geliş açılarına bağlı olarak 0-3.5 GHz bandında kararlı olduğu gözlemlenmiştir.

Abstract: In this study, a band-stop miniaturized frequency selective surface (FSS) at 2.4 GHz and 5 GHz frequencies was designed to provide unwanted signals, interference, noise suppression and data control in the WLAN band and simulation results are given. It is observed that the designed structure is stable depending on the different incidence angles in the 0-3.5 GHz band.

1. Giriş

FSY'ler, elektromanyetik dalgaların frekans değerlerine göre seçilimini sağlayan periyodik yapılardır. [1] FSY'ler, yapıların tasarımına göre belirli frekansları geçirirken, belirli frekanslarda durdurucu özellikler göstererek elektromanyetik filtre olarak kullanılmaktadır. FSY'lerin boyutu, elemanlar arası mesafe, kullanılan malzeme, alt katmanın kalınlığı ve geometrik özellikleri gibi parametreler yapının geçirgenlik karakteristiğini belirler. [1]

Haberleşme teknolojilerinin hızlı ilerleyişi ile beraber WLAN (Kablosuz Yerel Alan Ağları) bantlarında ortaya çıkan veri trafiğinin denetlenmesi önemli bir konu haline gelmektedir. WLAN bandındaki frekans değerlerinin kontrolü, haberleşmede güvenliği sağlama ve elektromanyetik girişimi önleme gibi nedenlerden ötürü büyük önem taşımaktadır. Bu büyük veri trafiğinde elektromanyetik dalgaların filtrelenmesi amacıyla FSY kullanmak etkili bir çözüm sağlamaktadır.

Önceki çalışmalarda da gösterildiği üzere 5 GHz bandını durduran bant durduran [2], ya da yalnızca 2.45 GHz bandını durduran FSY'ler tasarlanabilmektedir [3]. Bu çalışmada hem 2.4 GHz bandında hem de 5 GHz bandında bant durduran, farklı geliş açılarıyla kararlı ikili bant durdurucu FSY minyatürizasyon tekniği ile tasarlanmıştır.

2. Frekans seçici yüzey tasarımı

Frekans seçici yüzey tasarımından önce kullanılacak frekans bandında rezonans frekansı hesaplaması yapılabilir. Bu hesaplama ile, yapının diğer parametrelerinden bağımsız, yalnızca boyut parametresi ile ilgili bir yaklaşık değer elde edilmektedir. Şekil 1'dekine benzer döngü yapı frekans seçici yüzeylerde rezonans frekansı hesaplamasında aşağıdaki denklem kullanılabilir. [1]

$$C = \lambda_r = c/f_r \tag{1}$$

Bu denklemde *C* (circumference) yapının çevresini ifade ederken, λ_r ise yapının belirlenen rezonans frekansındaki dalga boyunu simgelemektedir. Dalga boyu (λ_r), ışık hızının (*c*) rezonans frekansına (f_r) bölünmesiyle elde edildiği için yapının boyutunun artması rezonans frekansının küçülmesine neden olmaktadır. Frekans seçici yüzeyin alçak frekanslarda çalışmasını sağlamak için boyutunu artırmak üretim aşamasında ideal bir seçenek değildir. Üretimdeki limitlerden dolayı boyutu artırmadan çalışma frekans değerini azaltmak minyatürizasyon olarak adlandırılmaktadır. Frekans seçici yüzeyi minyatürize etmek için iletken uzunluğunu artırmak; eşdeğer indüktansı artırırken, iletken bölümlerin yakınlaşmasından dolayı eşdeğer kapasitansı da artırmış olur [4].

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

Bu çalışmadaki tasarımda alt katman olarak 0.51 mm kalınlığında Arlon AD300 kullanılmıştır. Sarı ile belirtilen iletken kısımda ince bakır tabaka kullanılmıştır. Şekil 1'de tasarlanan yapının boyutları ve minyatürizasyon tekniği ile tasarım aşamaları gösterilmiştir. Öncelikle 2.4 GHz bandına uygun bakır kare döngü yapı tasarlanmıştır. Daha sonra dört adet döngü çember yapı tasarlanıp kare döngünün içine yerleştirilmiştir. Şekil 2(b)'de yapının merkezine kare yama yapı yerleştirilmiştir. Şekil 3(c)'de bu kare yama yapı şeklin içinden çıkarılmıştır. Şekil 2'de bu aşamalardaki transfer karakteristiği analiz sonuçları gösterilmiştir. Böylece akımın geçeceği iletken yolun uzunluğu yeniden ayarlanarak frekans değeri azaltılmıştır. Şekil 2'de kare yama döngünün bant durduran değeri yaklaşık 2.4 GHz değerinde kararlı kalırken, ikinci bant durduran frekansı 7 GHz değerinden yaklaşık 5 GHz değerine doğru azalmıştır.



Şekil 1.Frekans seçici yüzey tasarım aşamaları



Şekil 2. Yapının Şekil 1'deki minyatürizasyon aşamalarındaki analiz sonuçları (Genlik dB cinsinden verilmiştir)

3. Simülasyon sonuçları

Tasarım CST MWS programıyla tasarlanmış ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Şekil 2'deki (c) grafiğine göre 2.4 GHz frekans değeri için bant genişliği 0.37866 GHz, 5 GHz frekans değeri için bant genişliği 0.82532 GHz'dir. Simülasyon sonuçlarına göre tasarımın WLAN bandındaki frekanslarda istenmeyen sinyalleri önlemek, gürültüyü azaltmak, girişimi önlemek ve veri trafiğini kontrol etmek amacıyla kullanılabileceği belirlenmiştir.





Şekil 3. Önerilen yapının farklı geliş açılarında TE (a) ve TM (b) modda sırayla S_{11} ve S_{22} parametreleri

Tasarlanan yapının, farklı geliş açılarına göre kararlılık durumu Şekil 3'te incelenmiştir. Buna göre dalganın geliş açısı 0-50° aralığında 10° değişim aralığıyla değiştiği takdirde, yapının transfer karakteristiği 0-3.5 GHz aralığında kararlı kalmaktadır. Bu aralığın dışında 5 GHz frekans değeri için, yapının farklı geliş açılarında kararlı olmadığı görülmüştür. Ancak tasarlanan yapı, bu frekansın etkilediği iç taraftaki minyatürize edilmiş bakır eleman, optimize edilerek daha kararlı bir hale getirilebilir. Geliş açısı değiştikçe TE modda transfer karakteristiği hiç değişmezken, TM modda küçük değişiklikler olduğu gözlemlenmektedir. Frekans durumu açısından daha hassas bir cevap istendiğinde, tasarın geliştirilerek bu küçük frekans oynamaları önlenebilir.

4.Sonuç

Bu çalışmada WLAN bandında ikili bant durdurucu FSY tasarlanmıştır. Tasarım aşamalarında yapının istenilen frekansta çalışmasını sağlayabilmek için minyatürizasyon tekniğinden faydalanılmıştır. Benzetim sonuçlarına göre 2.4 GHz ve 5 GHz bandını durdurduğu gözlemlenmiştir. Bu tasarım, farklı dalga bantlarında çalışan ve WLAN bandındaki bu frekanslardan etkilenmek istemeyen sistemlerde, ayrıca gürültüyü/girişimi önlemek için ve veri trafiğinin kontrolünde de kullanılabileceği düşünülmektedir.

Kaynaklar

[1] Munk, B. Frequency selective surfaces: theory and design. New York: John Wiley, 2000.

[2] Choudhary, S., & Mewara, H. S. "A band-reject frequency selective surface with stable response for WLAN applications." Signal Processing and Communication Engineering Systems (SPACES), International Conference, Guntur, Hindistan, Ocak 2015 ss. 172-175.

[3] LI, Huangyan, Yang, C., Cao, Q., & Wang, Y. "A novel active frequency selective surface with switching performance for 2.45 GHz WLAN band." Microwave Conference, Nanjing, Çin, 2015.

[4] Hussain, T., Cao, Q., Kayani, J. K., & Majid, I. "Miniaturization of Frequency Selective Surfaces Using 2.5-D Knitted Structures: Design and Synthesis." IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, Cilt:65, Say1:5, ss. 2405-2412. URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

WR-187 Dalga Kılavuzunda Ayrık Halka Rezonatör ve Kesik Tel Rezonatörler ile Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık

Fulya Bağcı^{1*}, A. Egemen Yılmaz², Barış Akaoğlu¹ ¹Ankara Üniversitesi Fizik Mühendisliği Bölümü Ankara fbagci@eng.ankara.edu.tr*, akaoglu@eng.ankara.edu.tr

²Ankara Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr

Özet: Bu çalışmada iki ayrık halka rezonatör ve bir kesik telden oluşan frekans seçici yüzey yapısında rezonatörler arası etkileşimden yararlanılarak durdurucu bant içerisinde bir iletim bandı oluşturulmuştur. Sonrasında birim hücrede simetri kırılarak iletim bantlarının sayısı ikiye artırılmıştır. Rezonatörler arası mesafenin iletim bandına etkisi incelenmiştir. Frekans seçici yüzey yapısı üretilmiş, WR-187 dalga kılavuzu içerisine yerleştirilmiş ve durdurucu bant içerisinde iletim bandının varlığı deney ile doğrulanmıştır.

Abstract: In this study, a transmission band inside a stop band is created by using the interaction between the resonators of a frequency selective surface which consists of two split-ring resonators and a cut-wire. Then, by breaking symmetry in the unit cell, the number of transmission bands is doubled. The effect of the distance between the resonators on transmission band is investigated. The frequency selective surface structure is fabricated, placed inside a WR-187 waveguide and the presence of transmission band inside the stop band is experimentally verified.

1. Giriş

Dielektrik ortam üzerinde periyodik metal yamalar veya metalik tabaka üzerinde oyuklar, elektromanyetik dalgalara karşı Frekans Seçici Yüzey (FSY) özelliği göstermektedirler. FSY'ler mükemmel iletim özelliklerinden ötürü dikroik aynalarda, antenlerin radar tesir kesitinin azaltılmasında, radom uygulamalarında ve soğurucularda sıklıkla kullanılmaktadır [1]. Çoğu uygulama için yeterince geniş bant istenilse de bazı uygulamalarda durdurucu bant içerisinde dar bir iletim bandının olması arzu edilir (örn. algılayıcı gibi yüksek duyarlılık isteyen uygulamalarda). Bu tür uygulamalarda frekans seçici yüzeyin birim hücresi içerisinde birden çok rezonatör kullanılmakt rezonatörler arası yıkıcı girişimden faydanılabilir. Bu olgu kuantum mekaniğinde gözlenen elektromanyetik indüklenmiş saydamlığın klasik benzeridir ve FSY'lerin yanında birim hücre periyodikliği FSY'lere göre çok daha küçük olan metamalzemelerde de gözlenmektedir [2,3].

Bu çalışmada WR-187 mikrodalga kılavuzunda ölçüm alınmak üzere, FR-4 alttaş üzerinde I şeklinde bir kesik tel (KT) ve iki çift halkalı ayrık halka rezonatörden (AHR) oluşan bir FSY yapısı tasarlanarak elektromanyetik indüklenmiş saydamlık (EİS) olgusu araştırılmıştır. Rezonatörler arası mesafenin değiştirilmesi ile EİS iletim bandının ayarlanabileceği gösterilmiştir. AHR'lerin açıklıklarının olduğu yönlerin EİS frekansına etkisi incelenmiştir. FSY yapısı baskı devre teknolojisi ile üretilerek dalga kılavuzunda ölçülmüş, ölçüm sonuçları benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

2. Frekans Seçici Yüzeyin Tasarımı

WR-187 dalga kılavuzu boyutlarında tasarlanan FSY'lerin birim hücresi Şekil 1(a)'da gösterilen iki AHR ve Şekil 1(b)'de gösterilen bir kesik telden oluşmakta olup tüm yapı Şekil 1(c)'de gösterilmiştir. Bu FSY'nin oluşturulması aşamasında birim hücrede iki AHR ve bir KT öncelikle ayrı ayrı olarak tasarlanmıştır. Tasarımda tam-dalga ticari bir elektromanyetik yazılım programı olan CST Microwave Studio kullanılmıştır. TE dalga kılavuzuna benzemesi için birim hücre kenarlarına mükemmel elektriksel iletken sınır koşulları atanmıştır. AHR ve KT rezonatörler ile bu iki rezonatörün birlikte oluşturduğu FSY'nin iletim tepkisi Şekil 2(a)'da gösterilmiştir. İki AHR WR-187 dalga kılavuzunun çalışma frekans aralığı olan 3,153 GHz ile 6,305 GHz frekansları arasında olan 4,21 GHz frekansında iletim minimumu vermektedir. Durdurucu bandın maksimum yarısı tam genişliği (MYTG) 0,19 GHz'dir. KT rezonatör ise 4,64 GHz frekansta iletim minimumu vermektedir ve durdurucu bant MYTG bant genişliği 0,16 GHz'dir. Bu iki farklı rezonatör dalga kılavuzu boyutları içerisindeki birim hücrede birlikte iken ise 4,33 GHz frekansta ve %84,85 maksimum iletim oranında bir iletim penceresi oluşmaktadır. İletimin minimum olduğu birinci yansıma rezonansı olan 4,17 GHz'de yüzey akımları iki AHR üzerinde daha çok yoğunlaşırken ikinci yansıma rezonansının olduğu 4,69 GHz'de ise KT rezonatör üzerinde akım dağılımı daha fazladır. Maksimum iletimin olduğu 4,33 GHz frekanstaki yüzey akım dağılımı Şekil 2(b)'de verilmiştir. Bu frekansta sol ve sağdaki AHR'lerde yüzey akım dağılımı eşit oranlarda olup KT rezonatörüne göre yoğunluğu daha fazladır.



Şekil 2(a) AHR, KT ve AHR ve KT'nin birlikte iletim spektrumu, (b) EİS rezonansında yüzey akım yoğunluğu.

3. FSY'deki Ayrık Halka Rezonatörlerin Açıklık Yönlerinin Etkisi

Şekil 1(a)'daki AHR'ler *y* eksenine göre ayna simetrisine sahiptir. Bu rezonatörler Şekil 3(a)'nın içerisindeki gibi ayna simetrisi yerine öteleme simetrisine sahip olacak şekilde dizildiğindeki durum bu kısımda incelenmiştir. AHR ve KT'den oluşan FSY'nin iletim tepkisi Şekil 3(a)'da verilmiştir. Bu durumda durdurucu bant içerisinde 4,13 GHz'de %70 iletim oranında ve 4,30 GHz'de %85,75 oranında iki adet iletim bandı ortaya çıkmaktadır. EİS bantlarının sayısının ikiye çıkmasının sebebi yüzey akım dağılımı incelenerek açığa kavuşturulmuştur. 4,13 GHz frekansında yüzey akımları sağdaki AHR'de yoğunlaşırken (Şekil 3(b)), 4,30 GHz'de ise soldaki (Şekil 3(c)) AHR'de daha şiddetli bulunmaktadır. Bu durum birim hücrede asimetri yaratılarak durdurucu bant içerisindeki EİS bantlarının sayısının artırılabileceğini göstermektedir.



Şekil 3(a) Asimetrik FSY'nin iletim spektrumu, (b) birinci EİS maksimumunda ve (c) ikinci EİS maksimumunda yüzey akımı dağılımı.

4. Bağlaşım Mesafesinin Etkisi

İncelenen asimetrik yapıdan devam edilerek iki farklı rezonatör arasındaki mesafenin EİS bandına etkisi incelenmiştir. Bu amaçla rezonatörler Şekil 4'deki $\Delta s=0$ mesafesinden itibaren birbirlerine yaklaştırılmış veya uzaklaştırılmıştır. Rezonatörler arası Δs mesafesi değişimi ile birinci ve ikinci EİS bantlarının frekans ve iletim oranlarındaki değişim Tablo 1'de gösterilmiştir. Rezonatörler birbirinden uzaklaştıkça rezonatörler arası elektromanyetik bağlaşım gücü azaldığından EİS bandı maksimum iletim oranları düşmektedir.



Şekil 4(a) AHR ve KT rezonatörler arası mesafenin gösterimi, (b) farklı Δs'ler için iletim spektrumları.

⊿s mesafesi	Rezonans frekanslar	İletim oranları
Δs =-0,3 mm	4,10 GHz ve 4,30 GHz	%73,6 ve %86,1
$\Delta s = 0,3 \text{ mm}$	4,13 GHz ve 4,30 GHz	%67,0 ve %85,3
$\Delta s = 0,9 \text{ mm}$	4,19 GHz ve 4,32 GHz	%66,2 ve %82,1

Tablo 1. Rezonatörler arası ∆s mesafesi değişimi etkisi.

5. Ölçüm Sonuçları

Benzetim sonuçlarını karşılaştırmak için $\Delta s=0.9$ mm olan FSY yapısı FR-4 alttaş üzerine baskı devre teknolojisi ile üretilmiştir. Üretilen yapı Şekil 5(a)'da gösterildiği gibi tek bir WR-187 dalga kılavuzu içerisine yerleştirilerek Rohde&Schwarz ZVL13 ağ analizörü ile iletim spektrumu ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları Şekil 5(b)'de gösterilmiştir. Ölçüm sonuçlarında da durdurucu bant içerisinde bir iletim bandı olduğu görülmektedir. Ölçüm ile benzetim sonuçları arasındaki farklılık FSY'nin üretim hatalarından ve dalga kılavuzunun ortasında dik değil de biraz açı ile durmuş olabileceğinden kaynaklanabilir. Sonuç olarak, rezonatörler arasındaki yıkıcı etkileşim ise durdurucu bant içerisinde bir iletim bandının ortaya çıkarılması dalga kılavuzu kullanılarak gösterilmiştir.



Şekil 5(a) Dalga kılavuzu içerisinde üretilen FSY ve (b) ölçülen iletim spektrumu.

Teşekkür: Bu çalışma 117E504 no'lu proje ile Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından ve 16B0443005 ve 17B0443006 no'lu projeler ile Ankara Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Birimi (BAP) tarafından desteklenmiştir. Dalga kılavuzunda ölçümler sırasında yardımından ötürü Emrullah Karakaya'ya teşekkür ederiz.

Kaynaklar

[1] Munk B. A., Frequency Selective Surfaces: Theory and Design, John Wiley&Sons Inc., 2000.

[2] Bagci F., Akaoglu B., "Single and multi-band electromagnetic induced transparency-like metamaterials with coupled split ring resonators," J. Appl. Phys., cilt. 122, s. 073103, 2017.

[3] Amin M., Ramzan R., Siddiqui O., "Slow wave applications of electromagnetically induced transparency in microstrip resonator," Sci. Rep., cilt 8, s. 2357, 2018.

5.Nesil Haberleşme Uygulamalarına Yönelik Mikroşerit Anten Tasarımları

Buğrahan Şahin, Dilek Uzer, S. Sinan Gültekin ve Rabia Top* Selçuk Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Konya bugrahansahin1993@gmail.com, dilek uzer@selcuk.edu.tr,sgultekin@selcuk.edu.tr

> *Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Karaman rabiatop@kmu.edu.tr

Özet: Çalışmada, 5.Nesil kablosuz veri haberleşme ihtiyaçlarını karşılayabilecek şekilde 28GHz' lik çalışma frekansına sahip, geniş bantlı ve küçük boyutlu mikro şerit anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. Tasarımlar FR-4, Rogers Duroid 5870 ve 5880 taban malzemeleri kullanılarak yapılmıştır. Gömülü besleme kullanan dikdörtgen antenlerin fiziksel parametreleri simülasyon ortamında en iyi sonuçları verecek şekilde iyileştirilmiştir. Yine Duroid malzemelerin iki farklı kalın için tasarımları yapılarak sonuçları karşılaştırılmıştır. Tasarımlarda çalışma frekansları tam olarak sağlanırken %10'un üzerinde bant genişlikleri elde edilmiştir. Ayrıca oldukça küçük boyuta sahip olmaları ile bu antenlerin yeni nesil haberleşme cihazlarıyla uyumlu bir biçimde kullanılabileceği ortaya koyulmuştur.

Abstract: In this study, wideband and small microstrip antenna designs that has a operation frequency of 28GHz which meet 5.Generetion wireless data communication needs are realized. Designs are made by using FR-4, Rogers Duroid 5870 and 5880 substrate materials. Physical parameters of rectangular antennas with inset-fed are optimizated in simulation media as giving the best results. Again results are compared with making Duroid materials thicknesses twice. By these designs, operation frequencies are ensured with bandwithsover 10%. Also having very small dimensions, it is introduced that these antennas can be used with new generation communication devices as compatibly.

1. Giriş

Günümüz yeni nesil haberleşme teknolojileri geliştirilirken geniş bant ve yüksek veri hızı taleplerinin aynı zamanda taşınabilir cihazların tercih edilmesiyle beraber küçük ve tümleşik yapıya sahip, düşük güç tüketen elektronik tasarımlara ve özellikle de antenlere ihtiyaç duyulmaktadır. Her geçen gün kablosuz teknolojilerin hayatımızın her alanına girmesiyle kullanıcı sayısı artarken kullanıcıların hız ve yapabilecekleri konusundaki talepleri de artmaktadır. Bu talepleri karşılayabilmek adına çok sayıda araştırmacı ve otorite kuruluş, yoğun şekilde çalışmaktadır. Böylelikle haberleşme frekansları 28GHz ve üzerindeki bölgeye çekilerek ihtiyaca cevap verilmesi planlanmaktadır. 2020 itibariyle 5.Nesil hücresel haberleşme sistemlerinin kullanımına geçilecek olması ve yine Endüstri 4.0 uygulamalarının giderek yaygınlasması bu alandaki heyecan verici gelismelerdendir [5-10].Mikro şerit antenler basit yapıları, küçük ve istenilen geometride kolayca tasarlanabilmeleri. düsük maliyette ve nispeten zahmetsizce üretilmeleri ve her türlü yüzeye rahatlıkla yerleştirilebilmeleri gibi özelliklerinden dolayı ilk ortaya atıldıkları 1970'lerden beri kendilerine çok sayıda kullanım alanı bulmaya devam etmektedirler [1-4]. En basit yapı olan dikdörtgen mikro şerit anten yapısı (DMŞA) literetürde tasarım ifadeleri mevcut olan, aynı zamanda kolaylıkla imalatı yapılabilen bir anten şeklidir. Bu nedenle çalışmamızda da tercih edilmiş olup antenler HFSS ile simüle edilmiştir [11]. Simülasyonlar sonucunda dönüş kaybı, giriş empedansı ve ışıma deseni değerleri elde edilmiştir. Yapılan tasarım ve elde edilen sonuçlar sonraki bölümlerde ayrıntılı olarak açıklanmıştır.

2. Anten Tasarımları

Çalışmada literatürdeki formüller kullanılarak geleneksel gömme beslemeli dikdörtgen toprak düzlemi ve tabana sahip dikdörtgen mikro şerit anten (DMŞA) tercih edilmiştir [5-9]. Şekil 1'de anten yapısı görülmektedir. Toprak

düzlemi ve taban boyutları L_{Tpr} ve W_{Tpr} , yama boyutları L ve W, gömme besleme hattının yama içine girme miktarı ise x_G ile gösterilmiştir. Tasarımlara 1.6 mm kalınlığındaki FR-4 (ε_r =4,4), Rogers firmasına ait Duroid 5870 (ε_r =2,2) ve Duroid 5880 (ε_r =2,33) ile başlanmıştır. ANSYS HFSS yazılımı kullanılarak antenlerin simülasyonları gerçekleştirilmiştir [11]. Tasarım ifadeleriyle ilk fiziksel parametreler belirlenmiş olup, simülasyonlarda en iyi frekans, bant genişliği ve giriş empedansı değerlerini verecek şekilde bu parametreler optimize edilmiştir.



Şekil 1. Tasarlanan dikdörtgen mikroşerit anten yapısı

3. Sonuçlar

Şekil 2' deki dönüş kaybı grafiğinde aşağıdaki Kırmızı renkli çizgi FR-4, Mavi renkli çizgi Duroid 5870 ve Yeşil renkli çizgi ise Duroid 5880 ile elde edilen değerleri göstermektedir. Aynı zamanda aşağıdaki çizgiler 1.6 mm kalınlığındaki tabanlar üzerine yapılan tasarımlara aitken yukarıdaki çizgilerin tasarımları 3.2 mm kalınlığında tabanlar kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekilden yapılan tasarımların küçük boyutlarla beraber istenilen çalışma frekansını ve bant genişliğini karşıladığı ayrıca oldukça iyi kazanç değerlerine sahip olduğu görülmektedir. Yine taban kalınlığı iki katına çıkartıldığında anten performansının azaldığı gözlenmiştir.





URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

Tasarım	$f_r(GHz)$	<i>L</i> (mm)	W(mm)	$L_{Tpr}(\mathbf{mm})$	$W_{Tpr}(\mathbf{mm})$	x _G (mm)	BG(%)	$Z_G(\Omega)$
FR-4, <i>h</i> =1,6mm	28,00	1,66	3,26	11,00	13,00	1,70	10,71	50,54
5870, <i>h</i> =1,6mm	28,02	2,38	4,15	12,00	14,00	1,61	17,79	49,95
5880, <i>h</i> =1,6mm	28,22	2,44	4,24	12,00	14,00	1,63	17,88	50,12
5870, <i>h</i> =3,2mm	28,05	1,28	4,15	10,00	14,00	1,60	6,95	71,14
5880, <i>h</i> =3,2mm	28,04	1,66	4,24	10,00	14,00	1,70	6,96	75,56

Tablo 1. Anten Parametreleri ve Sonuçlar



Şekil 3. 1.6 mm kalınlığındaki üç farklı taban üzerine tasarlanan antenler için ışıma desenleri a) FR-4,b)Duroid 5870 c) Duroid 5880.

Şekil 3'te düz çizgiler Elektrik, noktalı çizgiler ise Manyetik alan değerlerini temsil etmektedir. Işıma desenleri dB cinsinden Kazanç değerlerine göre çizdirilmiş olup en iyi sonuçlara FR-4 ve Duroid 5870 ile ulaşıldığı görülmektedir. Kullanılan tasarım parametreleri ve elde edilen sonuçlar Tablo 1'de de sayısal olarak verilmiştir.

5. Değerlendirme

Çalışma sonuçları incelendiğinde görülmüştür ki uygulamalarda en çok tercih edilen taban malzemeleri ile oldukça küçük boyutlarda ve düşük maliyette istenilen özelliklere sahip mikro şerit antenler tasarlanabilmektedir. Yine yapılan tasarımlarda çalışma frekansı net bir şekilde yakalanmış olup elde edilen bant genişlikleri litraratürdeki benzer tasarımların üstündedir. Bu basit ve kolay tasarımlara çeşitli bant genişliğini arttırma yöntemleri uygulanarak anten performanslarının daha da iyileştirilebileceği öngörülmektedir.

Kaynaklar

- [1] Kumar G. and Ray K.P., Broadband microstrip antennas, Artech House, 2002.
- [2] Carver K.R. and Mink J.W., Microstrip Antenna Technology. Ieee Trans. Antenn Propag, 29, 1, 2-24, 1981.
- [3] Balanis C.A., 1997. Antenna theory and design.
- [4] Garg R., Bhartia P., Bahl I., Ittipiboon A., 2001. Microstrip Antenna Design Handbook, Boston, London, Artech House, p. 73-126.
- [5] Borenstein J., Everett H. R., ve Feng L., Navigating Mobile Robots. A K Peters, Ltd., Wellesley, Massachusetts, A.B.D., 1996.
- [6] Hong M. L. ve Kleeman L., "A low sample rate 3-D sonar sensor for mobile robots," Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation, Nagoya, Japonya, s.3015-3020 Mayıs 1995.
- [7] Leonard J. J., Directed Sonar Sensing for Mobile Robot Navigation. Doktora tezi, University of Oxford, Department of Engineering Science, Oxford, İngiltere, 1990.
- [8] Peremans H., Audenaert K. ve Van Campenhout J. M., "A high-resolution sensor based on tri-aural perception", IEEE Trans. on Robotics and Automation, cilt.9 no.1, s.36-48, 1993.
- [9] Şahin B., 5G Mikroşerit Anten Tasarımı, Selçuk Ü. Müh. Fakl. Elk.-Elektro. Müh., Lisans Bitirme Tezi, 2018, Konya.
- [10] Uzer D., Geniş Band Mikroşerit Yama Antenler için Uygun Yöntemlerin Araştırılması, Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora, Telekomünikasyon A.B.D., 2016.
- [11] www.ansys.com/HFSS, 2015.

Grafen Kaplı Çift Yarıklı Mikrodalga Antenin Doku Hasar Oranına Etkisi

Burak Uzman, Hulusi Açıkgöz KTO Karatay Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Konya burak.uzman@ogrenci.karatay.edu.tr, hulusi.acikgoz@karatay.edu.tr

Özet: Bu çalışmada kanser tedavi tekniklerinden biri olan mikrodalga ablasyon tekniğinde karşılaşılan geriye doğru ısınma problemi incelenmiştir. Geriye doğru ısınmanın sebebi olan yüzey akımlarını azaltma çalışmaları grafen tabanlı malzeme kullanarak numerik metodlar ile gösterilmiştir. Bu kapsamda grafensiz ve grafenli eş eksenli çift yarık antenin dış iletkeni üzerinde oluşan yüzey akımı, bu akımın doku içinde oluşturduğu SAR, sıcaklık ve doku hasarı değerleri gözlemlenmiştir. Sonuç olarak grafen kaplanmış eş eksenli çift yarık antenin yüzey akımlarını ve buna bağlı geriye doğru ısınmayı azaltmakta başarılı olduğu görülmüş ve daha küresel bir ablasyon alanı elde edilmiştir.

Abstract: In this study, the problem of backward heating in the microwave ablation technique has been investigated. The study to reduce surface currents caused by backward heating is showed by numerical methods using graphene based material. In this context, surface current generated on the outer conductor of non graphene and graphene coated coaxial double slot antenna, SAR, temperature and tissue damaged values that this current formed in the tissue were observed. As a result, success is observed in preventing the surface currents of the graphene coated coaxial double slot antenna and the corresponding backward heating and a more spherical ablation zone is provided.

1. Giriş

Mikrodalga ablasyon tekniği son yıllarda radyoterapi gibi benzer tedavi tekniklerine göre avantajları ile ilgi görmeye başlamıştır [1]. Mikrodalga ablasyon tedavisi, mikrodalga antenlerden kanserli dokuya elektromanyetik enerji aktarılmasıyla kanser hücrelerinin sıcaklığını artırmak ve bu hücrelerin yakılarak yok edilmesini sağlamaktadır [2]. Mikrodalga ablasyon tedavisinin temeli elektromanyetik dalgalara dayandığı için dalgaların vücut içinde yayılabilmesinde topraklamaya gerek yoktur. [3]. Ayrıca mikrodalga ablasyon tedavisinde istenilen sıcaklık değerlerine radyoterapiye göre daha kısa bir sürede ulaşılır [1]. Mikrodalga ablasyon tedavisinde 2.45 GHz frekans değerinde çalışan, kanserli bölgeye yüksek güç aktarabilen, basit tasarımı ve düşük geri dönüş kaybı gibi özelliklerinden dolayı koaksiyel antenler tercih edilmektedir [4]. Mikrodalga ablasyon tekniğinin en büyük sorunlarından biri olan anten iletkeni üzerinde oluşan yüzey akımlarına bağlı geriye doğru ısınma ile ilgili literatürde birçok çalışma mevcuttur. Bu çalışmalar "Choke, Cap-Choke, Double Choke" ve "Sleeve, Floating Sleeve" gibi yapılardır. Fakat bu yapılar hem anten boyutlarını artırmış hem de iletken üzerinde oluşan yüzey akımlarından dolayı geriye doğru ısınmanın önüne geçememiştir. Bu çalışmada daha önceki yaptığımız çalışmalarda tasarladığımız grafen kaplı eş eksenli antenin verimliliğini arttırma ve geriye doğru ısınmanın önüne geçebilmek ısıl analiz gibi çalışmalar yapılmıştır [3].

2. Tasarım ve Benzetim Sonuçları

Şekil 1'de belirtilen kalınlık ve uzunluk değerlerine göre 2.45 GHz frekans değerinde çalışabilen 3 mm yarık genişlikli eş eksenli çift yarık anten tasarlanmıştır. Mikrodalga ablasyon tedavisinin en büyük sorunlarından geriye doğru ısınmanın nedeni olan yüzey akımlarının önüne geçmek için iletken üzerine yüksek empedans yüzeyi oluşturmak için 1-atom kalınlığındaki grafen ile kaplanmıştır. Fakat, grafen kaplanmamış antende 95% civarında olan verim, grafenin kaplanmasıyla birlikte değişmektedir. Grafenin ikinci yarığa olan uzaklığına göre değişen verim grafiği ise şekil 2'de gösterilmektedir. Anten veriminin 80% altına düşmesi istenmediği için grafen ikinci yarıktan 5 mm mesafede kaplanmıştır.





Şekil 1: Eş Eksenli Çift Yarık Anten

Şekil 2: Grafenin Konumuna Göre Anten Verimliliği

Mikrodalga frekanslarda yüksek empedans yüzeyi olarak kullanılmak istenen grafenin frekansa göre değişen iletkenlik ve empedans eşitlikleri denklem 1 ve 2'de verilmiştir.

$$\sigma(\omega) = \frac{2e^2 k_B T}{\pi \hbar^2} \ln[2 \cosh\left(\frac{\mu_c}{2k_B T}\right)] \frac{j}{\omega + j\tau^{-1}}, \quad (1)$$
$$Z(\omega) = \frac{1}{\sigma(\omega)}, \quad (2)$$

Denklem 1'de görüldüğü gibi grafen iletkenliği ve empedansı frekans (ω), sıcaklık (T), kimyasal potansiyel (μ_c) gibi değişkenlere bağlıdır. Frekans ve sıcaklık değeri sabit olduğundan grafenin iletkenliği ve empedans değeri kimyasal potansiyele bağlıdır. Denklemlerden görüldüğü üzere kimyasal potansiyel ile empedans arasında ters orantı vardır. Yani, anten iletkeni üzerine kaplanan grafenin oluşan yüzey akımlarının önüne büyük ölçüde geçebilmesi için düşük kimyasal potansiyele sahip olması gerekmektedir. Tasarlanan grafen kaplı eş eksenli çift yarık antenin performansını test edebilmek için benzetim çalışmaları yapılmıştır. Şekil 3'te grafen kaplanımamış ve farklı kimyasal potansiyele sahip grafen ile kaplanmış antenlerin yüzey akım yoğunluğu ve SAR grafikleri verilmiştir.



Şekil 3: Grafensiz anten ve farklı kimyasal potansiyellerdeki grafen katmanının eklenmesiyle oluşan, a) yüzey akım yoğunluğu, b) anten boyunca oluşan SAR değeri

Şekil 3'te, en büyük empedans değerli 0 eV kimyasal potansiyele sahip grafen ile kaplanmış antende sönümlenme, farklı kimyasal potansiyellere sahip grafenler ile kaplanmış antenlere ve grafen ile kaplanmamış antene göre daha önce meydana gelmektedir. Sönümlenen enerjinin ise yarık civarında yoğunlaştığı şekilden görülmektedir. Şekil 4'te ise Penn ısıl analiz denkleminden faydalanarak doku içindeki sıcaklık, yarık civarında ve grafen kaplanmasından sonra zamana göre oluşan sıcaklık dağılımları verilmiştir [5].



Şekil 4: Grafensiz anten ve farklı kimyasal potansiyellerdeki Grafen katmanının eklenmesiyle oluşan sıcaklık değişimi a) Anten boyunca, b) Yarık civarında zamana göre, c) Grafen tabakasından sonra zamana göre

Şekil 4'te 0 eV kimyasal potansiyele sahip grafen ile kaplanmış antende sönümlenme diğer antenlere göre daha önce meydana gelmektedir. Yarık civarında 0 eV'luk grafen ile kaplanmış antende sıcaklık artışı diğer antenlere göre fazla olup, grafen katmanından sonra ise sıcaklık artışının diğer antenlere göre daha az olduğu görülmektedir. Şekil 4'te Penn denklemi referans alınarak vücut içine uygulanan enerjinin(SAR) sıcaklık değişimine etkisi olduğu görülmektedir. Şekil 5'te ise grafen kaplanmamış antenin ve en fazla sönümlenme meydana getiren 0 eV kimyasal potansiyele sahip grafen ile kaplanmış antenin dokuya verdiği zarar grafikleri verilmiştir.



Şekil 5: 2 boyutlu hasar gören doku oranı, a) grafensiz anten, b) 0 eV'luk grafenli anten, c) hasar oranı

Şekil 5'ten görüleceği üzere 0 eV'luk grafen ile kaplanmış antenin doku içine aktardığı enerjinin sönümlenmesi grafen kaplanmamış antene göre daha önce olmuş ve böylelikle daha az bir alanda yanma meydana gelmiştir. Sönümlenen enerjinin ise yarık civarında yoğunlaştığı böylelikle küresel bir ablasyon alanı elde edildiği görülmüştür.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada kanser tedavisinde kullanılmaya başlanan mikrodalga ablasyon tekniği, bu tekniğin en büyük sorunlarından biri olan geriye doğru ısınma ve bu sorun için özgün bir çözüm olan grafen üzerinde çalışılmıştır. Denklem 1 ve 2'de görüldüğü gibi en yüksek empedans değerine 0 eV'luk grafen sahip olduğu için en fazla sönümlenmeyi de 0 eV'luk grafen ile kaplanmış anten yapmaktadır. Bu çalışmanın devamını, grafen kaplı antenin üretimi ve bunun test edilmesi oluşturacaktır. Eş eksenli antene kaplanacak olan grafenin her zaman istenilen kalınlıkta olamayacağı bilindiğinden, oluşabilecek hata payları önce nümerik yöntemlerle analiz edilecek ve bu hata payları da anten tasarımına dahil edilerek istenilen sonuçlar için anten optimizasyonu yapılacaktır.

Kaynaklar

- [1] D. Yang, "Measurements, Antenna Design And Advanced Computer Modelling For Microwave Tissue Ablation," *Ph.D. Diss. Dept. Elect. Eng, Univ. Wisconsin-Madison, WI*, 2005.
- [2] M. F. J. C. Rubio, A. V. Hernández, L. L. Salas, E. Ávila-Navarro, and E. A. Navarro, "Coaxial slot antenna design for microwave hyperthermia using finite- difference time-domain and finite element method," *Open Nanomed. J.*, cilt. 3, s. 2–9, 2011.
- [3] H. Acikgoz and R. Mittra, "Suppression of Surface Currents at Microwave Frequency Using Graphene-Application to Microwave Cancer Treatment," *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, cilt. 31, no. 6, s. 669–677, 2016.
- [4] P. Prakash, "Theoretical modeling for hepatic microwave ablation.," *Open Biomed. Eng. J.*, cilt. 4, s. 27–38, 2010.
- [5] T. Jiao *et al.*, "A coaxial-slot antenna for invasive microwave hyperthermia therapy," *J. Biomed. Sci. Eng.*, cilt. 5, s. 198–202, 2012.

Keskin Köşeli Nanotel İletim Hatlarında Güç Transferinin Artırılması İçin Optik Bağlaştırıcı Tasarımları

Aşkın Altınoklu, Umur Gökmen, Özgür Ergül Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara askin.altinoklu@metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, keskin köşeli nanotel iletim hatlarının çıkışındaki güç yoğunluğu değerlerinin artırılması için gümüş nanoparçacıklar içeren optik bağlaştırıcılar tasarlanmıştır. Ayrıca, önceki çalışmalardan farklı olarak, nanotellerin keskin köşelerine uygulanan yumuşatmanın bağlaştırıcı performansına olan etkisi de incelenmiştir. Hassas benzetimler ile elde edilen sonuçlar, optimize edilmiş konfigurasyonlara sahip nanoparçacık dizilerinin kullanılmasıyla nanotel iletim hatlarının çıkışına aktarılan güç yoğunluğunun önemli ölçülerde artırılabileceğini göstermektedir. Diğer yandan, optimizasyonlar sonucu elde edilen tasarımlar, yumuşatma işlemlerine hassas tepkiler vermektedir. Bu doğrultuda, tasarım işlemlerinin büküm yapısına göre tekrarlanması gerektiğinden, optimizasyonlar için hızlı ve yüksek doğrulukta bir benzetim ortamı geliştirilmiş ve farklı senaryolarda yüksek performans sergileyen bağlaştırıcı tasarımlarının elde edilmesi için kullanılmıştır.

Abstract: In this work, optical couplers involving silver nanoparticles are designed to increase the power density at the outputs of nanowire transmission lines with sharp bends. In addition, in contrast to the previous works, effects of smoothing applied to the sharp corners on the performances of the designed couplers are investigated. Numerical results obtained via accurate simulations show that using optimal configurations of nanoparticle arrays can significantly increase the power density at the outputs of the nanowire transmission lines. On the other hand, the designs obtained via optimization trials are highly sensitive to smoothing operations. By considering this, since the design processes need to be repeated depending on the bend structure, a fast and accurate simulation environment is developed and used for the design of couplers with high performances in different scenarios.

1. Giriş

Günümüzde, optik sinyallerin uzun mesafelerde düşük kayıplarla taşınıp iletilebilmesi için metalik nanoteller yoğun olarak kullanılmaktadır [1]-[10]. Bu kapsamda, geliştirilen optik cihazların daha küçük ve kompakt bir şekilde tasarlanmasının gerekmesi, nanotellerin bükülerek sistemlere entegre edilmesi ihtiyacını doğurmaktadır. Elektromanyetik dalgaların, nanotellerin büküm bölgelerinde göstermiş oldukları kırınım ve saçılımlar, nanotellerin güç aktarım verimliliğinde önemli düşüşlere yol açmaktadır. Daha önce yaptığımız çalışmalarda, nanoparçacıklar kullanarak tasarlanan optik bağlaştırıcılarla dik bükümlere sahip nanotellerin çıkışına aktarılan güç yoğunluğu değerlerinin önemli derecede artırabileceği gösterilmiştir [8]-[10]. Bu çalışmada, bu tür bağlaştırıcı tasarımları için ayrıntılı optimizasyonlar gerçekleştirilmiş ve yüksek iletim kabiliyetleri için optimal konfigürasyonlar bulunmuştur. Ayrıca, büküm bölgesinin, özellikle yumuşatma işlemleriyle değişen geometrik özelliklerinin, bağlaştırıcı performanslarına üzerindeki etkileri araştırılmıştır.

2. Tasarım ve Benzetim Aracı

Bu çalışmadaki bağlaştırıcı tasarımları, yüzey integral denklemleri ve çok seviyeli hızlı çokkutup yönteminin (MLFMA) kullanıldığı bir tam-dalga çözüsünün, genetik algoritmalarla etkin bir şekilde birleştirilmesinden oluşan yeni bir optimizasyon mekanizması ile elde edilmiştir. Özellikle büküm bölgelerinde metalik nanoparçacıklar bulunan nanotel iletim hatları, üç boyutlu sayısal elektromanyetik problemler olarak ele alınmıştır. Metallerin optik frekanslardaki plazmonik davranışları bütünüyle benzetimlere dahil edilmiştir. Literatürde benzer cisimlerin çözümleri için farklı tiplerde formülasyonlar önerilmiş olsa da, bu çalışmada plazmonik özellikteki yapıların hassas ve hızlı çözümleri için daha önceden etkinliği kanıtlanmış olan değiştirilmiş birleşik teğet formülasyonu (MCTF) [11] kullanılmıştır. Üç boyutlu modeller üçgenlere ayrılmış, MCTF bu üçgenler üzerinde kullanılan Rao-Wilton-Glisson (RWG) fonksiyonları ile ayrıklaştırılmıştır.

Bu çalışma, TÜBİTAK (114E498) ve Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA-GEBİP-2015) tarafından desteklenmektedir.



Şekil 1. a. Örnek optimizasyon problemlerinde kullanılan modeller ve uygunluk değerinin hesaplandığı çerçeve.
b. Çıkıştaki ortalama ve maksimum güç yoğunluğu değerlerinin artırılması için gerçekleştirilen optimizasyon sonuçları. Birinci satırda modeller, ikinci satırda ise elde edilen güç yoğunluğu değerleri gösterilmiştir.

3. Optimizasyon Problemleri ve Sayısal Örnekler

Örnek optimizasyon problemi olarak, Şekil 1-a'da gösterildiği gibi, doksan derece keskin köşeli bir nanotel çifti (her biri $0.1 \times 0.1 \mu$ m'lik kare kesitli, 10 µm uzunlukta, gümüş malzemeli) ve büküm bölgesine koyulan gümüş nanoparçacıklardan oluşan bir bağlaştırıcının tasarlanması ele alınmıştır. Optimizasyon denemelerinde genetik algoritma, nanoparçacık dizisindeki elemanların varlığına veya yokluğuna göre olası tasarım önerileri sunmaktadır. Sunulan her bir model MLFMA ile çözüldükten sonra optimizasyon hedef fonksiyonuna göre değerlendirilerek uygunluk değeri hesaplanmaktadır. Genetik algoritma nesiller boyunca ilerleyerek, optimizasyon kriterleri açısından uygunluk değeri yüksek bireylerin ve bunlara karşılık gelen bağlaştırıcı tasarımlarının bulunmasını sağlamaktadır. Aşağıdaki sayısal örneklerde gösterilen bağlaştırıcı tasarımları, iletim hattının +z yönlü Hertzian dipol çiftiyle uyarıldığı durum için elde edilmiştir. Optimizasyon denemeleri sırasında ele alınan her birey için, nanotellerden 0.2 µm uzaklıkta 1.3 x 1.3 µm'lik kare şeklindeki çıktı bölgesine aktarılan güç yoğunluğu değerleri hesaplanmıştır. Bireylerin optimizasyon uygunluk değerleri, çıkış penceresi içinde hesaplanan güç yoğunluğu değerlerinin hedef fonksiyonlarında kullanılmasıyla hesaplanmıştır.

Şekil 1-b'de, iki farklı hedef fonksiyonu ile yapılan optimizasyon denemeleriyle elde edilen bağlaştırıcı tasarımları ve bu bağlaştırıcıların kullanılmasıyla optimizasyon çerçevesi içinde elde edilen güç yoğunlukları gösterilmiştir. Hedef Fonksiyonu 1 ile yapılan optimizasyonda, çıkış penceresindeki maksimum güç yoğunluğu değerinin artırılması, Hedef Fonksiyonu 2 ile yapılan optimizasyonda ise ortalama güç yoğunluğu değerinin artırılması, Hedef Fonksiyonu 2 ile yapılan optimizasyonda ise ortalama güç yoğunluğu değerinin artırılması hedeflenmiştir. Her iki optimizasyonda da tasarlanan bağlaştırıcıların, nanotellerin çıkışına aktarılan güç yoğunluğu değerlerini önemli ölçülerde artırdığı gözlemlenmektedir. Sayısal olarak incelendiğinde, birinci ve ikinci hedef fonksiyonları ile tasarlanan bağlaştırıcılar, optimizasyon çerçevesindeki ortalama güç yoğunluğu değerlerinde sırasıyla 4.0 dB ve 7.3 dB'lik, maksimum güç yoğunluğu değerlerinde ise sırasıyla 3.4 dB ve 2.2 dB'lik artışlar sağlamaktadır. Bu sonuçlar değerlendirildiğinde, optimizasyon sonucu elde edilen bağlaştırıcı modelinin ve bu modelin büküm bölgesindeki güç kaybını azaltmakta gösterdiği performansın, optimizasyon için seçilen hedef fonksiyonuna bağlı olarak oldukça değişkenlik gösterdiği anlaşılmaktadır. Bu durum, hedef fonksiyonunun, nihai tasarımın uygulama amacına yönelik olarak seçilmesi gerekliliğini de göstermektedir.

Yukarıda gösterilen bağlaştırıcılar, doksan derece keskin köşeli nanotellerin büküm bölgesindeki güç kaybını azaltmak doğrultusunda tasarlanmıştır. Öte yandan, Şekil 2'de gösterildiği üzere, nanotellerin keskin köşeleri 0.4 µm'lik bir yarıçap ile yumuşatıldığında, bağlaştırıcıların sağladığı faydalar ciddi biçimde azalmaktadır. Bu karşılaştırmalarda ek olarak, optimizasyon sonucu tasarlanan bağlaştırıcının (üçüncü sütun), tek başına yumuşatma işlemine göre (ikinci sütun) çok daha iyi performans sağladığı da gözlemlenmektedir. Farklı değerlerdeki yumuşatma yarıçapları ile elde edilen iletim hatları ile gerçekleştirilen analizlerde, yarıçap değerinin artırılmasıyla birlikte çıkışta elde edilen güç değerlerinin artırılabildiği gösterilmiştir. Ancak, tasarlanan bağlaştırıcıların sağladığı çıkış gücüne ulaşabilmek için çok büyük yarıçaplı yumuşatmalar gerekmektedir. Böyle bir işlemin, optik cihaz içinde gereksiz yer işgalinden dolayı uygulama verimini düşüreceği değerlendirilmektedir.



Şekil 2. Büküm bölgelerinde gerçekleştirilen yumuşatma işlemlerinin etkilerine bazı örnekler. Birinci satırda analizi yapılan modeller, ikinci satırda ise elde edilen güç yoğunluğu değerleri gösterilmiştir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, nanotellerden oluşan ve keskin bükümlere sahip optik iletim hatları için bağlaştırıcı tasarımları ele alınmıştır. Gümüş nanoparçaçıkların kullanıldığı optimize edilmiş bağlaştırıcılarla, iletim hatlarının çıkışlarına aktarılan güç yoğunluğu değerlerinin önemli ölçülerde artırılabileceği gösterilmiştir. Bu tür bağlaştırıcılar, büyük yarıçaplı yumuşatma işlemleri gibi gereksiz alan kaybına neden olan standart işlemlere önemli alternatifler olarak gözükmektedir. Ancak, bağlaştırıcıların performanslarının, bükümlerin şekline (örneğin ek olarak uygulanabilecek yumuşatma işlemlerine) hassas olduğu gözlemlenmiştir. Bu kapsamda, büküm bölgesinin geometrik özelliklerine bağlı olarak, optimizasyon işlemlerinin tekrarlanması ve bunun için hızlı ve hassas bir optimizasyon mekanizmasının kurulması gerekli gözükmektedir.

Kaynaklar

[1] X. Wang, C. J. Summers, ve Z. L. Wang, "Large-scale hexagonal-patterned growth of aligned ZnO nanorods for nano-optoelectronics and nanosensor arrays," Nano Lett., cilt.4, no.3, s.423-426, Ocak 2004.

[2] A. W. Sanders, D. A. Routenberg, B. J. Wiley, Y. Xia, E. R. Dufresne, ve M. A. Reed, "Observation of plasmon propagation, redirection, and fan-out in silver nanowires," Nano Lett., cilt.6, no.8, s.1822-1826, Haziran 2006.

[3] J. Yao, Z. Liu, Y. Liu, Y. Wang, C. Sun, G. Bartal, A. M. Stacy, ve X. Zhang, "Optical negative refraction in bulk metamaterials of nanowires," Science, cilt.321, no.5891, s.930, Ağustos 2008.

[4] C. Rockstuhl, S. Fahr, ve F. Lederer, "Absorption Enhancement in Solar Cells by Localized Plasmon Polaritons," J. Appl. Phys., cilt.104, no.123102, Aralık 2008.

[5] W. Wang, Q. Yang, F. Fan, H. Xu, ve Z. L. Wang, "Light propagation in curved silver nanowire plasmonic waveguides," Nano Lett., cilt.11, no.4, s.1603-1608, Mart 2011.

[6] S. M. Bergin, Y.-H. Chen, A. R. Rathmell, P. Charbonneau, Z. Y. Li, ve B. J. Wiley, "The effect of nanowire length and diameter on the properties of transparent, conducting nanowire films," Nanoscale, cilt.95, no.6, s.1996-2004, Şubat 2012.

[7] Y. Huang, Y. Fang , Z. Zhang, L. Zhu, ve M. Sun, "Nanowire-supported plasmonic waveguide for remote excitation of surface-enhanced Raman scattering," Light: Science and Applications, cilt.3, no.199, Ağustos 2014.

[8] H. A. Şatana, B. Karaosmanoğlu, ve Ö. Ergül, "A comparative study of nanowire arrays for maximum power transmission," Nanowires, K. Maaz, Ed. InTech, 2017.

[9] Y. E. Tunçyürek, B. Karaosmanoğlu, ve Ö. Ergül, "Computational design of optical couplers for bended nanowire transmission lines," ACES J., cilt.32, no.7, s.562-568, Temmuz 2017.

[10] A. Altınoklu ve Ö. Ergül, "Optical couplers for sharply bended nanowires: sensitivity to coupler nanoparticles," Proc. Int. Applied Computational Electromagnetics Soc. Symp., 2018.

[11] B. Karaosmanoğlu, A. Yılmaz, ve Ö. Ergül, "A comparative study of surface integral equations for accurate and efficient analysis of plasmonic structures," IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.65, no.6, s.3049-3057, Haziran 2017.

Maliyet Etkin Diyot Pompalı Dalgaboyu Değiştirilebilen Verimli Tm:YLF Lazeri

Ersen Beyatlı* *Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Rize ersen.beyatli@erdogan.edu.tr

Özet: Bu çalışmada maliyet-etkin standart 3W'lık AlGaAs lazer diyotları ile pompalanan Tm:YLF lazeri sunulmuştur. Tm:YLF kristalinin spektroskopik ölçümlerinde, lazer diyot ışınlarının %73'ünü soğurabildiği gözlemlenmiştir. Dört aynalı x-katlamalı rezonatör yardımıyla AlGaAs lazer diyotları ile uyarılan Tm:YLF lazer sistemi 1942 nm'de lazer ışıması verebilmekte; %27 verimle 615 mW gücünde çıkış gücü üretebilmekte ve 266 mW giriş gücü ile çalışabilmektedir. Ayrıca rezonatörün içerisine çift kırınımlı bir filtre eklenerek sistemin çıkış dalgaboyu 1832 nm ile 2031 nm arasında değiştirilebilmektedir.

Abstract: In this work, a low-cost standard 3W AlGaAs laser diode pumped Tm:YLF laser was presented. In the spectroskopic measurements of Tm:YLF crystal, it has been observed that 73% of laser diode light can be absorbed by the crsytal. Using a 4-mirror x-cavity, these AlGaAs laser diode pumped Tm:YLF laser system can produce up to 615 mW with 27% efficiency at 1942 nm and can be operated with 266 mW pump power. Furthermore, using a birefringent filter inside the cavity the laser output can be tuned between 1832 nm and 2031 nm.

1. Giriş

2 µm lazer bandı göze-zararsız bölgede bulunması sebebiyle günümüzde başta ürolojik hastalıklar olmak üzere lazerli tedaviler [1], [2], uzaktan algılama [3], atmosferik iletişim [4] gibi alanlarda sıklıkla ihtiyaç duyulmaktadır. Ayrıca 2 µm bölgesi başka lazer sistemlerin uyarılması [5], spektroskopik çalışmalar [6] gibi temel bilimlerde de aranılan bir lazer bandıdır. 2 µm bölgesindeki en önemli ışık kaynaklarından birisi Tm^{3+} katkılı katı-hal lazer sistemleridir. Tm^{3+} katkılı lazer sistemleri 780 nm bandında uyarıldıklarında 2 µm bandında ışıma yapabilmektedirler. Bu sayede ihtiyaç duyulan alanlar için çok değerli bir lazer kaynağı durumundadırlar.

Günümüze kadar Tm³⁺ katkılı lazer sistemleri flaş lambası [7] ile, Ti:Yakut lazerinin çıkışı [8] ile ve yüksek güçlü ve maliyetli özel AlGaAs lazer diyotları [9] ile uyarılmışlardır. Flaş lambası çok geniş bir tayf aralığında ışıma yaptığından (300 nm - 900 nm arası) Tm³⁺ lazer sistemini uyarırken kullanılmayan tayf bölgesindeki ışın gücü kayıp olmaktadır. Ti:Yakut lazerlerinde ise Tm³⁺ lazerlerini uyarınka için farklı bir lazer sistemine ihtiyaç duyulduğundan sistem oldukça karmaşıklaşmakta ve hantallaşmaktır. Özel tasarım yüksek güçlü AlGaAs ile uyarılan sistemlerde ise söz konusu diyotlar sadece özel durumlar için üretildiğinden erişimi zor ve maliyeti oldukça yüksektir. Kısacası günümüze kadar uyarılan Tm³⁺ katı-hal lazer sistemlerinde ekonomik verimli ve kompakt bir pompalama mekanizması konusunda ciddi sıkıntılar bulunmaktadır.

Günümüze kadarki uyarılma sistemlerine en etkin alternatif düşük maliyetli kompakt 780 nm 3W'lık güç üretebilen AlGaAs lazer diyotlarının pompa kaynağı olarak kullanılmasıdır. CD-ROM ve lazer yazıcılar teknolojilerinde sıklıkla kullanılan bu diyotlar standart bir üretime sahip olduğu için de kolay erişime sahiptirler. Bu çalışmada, Tm:YLF lazerleri söz konusu AlGaAs lazer diyotları kullanılarak uyarılmıştır. Başlangıçta yapılan spektroskopik çalışmalarda Tm:YLF kristalinin AlGaAs lazer diyot ışınlarının %73'ünü soğurabildiği gözlemlenmiştir. Daha sonra kristal etrafına kurulan 4-aynalı x-katlamalı rezonatör yardımıyla 1942 nm'de 615 mW gücünde lazer ışıması elde edilmiştir. Ayrıca rezonatör içerisine eklenen bir çift-kırınımlı filtre yardımıyla lazer sisteminin çıkış dalgaboyu 1832 nm ile 2031 nm arasında değişebildiği gösterilmiştir.

2. Deneysel Çalışma

Giriş kısmında da belirtildiği gibi stabil bir Tm:YLF lazerini uyarmak için standart olarak üretilen AlGaAs lazer diyotları kullanılmıştır. Bu diyotlar oda sıcaklığında 780 nm'de ışıma yapabilmekte ve sıcaklığı değiştirilerek 775nm ile 785nm aralarında ışıma yapması sağlanabilmektedir. 3A'lik akımla 3W çıkış gücü verebilme potansiyeline sahip olan bu diyotlar doğrusal polarizasyonda ışıma yapmaktadır. Ayrıca bu diyotlar günümüz CD-ROM ve lazer yazıcılar teknolojilerinde sıklıkla kullanılmakta olduğundan üretimleri standart halde ve maliyetleri

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

250 doların altındadır. Daha önceki uyarma sistemleri ile karşılaştırıldığında son derece ciddi bir ekonomik kazanç sağlamaktadırlar.

Tm:YLF lazer sistemi elde edebilmek için 4-aynalı x-katlamalı bir rezonatör geometrisi kullanılmıştır (Şekil 1). Bir adet AlGaAs lazer diyot (LD) giriş çukur aynasından (CM1) geçerek Tm:YLF kristalini uyarmaktadır. Pompa ışın kaynağı ilk olarak 4.5 mm'lik asferik lens (AL) yardımıyla toplanmıştır. Daha sonra 50 mm'lik silindirik lens (CL) kullanılarak diyot ışınlarının hızlı ve yavaş eksen yayılmalarının eşdeğer olması sağlanmıştır. Son olarak 50 mm'lik mercek yardımıyla (ML) Tm:YLF kristalinin içerisine odaklanması sağlanmıştır. Kullanılan Tm:YLF kristali %3 oranında Tm³⁺ iyonu içermekte ve 5 mm uzunluğuna sahiptir. Bu aşamada lazer diyotunun gücü akımla değiştirilerek kristalin soğurmadığı ışın yüzdesi hesaplanmıştır.



Şekil 1. Tm:YLF lazerinin şeması

Lazer rezonatörü ise iki çukur ayna (CM1 50mm yarıçapında CM2 75 mm yarıçapında), bir yüksek yansıtıcı aynası (HR) ve bir çıkış aynasından (OC) oluşmaktadır. Yapılan denemeler sonrasında en yüksek çıkış gücüne sahip lazer ışıması yüksek yansıtıcı kolu 28 cm uzunluğunda çıkış aynası kolu ise 11 cm uzunluğuna sahip olduğu bulunmuştur. Bu aşamada üç farklı yüzdeye sahip çıkış aynası (%1.5, %3, %5) kullanarak sistemin güç verimliliği ölçümleri yapılmıştır. Daha sonra sistemin yüksek yansıtıcı koluna brewster açısında 45°'lik 3mm uzunluğunda bir çift kırınımlı filtre (BRF) eklenmiştir. Bu filtrenin açısı değiştirilerek sistemin çıkış dalgaboyunun değişimi incelenmiştir.

3. Sonuçlar

Soğurma yüzdeleri çalışması sonucunda (Şekil 2) Tm:YLF kristalinin pompa ışık kaynağının %27'sini soğuramadığı gözlemlenmiştir. Dolayısıyla Tm:YLF kristali AlGaAs lazer diyot ışınlarının %73'ünü soğurabilmektedir. Bu bir lazer ışıması için oldukça verimli sayılabilecek bir soğurma yüzdesidir.



Şekil 2. Tm:YLF kristalinin AlGaAs lazer diyot ışınlarını soğurma grafiği

Lazer ışıması çalışmalarında ise ilk olarak %1.5'lik çıkış aynası kullanılmıştır. Bu çalışmada %24 verimle çalışan 557 mW gücüne sahip bir Tm:YLF lazeri elde edilmiştir. Bu sistemin hesaplanan çalışma eşik pompa gücü 266 mW'tır. Daha sonra çıkış aynası %3'lük olanla değiştirilerek farklı dinamikleri olan bir Tm:YLF lazer sistemi elde edilmiştir. Bu sistem %25 verimlilikle çalışmakta ve 571 mW çıkış gücü üretebilmektedir. Ayrıca %3'lük çıkış aynası ile kurulan bu sistemin çalışma eşik gücü 330 mW olarak hesaplanmıştır. Son olarak %5'lik çıkış aynası kullanılmıştır. %5'lik çıkış aynasında %27 verimle çalışan 615 mW çıkış gücü üretebilen bir Tm:YLF lazer sistemi elde edilmiştir. Bu sistemin çalışma pompa eşik gücü ise 350 mW olarak hesaplanmıştır.

Sistemin çıkış dalgaboyu incelendiğinde ise Tm:YLF lazerinin 1942 nm'de çalıştığı görülmüştür. Ancak sisteme eklenen çift-kırınımlı filtre yardımıyla lazer çıkış dalga boyunun 1832 nm ile 2031 nm arasında değişebildiği gözlemlenmiştir (Şekil 4).



Şekil 4. Tm:YLF lazerinin çıkış dalgaboyu (sol) ve çıkış dalgaboyu değişim grafiği (sağ)

4. Sonuç

Sunulan bu çalışmada düşük maliyetli kompakt 3W'lık standart AlGaAs lazer diyotları ile kurulan Tm:YLF lazeri gösterilmiştir. Spektroskopi çalışmaları ile bu diyotların Tm:YLF lazer sistemi için uygun bir pompa kaynağı olduğu görülmüştür. Lazer sistemi, söz konusu ekonomik diyotlarla uyarıldığında ise 2 µm bölgesinde yüksek verimlilikte 600 mW'ın üzerinde bir güç üretebildiği gözlemlenmiştir. Ayrıca çıkış dalgaboyu 2 µm bölgesinde 200 nm'ye yakın değişim yapabildiği de gözlemlenmiştir. Elde edilen bu sonuçlar, maliyet etkin AlGaAs lazer diyotları ile uyarılan bu Tm:YLF lazerinin, ilgili uygulamalar için önemli bir kaynak olabilme potansiyeli olduğunu göstermektedir.

Bu çalışma TÜBİTAK 115F053 numaralı proje tarafından desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1] M. Wolters vd., "Tm:YAG laser en bloc mucosectomy for accurate staging of primary bladder cancer: early experience," World J. Urol., vol. 29, no. 4, s. 429–432, 2011.

[2] P. Kallidonis vd., "Thulium Laser in the Upper Urinary Tract: Does the Heat Generation in the Irrigation Fluid Pose a Risk? Evidence from an In Vivo Experimental Study," J. Endourol., vol. 30, no. 5, s. 555–559, Jan. 2016.

[3] J. Yu vd., "An Airborne 2-μm Double-Pulsed Direct-Detection Lidar Instrument for Atmospheric CO2 Column Measurements," J. Atmos. Ocean. Technol., vol. 34, no. 2, s. 385–400, Dec. 2016.

[4] H. Kaushal and G. Kaddoum, "Optical Communication in Space: Challenges and Mitigation Techniques," IEEE Commun. Surv. Tutorials, vol. 19, no. 1, pp. 57–96, 2017.

[5] P. A. Budni vd., "Efficient mid-infrared laser using 1.9-μm-pumped Ho:YAG and ZnGeP2 optical parametric oscillators," J. Opt. Soc. Am. B, vol. 17, no. 5, s. 723–728, 2000.

[6] G. Galzerano, C. Svelto, and E. Bava, "Diode-pumped 2 μm optical oscillator for high-resolution spectroscopy and frequency metrology," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 50, no. 4, s. 1003–1006, 2001.
[7] N. P. Barnes, K. E. Murray, M. G. Jani, and R. L. Hutcheson, "Flashlamp-pumped-room-temperature Ho:Tm:LuAG laser," 1995, vol. 2379, no., s. 2374–2379.

[8] F. D. T. and X. M. and V. P. and A. A. and U. G. and H. Z. and J. W. and H. Yu, "Continuous-wave laser performance of Tm:LuVO 4 under Ti:sapphire laser pumping," Laser Phys., vol. 24, no. 3, s. 35806, 2014.
[9] K. S. Lai vd., "120-W continuous-wave diode-pumped Tm:YAG laser," Opt. Lett., vol. 25, no. 21, s. 1591–1593, 2000.

Katman Kalınlıkları Kademeli Artan Çok-katmanlı İnce Film Ayarlanabilir Optik Filtre Tasarımı

Hüseyin YANKI⁽¹⁾, Çiğdem Seçkin GÜREL⁽²⁾ ⁽¹⁾ Aselsan A.Ş., ⁽²⁾Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara hyanki@aselsan.com.tr, cigdem@hacettepe.edu.tr

Özet: Katman kalınlıkları dereceli olarak artan, çok katmanlı fotonik kristal (FK) optik filtre yapısı yeni bir dizilim ile tasarlanmıştır. Bu yeni dizilimli yapının optik filtre davranışına getirileri, Transfer Matrisi Metodu (TMM) kullanılarak incelenmiştir. Yapının katman sayısı sabit tutularak katman kalınlıklarında sağlanan artış oranlarına göre eş kalınlıklı yapıya göre görünür ışık bandında daha geniş ve çok sayıda yansıma bantlarının oluştuğu, bu bantların genişlik ve sayısının toplam katman sayısı ve kalınlıklarda sağlanan dereceli artış oranı ayarlanarak genişletilebildiği gösterilmiştir.

Abstract: Multilayered photonic crystal (PC) optical filter with gradually increasing layer thicknesses is designed with new layer arrangement. Characteristics of this new filter structure are investigated using Transfer Matrix Method (TMM). It is observed that depending on the amount of gradual increases in layer thicknesses, wider and repetitive reflection bands in visible spectrum are obtained with respect to filter structure with equal layer thicknesses. It is shown that the width and number of these bands can be tuned by adjusting total number of the layers and amount of gradual increase in their thicknesses.

1.Giriş

Son yıllarda çok katmanlı optik filtrelerle ilgili çeşitli çalışmalar yapılmaktadır. Bu yapılar genellikle optik yansıtıcılarda ve renk filtrelerinde kullanılmakta, katman malzemesi olarak da farklı özellikler gösteren ince film metal, dielektrik ve yarı iletken malzemeler sıkça kullanılmaktadır [1]-[2]. Çok katmanlı yapılarda elektromanyetik dalga ilerlerken yapıyı oluşturan malzemelerin çeşidine ve kalınlığına göre farklı bantlarda yansıma veya iletim özelliği göstermektedir. Ayrıca yine bu parametreler değiştirilerek yansıma ve iletim bantları istenen dalga boyuna göre ayarlanabilmektedir.

Çok-katmanlı optik filtre yapıları tasarlanırken katmanların dizilimlerinde Fibonacci serileri gibi bazı iyi bilinen serilere göre dizilimler yapılmaktadır [3]-[4]. Bu çalışmada ilk kez Gray kodlamadan esinlenilerek çok-katmanlı filtre yapısı oluşturulmuştur. Ondalık sayıların dört haneli Gray kodları elde edilerek bu kodlar çokkatmanlı filtrenin tekrarlayan hücre yapıları olarak seçilmiştir. Optik filtre tasarımlarında katman kalınlıkları eşit seçilen yapılar çoğunlukta olmakla birlikte, katman kalınlıkları farklı oranlarda artırılarak dizilmiş filtre yapıları da mevcuttur. Bu çalışmalarda farklı kurallara göre katmanlama yapılmıştır [5]-[6]. Bu çalışmada ise Gray kodlama ile elde edilen yeni hücre yapısına ek olarak katman kalınlıkları da kademeli olarak artırılmıştır. Gray kodlamada "1" ile ifade edilen sayı yüksek kırılma katsayısına sahip malzeme (H) ile , "0" ile ifade edilen sayı ise düşük kırılma katsayısına sahip malzeme (L) ile modellenmiştir. Eş kalınlıklı yapıda elde edilen yanısıma bandının, kademeli kalınlıklı yapıda yüksek dalga boylarına kaydığı ve görünür ışık bandında toplam yansıma bandı sayısının artığı gözlenmiştir. Bu şekilde çeşitli lazer uygulamalarında daha çok renk bandının yansıması, tasarlanan filtre yapısı ile sağlanabilecektir.

2. Çok-katmanlı Filtre Yapısının Tasarımı ve İncelenmesi

Bu bölümde Gray kod dizisine göre üretilen iki hücre yapısı ard arda kullanılarak, kalınlığı dereceli olarak artan çok-katmanlı optik filtre yapısı oluşturulmuştur (Şekil 1).



Şekil 1. Katman kalınlıkları kademeli olarak artan çok-katmanlı fotonik kristal optik filtre yapısı.

Katmanlar dizilirken 6 ve 13 sayılarının Gray kod karşılığı olan A=0101 ve B=1011 dizilimleri optik filtrenin çekirdek hücre yapıları olarak seçilmiş, 1 ve 0'lar sırasıyla H ve L ile gösterilen yüksek ve düşük kırılma indeksli malzemelerle LHLH ve HLHH şeklinde modellenmiştir. Şekil 1'de verilen çok katmanlı, katman kalınlıkları kademeli olarak artan filtre yapısı oluşturulurken önce A hücresi, bir sonraki hücre katman kalınlıkları bir öncekinden Δh ve Δl kadar artırılmış olmak üzere ard arda N_1 kez dizilmiş, ardından benzer şekilde B hücresi bir sonraki hücre katman kalınlıkları bir öncekinden Δh ve Δl kadar artırılmış olmak üzere ard arda N_2 kez dizilerek filtre yapısı tamamlanmıştır. Bu çalışmada oluşturulan dört ayrı filtre yapısı aşağıda verilmiştir.

 $\begin{aligned} & FK1- Hava/(L_1H_1L_1H_1)^{N_1=24}/(H_1L_1H_1H_1)^{N_2=24}/Hava \\ & FK2- Hava/(L_1H_1L_1H_1L_2H_2L_2H_2)^{12}/(H_1L_1H_1H_1H_2L_2H_2H_2)^{12}/Hava \end{aligned} \tag{1} \\ & FK3- Hava/(L_1H_1L_1H_1L_2H_2L_2H_2L_3H_3L_3H_3)^8/(H_1L_1H_1H_1H_2L_2H_2H_2H_3L_3H_3H_3)^8/Hava \\ & FK4- Hava/(L_1H_1L_1H_1L_2H_2L_2H_2L_3H_3L_3H_3L_4H_4L_4H_4)^6/(H_1L_1H_1H_1H_2L_2H_2H_2H_2H_3L_3H_3H_3H_4L_4H_4H_4)^6/Hava \end{aligned}$

Bunlardan FK1 yapısı katman kalınlıklarında herhangi bir artış uygulanmamış ($\Delta h, \Delta l = 0$) temel filtre yapısıdır. FK2, FK3 ve FK4 yapılarında bulunan $L_2, H_2, L_3, H_3, L_4, H_4$ katmanlarının kalınlıkları ise katmanlama boyunca kademeli olarak artırılmış ve bu şekilde k. sırada yer alan katman kalınlıkları aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$l_k = l + (k - 1)\Delta l \tag{2}$$

$$h_k = h + (k - 1)\Delta h \tag{3}$$

 Δl ve Δh bu yapıda 0.2*l* ve 0.2*h* olarak kullanılmıştır. Çalışmada gelen elektromanyetik dalganın dalga boyu (merkez dalga boyu) $\lambda_0 = 600$ nm alınmış, L_1 ve H_1 maddelerinin kırılma katsayıları $n_L = 1.45$, $n_H = 2.17$, kalınlıkları ise sırasıyla $l = \lambda_0/4n_L$, $h = \lambda_0/4n_H$ şeklinde seçilmiştir. Transfer Matrisi Metoduna göre her katman için bir M matrisi aşağıdaki gibi yazılmıştır [5].

$$M_{j} = \begin{bmatrix} \cos\beta_{j} & \frac{-\iota}{q_{j}} \sin\beta_{j} \\ -iq_{j} \sin\beta_{j} & \cos\beta_{j} \end{bmatrix}$$
(4)

Burada $q_j = n_j \cos\theta_j$, (j=L,H) ve $\beta_j = \frac{2\pi}{\lambda} n_j d_j \cos\theta_j$ şeklinde olup bu çalışmada dalganın yüzeye dik geliş durumu incelendiğinden $\theta_j = 0$ alınmıştır. Katmanların her biri için alt matrisler elde edildikten sonra çok katmanlı yapının 4x4'lük toplam M matrisi alt matrisler kullanılarak $M = M_1 M_2 M_3 \dots M_n$ şeklinde oluşturulmaktadır. Yapıdan yansıyan güç oranı ise M matrisinin köşe elemanları M_{11}, M_{12}, M_{21} ve M_{22} kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir. $q_t = q_0 = n_0 \cos\theta_0$ ($\theta_0 = 0$) şeklindedir.

$$R = |r|^{2} = \frac{(M_{11} + q_{t}M_{12})q_{0} - (M_{21} + q_{t}M_{22})}{(M_{11} + q_{t}M_{12})q_{0} + (M_{21} + q_{t}M_{22})}$$
(5)

3. Sonuçlar

Yukarıda tanımlanan dört ayrı filtre dizilimi için yansıma sonuçları Şekil 2'de gösterilmektedir. Şekil 2a incelendiğinde orijinal Fotonik Kristal yapıda yansıma bandının 400-411 nm ve 532-688 nm aralıklarında olduğu görülmektedir. Şekil 2b'de Δl ve Δh kadar kalınlık artışı sağlanmış malzemeler kullanıldığında yansıma

bantlarının arttığı, FK1'de bulunan bandın daha yüksek dalga boylarına kaydığı ve bu bantların 430-451, 506-531 ve 591-751 nm aralıklarında oluştuğu görülmüştür. Aynı şekilde Şekil 2c ve 2d incelendiğinde, FK3'teki yansıma bantlarının 430-436, 474-486, 526-549, 578-629 ve 659-800 nm aralıklarında, FK4'teki yansıma bantlarının ise 444-448, 476-482, 551-580, 596-632, 652-718 ve 736-800 nm aralıklarında olduğu görülmektedir. Malzeme kalınlıkları arttıkça daha çok yansıma bandının oluştuğu Şekil 2'de görülebilmektedir.



Şekil 2. FK1 (a), FK2 (b), FK3 (c) ve FK4 (d) yapılarının yansıyan güç oranı grafikleri

Bu yapılar kullanılarak, görünür ışık spektrumunda birden çok yansıma bandı elde edilebilmekte, ayrıca bu bantların farklı malzemeler kullanılarak ve kalınlık artış oranları değiştirilerek ayarlanması mümkün olmaktadır.

4. Kaynaklar

Wang Q. H., Li D. H., Peng B. J., Tao Y. H., Zhao W. X., "Multilayer dielectric color filters for optically written display using up-conversion of near infrared light", Journal of Display Technology, Cilt. 4, No. 2, 2008.
 Weidong S., Xuezheng S., Yueguang Z., Zhenyue L., Xu L., Peifu G., "Narrow band filters in both transmission and reflection with metal/dielectric thin films", Optics Communications, Cilt. 282, s.242–246, 2009.
 Alipour-Banei H., Serajmohammadi S., Mehdizadeh F., Hassangholizadeh-Kashtiban M., "Special optic communication filter based on Thue-Morse photonic-crystal structure", Optica Applicata, Cilt. 46, No. 1, 2016.
 Chiadini F., Fiumara V., Scaglione A., "Filtering properties of optical Cantor multilayers", 18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, 2005.

[5]. Srivastava S. K., Ojha S. P., "Broadband optical reflector based on Si/SiO₂ one-dimensional graded photonic crystal structure", Journal of Modern Optics, Cilt. 56, No. 1, s.33-40, 2009.

[6]. Sharma S., Kumar R., Singh KS., Kumar A., Kumar V., "Omnidirectional reflector using linearly graded refractive index profile of 1D binary and ternary photonic crystal", Optik, Cilt. 126, s.1146–1149, 2015.

Ku-Band Uydu Sistemleri için Çift Oluklu, Geniş Band, Düşük Profilli Anten Tasarımı

Yavuz Aşcı*, Mustafa Pehlivan, Korkut Yeğin Ege Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Bornova, İzmir yauuz.asci@gmail.com, mustafa.pehlivan@outlook.com, yegink@gmail.com

Özet: Uydu haberleşme sistemleri için geniş band çift-oluklu öküz gözü anten tasarlanmıştır. Tasarımın bant genişliği için ise yer-uydu bağı (13.75-14.5 GHz) ve uydu-yer bağının (10.5-12.75 GHz) her ikisini de içerecek şekilde olması hedeflenmiştir. Bu sayede tasarlanan anten hem alıcı hem de verici olarak aynı anda kullanılabilecektir. Simülasyonlar CST Microwave Studio benzetim programı kullanılarak yapılmıştır. Tasarlanan antenin oransal bant genişliğinin VSWR<1.5 için %40 (10-15 GHz) olduğunu gösterilmiştir. Anten kazancının ise en düşük (@10GHz) 12dBi en yüksek ise en yüksek (@13.5 GHz) 15.2 dBi olarak bulunmuştur. Bu özellikleriyle tasarlanan antenin standart kazançlı boynuz (SGH) antenden daha düşük profilli ve daha dar hüzme açısına sahip olduğu söylenebilmektedir.

Abstract: Dual-cavity bull's eye antenna is proposed and designed for SatCom applications. The desired bandwidth covers both uplink (13.75-14.5 GHz) and downlink (10.5-12.75 GHz) frequency spectrum of Ku-band. Thus, the proposed antenna can be used reception and transmission at the same time. Simulation results are obtained by using CST Microwave Studio. The fractional band width of the designed antenna is shown to be 40% (10-15 GHz) for VSWR< 1.5. The antenna has minimum gain 12 dBi at 10GHz and maximum 15.2 dBi at 13.5GHz. The proposed antenna is low profile and narrow beamwidth when compared to standard gain horn (SGH) antenna.

1. Giriş

Uydu haberleşmesi birçok uygulama için kritik bir öneme sahiptir. Uydu alıcıları için doğrudan haberleşme (DBS) ve uydu haberleşme sistemleri uzun zamandır kullanılmaktadır. Bu sistemler için yüksek kazançlı antenler gerekmektedir. Bu yüksek kazancın sağlanabilmesi için akla ilk gelen çözüm ise yansıtıcı anten yapıları olmaktadır [1]. Yansıtıcı antenlerin hantal yapıda olması minivanlar ve yolcu otobüsleri gibi bazı alanlarda kullanımını zorlaştırmıştır ve hantal yapılı yansıtıcı antenlere çözüm olarak düşük profilli, yüksek kazanca sahip anten tasarımları üzerine çalışmalar önem kazanmıştır [2-11]. Bu çalışmada hem alıcı hem de verici bandını kapsayan, yüksek kazançlı düşük profilli anten tasarımı yapılmıştır.

Standart boynuz anten veya açık uçlu dalga kılavuzu beslemeli yansıtıcı antenlere alternatif olarak son yıllarda öküz-gözü anten tasarımları öne çıkmaktadır. Buradaki amaç kazancın 12 dBi'dan büyük ve oransal bant genişliğinin ise %35'in üzerinde bir anten tasarlamak ve tasarlanan antenin hüzmesini kontrol edebilmektir. Bu tip antenler aslında yüzey dalgalarını bastıran parazistik halka yapılarından türemiştir. Halkaların çapı arttıkça çapraz kutup seviyesinin bastırıldığı ve buna ek olarak anten kazancının da arttığı gözlemlenmiştir. Ku bant anten dizisi yerine tek bir öküz-gözü anten yapısının da önerildiği çalışmalar mevcuttur. Önceki çalışmaların aksine yapıyı daha geniş bantlı yapmak için bu çalışmada farklı bir yol izlenmiştir.

Bu çalışma şu şekilde özetlenebilir, Bölüm 2'de anten tasarımı ve optimizasyonu, Bölüm 3'te ise benzetim sonuçları verilmiştir. En son bölümde ise sonuçlar ve tartışma yer almaktadır.

2. Anten Tasarımı

Anten tasarımı için kullanılan malzeme mükemmel iletken malzemedir (PEC). Tasarımı yapılmış antenin yapısı Şekil 1'de verilmiştir. Şekil. 1'den de anlaşılacağı üzere tasarlanan anten dairesel dalga kılavuzundan açılan kavite ve bu kavitenin hemen bitiminden başlayan oluklu bir yapıdan oluşmaktadır. Kavite aracılığıyla elektromanyetik enerji yüzeye kuplaj edilmiştir. Yüzeydeki oluklar iste ek bir radyasyon elemanı olarak kullanılmıştır. Dairesel dalga kılavuzunun yarıçapı 10.2mm olarak alınmıştır. Böylelikle antenin en düşük çalışma frekansı temel modun (TE11) kesim frekansı olan 8.65 GHz'in 1.25 katı olmuştur. Tasarlanan antenin boyutları Tablo 1'de görülmektedir.



a) Şekil 1. a) Tasarlanan antenin yan kesit görünümü



b) b) Tasarlanan antenin üstten görünümü

Tablo 1 Tasarlanan Anten Boyutları (mm)						
	Cavite Yüksekliği	h_1	5.0			
	Cavite Çapı	\mathbf{R}_1	28.0			
	Oluk Yüksekliği	h_2	4.3			
	Oluk Çapı	R_2	32.0			
	Oluk Mesafe	\mathbf{w}_1	12.9			
	Oluk Kalınlığı	\mathbf{w}_2	7.2			

3. Simülasyon Sonuçları

Önerilen anten CST Microwave Studio [12] programı kullanılarak simüle ve optimize edilmiştir. Parçacık sürüsü algoritması kullanılarak anten optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Optimizasyonda R₁, R₂, h₁, h₂ w₁ ve w₂ parametreleri değişken olarak kullanılmıştır. Şekil 2'de antenin empedans uyumunun hedeflenen Ku-bandı boyunca VSWR,'ın 1.5'tan küçük olduğu görülmektedir. Böylelikle tasarımda amaçlanan giriş empedansı uyumu sağlanmıştır.



Şekil 2. Tasarlanan antenin 10-15 GHz bandındaki duran dalga oranı (VSWR)

Anten kazancının tepe değerinin frekansa bağlı grafiği Şekil 3'te gösterilmiştir. Kazancın 13.5 GHz'e kadar düzenli arttığı daha sonra ise azaldığı gözlenmiştir. Ortalama anten kazancının 13.5 dBi olarak elde edilmiştir. Realized Gain,Theta=0,Max. Value (Subrange)



Şekil 3. Tasarlanan antenin 10-15 GHz bandındaki tepe kazancı.

Tasarlanan antenin E-düzlemi ışıma örüntüleri 3 farklı (11, 13.5 ve 14.5 GHz) frekans değeri için Şekil 4'te gösterilmiştir. Yarım güç ışın genişlikleri benzetim sonuçlarında görüldüğü gibi sırasıyla 32.40, 19.7 o ve 28.2 o olarak elde edilmiştir.





Ku-band tasarımı yapılan antenin ve standart boynuz antenin kazanç değerleri ve boyutları Tablo 2'de karşılaştırılmıştır. Standart boynuz antenle kıyaslandığında tasarlanan antenin kazancının sadece bant sonunda daha düşük kazanç değerine sahip olduğu görülmektedir. Tasarlanan antenin boyutlarının genişlik ve en olarak SGH'dan daha büyük boyutlara sahip olduğunu fakat uzunluk olarak çok daha küçük olduğu söylenebilir.

Frekans	SGH	Tasarım			
(GHz)	(dBi)	(dBi)			
10,50	10,15	12,00			
11,00	10,98	12,62			
12,00	11,66	13,43			
13,00	12,35	14,65			
13,50	12,68	15,10			
14,00	12,99	14,42			
14,50	13,29	13,50			
15,00	13,58	12,00			
a) Kazanç					

 Tablo 2 Tasarlanan anten ve Standart Boynuz Anten Karşılaştırması

Boyutlar (mm)	SGH	Tasarım
Genişlik	38.0	78.2
En	29.0	78.2
Uzunluk	65.0	15.0

b) Boyut

4. Sonuçlar ve Tartışma

Ku bant uydu haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere çift-oluklu öküz gözü anten tasarlanmıştır. Tasarlanan anten elektriksel boyutu göz önünde bulundurulduğunda standart boynuz antene göre daha düşük profillidir. Anten hem alıcı hem de verici bandları için kullanılabilecektir ve ortalama kazancı 13.5 dBi olarak elde edilecektir.

Kaynaklar

- Y. Asci, E.Curuk, K.Yegin, C. Ozdemir. "Improved splash-plate feed parabolic reflector antenna for Ka-Band VSAT applications," in Proceedings of International Conference 46th European Microwave Conference (EuMC), October 2016, 1283-128
- [2] Y. Asci, M. Pehlivan, O. Yiğit and K. Yegin. "Investigation of Effects of Grooves on Antenna Performance for Ku Band Antenna" 8th Microwave and Radar Week MRW2018, Poland, Poznan, May 14-17.
- [3] Y. Asci, M. Pehlivan and K. Yegin, "Wideband, High Gain Aperture Coupled Ku-Band Antenna for SatCom," 24th Telecommunications forum TELFOR, Serbia, Belgrade, November 22-23, 2016.
- [4] M. M. Bilgiç and K. Yegin, "Wideband High Gain Ku Band Microstrip Antenna," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 55, No. 6, pp. 1291-1295, 2013.
- [5] H. Xiang, X. Jiang, and S. Li, "Design of a high gain low sidelobe microstrip antenna array at Ku-band," International Conference on Communications and Mobile Computing, Vol. 1, pp. 29 - 32, 2009.
- [6] M. M. Bilgic and K Yegin, "Low-profile wideband antenna array with hybrid microstrip and waveguide feed network for Ku band satellite reception systems", IEEE Trans. Antennas Propag., vol.62, 2258-2263, 2014.
- [7] M. M. Bilgic and K. Yegin, "Wideband, High-Efficiency Quasi-Planar Antenna Array for Ku Band DBS Reception Systems," Int J Microwave and Wireless Technologies, Volume: 8 Issue: 2 Pages: 221-227, MAR 2016.
- [8] M.Beruete, I.Campillo, J.Dolado, J.Seco, E.Perea, and F.Falcone. "Dual- Band Low-Profile Corrugated Feeder Antenna, "IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 2, pp.340-350, FEB. 2006.

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

- [9] M. Beruete, I. Campillo, J. S. Dolado, J. E. Rodriguez-Seco, E. Perea, F. Falcone, and M. Sorolla, 'Very low-profile bulls eye feeder antenna, IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 4, pp. 365368, Oct. 2005.
- [10] C. Huang,Z. Zhao,Q. Feng, and X. Lao. "A High-Gain Antenna Consisting of Two Slot Elements With a Space Larger Than a Wavelength," IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett., vol.9, pp.159-162, Mar, 2010
- [11] S. Alkaraki, Y. Gao and C. Parini "High aperture efficient antenna at Ku band" 2017 International Workshop on Electromagnetics. pp: 60-62, 2017
- [12] CST Microwave Studio, AG Germany.

GSM ve Wi-Fi Bandlarına Yönelik Metamalzeme Tabanlı Enerji Hasatlayıcı

Emrullah Karakaya^{1*}, Fulya Bağcı¹, A. Egemen Yılmaz², Barış Akaoğlu¹ ¹Ankara Üniversitesi Fizik Mühendisliği Bölümü Ankara

karakayae@ankara.edu.tr, fbagci@eng.ankara.edu.tr, akaoglu@eng.ankara.edu.tr

²Ankara Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara <u>aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada son yıllarda oldukça ilgi gören metamalzemelerin enerji hasadı uygulamaları ile ilgili metamalzeme tabanlı bir hasatlayıcı tasarımı yapılmıştır. Tasarım GSM ve Wi-Fi bantlarında yer alan 0,9 GHz, 1,8 GHz, 2,6 GHz ve 5,8 GHz frekanslarında çalışabilen, ayrık halka rezonatörlerden oluşan bir metamalzeme yapısından oluşmaktadır. Tasarlanan yapının soğurma parametresi, yapıya bağlanan devre elemanı üzerinde harcanan gücün yapıya gelen toplam güç üzerinden verimliliği ve bu verimliliğin geliş açısına bağlılığı incelenmiştir.

Abstract: In this study, a metamaterial-based harvester design for energy harvesting applications of metamaterials, which has been of high interest in recent years, has been realized. The design consists of a metamaterial structure comprising of split ring resonators which can operate at 0.9 GHz, 1.8 GHz, 2.6 GHz and 5.8 GHz frequencies in GSM and Wi-Fi bands. The absorption parameter of the designed structure, the efficiency of the power on the circuit element connected to the structure over the incident power on the structure and the dependency of this efficiency on the incident angle are investigated.

1. Giriş

İnsanoğlu tarihin başlangıcından itibaren, özellikle 18. ve 19. yüzyıllarda sanayi devrimi ile giderek artan bir biçimde enerjiye gereksinim duymuştur. Enerji ihtiyacını karşılayabilmek için geliştirilen teknolojilere ilk örnek olarak akan sudan enerji elde etmek için tasarlanan su çarkları gösterilebilir. Günümüzde ise su çarkları, insanoğlunun gereksinimleri doğrultusunda termik santraller, barajlar, yenilenebilir enerji kaynakları ve nükleer santraller gibi daha fazla enerji üreten tesislere evrilmistir [1]. Bu tür enerji üretim tesisleri makro düzeyde enerji üretimi olarak adlandırılırken, metamalzeme tabanlı enerji hasatlama ise günümüz teknolojisinde kendisine mikro enerji hasatlama yöntemi olarak yer bulmaktadır. Uygulama alanları ise görece düşük güç ile çalışan elektronik cihazlardır. Bu cihazlara örnek olarak giyilebilir elektronik teknolojisi ve sensör uygulamaları gösterilebilir [2]. Elektromanyetik (EM) dalgavı hasatlama islemlerinde kullanılan metamalzeme yapıların temelini metamalzeme tabanlı EM soğurucular oluşturmaktadır. Fiziğin en temel yaşalarından biri olan enerjinin yoktan var, vardan yok edilemeyeceği ilkesinden yola çıkılarak, soğrulan EM dalganın enerjisinin yapıdan ısı, deformasyon vb. başka bir yol ile dışarı atılmadan kullanılabilir enerjiye dönüştürülmesi amaçlanmaktadır. Soğurulan EM dalga sayesinde metamalzeme yapısının üzerinde alternatif akım indüklemektedir. Söz konusu alternatif akımı kullanılabilir doğru akıma çevirmek için metamalzeme yapısının ön kısmına [3] ya da arka kısmına [4] doğrultucu devre eklenmektedir. Böylece kullanılabilir elektrik enerjisi elde edilmektedir. Bu çalışmada yapıda soğrulan EM dalganın oluşturduğu alternatif akımı göstermek amacı ile metamalzeme yapısında devre elemanı olarak direnç kullanılmıştır. Yapıya gönderilen EM ile üzerinde hapsolan gücün ne kadarının dirençler üzerinde harcandığı gösterilmiştir. Havada serbest olarak dolaşan GSM ve Wi-Fi bantlarındaki RF sinyallerinin elektrik enerjisi olarak kullanılabileceğinin gösterilmesi açısından hasatlayıcının çalışma frekansları 0,9 GHz, 1,8 GHz, 2,6 GHz ve 5,8 GHz olarak seçilmiştir.

2. Metamalzeme Tabanlı Hasatlayıcı

Metamalzeme tabanlı enerji hasatlama yapıları üç katmandan oluşmaktadır. Birinci katman iletken rezonatör kısım, ikinci katman dielektrik kısım, üçüncü katman ise toprak düzlemi olarak adlandırılan iletken plakadan
oluşmaktadır. Yapının üzerine gelen EM dalganın ne kadarının soğurulduğu frekansa bağlı bir şekilde aşağıdaki denklemden elde edilmektedir:

$$A(\omega) = 1 - (R(\omega) + T(\omega)) \tag{1}$$

Burada $A(\omega)$ soğurulan, $R(\omega)$ yansıyan, $T(\omega)$ ise iletilen EM dalgayı temsil etmektedir. EM dalga soğurucu yapılarında iletilen EM dalgayı engellemek için üçüncü katmanda metal kullanılmaktadır. Kullanılan metallerin plazma frekansı RF bölgesi için çok yüksek olduğundan iyi bir yansıtıcı görevi görmektedir. Böylelikle (1) denklemindeki $T(\omega)\approx 0$ olmaktadır. Yapıya düşen EM dalganın ne kadarının soğurulduğu sadece yansıyan EM dalgadan elde edilmektedir. Bu durum yapıdan ne kadar az EM dalga yansırsa o kadar fazla soğurmanın meydana geleceğine işaret etmektedir.

Şekil 1(a)'da görüldüğü gibi GSM ve Wi-Fi bantlarında var olan 0,9 GHz, 1,8 GHz, 2,6 GHz ve 5,8 GHz frekanslarındaki EM dalgayı hasatlamak için kullanılan metamalzeme tabanlı EM dalga hasatlayıcı dört adet ayrık halka rezonatörden oluşmaktadır. Yapıda hapsolan gücü göstermek için her bir rezonatör için ayrı ayrı direnç eklemek yerine kullanılan ayrık halka rezonatörler Şekil 1(a)'da görüldüğü gibi ayrık bölgelerinden iletken (bakır) hat eklenerek birleştirilmiştir. Böylece daha az devre elemanı kullanılarak üretimde maliyeti azaltmak hedeflenmiştir. Şekil 1(a)'da verilen *a* birim hücrenin örgü sabitini temsil etmektedir ve değeri 42,0 mm'dir. Halka rezonatörlerin kenar uzunluklarını *b*, *c*, *d* ve *e* ile temsil edilmiştir ve değerleri sırasıyla 41,6 mm, 33,8 mm, 23,0 mm ve 10,7 mm'dir. Ayrık halka rezonatörlerin genişliği w_1 , w_2 , w_3 ve w_4 ile gösterilmiştir ve bunların değerleri ise 1,2 mm, 1,0 mm, 0,4 mm ve 1,35 mm'dir. Bunun yanında Şekil 1(a)'da görülen *g*=2 mm ve *s*=0,8 mm'dir. *R*₁, *R*₂, *R*₃ ve *R*₄ hasatlama yapmak için gerek duyulan dirençlerdir ve optimize edilmiş değerleri sırasıyla 30 Ω , 3 Ω , 2 Ω ve 30 Ω 'dur. Kullanılan dielektrik alttaşın kalınlığı olan *d*_t = 4 mm ve rezonatörlerde ve toprak düzleminde kullanılan bakır kalınlığı *d*_c=0,035 mm olarak seçilmiştir. Metamalzeme tabanlı enerji hasatlayıcı Şekil 2(c)'de temsili olarak tanımlanmıştır. Benzetim çalışmaları CST Microwave Studio elektromanyetik yazılım programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir



Şekil 1(a) Birim hücreye ait geometrik yapı, (b) sınır koşulları ve gönderilen EM dalganın elektrik alan yönelimi, (c) geliş açısının çizimsel gösterimi.

3. Tasarlanan Metamalzemenin Hasatlama Verimliliği

CST Microwave Studio benzetim programında metamalzemeye gönderilen EM dalganın gücü 0,5 Watt olarak sabitlenmiştir. Verimlilik için analizler bu değer üzerinden yapılmıştır. Metamalzemeye dik olarak gelen EM dalgalar için direnç üzerinde depo edilen gücün gelen dalganın gücüne oranı olan verimlilik eğrisi Şekil 2'de gösterilmiştir. Metamalzemeye gönderilen EM dalga 0,9 GHz'te %55,54, 1,8 GHz'te %77,5, 2,6 GHz'te %78 ve 5,8 GHz'te %66,28 oranında yapıya bağlanan dirençler üzerinde harcanmıştır. Bu değerlerin ortalaması olan ortalama verimlilik %69,33 olarak bulunmuştur.



Şekil 2. Metamalzemeye dik açıda gönderilen EM dalganın gücünün ne kadarının AC güç olarak dirençler üzerinde harcandığının frekansa bağlı olarak gösterimi.

Geliş açısı olan θ , negatif yönden gelen EM dalgalar için Şekil 3'de incelenmiştir. Yapı simetrik olarak tasarlandığı için diğer yönden (pozitif) gelen EM dalgalar için söz konusu değerlerde farklılık olamayacağı öngörülmüştür. 0,9 GHz'de -15°,-30°,-45° geliş açılarına karşılık gelen verimlilik değerleri sırasıyla %52, %41 ve %25'dir. 1,8 GHz için -15°,-30°,-45° açılarına karşılık gelen verimlilik yüzdeleri sırasıyla %79, %73 ve %61'dir. 2,6 GHz için -15°,-30°,-45° açılarına karşılık gelen yüzdeler ise %74, %68 ve %61'dir. 5,8 GHz için ise -15°,-30°,-45° açılarına karşılık gelen yüzdeler sırasıyla %52, %41 ve %25', %10 mişteri sırasıyla %5, %30 ve %61'dir. 5,8 GHz için ise -15°,-30°,-45° açılarına karşılık gelen yüzdeler ise %74, %68 ve %61'dir. 5,8 GHz için ise -15°,-30°,-45° açılarına karşılık gelen yüzdeler sırasıyla %58, %83 ve %52 olarak bulunmuştur.



Şekil 3. Geliş açılarına bağlı verimlilik grafiği.

4. SONUÇ

Ortamdaki elektromanyetik dalgayı hasatlamak için teflon alttaş üzerine iç içe geçmiş ayrık halka rezonatörler tasarlanmıştır. GSM ve Wi-Fi bantlarında olan 0,9 GHz, 1,8 GHz, 2,6 GHz ve 5,8 GHz frekanslarında çalışan yapıda hasatlama yapabilmesi için dört adet direnç kullanılmıştır. Dik açıda gelen EM dalgalar için hasatlama verimlilikleri; 0,9 GHz'de %55,5, 1,8 GHz'de %77,5, 2,6 GHz'de %78,0 ve 5,8 GHz'de ise %66,3'dür. Ortalama verimlilik ise %69,3 olarak bulunmuştur. İlerleyen çalışmalarda yapıya bağlanan devre elemanları (dirençler) yerine, doğrultucu devre tasarlanarak doğru akım elde edilmesi hedeflenmektedir.

Teşekkür: Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 116E188 no'lu proje ile ve Ankara Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Birimi (BAP) tarafından 16B0443005 ve 17B0443006 no'lu projeler ile desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1] Priya, S. ve Inman, D. J., "Energy Harvesting Technologies", Springer, 2009.

[2] Zhang, X., Haixia L., ve Long L., "Tri-band miniaturized wide-angle and polarization-insensitive metasurface for ambient energy harvesting", Applied Physics Letters, cilt 111, no. 7, s. 071902, 2017.

[3] Erkmen, F., Thamer S. A. ve Ramahi O.M., "Scalable electromagnetic energy harvesting using frequency-selective surfaces", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt 66, no. 5, s. 2433, 2018.

[4] Almoneef, T.S., Erkmen, F., ve Ramahi O.M. "Harvesting the energy of multi-polarized electromagnetic waves", Scientific Reports, cilt 7, s. 14656, 2017.

5G Teknolojisinde MIMO Uygulamaları için Dizi Anten Besleme Devresi Tasarımı

Caner Bozkır, Nurhan Türker Tokan*

Arçelik Elektronik İşletmesi İstanbul caner.bozkir@arcelik.com

*Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü İstanbul <u>nturker@yildiz.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada 5G yeni radyo kullanım alanlarından biri olan MIMO uygulamaları için kullanılabilecek Butler matrisine dayanan anten dizisi besleme devresi tasarlanmıştır. 3.5-4.2 GHz 5G bandını kapsayacak şekilde tasarlanan Butler devresi yüksek veri işlem hacmi ihtiyacını karşılayacak niteliktedir. 0.51 mm kalınlıklı Rogers 3003 malzeme kullanılarak tasarlanan devrenin ve devre alt elemanlarının benzetimi CST Microwave Studio bilgisayar destekli tasarım aracı kullanılarak yapılmıştır.

Abstract: In this study, an antenna array feeding circuit based on Butler matrix, that can be used for MIMO applications is designed for 5G new radio. The Butler network designed to operate in the 3.5-4.2 GHz 5G band meets the need for high data throughput. The simulation of the circuit and circuit sub-elements, designed using 0.51 mm thick Rogers 3003 material, was performed using CST Microwave Studio computer aided design tool.

1. Giriş

Geniş çalışma bant genişliği modern kablosuz haberleşme uygulamalarında kritik öneme sahiptir. LTE gibi günümüzde kullanılan haberleşme sistemleri yüksek veri oranı ile iletim için geniş bantlı operasyona ihtiyaç duymaktadır. Son zamanlarda popüler olan geniş bantlı LTE çoklu dar bantlı işaretlerden oluşmaktadır. Yakın zamanda çok girişli- çok çıkışlı sistemler (Multiple Input-Multiple Output: MIMO) de modern kablosuz sistemlerde kullanılmaktadır. MIMO sistemler çoklu verici ve alıcı antenleri kullanan uzamsal çeşitlilik tekniğini kullanır. Bu teknik ile işaret sönümleme etkileri minimuma çekilerek kanal kapasitesi arttırılır [1]-[2].

5G yeni radyonun geniş servis, frekans ve uygulama alanları onu değerli kılmaktadır. Alçak ve yüksek frekansların yanı sıra orta frekanslarda da (1 GHz-6 GHz arasında) kullanılması planlanmaktadır. Bu band içerisinde 3.5-4.2 GHz aralığı yeni radyo 5G orta bandı olarak belirlenmiş olup banttaki hem lisanslı hem de lisanssız frekans banlarını kapsamaktadır.

Butler matrisleri giriş uyarımının seçilmesiyle çoklu hüzme oluşturabilen yapılardır. Butler devreleri, günümüze kadar basit tasarımı, düşük maliyeti ve kolay üretilebilmesi sebebiyle pek çok hüzme-anahtarlamalı dizi sistemlerinde kullanılmıştır [3]-[5]. Bu çalışmada 5G yeni radyo kullanım alanlarından biri olan MIMO uyguları için kullanılabilecek Butler matrisine dayanan anten dizisi besleme devresi tasarlanmıştır. Butler matrisi faz dizili anten sistemlerinde kullanılan bir huzme şekillendirme devresidir. N girişe, N çıkışa sahip bir Butler devresi ile N anten beslenerek N adet huzme oluşturulabilir. 3.5-4.2 GHz 5G bandını kapsayacak şekilde tasarlanan Butler devresi yüksek veri işlem hacmi ihtiyacını karşılayacak niteliktedir [6]. 2. Bölümde tasarlanan Butler devresi ve devrede kullanılan yapılar tanıtılmıştır. Geniş bantlı hibrit güç bölücü ve çapraz geçiş elemanlarının simülasyon sonuçları da bu bölümde yer almaktadır. Tasarımlarda taban malzemesi olarak 0.51 mm kalınlıklı Rogers 3003 malzemesi kullanılmıştır. İletken malzeme 17 µm bakır olup taban malzemesinin dielektrik sabiti 3'tür.

2. Butler Matris Tasarımı ve Simülasyon Sonuçları

4 × 4 Butler maddesi iki adet geniş bantlı çapraz geçiş, dört adet geniş bantlı 3 dB hibrit güç bölücü ve 4 adet faz kaydırıcıdan oluşmaktadır. Tasarlanan yapıların benzetimi sonlu elemanlar metodunu kullanan CST Microwave Studio bilgisayar destekli tasarım aracı ile yapılmıştır.

2.1 Geniş Bantlı Hibrit Güç Bölücü Tasarımı



Şekil 1. Geniş bantlı 3 dB hibrit güç bölücü.

Şekil 1' de geniş bantlı 3 dB hibrit güç bölücünün üstten görünümü yer almaktadır. Simetrik 4 kapılı yapının kapıları da gösterilmiştir. Devre 1. kapıdan beslendiğinde elde edilen S parametrelerinin genlik ve faz cevabı Şekil 2'de verilmiştir. 3.5-4.2 GHz bandında 2. ve 3. kapılarda gücün eşit olarak bölündüğü görülmektedir. 4. kapıdaki izolasyon ve 1. kapıdaki geri dönüş kaybı 15 dB' nin altındadır. Şekil 2.b' den bant boyunca 2. ve 3. kapılardaki faz farkının da 90° olduğu görülmektedir.



Şekil 2. Hibrit güç bölücü S parametreleri (a) Genlik cevabı, (b) Faz cevabı.





İki adet geniş bantlı 3 dB kuplörün birleşimi ile geniş bantlı çapraz geçiş yapısı oluşturulmuştur. Oluşan yapı Şekil 3.a' da verilmiştir. Çapraz geçiş işaretlerin birleşimini engellemek amacıyla hatların kesiştiği noktalarda kullanılmaktadır. Bu sebeple çapraz geçişin amacı çaprazda kalan kapılardan işaretin geçişine izin vermektir. Yapının S parametrelerinin değişimi Şekil 3.b' de verilmiştir. 1. ve 2. kapılar arasındaki izolasyonun 25 dB' nin altında olduğu, 1. ve 4. kapılar arasındaki izolasyonun 18 dB' nin altında olduğu görülmektedir. Kuplaj oranı 3.5-4.2 GHz bandında 0 dB' ye yakın seviyededir.

2.3 Geniş Bantlı Butler Matris Tasarımı

Geniş bantlı 4 adet hibrit güç bölücü ve 2 adet çapraz geçişlerin kullanımıyla oluşturulan 4x4 Butler devresi Şekil 4' te verilmiştir. Butler devresinde kullanılan 4 adet faz kaydırıcı yardımıyla çıkış kapılarındaki fazlar da kontrol edilebilmektedir. Şekil 5.a'dan giriş kapıları olan 1.-4. kapılar arasındaki izolasyonun 12 dB' nin altında

olduğu, 1. kapıdan beslenme durumunda çıkış kapılarında ise işaretin 6 dB seviyelerinde olduğu görülmektedir. Butler devresi giriş kapısından aktarılan gücü yaklaşık olarak dörde bölmektedir.



Şekil 4. Geniş bantlı Butler matris.



Şekil 5. Butler matris S parametreleri (a) Giriş kapılarındaki geri dönüş kaybı, (b) Çıkış kapılarındaki araya girme kaybı.

3. Sonuçlar

Birden fazla kullanıcıya sahip MIMO sistemlerde farklı doğrultuda çoklu huzme oluşturabilen sisteme ihtiyaç duyulur. Butler devresi huzme yönlendirme için en yaygın kullanılan devrelerden biridir. Bu çalışmada 5G yeni radyoda orta frekanslarında çalışan MIMO uygulamaları için 4x4 Butler devresi tasarlanmış, CST Microwave Studio ile tam-dalga benzetimi yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarında Butler devresinin çıkışlarında yaklaşık -6 dB' lik genlik gözlenmiştir. Huzme yönlendirme için fazlar da faz kaydırıcıların kullanımıyla kontrol edilebilmektedir.

Kaynaklar

- [1] "TD-LTE and MIMO beamforming: Principles and test challenges", *White paper, Spirent Communications*, Ağustos 2012.
- [2] Kang C., "MIMO beamforming and its impact on testing TD-LTE", *Microwave Journal*, cilt. 55 no. 2, 2012.
- [3] Lin T.H., Hsu S.K., ve Wu T.L., "Bandwidth enhancement of 4 × 4 Butler matrix using broadband forward-wave directional coupler and phase difference compensation," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., cilt. 61 no. 12, s. 4099–4109, 2013.
- [4] Karamzadeh S., Rafii V., Kartal M., ve Virdee B. S., "Compact and broadband 4 × 4 SIW Butler matrix with phase and magnitude error reduction," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., cilt. 25 no. 12, s. 772– 774, 2015.
- [5] Lin Y.S., ve Lee J.H., "Miniature Butler matrix design using glass based thin-film integrated passive device technology for 2.5-GHz applications," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., cilt. 61 no. 7, s. 2594–2602, 2013.
- [6] Yang L., ve Giannakis G. B., "Ultra-wideband communications an idea whose time has come," IEEE Signal Processing Magazine, cilt. 21, s. 26–54, 2004.

Vücut Merkezli Uygulamalar için Geliştirilen bir Çift Bant Yama Antenin Variogram Analizi

Hulusi Açıkgöz, KTO Karatay Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Konya <u>hulusi.acikgoz@karatay.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada, bir yama antenin, tasarım parametrelerine bağlı olan geri dönüş kaybını incelemek için variogram analizi gerçekleştirilmiştir. Çalışılan yama anteni, vücut merkezli uygulamalar için tasarlanmış çift bantlı tekstil antendir. Çalışma frekansı 900 MHz ve 1800 GHz'dir. Basitlik açısından, sadece iki tasarım parametresinin etkileri araştırılmıştır. Bu parametrelerin dönüş kaybı üzerindeki etkileri variogramın hesaplanmasıyla incelenmiş ve Monte Carlo ve Polinom Kaos Açılımı (PCE) gibi alternatif istatistiksel yöntemlerle verilen diğer sonuçlar ile karşılaştırılmıştır.

Abstract: The present study aims to perform the variogram analysis of a dual band patch antenna intended for body centric applications. The purpose of the study is to assess the performance of the antenna by examining the return loss that is closely depending on the design parameters. The working frequencies are 900 MHz and 1800 GHz. For the sake of simplicity, only two design parameters are considered. Their effect on the return loss are examined by calculating the variogram and compared by other results given by an alternative statistical method such as the Monte Carlo and Polynomial Chaos Expansion (PCE) methods.

1. Giriş

Günümüzde antenler, biyomedikal, savunma sanayi ve kablosuz iletişim gibi birçok alanda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Mesela, vücut merkezli uygulamalarda, insan veya hayvanlar gibi canlılar üzerine eklenen antenler uzakta bulunan bir kontrol ünitesine anlık bilgi akışı sağlamakta ve uzaktan takibi mümkün kılabilmektedir. Vücut merkezli kablosuz haberleşme uygulamalarında sıklıkla kullanılan anten yapılarından olan yama antenlerin, vücut ile ışıma yapan yama arasına yerleştirilen metalik toprak düzlemi sayesinde dokuya en az etki yapması ve yama antene dik yönde ışıma yapmasından dolayı tercih edilmektedirler. Yine vücut üzerinde taşınabilir antenlerin yapılarında kullanılan malzemelerin esnek, hafif, maliyeti düşük ve bakımı kolay olmaları gerekmektedir. Bu bakımdan, tekstil tabanlı antenler önem arz etmektedir.

Esnek olarak tasarlanan tekstil antenlerin geniş bir bant aralığında kararlı olması ve istenilen performansları tasarlandığı şekilde göstermesi gerekmektedir. Fakat, bu her zaman mümkün olmamaktadır. Teorik hesaplamalar ve ölçümler arasında her zaman için fark olabilmektedir. Dolayısıyla, anten performansının fiziksel ve geometrik parametreleri ile olan değişkenliğini ve belirsizliklerini, bu amaç için geliştirilmiş olan güçlü bir teknik ile belirlemek gerekmektedir.

Literatürde, ölçümler ile teorik hesaplamalar arasındaki farkları istatistiksel olarak belirlemek için çeşitli yöntemler önerilmiştir. Bu amaç için yaygın olarak kullanılan bir yöntem, mühendislik, fizik bilimleri, finans, tıp vb. çeşitli alanlarda başarıyla uygulanan Monte Carlo tekniğidir [1]. Son zamanlarda, Polinom Kaos Açılımı (PCE) gibi alternatif bir yöntem elektromanyetik alanında önerilmiş ve kullanılmıştır [2]. Bilinen Monte Carlo tekniği ile kıyaslandığında, daha az veri ile aynı doğruluğu elde etme ve böylece analiz için harcanan zamanı azaltma yeteneğine sahiptir.

Bu bildiride önerdiğimiz yöntem, verilerin uzaysal korelasyonunu tanımlayan variogram analizinin kullanımına dayanmaktadır.

Bildiri şu şekilde düzenlenmiştir: İkinci bölümde, yama anten performanslarını istatistiksel olarak analiz etmek için kullanılan variogram yöntemi açıklanmaktadır. Daha sonra ise, variogram analizinin verdiği sayısal sonuçlar sunulmaktadır.

2. Variogram Analizi

Variogram (ya da yarı-variogram) analizi başlangıçta jeolojide (1963 yılında Matheron) yapılan çalışmalardan kaynaklanan jeostatik alanına uygulanmıştır [3]. Bir olayın uzaysal korelasyonunu tanımlamak için kullanılan bir

yöntemdir. Bir yüzey üzerindeki veri değerleri arasındaki ilişki derecesi, aşağıdaki gibi hesaplanan varyansın yarısı olan yarı-varyans ile verilir:

$$2\gamma(h) = \frac{1}{N(h)} \sum_{N(h)} [z(u) - z(u+h)]^2$$
(1)

Denklem 1'de, z(u), u konumundaki z'nin değerini, z(u + h), h mesafesiyle ayrılan farklı bir konumda hesaplanan bir başka z değerini ve N(h) ise ayırma mesafesi (veya çiftleri) sayısını ifade etmektedir. h aynı zamanda gecikme mesafesi olarak adlandırılmaktadır. Dolayısıyla, varyans, gecikme mesafesi h ile ayrılan veri değerlerinin ortalama kare farkı olarak hesaplanmaktadır.

Bir variogram analizinin amacı, stokastik bir sürecin variogramını hesaplamak ve veriler arasındaki otokorelasyonu (benzerliği) göstermektir. Bu amaçla bir variogram eğrisi oluşturulmaktadır. Variogram, gecikme süresi h'a göre yarı-varyansın değişimini ifade eden bir eğridir. Farklı önemli parametreleri gösteren genel bir variogram çizimi Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1'de gösterilen önemli parametreler şunlardır:

- Sill: Elde edilen maksimum yarı-varyansı vermektedir

- Range (Menzil): Yarı-varyans değerinin maksimuma (Sill) ulaştığı ve sabitlendiği h değeri

- Nugget: Gecikme mesafesi h=0 için hesaplanan yarı-varyans değerini vermektedir. Teorik olarak bu değer sıfır olmalıdır. Fakat, çok küçük aralıklar için (mikro ölçekteki değişkenlikler), ölçüm hataları veya veri yetersizliğinden kaynaklanan belirsizliklerden dolayı sıfırdan farklı olabilmektedir.

3. Sayısal Sonuçlar

Bu araştırmada kullanılan mikroşerit yama anten, Loss vd. [4] çalışmalarından alınmıştır. Çift bantlı yama anten, tekstil bazlı olup nesnelerinin interneti uygulamaları için enerji hasatı amacı ile tasarlanmıştır. Toprak düzlemi ve ışıma yapan yama ticari olarak Zelt® ($\sigma = 1.75105$ S/m) ismini alan kumaştan üretilmiştir. İki metalik kumaş arasındak alttaş ise Cordura® ($\varepsilon_r \approx 1.9$ and tan $\delta = 0.0098$) olarak adlandırılan yalıtkan malzemeden yapılmıştır. Anten, mobil iletişimde yaygın bir şekilde kullanılan 900 MHz ve 1800 MHz ışıma yapacak şekilde tasarlanmıştır. Şekil 2'de verilen boyutlar, Wm1=31 mm, Wm2=21 mm, Fx=30 mm, Wf=1.5 mm olarak alınmıştır. Ayrıca, alttaş kalınlığı *hsub=*0.5 mm'dir.



Şekil 2. Çift bant yama anten modeli

Yapılan benzetimler sonucu elde edilen sonuçlar Şekil 3'de verilmiştir. Yukarıda, PCE ve MC teknikleri ile elde edilen geri dönüş kaybı S11'in frekansa göre değişimi, her iki parametre için ayrı ayrı verilmiştir. Yani, yukarı solda, Wf değerindeki bir sapmanın (Fx sabit) S11 üzerindeki etkisi hesaplanmış, sağ tarafta ise, Wf sabit bırakılarak Fx değişkeninin S11 üzerindeki etkisi incelenmiştir. Ayrıca, her bir eğri için elde edien standart sapmalar, hata barları şeklinde verilmiştir.



Şekil 3. Yukarıda, PCE ve MC ile edilen frekansa göre geri dönüş kaybı S11 ve değişken giriş parametreleri *Wf* ve *Fx*'in oluşturduğu belirsizlikler. Aşağıda, variogram yönteminin sonuçları.

Şekil 3'deki h mesafesine (*Wf* veya *Fx* çiftleri arasındaki mesafe) göre yarı-varyans değerlerini veren variogram eğrileri yakından incelendiğinde, Wf'nin 1800 MHz'deki etkisinin çok az olduğu görülmektedir. Buna karşın, Wf'nin 900 MHz'de etkisinin daha fazla olduğu, elde edilen maksimum yarı-varyans değerinden anlaşılmaktadır. Bu durum, Şekil 3'de verilen PCE ve MC eğrileri ile de örtüşmektedir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, çift bantlı bir yama antenin giriş parametrelerinde oluşabilecek belirsizliklerin anten çıktısında neden olabileceği sapmaların variogram analizi ile değerlendirilmesi yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar klasik Monte Carlo ve PCE yöntemleri ile karşılaştırılmış ve doğrulanmıştır.

Kaynaklar

[1]. Metropolis N., Rosenbluth A.W., Rosenbluth M.N., Teller A.H., Teller E.: 'Equation of State Calculations by Fast Computing Machines', J. Chem. Phys., 1953, 21, (6), pp. 1087–1092.

[2]. Acikgoz, H. Mittra R., "Stochastic Polynomial Chaos Expansion Analysis of a Split Ring Resonator at Terahertz Frequencies", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, issue 4, April 2018. doi: 10.1109/TAP.2018.2801344.

[3]. Matheron, G. Principles of Geostatistics. Economic Geology, v. 58, p. 1246-1266, 1963.

[4]. Loss C., Gonçalves R., Lopes C., Pinho P., Salvado R.: 'Smart Coat with a Fully-Embedded Textile Antenna for IoT Applications', Sensors, 2016, 16, (6). Available from: http://dx.doi.org/10.3390/s16060938.

ELEKTROMANYETİK YAPILAR VE ANTENLER İÇİN İSTATİSTİKSEL ANALİZ

Hulusi Açıkgöz, KTO Karatay Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Konya <u>hulusi.acikgoz@karatay.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada, elektromanyetik yapıların değişken parametrelerine bağlı olarak oluşabilecek performans belirsizliklerinin istatistiksel olarak değerlendirilmesi için önerilen klasik Monte Carlo tekniği ve daha yeni olan Polinom Kaos Açılımı yaklaşımı sunulmuştur. Örnek olarak yarık halka rezonatör SRR incelenmiş olup istatistiksel analizi yapılmıştır. SRR'ın boyutsal parametrelerinde oluşabilecek rastgele değişkenliklerin SRR'ın manyetik cevabı olan reflektans üzerindeki etkileri verilmektedir.

Abstract: In this study, we propose the classical Monte Carlo technique and a newer Polynomial Chaos Expansion approach for the statistical evaluation of uncertainties due to variable input parameters of electromagnetic structures. For example, the split ring resonator SRR has been studied and statistically analyzed. The effects of SRR on the reflectance, which is the magnetic response of SRR, are given in terms of the random variations that can occur in the dimensional parameters of the SRR.

1. Giriş

Günümüzde elektromanyetik yapılar ve antenler, biyomedikalden savunma sanayisine ve kablosuz iletişime kadar birçok uygulamada kullanılmaktadır. Örneğin, hastaları izlemek ve sağlık uzmanı ile iletişim kurmak için vücuda giyilen antenler önem arz etmektedir. Nesnelerin İnterneti'nin (IoT) ortaya çıkışıyla, antenler elektromanyetik mühendislik faaliyetlerinin merkezine geçmiştir [1]. Ayrıca, geniş bant özelliğinden dolayı yakın gelecekte THz frekanslarında kablosuz iletişim için nano-antenlerin kullanılması beklenmektedir.

Bununla birlikte, bu araştırmalara paralel olarak, antenin ve yakın çevresinin karmaşıklığı sürekli olarak artmaktadır. "Soft Elektronik" (örneğin gerilebilir, deforme olabilir, tekstil antenler) bağlamında, içsel parametrelerin değişkenliğine atfedilen karmaşıklık, cihazın ve/veya sistemin performansını etkileyen ana özelliktir. Gerçekte, yapının (şekil değiştirme, gerdirme, bükme, vb.) çok deforme olabilen yapısı nedeniyle, boyutları belirli bir aralıkta büyük ölçüde değişebilir ve bu nedenle beklenmedik bir davranışa yol açabilir.

Anten parametrelerinin değişkenliğini etkileyen tipik diğer faktörler, üretim aletleri ve bu görevi yerine getiren operatörün hassasiyetidir. Gerçekten de bir imalatta kullanılan makinenin kalitesi ne olursa olsun, sadece üretici tarafından verilen toleranslar kadar kesin olabilir. Bazen, operatör bu görevi el ile gerçekleştirmelidir, bu durumda hassasiyet daha da kötü olabilir. Bir antenin farklı bölümlerini birleştirmek için ekstra yapıştırıcı malzemeler eklemek aynı zamanda rezonansını ve verimliliğini de etkileyebilir. Tekstil antenler, bu tip anten üretim süreci için iyi bir örnektir.

Daha karmaşık bir ortamda, bir elektromanyetik yapı genellikle farklı elektronik bileşenler, antenler ve sensörler vb. ile de çevrelenir. Bu durumda, bahsedilen elektromanyetik veya anten sadece kendi değişkenliğine değil, aynı zamanda çevrenin değişkenliğine yani yakındaki elektromanyetik saçıcılar, destekler vb. etkenlere de bağlıdır. Sonuç olarak, çıktıların değişkenliğini ölçmek için yakın çevrenin de dikkate alınması gerekmektedir.

Bu çalışmada, yukarıda bahsedilen elektromanyetik yapıların fiziksel ve geometrik değişkenliklerine bağlı olarak çıktılarında oluşabilecek belirsizlikler incelenmektedir. Örnek bir çalışma olarak literatürde sıklıkla karşılaşılan yarık halka rezonatör (SRR) ele alınmıştır. Bu bağlamda, literatürde mevcut ve yaygın bir şekilde kullanılan Monte Carlo yöntemi ve henüz gelişmekte olan ve elektromanyetik alanında kullanımı artan Polinom Kaos Açılımı (PCE) yöntemleri ile SRR'ın giriş parametrelerindeki belirsizliklerin SRR'ın manyetik cevabı olan reflektans üzerindeki etkisi irdelenmiştir.

2. İstatistiksel Analiz

Mühendislik alanlarında sıklıkla kullanılan Monte Carlo (MC) tekniği, bir veri vektöründen rastgele örnek üretme yöntemidir [2]. Monte Carlo yöntemini ile belirsizlik yayılımı oldukça basittir ve aşağıdaki adımları takip eder (Şekil 1):

1- Her bir girdi parametresine olasılık yoğunluğu fonksiyonu (PDF) atfedilir,

2- Rastgele değişkenler önceden tanımlanmış PDF'ye göre oluşturulur (Örnekleme),

3- Parametrik (deterministik) sayısal model, ilgili çıktıları üretmek için çalıştırılır,

4- Sonuçlar, ortalama, standart sapma ve olasılık yoğunluk fonksiyonu vb. gibi istatistiksel değerleri hesaplamak için analiz edilir.

Herhangi bir MC simülasyonunda giriş parametrelerinin olasılık dağılımlarına göre örneklenmesi çok önemlidir. Tipik bir MC simülasyonunda, örneklem büyüklüğünün küçük olduğu durumlarda kümelenme veya kıtlık problemi ortaya çıkabilir. Tüm parametre aralığının güvenilir bir şekilde kapsanmasını sağlamak için çok sayıda simülasyon gereklidir. Bu, yüksek hesaplama maliyetlerine sahip simülasyonlarla sonuçlanır.

MC yönteminin bu sorununu aşmak için alternatif bir yol, dterministik sayısal modelin davranışına yaklaşan ikame modeli (veya vekil model) adı verilen daha basit ve ucuz bir model oluşturmaktır.



Şekil 1. Monte Carlo Akış Şeması

Alternatif bir yaklaşım olan PCE tekniği, model parametrelerinin rasgele dağıtılmış değişkenler olarak kabul edildiği bir probleme çözüm sağlayan bir olasılık yöntemdir [3]. İstatistiksel bir PCE aracılığıyla bir vekil model oluşturulmakta, daha sonra sistemin istatistiksel çıktı cevabı (Y), değişkenlerin (X) istatistiksel girdilerine göre hesaplanmaktadır. Giriş parametrelerinin tamamen bağımsız olduğunu varsayarsak, oluşturulan ikame modeli için polinom açılımı aşağıdaki gibidir:

$$Y = M(X) = \sum_{\alpha \in N^m} a_\alpha \psi_\alpha(X) \tag{1}$$

Denklem 1'de a_{α} , blunması gereken bilinmeyen katsayılardır, $\psi_{\alpha}(X)$ çok değişkenli polinomlardır ve α , $\psi_{\alpha}(X)$ bileşenlerini tanımlayan çoklu indekstir.



Şekil 2. PCE yöntemi akış şeması

3. Sayısal Sonuçlar

Bu kısa bildiride, örnek çalışma olarak iki eş merkezli iletken kare döngüsünden oluşan bir SRR dizisi incelenmiştir. SRR iletkenliği $\sigma = 5.8 \times 10^2$ olan bakır malzemeden tasarlamış olup dielektrik sabiti olarak 3.78 olan bir kuvars substrat üzerine yerleştirilmiştir. Alt tabaka ile birlikte SRR birim hücresi şekil 3a'da gösterilmiştir. Periyodik dizinin birim hücresi, SRR yapısının manyetik tepkisini hesaplamak için ticari bir elektromanyetik yazılım programı kullanılarak modellenmiştir. Kuvars alt tabaka üzerinde yerleştirilen SRR, yüzeye dik gelen bir elektromanyetik düzlem dalgası ile aydınlatılır. Floquet portları, uyarma amacıyla birim hücre alanının üst ve alt yüzlerine atanmıştır. Periyodik sınır koşulları, dizi yapısının periyodikliğinin benzetimi için kullanılmıştır [4]. Giriş parametrelerinin üç ayrı belirsizlik seviyesi olan %1, %5 ve %10 değerlerine göre nominal değerleri etrafında eşit olarak dağılmış rasgele değerlere sahip olması sağlanır. Bu belirsizlik seviyelerinin SRR'ın çıktısı olan reflektans üzerindeki etkisi şekil 3b'de gösterilmiştir.



Sekil 3. a) SRR birim hücresi, b) Frekansa göre Reflektans

PCE ve MC tekniği ile elde edilen tahmini ortalama reflektans, giriş parametrelerinin nominal değerleri ile hesaplanan reflektans ile birlikte sunulmuştur. Sonuçlar, reflektansın giriş parametrelerinin değişkenliğinden nasıl etkilenebileceğini göstermektedir. Belirsizlik seviyesi artarken rezonans frekansının kaybolduğu açıkça görülmektedir. Ortalama reflektans büyüklüğü, nominal giriş değerleri tarafından verilen referans reflektans ile karşılaştırıldığında rezonans çevresinde daha düşük olduğu görülmektedir. Bu etkiler yüksek belirsizlik seviyesi için daha fazla olmaktadır.

4. Sonuç

Bu çalışmada, literatürde sıklıkla karşılaşılan SRR incelenmiş ve giriş parametrelerinde oluşabilecek rastgele değişiklerin SRR çıktısı olan reflektans üzerindeki etkileri PCE ve MC ile incelenmiştir. Klasik MC yöntemine nazaran daha az veri ile daha az sürede ikame modeli oluşturmaya yarayan PCE ile MC yöntemine benzer sonuçlar elde edilmiştir. Faklı seviyelerde ki belirsizliklerin SRR'ın cevabını bozduğu gözlemlenmiştir.

Kaynaklar

[1]. Whitmore A., Agarwal A., Da Xu L.: 'The Internet of Things—A survey of topics and trends', Inf Syst. Front., 2014, 17, (2), pp. 261–274.

[2]. Metropolis N., Rosenbluth A.W., Rosenbluth M.N., Teller A.H., Teller E.: 'Equation of State Calculations by Fast Computing Machines', J. Chem. Phys., 1953, 21, (6), pp. 1087–1092.

[3]. Acikgoz, H. Arya, R. K. Wirt, J. Mittra, R., "Statistical Electromagnetics for Antennas", chapter in "Developments in Antenna Analysis and Synthesis" IET book edited by Professor Raj Mittra, in press.

[4]. Acikgoz, H. Mittra R., "Stochastic Polynomial Chaos Expansion Analysis of a Split Ring Resonator at Terahertz Frequencies", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, issue 4, April 2018. doi: 10.1109/TAP.2018.2801344.

300W AGKlar ile Birlikte Kullanılan Soğutucularda Kanat Yönünün 30MHz-230MHz Aralığında Elektromanyetik Işıma Performansına Etkisi

Alpaslan B. Karaman, Atalay Kocakuşak, Zeynep Kocaman, Selçuk Helhel* Akdeniz Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Antalya alpkaraman77@gmail.com, atalaykocakusak@akdeniz.edu.tr, kocamanzeynep46@gmail.com .selcukhelhel@akdeniz.edu.tr*

Özet: Anahtarlamalı güç kaynaklarının(AGK) ortaya çıkardığı ısının uzaklaştırılması için ısı miktarına bağlı daha büyük bir soğutucu kütlesinin kullanılması gerekmektedir. Ancak soğutucu kütlesi ve hacminin artması daha büyük yüzey alanı demektir. Kullanılan soğutucuların geometrisi (soğutma kanatlarının boy, yön, derinlik ve kanatlar arası açıklık) farklı anten formları oluşturmaktadır. Oluşan anten formu birlikte kullanıldığı elektronik devre, cihaz veya sistemin elektromanyetik uyumluluk ışıma testlerinden başarısız olmasının önemli nedenlerinden biridir. Bu çalışmada 300W tüketen AGK'lar seçilmiştir. AGK'lar ile birlikte kullanılan soğutucunun kanatçık yönünün ışıma davranışı üzerindeki etkisi 30MHz-230MHz frekans aralığında benzetim ve ölçüm yöntemi ile incelenmiştir.

Abstract: To remove the heat generated by SMPSs, mass of heat-sink increases depending on the amount of heat. However, the mass of the heat-sink and the increase in volume mean larger surface area. The geometry of the heat-sinks used (length, direction, depth of the cooling fins, and inter-leaf spacing) form different antenna structures. The resultant form is one of reasons why the electronic circuit, device or system used together fails radiated emission(RE) tests. In this study, SMPSs consuming 300W were selected. The influence of the direction of the fins of heat-sink on the radiation behavior of the heat-sinks used with SMPSs was investigated by simulation and measurement in the frequency range of 30MHz-230MHz.

Kaynaklar

[1] Tihanyi, L. 1995. Electromagnetic Compatibility in Power Electronics. J. K. Eckert & Company Inc., Sarasota, Florida, USA, 403 s.

[2] Ning, D. and Lee, F. C. June 1996. Characterisation And Analysis Of Parasitic Parameters And Their Effects In Power Electronics Circuit. 27th Annual IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 2 (1):1743-1748,.

[3] Chung, H. S. and Hui, Y. R. and Tse, K. K. August 1998. Reduction Of Power Converter EMI emission Using Soft-Switching Technique. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 40 (3).

[4] Kuisma, M. December 2003. Variable Frequency Switching in Power Supply EMI-Control: An Overview. Aerospace and Electronic System Magazine, IEEE, vol. 18 (12).

[5] Consoli, A. and Musumeci S. and Oriti, G. November 1996. An İnnovative EMG Reduction Design Technique İn Power Converters. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 38(4): 567–575.

[6] Igarashi, S. and Takizawa, S. and Kuroki K. And Shimizu T. January 2000. Analysis And Reduction Of Radiated EMG Noise From Converter Systems. Electrical Engineering in Japan, vol.130 (1): 106–117.

[7] Georgerian, R. And Montrose, M. I. August 18 - 22, 2003. Product Safety And The Heat Sink-Dilemma Of Minimizing Radiated Emissions And Maximizing Thermal Cooling in Proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 1: 134-137.

[8] Ryan, N. J. And Chambers B. And Stone, D. A. August 2002. FDTD Modelling Of Heatsink RF Characteristics For EMC Mitigation. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 44(3): 458-465.

C-Bandı Hava Durumu Radarları için U Şeklinde Metamateryal Tabanlı Radar Soğurucu Malzeme Tasarımı

Zeynep Kocaman, Atalay Kocakuşak, Alpaslan B. Karaman, Selçuk Helhel* Akdeniz Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Antalya <u>kocamanzeynep46@gmail.com</u>, <u>atalaykocakusak@akdeniz.edu.tr</u>, <u>alpkaraman77@gmail.com</u>, selcukhelhel@akdeniz.edu.tr

Özet: Radar soğurucu malzemeler(RAM) hem görünmezlik hem de istem dışı ışımaları engellemek amacı ile kullanılmaktadır. Ucuza ve kolay üretilmeleri nedeni ile son yıllarda metamateryal tabanlı radar soğurucuların(mRAM) kullanımı hızla artmıştır. Bu çalışmada sunulan mRAM C-bandı hava durum radar sistemleri ile birlikte kullanıma uygun olup, sunulan mRAM'a ilişkin tasarım, benzetim ve ölçme sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmektedir. İki farklı U şeklinde mRAM birim hücresi tasarlanmıştır. Tasarlanan mRAM birim hücreler sırası ile 5.66GHz'de %99.12 ve 5.55GHz'de %98.14 soğurma değerine sahiptir. Bunların uygun bir formda birleştirilmesi, 5.5GHz ve 5.65GHz arasındaki 150 MHz bant genişliğinde %90 veya daha iyi emilim performansı sağlar.

Abstract: Radar absorbing materials (RAM) are used for both to provide invisibility and to prevent uncontrolled emissions. Recently, the use of metamaterial-RAM has increased rapidly due to cheap and easy production of them. Presented mRAM is suitable for use with C-band weather radar systems, and the design, simulation and measurement results are given comparatively. Two different U-shaped mRAM unit cells are designed that they have an absorption value of 99.12% at 5.66 GHz and 98.14% at 5.55 GHz, respectively. Combination of them in a suitable form results in 90% or better absorption performance in the 150MHz bandwidth between 5.50GHz and 5.65GHz.

1. Giriş

Meta malzemeler doğada bulunan malzemelerin göstermediği özellikleri gösteren, yapay olarak oluşturulan kompozit yapılardır. Bir çok araştırmacı özellikle spesifik malzeme ihtiyaçlarını karşılamak için meta malzeme tasarımı ve üretimi ile ilgili araştırmalar yapmaktadır. Bu çalışmada tasarlanarak, üretilen meta malzemenin radar soğurucu(RAM) olarak kullanılması öngörülmüş ve bu nedenle mRAM-(metamaterial Radar Absorber Material) ismi ile anılmıştır. Üretilen mRAM C-Bandı(4- 8 GHz) radar uygulamalarında radar görünmezliğini sağlamakta kullanılabilecektir.

2. Yöntem

Önerilen mRAM'in geometrisi ve boyutları benzetim programına girilerek program aracılığı ile benzetim sonuçları elde edilmiş ve karar verilen yapı gerçeklenerek ölçüm ile karşılaştırma yapılmıştır. İlk adım olarak U-Şekilli tek bir yapı tasarlanmış ve bu tasarım iç içe üç adet geçirilerek bir geometri oluşturulmuştur (Şekil 1-a).



Ancak istenen performans elde edilemeyince çeşitli gerekçeler ile öncellikle Şekil 1-b sonrasında da Şekil 1-c deki model tasarlanarak benzetim yapılmış ve istenen sonuç elde edilince üretim aşamasına geçilmiş. İlgili yapı için ölçüler Şekil 2.'de sunulmuştur.



Şekil 2. Geometik Ölçüler

Benzetim programının her bir model için verdiği elektrik alan(Şekil 3.), manyetik alan(Şekil 4.) ve soğurma sonuçları (Şekil 5.) devam eden şekiller ile gösterilmiştir.





Şekil 5. incelendiğinde 3'lü ve 5'li (Şekil 5 a-b) U-Tipi meta malzemelerin ayrı ayrı noktalarda maksimum yaptığı ancak birleştirildiğinde (Şekil 4c) daha geniş bir bant genişliğinde maksimum soğurmaya ulaştığı görülmektedir.

3. Sonuçlar

Benzetim programında tasarlanan ve ölçümleri yapılan meta malzeme fr4 alttaşı üzerine üretilerek ölçümleri yapılmıştır(Şekil6).



Şekil 6. Üretilen Meta Malzeme

Yapılan ölçümler sonucunda benzetim programına nazaran hedef bandın haricinde de %40 'a varan soğurmalar görülmüştür. Ancak benzetim programı sonuçlarında da görülen 5.6 GHz merkezli yaklaşık 150 MHz band genişliğindeki %90 veya daha iyi soğurma oranı ölçümlerde yaklaşık aynı band genişliğinde ancak yaklaşık 250 MHz daha yüksek bir merkezde kendini göstermiştir (Şekil 7.). Bu uyuşmazlık, ölçümdeki kalibrasyondan kaynaklı hatalar ve üretim anında kullanılan fr4 malzemesinin kalınlığının homojen olmaması gibi değişkenlerden kaynaklanmaktadır.



Şekil 7. Ölçüm Sonucu

Daha geniş ve üretim hatalarına toleransı yüksek metamalzemelerin üretilmesi planlanmaktadır.

Kaynaklar

[1] Ozden K.,A.Ozer, Yücedag O. M. ve Kocer H., "Metamalzeme tabanlı geniş bant ışıma emici yapılar kullanılarak radar kesit alanının azaltılması", Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University, Vol.31-4, pp. 1105-1112, 2016.

[2] N. I. Landy, S. Sajuyigbe, J. J. Mock, D. R. Smith, and W. J. Padilla, "Perfect metamaterial absorber," Phys. Rev. Lett., vol. 100, pp. 207402, 2008.

[3] Yang H., Cao X.Y., Gao J., Li W., Yuan Z., Shang K., Low RCS Metamaterial Absorber and Extending Bandwidth Based on Electromagnetic Resonances, Progress in Electromagnetics Research M, 33, 31-44, 2013.

[4] Bakir M., Delihacioglu K, Karaaslan M., Dincer F. and Sabah C., "U-shaped frequency selective surfaces for single- and dual-band applications together with absorber and sensor configurations", IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol 10., Iss. 3, pp.293-300,2016

[5] Hossain M.J., Faruque I., Hossain I., Islam M.T. and Abdullah S., "Effective Medium Ratio Obeying Multiple Octagonal Split-Ring Resonators Based Metamaterial for Tri-Band Applications", International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering (ECCE), February 16-18, 2017, Cox's Bazar, Bangladesh

[6] Sharma S.K., Ghosh S. and Srivastava K. V., "An ultra-thin triple-band polarization-insensitive metamaterial absorber for S, C and X band applications", Applied Physics A, Vol. 122 Iss. 12, pp 1-8. 2016

2 Tabakalı Asfalt Yol Katman Kalınlıklarının 3GHz'de Çalışan YGR ve 2-Boyutlu FDTD Kullanılarak Belirlenmesi

Baki YALIN, Atalay KOCAKUŞAK, Sükrü ÖZEN, Selçuk HELHEL* Akdeniz Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Antalya <u>baki yalin07@hotmail.com, atalaykocakusak@akdeniz.edu.tr</u>,

baki_yalin07@hotmail.com, atalaykocakusak@akdeniz.edu.tr, sukruozen@akdeniz.edu.tr, selcukhelhel@akdeniz.edu.tr

Özet: Karayolları Bölge Müdürlükleri ve belediyeler, yolların standartlara uygun olarak tamamlanıp tamamlanmadığını belirlemek için geleneksel olarak karot ile örnek alma yöntemini kullanırlar. Bu çalışmada tahribatsız bir yöntem olarak kullanılan 3GHz de çalışan yer görüntüleme radarlarından (YGR) elde edilen verilere zamanda sonlu farklar yöntemi (FDTD) uygulanmış ve 2 tabakalı asfalt kalınlığı ile tabaka bileşenleri belirlenmiştir. YGR yayılım yönü göz önüne alınarak, 2B FDTD yönteminin kullanılması ve enine manyetik alan (TM) modunda çalışılmasına karar verilmiştir. Önerilen modelin benzetimi MATLAB ara yüzü üzerinde geliştirilen algoritma ile yapılmıştır. Çalışma ile 2-katmanlı asfalt yol katman kalınlıkları %10'dan çok daha küçük bağıl hata oranlarıyla belirlenmiştir.

Abstract: Highway Regional Offices and municipalities traditionally use coring sampling method to determine whether roads have completed suited to standards or not. In this study, finite difference time domain(FDTD) method was applied to the data obtained from GPR(non-destructive method) working at 3 GHz and 2-layered asphalt thickness and layer components were determined. By consideration of GPR propagation direction, it was decided to use 2D-FDTD method and to work in transverse magnetic field(TM) mode. Simulation of the proposed model is made with the developed algorithm via MATLAB interface. 2-layer asphalt road layer thicknesses were determined with relative error rates much smaller than 10%.

1. Giriş

Belediyelerin ve Karayolları bölge müdürlüklerinin temel görevlerinden biri, bulundukları bölgelerde ve lokasyonlarda üst yapı çalışmalarının içerisinde olan asfalt yolları yapmak veya yaptırtmaktır. Gerek yapım sırasında ,gerek yapım sonrasında ilgili kurum tarafından asfalt yolların fonksiyonel ve yapısal koşullarını belirlemek amacıyla kontrol heyeti tarafından denetlenme yapılmaktadır. Fonksiyonel durum, ilk olarak üstyapı kesiminin sürüş veya yüzey dokusunun kalitesini belirlemeyi hedefler. Yapısal durumu ise üstyapının yapısal kapasitesi, tabaka kalınlığı ve malzeme özellikleri ile ilgilidir. Bir asfalt yolun yapısal durumunu belirlemek için tabaka kalınlıklarının da tespit edilmesi gerekmektedir.

Servise açık bir asfalt yolun tabaka kalınlığını belirlemek için en güvenilir yöntemlerden biri tahribatsız testleri (Nondestructive Testing-NDT) kullanmaktır. NDT tahribatlı deneylere göre iki önemli avantaj sağlar. Birincisi; tahribatlı deneyler üstyapıya zarar verir ve deney için üstyapı malzemesinin çıkarılmasını gerektirir. Oysa NDT üstyapıya zarar vermeden değerlendirilmesine olanak sağlar. İkinci avantajı ise tahribatlı deneylere göre trafiği daha az kesintiye uğratması ve ucuz olmasıdır.

2. Yöntem

Yer altına uygun özelliklere sahip anten vasıtasıyla elektromanyetik (EM) dalga gönderip, yerin altındaki katmana çarparak yansıyan dalgayı monostatik veya bistatik antenle alan ve algılanan sinyali işlemek suretiyle anlamlı bir bilgi haline getiren, yerin altındaki katmanların görüntülenmesini sağlayan sisteme yer radarı (GPR) denir. Herhangi bir ortam içerisinde EM yayılımı bağıl dielektrik geçirgenlik (ϵ), elektriksel iletkenlik (σ), bağıl manyetik geçirgenlik (μ) fiziksel özellikleri ile boşlukta ışığın hızına (c=3x108 m/s) bağlıdır. Bir asfalt yola GPR uygulaması sırasında elektromanyetik dalga enerjisi , antenler aracılığı ile üstyapı yüzeyine iletilir. Bu dalgalar malzeme (Hava – asfalt , asfalt-plantmix, plantmix-doğal zemin) içerisindeki dielektrik süreksizliğinin durumu ve yerine bağlı olarak çeşitlilik gösteren gidiş dönüş zamanı ve genlikler ile birlikte antene geri yansımaktadırlar. Yansıyan enerji yakalanır ve radar dalga formu olarak tanımlanan itki serisi formunda radargramda gösterilir. Üstyapı tabaka malzemeleri üzerinde seyahat eden ve yansıyan bu enerji , farklı tabakaların sınırlarını oluşturur; bu yansımanın gücü ve gidiş dönüş süresi tabaka kalınlıklarının belirlenmesinde kullanılmaktadır. (Şekil 1a)



Şekil 1. Radargram Geometrisi ve asfalt uygulama modelleri

GPR aracılığı ile gönderilen elektromanyetik dalgalar asfalt zemin içinde ilerlerken bir kısmı ara katmandan yansıyarak ilerlerken bir kısmı da ara katmanlar içinde ilerlemeye devam eder. Yansıyan ve iletilen elektromanyetik dalgaların hızı ve genliklerindeki ani değişmeler ilgili katmanın başladığı ve bittiği yer hakkında bilgi edinmesine kolaylık sağlar.

2.1. Modele Uygulanan Üst Yapı Kesitleri

Şehir içi yollarda kullanılan üst yapı kesitleri Şekil 1b'de gösterilmiştir. GPR'lar asfalt katmanlarının kalınlıklarını tespit ederken her bir katmanın dielektrik özelliğinden faydalanır. Literatürde kaplama tabakası için genelde bağıl dielektrik sabiti 2-7 Farad/m arasında değişmektedir. Aşınma tabakası, binder tabakası ve bitümlü temel için bu değerler karıştırılan agrega ve bitümlü karışımın bağlayıcı özelliğine göre değişmekte olup sırası ile genelde 2-3 Farad/m, 3-5 Farad/m ve 5-7 Farad/m arasında değer alır. Plentmix temel tabakası için ise bağıl dielektrik sabiti kullanılan agreganın cinsine ve tane çapına bağlı olarak 7-18 Farad/m arasında değer almıştır. Doğal zemin malzemesi olarak doygun toprak düşünülmüş olup dielektrik katsayısı 20-30 Farad /m arasında değer aldığı görülmüştür. Bu çalışmada 2 Tabakalı Asfalt Yol Katmanı Modeli ele alınmıştır. İki tabakalı asfalt yol katmanı aşınma tabakası ile plentmix tabakasında oluşur. Şehir içi yollarda trafiği az olan sokak ve ara yollarda kullanılır. Uygulamalarda aşınma tabakası 5-6 cm aralığında uygulanırken, plent mix tabakası 18-23cm arasında yapılır.

2.2. Zaman Domeninde Sonlu Farklar (FDTD) Metodu

FDTD yöntemi Maxwell denklemlerindeki diferansiyel yaklaşımlarının zamanda ve konumda ayrıklaştırılmasına dayanır. FDTD yöntemi, sonlu farklar yönteminin geliştirilmesi, denklemlerin EM dalga denklemlerinin zaman ortamı için yazılmasıyla ortaya çıkarılmıştır (Yee 1966). Modelin içerdiği 2B geometri, dalga boyundan çok daha küçük boydaki hücrelere bölünerek sonlu farklar ağı oluşturulur. Sonlu farklar ağı geometrinin ve anten merkez frekansının büyüklüğüne bağlı olarak, binlerce küçük hücreden oluşur. Mod seçimini takiben, uygulanan yöntemin dağılma ve kararlılık koşulları (λ min ve Δt) ile yutucu sınır koşulu olarak mükemmel uyumlu tabaka(PML) belirlenmiştir. Denklem 1 ile verilen kaynak seçimi yapılmıştır. Yöntemin akış şeması Şekil 2'de verilmektedir. Şekil 1b'de belirtilen farklı asfalt katmanlarındaki durumlar için, FDTD modellemesinden elde edilen elektrik alanine düşey bileşeni (Ez), değişik zaman adımlarında kaydedilen dalgaların anlık görüntülerini göstermektedir. Yazılan algoritma ile katmanlar arasındaki radargram üzerinde görüntüden katman kalınlıkları kolaylıkla elde edilmiştir. Kaynak dalgacığının merkez frekansı, 3GHzdir. Katmalarda σ =0, μ = μ 0 olarak alınmış olup değişim göstermemiştir. Modellemede, zaman adım sayısı(n), 400 olarak incelenmiş ve Δ t=23,57ps olarak hesaplanmıştır., Toplam kayıt süresi 9428ps dir. Hesaplama alanı 2mx2m olup hücre sahısı 200x200 (Δ x= Δ y= Δ z= Δ s=1cm) olarak alınmıştır.



Şekil 2. 2B TM Modu FDTD Akış Şeması



Şekil 3. Geliştirilen Arayüz ve Radargram

3. Sonuç Ve Öneriler

Sunulan model için 3 farklı katman kalınlığında ve dielektrik özelliğinde örnekleme yapılmış, algoritmanın hesapladığı kalınlıklar ile radargram üzerinde görünen kalınlıklar karşılaştırılarak bağıl hata oranları hesaplanmıştır (Tablo 1).

Uygulama No	Cinsi	ε (F/m)	Hesaplanan Kalınlık (cm)	Ölçülen Kalınlık (cm)	Hata Oranı(%)
a	Hava	1	57,00	57,00	0,00
	Aşınma	2	5,00	5,00	0,00
	Plentmix	7	18,00	19,00	5,56
	D. Zemin	23,922	120,00	119,00	0,83
b	Hava	1	53,00	54,00	1,89
	Aşınma	3	6,00	6,00	0,00
	Plentmix	9	23,00	23,00	0,00
	D. Zemin	25,468	118,00	118,00	0,00
c	Hava	1	53,00	53,00	0,00
	Aşınma	3	5,50	5,00	9,09
	Plentmix	10	25,00	24,00	4,00
	D. Zemin	25,468	116,50	117,00	0,43

TABLO 1. ASFALT MODELLERİNDE RADARGRAM ÜZERİNDE ÖLÇÜLEN KATMAN KALINLIKLARI

İnşa edilecek olan asfalt yolların, zemin görüntüleme radarı (GPR) kullanılarak tabaka kalınlıklarının bulunmasına katkı sağlamak amacıyla 2 boyutlu FDTD yaklaşımı ile çok yüksek frekanslı EM dalga alanı hesaplayan MATLAB algoritması ve arayüzü geliştirmiştir. Oluşturulan algoritma Şekil 2 deki iki katmanlı model için uygulanmış hesaplan değerler ile radargram üzerinde elde edilen veriler karşılaştırılarak bağıl hata oranları hesaplanmış ve algoritmanın tutarlılığı ve doğruluğu ortaya konmuştur. İlerleyen çalışmalarda 3 ve 4 katmanlı yapıların incelenerek çalışmanın genişletilmesi önerilmektedir.

Kaynaklar

- [1] Shahin MY., Pavement Management for Airports. Roads and Parling Lots. Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, U.S.A., 2002.
- [2] Roberts R. L. ve Daniels J. J., Modeling near-field GPR in three dimensions using the FDTD method, Geophysics, 62, 1114-1126.,1997.
- [3] Seyfi L., Enerji Verimli İki Boyutlu Bir GPR Algoritmasının Geliştirilmesi, Doktora Tezi, Selçuk Üniversitesi, Konya, 2011.
- [4] Yee K. S. Numerical solution of initial boundary problems involving Maxwell's equations in isotropic media, IEEE Trans. Ant. Prop., P 302-309, 1966.
- [5] Gürel L. ve Oğuz, U.. Three- dimensional FDTD modelling of a GroundPenetrating Radar. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 38,4,2000.
- [6] Daniels D. J., Ground Penetrating Radar 2nd ed., The Institution of Electrical Engineers, 1-246 (2004).
- [7] Morcous G. ve Erdoğmuş E., Use of Ground Penetrating Radar for Construction Quality Assurance of Concrete Pavement, NDOR Project Number P307, Final Report, Principal Investigators, University of Nebraska – Lincoln, 2009.
- [8] Baki Yalın, Asfalt Yol Tabaka Kalınlıklarının Tespitinin 2B Zaman Modellenmesi, Akdeniz Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi, 2018.

Karbon Fiber Kompozit Kumaşların Elektromanyetik Ekranlama Etkinliğinin İncelenmesi

Halil İbrahim Keskin, Kayhan Ateş, Selçuk Helhel, Şükrü Özen Akdeniz Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Antalya

eem.halilkeskin@gmail.com, ateskayhan@yahoo.com, selcukhelhel@akdeniz.edu.tr, sukruozen@akdeniz.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, popüler kompozit malzemelerden olan karbon fiber kompozit kumaşların elektromanyetik ekranlama etkinliği incelenmiştir. Karbon fiber kompozit olarak fitil (çapraz) örgülü, düz örgülü ve tek yönlü kumaşlar seçilmiştir. Kumaş örnekleri, örgü yapılarına göre 3.3-4.9 GHz frekans aralığında incelenmiştir. Ölçümler sonucunda, düz örgülü karbon fiber kompozit kumaşın fitil örgülü karbon fiber kompozit kumaşa göre daha iyi ekranlama etkinliğine sahip olduğu gözlenmiştir. Ayrıca, yönlendirmenin sadece tek yönlü karbon fiber kompozit kumaşı için önemli bir parametre olduğu sonucuna ulaşılmıştır.

Abstract: In this study, electromagnetic shielding efficiency (SE) of carbon fiber composite (CFC) fabrics which is the one of the most popular materials have been investigated. Twill woven, plain woven and unidirectional woven have been chosen as the carbon fiber composite. Samples of CFC fabric have been investigated according to mesh structures in the frequency range of 3.3-4.9 GHz. As a result of the measurements, it was observed that the plain woven carbon fiber composite fabric had better shielding efficiency than the twill woven carbon fiber composite fabric had better shielding efficiency than the twill woven carbon fiber composite fabric. Also, it was accomplished that the orientation was an important parameter only for unidirectional woven CFC fabric.

1. Giriş

Kompozit malzemelerin endüstriyel anlamda metallerin yerine kullanılması ile daha hafif ve mekanik darbelere dayanıklı yeni ürünler ortaya çıkmıştır. Bu nedenle otomotiv, havacılık ve uzay gibi kütlenin önemli olduğu sektörlerde kompozitlerin kullanımı, göreceli olarak daha fazladır. Ayrıca, kompozitlerin korozyona karşı daha dayanıklı olması, metallere göre diğer bir avantajıdır.

En çok kullanılan kompozit malzemelerden olan karbon fiber kumaş liflerinin üretiminde hammadde olarak katran-zift, rayon veya poliakrilonitril (PAN) kullanılır. Üretilen karbon lifleri, izotropik veya anizotropik olabilir. İzotrop liflerin germe ve çekmeye karşı mukavemetleri düşük iken anizotrop liflerin bu gibi mekanik etkilere karşı mukavemetleri yüksektir [1].

Bu çalışmada, PAN esaslı üretilmiş anizotrop karbon fiber kompozit kumaşların elektromanyetik ekranlama etkinliği incelenmiştir. CFC kumaşlar günlük yaşamda bir yapıştırıcı malzemesi olan epoksi reçine ile kullanılmasına karşın bu çalışmada epoksi reçine kullanılmamıştır. Bunun sebebi ise, epoksi reçineye ait elektromanyetik ekranlama etkinliğinin yaklaşık sıfır desibel (dB) olmasıdır [2].

2. Materyal ve Metot

2.1. Elektromanyetik Ekranlama Etkinliği

Elektromanyetik ekranlama, bir kaynaktan çıkan elektromanyetik enerjinin bir sisteme veya ortama girişinin engellenmesi veya o sisteme yapacağı etkinin azaltılması işlemidir [3]. Elektromanyetik dalga, ekranlama sayesinde üç aşamada zayıflar. Elektromanyetik dalga ekran üzerinden geri yansır, ekran üzerinde yutulur ve ekran içinde çoklu yansıma yapar [4].

$$SE = 20\log\frac{E_1}{E_2} = 20\log\frac{H_1}{H_2} = \underbrace{20\log(|\eta_w| / (4|\eta_s|))}_{SE_R} + \underbrace{20\log(e^{d/\delta})}_{SE_A} + \underbrace{20\log(1 - e^{\frac{-2d}{\delta}})}_{SE_{MR}}$$
(1)

Burada, *SE* elektromanyetik kalkanlama etkinliğini göstermektedir ve dB olarak ifade edilir. *SE_R*, *SE_A* ve *SE_{MR}* ise yansıma kaybı, soğurulma kaybı ve malzeme içinde tekrarlı yansıma kaybı olarak adlandırılır. Sırasıyla E_1 , E_2 , H_1 ve H_2 birinci ve ikinci ortamlardaki elektrik ve manyetik alan bileşenlerini gösterir. η_w dalga empedansını ve η_s ise karakteristik empedansı temsil etmektedir. *d* ekran kalınlığını ve δ ise deri mesafesini ifade eder.

2.2.Karbon Fiber Kompozit Kumaşlar

Karbon liflerinin bir araya getirilmesiyle CFC elde edilen karbon fiber kompozit kumaşlar, elektriksel olarak iyi iletken malzemelerdir. Yapılan çalışmalar, CFC kumaşların elektromanyetik ekranlama etkinliğinin yüksek olduğunu gösterse de [2, 5] bu kumaşların elektromanyetik ekranlama özellikleri alüminyum ve bakır gibi yüksek iletkenliğe sahip metallere kıyasla daha düşüktür.

PAN esaslı kumaşlar kullanılarak yapılan çalışmada, örgü tipi olarak düz örgülü, fitil (çapraz) örgülü ve tek yönlü CFC kumaşların elektromanyetik ekranlama etkinliği üzerine çalışılmıştır. Bu çalışmada kullanılan CFC kumaşlarının tür ve özellikleri, çalışmada kullanılan örnek kodlarıyla birlikte Tablo 1'de belirtilmiştir. Ayrıca, Şekil 1.a'da fitil örgülü, Şekil 1.b'de düz örgülü ve Şekil 1.c'de ise tek yönlü CFC kumaş örnekleri gösterilmiştir.

	· ·		i	
Örnek Kodu	Örgü Tipi	Kalınlık (mm)	Ağırlık (gr/m ²)	Yönlendirme
S1	Düz	0.327	200	Yatay
S2	Düz	0.327	200	Dikey
S3	Fitil	0.327	200	Dikey
S4	Fitil	0.65	420	Dikey
S5	Fitil	0.65	420	Yatay
S6	Tek Yönlü	0.48	300	Dikey
S7	Tek Yönlü	0.48	300	Yatay

Tablo 1. Çalışmada kullanılan karbon fiber kompozit kumaşlar ve özellikleri.



Şekil 1. Fitil örgülü (a), düz örgülü (b) ve tek yönlü (c) CFC kumaşların dikey yönlendirmeli görüntüsü.

3. Elektromanyetik Ekranlama Ölçümleri

CFC kumaşlara ait ölçümler, Akdeniz Üniversitesi Endüstriyel ve Medikal Uygulamalar Mikrodalga Uygulama ve Araştırma Merkezi bünyesinde bulunan ANRITSU marka MS4624B model vektörel ağ analizörü ile gerçekleştirilmiştir. Vektörel ağ analizörü, devrelerin saçılma parametrelerini, devreye iletilen ve devreden yansıyan dalgaların genlik ve fazlarını ölçebilen cihazlardır. Frekans bandı olarak 3.3-4.9 GHz seçilmiştir ve WR-229 dikdörtgen dalga kılavuzları kullanılmıştır. Ölçüm düzeneği, Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2. Ölçüm düzeneği.

Yapılan ölçümler sonucunda örgü yapısının *SE* üzerinde oluşturduğu farklılık, Şekil 3.a ile gösterilmiştir. Buna göre, Tablo 1'de örnek kodu S2 olarak belirtilen numunenin 3.3 GHz frekansındaki kalkanlama etkinliği 58.87 dB iken, 4.9 GHz frekansında 55.68 dB olduğu görülmüştür. S3 kodlu örnek için 3.3 GHz frekansındaki kalkanlama etkinliği 53.6 dB iken, 4.9 GHz frekansındaki kalkanlama etkinliği 49.57 dB'dir. Ölçüm sonuçlarına göre, söz konusu frekanslarda düz örgülü yapının fitil örgülü yapıya göre daha iyi ekranlama özelliği olduğu gözlenmiştir. Kalınlığın ekranlama etkinliği ile ilişkisi ise Şekil 3.b'de gösterilmiştir. S3 örneğine göre 0.323 mm daha kalın olan S4 kumaş örneği, 3.3 GHz frekansında 66.76 dB'lik ekranlama etkinliği gösterirken 4.9 GHz frekansında 57.60 dB ekranlama etkinliği göstermiştir. 0.327 mm kalınlığındaki S3 kodlu kumaşın ekranlama etkinliği 3.3 GHz frekansında 49.57 dB'dir. Şekil 3.c'de örgü yapısının yönünün yatay ve dikey olmasına bağlı olarak gerçekleştirilen ölçümlerin sonucu bulunmaktadır. Düz örgülü (S1 ve S2 örnekleri) ve fitil örgülü (S4 ve S5 örnekleri) CFC kumaşlar için yapılan ölçümler sonucunda yönlendirme, ekranlama etkinliği

üzerinde büyük değişimlere yol açmazken tek yönlü (S6 ve S7 örnekleri) yapı için yönlendirme önemli bir faktördür. S6 örnek kodlu tek yönlü yapı yatay ölçüldüğünde 69.19 dB'den başlayarak 57.17 dB'ye doğru azalan bir ekranlama etkinliği gösterirken aynı yapı, S7 örnek koduyla dikey ölçüldüğünde ise yaklaşık 3 dB ekranlama etkinliği gözlenmiştir.



Şekil 3. (a) Örgü yapısının (S2 ve S3 örneği) ekranlama etkisinin frekansa göre değişimi, (b) kalınlığın (S3 ve S4 örneği) ekranlama etkisinin frekansa göre değişimi ve (c) yönlendirmenin (S1, S2, S4, S5, S6 ve S7 örnekleri) ekranlama etkisinin frekansa göre değişimi.

4. Sonuç

Bu çalışmada, elektromanyetik ekranlama konusu kısaca açıklanmıştır ve son yıllarda popüler olan kompozit malzemelerden karbon fiber kompozit kumaşların elektromanyetik ekranlama etkinliği deneysel olarak incelenmiştir. Ölçümler, 3.3-4.9 GHz frekans aralığında yapılmıştır.

Ölçümler, dört farklı örnek ile örgü tipi, kalınlık, ağırlık ve yönlendirmeyi kıstas alan yedi farklı duruma göre gerçekleştirilmiştir. Aynı özelliklere sahip düz örgülü ve fitil örgülü karbon fiber kompozit kumaşlar incelendiğinde, elektromanyetik kalkanlama etkinliği açısından birkaç dB'lik fark olduğu tespit edilmiştir. Düz örgülü karbon fiber kompozit kumaşın daha iyi ekranlama etkinliğine sahip olduğu gözlenmiştir. 0.323 mm daha kalın olan kumaş, ince olan kompozit kumaşa kıyasla daha iyi elektromanyetik kalkanlama etkinliği göstermiştir. Örgü yapısının yönelimi söz konusu olduğunda ise düz ve fitil örgü için yönelim önemli bir değişken değildir. Fakat tek yönlü yapı için yönelimin büyük önem taşıdığı sonucuna ulaşılmıştır.

CFC kumaşların elektriksel özellikleri sayesinde ortaya çıkan elektromanyetik ekranlama etkinliği, elektromanyetik uyumluluk mühendisliği açısından büyük önem arz etmektedir ve söz konusu malzemenin ilerleyen yıllarda gelişmesi ile birlikte birçok farklı uygulamada kullanılması öngörülmektedir.

Kaynaklar

[1]. Yaman N., Öktem T., Seventekin N., "Karbon liflerinin özellikleri ve kullanım olanakları", Tekstil ve Konfeksiyon, cilt.17 no.2, s.90-95, 2007.

[2]. Jou W. S., "A novel structure of woven continuous-carbon fiber composites with high electromagnetic shielding", Journal of Electronic Materials, cilt.33 no.3, s.162-170, 2004.

[3]. Arı N. ve Özen Ş., Elektromanyetik Uyumluluk. Palme Yayıncılık, Ankara, Türkiye, 2008.

[4]. Saini P., et. al. "Enhanced microwave absorption behavior of polyaniline-CNT/polystyrene blend in 12.4 – 18.0 GHz range", Synthetic Metals, cilt.161 no.15-16, s.1522-1526, 2011.

[5]. Greco S., et al. "Shielding effectiveness properties of carbon-fiber reinforced composite for HIRF applications," Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on. IEEE, 2012.

Yüksek Gerilim Hatlarının Çevresindeki Elektrik Alanın Yük Benzetim Yöntemi ile Simülasyonu

Halil İbrahim Keskin, Alparslan Bozkurt Karaman, Ergin Kayar, Kayhan Ateş, Şükrü Özen Akdeniz Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Antalya

<u>eem.halilkeskin@gmail.com</u>, <u>alpkaraman77@gmail.com</u>, <u>erginkayar07@gmail.com</u>, <u>ateskayhan@yahoo.com</u>, <u>sukruozen@akdeniz.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada, yüksek gerilim hatları çevresinde oluşan elektrik alan seviyelerinin tespiti için yük benzetim yöntemini (YBY) esas alan bir simülasyon programı geliştirilmiştir. Programlama, Matlab GKA (Görsel Kullanıcı Arayüzü) ile gerçekleştirilmiştir. Hesaplamak için hattın fiziksel parametreleri kullanılmıştır ve hat çevresinde oluşan elektrik alan bileşenleri kolayca belirlenmiştir. Böylece, biyoelektromanyetik konusunda çalışan araştırmacılar ve elektromanyetik güvenlik analizleri için kullanımı kolay bir simülasyon aracı geliştirilmiştir.

Abstract: In this study, a simulation software which is determine the electric field levels around the high voltage lines based on the charge simulation method has been developed. Programming has been accomplished through Matlab GUI (Graphical User Interface). Physical parameters of the line have been used for calculation and components of the electric field around the line have been detected easily. In this way, an easy to use simulation tool for bioelectromagnetic researchers and electromagnetic risk analyzes has been developed.

1. Giriş

Elektrik enerjisinin iletiminde ve kullanım aşamasında insan sağlığını etkileyebilecek elektrik alanlar meydana gelmektedir. Yüksek gerilim (YG) hatlarının çevresinde oluşan elektrik alanın insan sağlığı üzerinde biyolojik etkilerine yönelik çalışmalara sıklıkla rastlanmaktadır [1]-[2].

Elektrik alanın belirlenmesi için yapılan hesaplamalarda kullanılan popüler ve kolay yöntemlerden birisi olan yük benzetim yöntemi, iletkenin yüzeyine dağılmış elektrik yüklerinin yarattığı gerçek elektrik alan yerine benzetim yüklerinin oluşturduğu elektrik alanın hesabıdır.

Yüksek gerilim elemanlarından kaynaklanan elektrik alanın hesabı, yük benzetim yöntemi ile etkili bir şekilde yapılabilir [3]. Havai iletim hatlarından yayılan elektrik alanın incelenmesi [4] veya havai iletim hatlından yayılan elektrik alanın elektrik alanın bulunması [5] gibi çeşitli problemlerin çözümüne olanak sağlar.

Bu çalışmada, yüksek gerilim hatları çevresinde oluşan elektrik alan seviyelerinin tespiti için yük benzetim yöntemini esas alan bir simülasyon programı geliştirilmiştir. YBY'nin tercih edilmesinin sebebi, kullanıcılar tarafından kolay anlaşılabilmesinin yanı sıra diğer metotlara kıyasla elektrik alan hesaplamalarında daha hızlı sonuç vermesidir. Çalışma kapsamında oluşturulan program Matlab ortamında bir arayüz olacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen ara yüz ile yüksek gerilim hattının direk ve diğer fiziksel parametrelerine bağlı olarak hat çevresinde oluşan elektrik alan bileşenlerinin pratik olarak elde edilebilmesine olanak sağlanmıştır.

2. Yük Benzetim Yöntemi (YBY)

Yük benzetim yöntemi, elektrotların yüzeyine dağılmış yüklerin yarattığı gerçek elektrik alan yerine, ayrık yüklerin oluşturduğu bileşke alanın hesabını açıklayan bir yöntemdir. Hesaplama için uygun tipte, sayıda ve pozisyonda yükler seçilir. Söz konusu yükler, benzetim yükü olarak adlandırılır. q_{ij} , n tane benzetim yükünün her birinin yükü ve V_i bu yüklerin herhangi bir noktada oluşturdukları potansiyel olmak üzere

$$V_i = \sum_{i=1}^n p_{ij} q_{ij} \tag{1}$$

şeklinde hesaplanır. p_{ij} , potansiyel katsayısı olarak adlandırılır ve uzaklık ile ortamın dielektrik sabitine bağlıdır. Burada, *n* tane q_{ij} yükünün bulunabilmesi için potansiyeli bilinen *n* tane V_i potansiyelli sınır noktası tanımlanır. Tanımlanan bu sınır noktalarının sayısı, benzetim yüklerinin sayısına eşit olmalıdır. Ortamın dielektrik sabiti $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ olmak üzere, iletken yüzeyinde seçilen benzetim yüklerinin belirli bir uzaklıkta bulunan noktada oluşturacağı elektriksel potansiyel, Şekil 1'de gösterilmiştir.



Sekil 1. İletken yüzeyindeki noktasal üç yükün A gözlem noktasında oluşturduğu elektriksel potansiyel.

Sınır noktasındaki benzetim yüklerinin potansiyelleri, iletkenin potansiyeline eşittir. Bu eşitlik sayesinde problem senaryosu için kaç tane benzetim yükü tanımlanırsa o sayıda denklem oluşturulmalıdır. Söz konusu denklemler ile oluşturulan bilinmeyen matrisinin çözümü ile benzetim yüklerinin değerleri bulunmuş olur. Benzetim yüklerinin A noktasında oluşturduğu elektrik alanı bulmak için öncelikle söz konusu yüklerin A noktasında oluşturduğu elektrik alanı bulmak için öncelikle söz konusu yüklerin A noktasında oluşturduğu elektrik alanı bulmak için öncelikle söz konusu yüklerin A noktasında oluşturduğu elektrik alanı bulmak için öncelikle söz konusu yüklerin A noktasında oluşturduğu elektrik alanı bulmakı için öncelikle söz konusu yüklerin A noktasında oluşturduğu elektrik alanı bulmakı için öncelikle söz konusu yüklerin A noktasında oluşturduğu elektrik alanı bulmakı için öncelikle söz konusu yüklerin A noktasında oluşturduğu elektrik alanı bulmakı için öncelikle söz konusu yüklerin A noktasında oluşturduğu elektrik alanı bulmakı için öncelikle söz konusu yüklerin A noktasında oluşturduğu elektrik alanı bulmakı için öncelikle söz konusu yüklerin A noktasında oluşturduğu elektrik sel potansiyelin hesaplanması gerekmektedir.

$$V = \frac{1}{4\pi\varepsilon r_1} \cdot q_1 + \frac{1}{4\pi\varepsilon r_2} \cdot q_2 + \frac{1}{4\pi\varepsilon r_3} \cdot q_3 = p_1 q_1 + p_2 q_2 + p_3 q_3$$
(2)

Eşitlik 2'de gösterildiği gibi her benzetim yükünün A noktasına etkisi, ayrık olarak hesaplanmalıdır. Yük benzetim yöntemi sayesinde hesaplanan potansiyel, Eşitlik 3'de belirtildiği şekilde elektrik alanla ilişkilidir.

$$\vec{E} = -\nabla V \tag{3}$$

3. Algoritma ve Kullanıcı Paneli

Bu çalışmada, n adet sonsuz çizgisel yük için YBY temel alınarak program hazırlanmıştır. Söz konusu yöntem sayesinde, n adet iletken için her bir iletkenin bir benzetim yükü kullanılarak oluşturulmuş potansiyel ifadesi elde edilmiştir. Başka bir ifadeyle, her bir iletken bir benzetim yükü olacak şekilde simüle edilmiştir. Kullanıcı tanımlı sınır noktaları, yük koordinatları ve gerilimler sayesinde hesaplanan potansiyel katsayıları yardımıyla elektrik alan ifadesine ulaşılmıştır.



Şekil 2. Algoritma akış diyagramı.

Programda, hattın devre sayısı, direk tipi ve iletkenlerin direk üzerindeki yerleşim koordinatlarına bağlı olarak hattın çevresinde oluşan elektrik alan değişiminin elde edilmesi için Şekil 2'deki algoritma takip edilmiştir. Girilen parametreler, yük benzetim yöntemi ile çözülmüştür. Çıkan sonuç elektrik alanın hattın eksenine olan mesafeye bağlı grafiğinde analiz edilmiştir. Ayrıca seçilen direğin tek devre ya da çift devre görüntü modeli kullanıcı panelinde bulunmaktadır. Kullanılacak olan iletken, hattın tek veya çift devre olma durumu seçildikten sonra güncel olarak kullanılmakta olan direklerin arayüzde istenen parametreleri girilerek hesaplama tamamlanmakta ve istenen elektrik alan sonuçlarına ulaşılmaktadır.

Şekil 3.a'da tek devre için elektrik alan hesabının hatta dikey mesafeye göre değişimi gösterilmiştir. İletken olarak 477 MCM tercih edilmiştir. Simülasyonda, A tipi direk ölçüleri kullanılmıştır. Çift devre için elektrik alan

hesabının hatta dikey mesafeye göre değişimi ise Şekil 3.b'de gösterilmiştir. İletken olarak 954 MCM tercih edilmiştir. Simülasyonda, FA tipi direk ölçüleri kullanılmıştır.



Şekil 3. Tek devre (a) ve çift devre (b) için elektrik alan hesabı.

4. Sonuç

Bu çalışmada, geliştirilmiş olan yazılım sayesinde yüksek gerilim hatları çevresindeki elektrik alan seviyesi pratik olarak hesaplanmıştır. Dolayısıyla yüksek gerilim hatlarının projelendirilmesi aşamasında hattın çevresinde oluşacak elektrik alan seviyeleri kolayca tahmin edilebilecektir. Söz konusu yazılımda, yüksek gerilim hatlarında yaygın olarak kullanılan direk tiplerinin bireysel parametreleri sayesinde hattın çevresindeki elektrik alan seviyeleri elde edilmektedir. Elektrik alan seviyesinin yüksek gerilim hatlı kurulum aşamasında hesaplanması ile çok düşük frekans seviyesindeki elektrik alanın insan sağlığı üzerindeki etkisine yönelik araştırmalara olanak sağlanmıştır. Programın, YG hatları için iki boyutlu elektrik alan hesabını yapacak şekilde geliştirilmesi göz önüne alınarak çalışmalara devam edilmektedir.

Kaynaklar

[1]. Özen Ş., "Evaluation and measurement of magnetic field exposure at a typical high voltage substation and its power lines", Radiation Protection Dosimetry, cilt.128 no.2, s.198-205, 2008.

[2]. ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz.)", Health Physics, cilt.41, s.494-521, 1998.

[3]. Malik N. H., "A review of the charge simulation method and its applications", IEEE Trans. on Electrical Insulation, cilt.24 no.1, s.3-20, 1989.

[4]. Singer H., Steinbigler, H. ve Weiss P., "A charge simulation method for the calculation of high voltage fields", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, cilt.PAS-93 no.5, s.1660-1668, 1974.

[5]. Abdel-Salam M., ve Abdallah H. M., "Transmission-line electric field induction in humans using charge simulation method", IEEE Trans. on Biomedical Engineering, cilt.42 no.11, s.1105-1109, 1995.

[6]. Özen Ş., Ogel E. G., ve Helhel S., "Residential area medium voltage power lines; public health, and electric and magnetic field levels", Gazi University Journal of Science, cilt.26 no.4 s.573-578, 2013.

Geniş Bantlı Wilkinson Güç Birleştiricilerle DVB-T, GSM-900, GSM-1800 ve ISM Bantlarında RF Enerji Hasatlama Uygulaması

Ömer KASAR, Mahmut Ahmet GÖZEL*, Mesud KAHRİMAN* Artvin Çoruh Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Artvin omerkasar@hotmail.com

*Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Isparta mahmutgozel@sdu.edu.tr, mesudkahriman@sdu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, ortamda mevcut bulunan radyo frekanslardaki haberleşme sinyallerinden güç elde etmek için bir enerji hasatlama devresi önerilmiştir. Wilkinson güç birleştirici devresinin çıkışına Dickson doğrultma devresi konularak ortamdaki RF gücün, doğru akım ve gerilime dönüştürülmesi amaçlanmıştır. Chebyshev geniş bant empedans uyumlandırma tekniğinden faydalanılarak DVB-T, GSM 900, GSM-1800 ve ISM bantlarını kapsayan geniş bantlı bir 'radyo frekanslarından enerjisini hasatlama devresi' (ORFEH) önerilmiştir. Wilkinson güç birleştirici devresi %80 güç aktarımı sağlayabilmektedir. Ayrıca 900 MHz ve 1,8 GHz frekanslarda enerji hasatlama için devrenin en yüksek verimi %67civarında gerçekleşmiştir.

Abstract: In this study, we proposed a new energy harvesting circuit for getting DC current and voltage from microwave and radio frequencies of telecommunication. For the purpose of conversion RF power to DC, we designed a Wilkinson power combiner circuit then put the Dickson rectifier where behind of the combiner. Taking the advantage of Chebyshev broadband matching, created new design of Ambient RF Energy Harvester (ARFEH) circuit which includes DVB-T, GSM-900, GSM-1800 and ISM bands. Eventually, the design of Wilkinson power divider can transfer 80 percent of power to rectifier and maximum efficiency of the circuit is 67 percent at 900 MHz and 1.8 GHz frequencies.

1. Giriş

Radyo frekanslarda (RF) çalışan kablosuz iletişim sistemleri yayıldığı ortama, sinyallerin gücünü taşır [1]. Taşıdığı güçler sinyali alan cihazların kapsama alanı genişliğinde ve Friis denklemine göre hesaplanabilir[2]. Ortamda mevcut olarak bulunan bu RF güçler, çeşitli elektronik devre ve cihaz uygulamalarında kullanılmak üzere enerji toplayıcı devrelerce alınır, doğrultularak doğru akım ve gerilim (DC) elde edilir. Bu işleme Ortamdan RF Enerji Hasatlama (ORFEH) işlemi denir [3].

ORFEH yapan devreleri; günümüzde kablosuz haberleşmenin yapıldığı pek çok frekans bandında yayılan sinyal güçlerini almada ve dönüştürmede kullanılmaktadır. RF Enerji hasatlama; kullanıldığı devrelerde batarya kullanım maliyetini ve bakım gereksinimini ortadan kaldırmak, enerji depolama olmadan cihaz kullanımına olanak sağlamak için tercih edilmeye başlanmıştır[1]. Uzaktan algılama, kablosuz sensör, biyomedikal (vücut içi) sensör gibi pratik uygulama alanları her geçen gün yaygınlaşmaya ve genişlemeye başlamıştır [3].

Bu çalışmanın amacı ORFEH devrelerinin birden çok iletişim sisteminden aynı anda ortamdaki sinyallerin güçlerini hasatlayan bir geniş bant devre önermektir. Bu amaçla Wilkinson güç bölücü-birleştirici (WGB) devresinin simetrik olabilmesi ve tersine çalıştırılmasının verdiği pratiklikten yararlanılmıştır. Ayrıca bu çalışmada önerilen bir diğer yenilik birden çok frekans bandını içine alan bir WGB devresinin geniş bant olarak tasarlanması için Chebyshev geniş bant empedans uyumlandırma tekniğinin kullanılmasıdır.

2. Wilkinson Güç Birleştirici Tasarımı ve Chebyshev Empedans Uyumlandırma

Elektronik devre ve sistemlerde güç aktarma (bölme ve birleştirme) problemi temel devre ve sistem özelliklerinin çalışmasını karakterize eden en önemli parametrelerden biridir[4]. Bu çalışmada WGB devresi tersine kurgulanarak simetrik iki kolundan gelen güçlerinin, çıkış kolunda birleştirilmesi ve daha sonra enerji hasatlamak üzere doğrultucu devreye aktarılması amaçlanmıştır. Böylelikle ortamda hazır bulunan ve farklı alıcılardan (anten vs.) alınan RF sinyalleri geniş bantlı bir WGB devresi ile alınarak tek bir çıkış üzerinden güç doğrultucu devresine aktarılacaktır [5, 6].

Önerilen WGB tasarımı, geniş frekans aralığında kullanılmak için üç katmanlı olarak karakteristik empedansına doğrudan etki eden hat kalınlığı Chebyshev geniş bant empedans uyumlandırma tekniği ile hesaplanmıştır. Böylelikle radyo frekanslarda Wilkinson Güç Birleştirici devresinin giriş-çıkış terminalleri arasındaki empedans uyumsuzlukları giderilmeye çalışılmıştır. Merkez frekansı 1 GHz için ve Chebyshev empedans uyumlandırma tekniği ile yansıma (S11, S22, S33) ve iletim (S21 ve S31)ve izolasyon (S32, S23) modellenmiştir. Tüm bu yansıma, iletim ve izolasyon parametreleri güç değişkeninin çarpanları (katsayıları) olarak tanımlanmaktadır ve birimsizdirler. Logaritmik (dB) olarak ifade edilirler[7]. Tasarım, ADS (Advanced Design Systems) 2009 üzerinden simülasyon olarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 1'de (solda) WGB devresinin tasarımı şematik olarak gösterilmiştir.



Şekil 1. Wilkinson Güç Birleştirici (solda), Dickson Doğrultma devresi (sağda)

Önerilen tasarım için dielektrik sabiti $\varepsilon_r = 4,3$ ve kayıp tanjantı $tan\delta = 0.025$ olan FR4 taban malzemesi kullanılmıştır. Taban malzemesinin kalınlığı d = 1,5 mm'dir Taban malzemesinin altı tarafı tamamen bakır yüzeyle kaplıdır (ground). Bakır kalınlığı t = 0.035 mm'dir. Üst tarafında da tasarlanan güç bölücü bulunmaktadır. Taban malzemesinin boyutları L = 130 mm ve W = 40 mm dir. Tasarımın çok uzun olmaması için ikinci ve üçüncü kollara giden $\theta = 41,5$ mm uzunluğundaki üç katmanlı iletim hatları, yarıçapı Rad = 13,2 mm olacak şekilde 180° bükülmüştür. Chebyshev denklemleri yardımıyla, her bir katmanın karakteristik empedansı sırasıyla $Z_1 = 59,5 \Omega (2,1 mm)$, $Z_2 = 69,8 \Omega (1,55 mm)$ ve $Z_3 = 82,9 \Omega (1,1 mm)$ olarak hesaplanmış ve izolasyon dirençleri de $R_1 = 100 \Omega$ i, $R_2 = 120 \Omega$, $R_3 = 150 \Omega$ olarak belirlenmiştir.

3. Dickson Doğrultucu Devre Tasarımı

Bu çalışmada doğrultucu devre olarak, literatürde yaygın olarak kullanılan Dickson doğrultma devresi kullanılmıştır [8]. Dickson devresi Şekil 1'de (sağda) verilmiştir. Burada D_1 ve D_2 diyotları HSMS285C ve C_1 ve C_2 kapasitörleri de 1 nF seçilmiştir. Tek katman olarak WGB devresinin birinci (çıkış) koluna eklenen doğrultucu devre farklı giriş güçlerine karşılık RF'ten DC'ye dönüştürme işlemi yapmaktadır. Bu işlemi yapan devrenin doğrultma verimi (η); girişteki toplam gücün, çıkıştaki DC güce oranıdır ve denklem (1)'de verilmiştir [6].

$$\boldsymbol{\eta} = \frac{P_{\text{DC}}}{\int_{f_{\text{Alt}}}^{f_{\text{Ust}}} P_{giris}(f) \, df} \tag{1}$$

Burada P_{DC} hasatlanan DC gücü göstermektedir. Denklemin paydasındaki integral içindeki ifade de; bant genişliği boyunca toplam RF giriş gücünü temsil etmektedir [6]. Wilkinson Güç Birleştirme devresi ve Dickson RF Doğrultma Devresinden oluşan tasarım Şekil 2'de verilmiştir. Dickson Doğrultma devresinin çıkış ucunda doğru akım ve gerilimin elde edildiği yük direnci bulunmaktadır. Bu direncin bulunduğu nokta ORFEH devreleri ile kullanılacak sensör, cihaz vs. için güç aktarma terminalidir.



Şekil 2. Chebyshev uyumlandırılmış enerji hasatlama devresinin genel görünümü

4. Sonuçlar

Wilkinson Güç Birleştirici devre; tasarımda hedeflendiği gibi geniş bantlı bir frekans karakteristiği sergilemektedir. Bant genişliği -10 dB yansıma referansı için 300 MHz ile 2000 MHz arasındadır. WGB devresinin en iyi çalıştığı frekanslar iletişim sinyallerinin kullanıldığı bantlar arasındadır. Burada DVB-T (sayısal video yayını) sinyalleri 525-565 MHz, GSM-900 ve GSM-1800 (mobil telefon haberleşmesi) frekansları 880-1000 MHz ve 1700-1900 MHz frekansları arasını da kapsamaktadır. Bunun yanında devre, ISM bandı olan 2,45 GHz frekanslarında da çalışmaktadır.

Wilkinson Güç Birleştirici devrede, girişte ve çıkışta meydana gelebilecek yansıma seviyesi olan S11, S22 ve S33 parametreleri; literatüre uygun olarak -10 dB seviyelerinin çok altında kalmaktadır**[5]**. Giriş terminalleri olan ikinci ve üçüncü kollar birbiri ile simetrik ve eşit olduğu için sadece ikinci kol ifade edilmiştir. (S22=S33) İkinci kol yansıması -17 dB seviyesindedir. S11 çıkış kolunda yansıma -20dB seviyelerindedir. Devrede toplam gerçel yansıma, giriş gücüne oranla %1-%3 arasındadır. İletim katsayısı S21=S31 olduğu için tek bir hatta aktarılan güç gösterilmiştir. Teorik olarak -3 dB'ye çok yakın olası gereken iletim tüm bantta -3 ile -4 dB arasındadır. WGB yapısı gereği giriş güçleri çıkışta birleştirildiğinde %80'in üzerinde iletim sağlanacaktır. İzolasyon katsayısı; ikinci koldan verilen gücün çıkışa gitmek yerine üçüncü kola gitmesi olarak tanımlanır

(Simetrik olduğu için S32=S23). Tüm çalışma bantlarında -17 ile -20 dB arasında bir izolasyon mevcuttur. Dolayısıyla bir girişten diğerine gitmeye çalışan kayıp güç %2 seviyelerinin altında olduğu söylenebilir. WGB devresine ait yansıma, iletim ve izolasyon değerlerinin frekansa göre grafiği ve haberleşme frekansları Şekil 3'te (Solda) gösterilmiştir.



Şekil 3. (Solda)Yansıma, iletim ve izolasyon değerlerinin frekansa göre grafiği ve haberleşme frekansları (Sağda) Devrenin toplam dönüştürme verimi

Tasarlanan ORFEH devresi için, 545 MHz, 900 MHz, 1,8 GHz ve 2,45 GHz giriş frekansları için değişen aralıklarda (-10 dBm ile 20 dBm arası) giriş gücü-verim analizi yapılmıştır. WGB devresinin iki giriş terminalinden verilen RF gücün, Dickson devresinin çıkışından DC olarak alınmasına kadar devrenin toplam dönüştürme verimini gösteren grafik Şekil 3'te (Sağda) gösterilmiştir.

Verim grafiğinde görüldüğü gibi, en yüksek verim, aynı anda bir girişten 900 MHz, diğer girişten de 1,8 GHz frekanslarda güç girişinde elde edilmiştir. Devre 10-12 dBm güç seviyelerinde (iki girişte de aynı) %65-67 civarında bir verim ile çalışmaktadır.

5. Değerlendirme

Elde edilen sonuçlar; Wilkinson Güç Bölücü devresinin, tersine çalıştırılarak güç birleştirme devresi olarak kullanılmasını desteklemektedir. Ve Chebyshev empedans uyumlandırma işlemi uygulanarak geniş bir frekans aralığında güç birleştirme işlemi yapılmasına olanak sağlamaktadır. Bunun yanında elde edilen verim seviyesi literatürdeki çalışmalar ile paralellik göstermektedir. Özgün tasarım; Chebyshev ile uyumlandırılmış WGB devresinin çıkışına yerleştirilen Dickson doğrultucu devresi, ORFEH işlemi için 545 MHz, 900 MHz, 1,8 GHz ve 2,45 GHz frekanslarında ve değişen giriş güçlerinde yaklaşık %65-67 verimle enerji hasatlanabildiğini göstermiştir.

Kaynaklar

[1]. I. Chaour, A. Fakhfakh, ve O. Kanoun, "Enhanced passive RF-DC converter circuit efficiency for low RF energy harvesting," Sensors, sayı. 17, p. 546, 2017.

[2]. C. A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design", John Wiley and Sons, 2005.

[3]. S. Kim, R. Vyas, J. Bito, K. Niotaki, A. Collado, A. Georgiadis, ve M. M. Tentzeris, "Ambient RF energy-harvesting technologies for self-sustainable standalone wireless sensor platforms," Proceedings of the IEEE, sayı. 102, sayfa. 1649-1666, 2014.

[4]. C. Song, Y. Huang, J. Zhou, P. Carter, S. Yuan, Q. Xu, ve Z. Fei, "Matching network elimination in broadband rectennas for high-efficiency wireless power transfer and energy harvesting," IEEE Transactions on Industrial Electronics, say1. 64, sayfa. 3950-3961, 2017.

[5]. P. Kim, G. Chaudhary, ve Y. Jeong, "A dual-band RF energy harvesting using frequency limited dual-band impedance matching," Progress In Electromagnetics Research, sayı. 141, sayfa. 443-461, 2013.

[6]. U. Olgun, C.-C. Chen, ve J. L. Volakis, "Investigation of rectenna array configurations for enhanced RF power harvesting," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, sayı. 10, sayfa. 262-265, 2011.

[7]. C. A. Balanis, "Advanced engineering electromagnetics", Wiley Online Library, 2012.

[8]. J. Park, Y. Kim, Y. J. Yoon, J. So, ve J. Shin, "Rectifier design using distributed voltage multiplier for high frequency wireless power transmission," Journal of electromagnetic engineering and science, sayı. 14, sayfa. 25-30, 2014.

Periyodik Birim Hücresi Karakteristik Mod Çözümlemesi

Yiğit Haykır, Özlem Aydın Çivi Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara yigit.haykir@metu.edu.tr, ozlem@metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, sadece metalden oluşan periyodik birim hücre elemanı, karakteristik modlardan yararlanılarak incelenmiştir. İki boyutta periyodik olan yapıların birim hücre elemanı, Momentler yöntemi kullanılarak çözülmüştür. Periyodik Green fonksiyonunun çözümünü hızlandırmak için Ewald dönüşümünden yararlanılmıştır. Birim hücre elemanlarının karakteristik modları kullanılarak yansıtıcı dizi antenler ve frekans seçici yüzeyler gibi büyük anten dizilerin yansıma karakteristikleri yorumlanmıştır.

Abstract: In this work, metal-only periodic unit cell element is investigated with the help of characteristic modes. Unit cell element periodic in two dimensions is solved using the Method of Moments. Ewald transformation is utilized to speed up the calculation of the periodic Green's function. Reflection characteristics of large array antennas such as reflectarrays and frequency selective surfaces are interpreted by using the characteristic modes of unit cell elements.

1. Giriş

Karakteristik mod teorisine son yıllarda artan bir ilgi olmuştur. Bu teori ilk olarak Garbacz [1] tarafından 1971 yılında önerilmiş, daha sonra Harrington ve Mautz [2] tarafından yeniden tanımlanmıştır. Bugün, anten tasarımında önemli bir araç olarak görülmektedir. Karakteristik mod teorisi mobil telefonların ve elektriksel olarak küçük antenlerin tasarımı başta olmak üzere birçok uygulamada kullanılmıştır. Özellikle çok girdili çok çıktılı antenler gibi bağlaşım davranışlarının önem arz ettiği yapıların analizi ve tasarımında karakteristik mod teorisi (KMT) önemli ölçüde fayda sağlamıştır. Antenler üzerindeki akım dağılımını ve ışıma özelliklerini anlamamıza yardımcı olmuştur. Karakteristik mod teorisi, yansıtıcı dizi antenler ve frekans seçici yüzeyler gibi büyük anten dizilerinde de aynı şekilde fayda sağlayabilir.

Bu çalışmada yalnız metalden oluşan büyük anten dizilerinin karakteristik mod analizi amaçlanmıştır. Moment yöntemiyle elektrik alan integral denklemi çözülmüştür ve elde edilen matris denkleminden özdeğer denklemi elde edilerek yüzey akımı ortogonal bileşenlerine ayrılmıştır. Sonlu ve büyük anten dizisinin çözümü maliyetli olacağından ötürü birim hücre elemanı, periyodik Green fonksiyonu kullanılarak çözülmüştür. Bu çözümün yakınsaması için çok sayıda elemanın hesaplanması gerektiğinden Ewald [3] dönüşümüne başvurulmuş, yakınsama hızı ciddi ölçüde arttırılarak hızlı ve az maliyetli bir çözüm gerçekleştirilmiştir.

Yansıtıcı dizi antenler, reflektör antenlerin ve faz dizili antenlerin iyi özelliklerini bir arada toplamış, yüksek verimli ve düz yüzeylere kolay monte edilebilen antenlerdir. Anten elemanları, yansıyan elektrik alanın istenilen faz dağılımını sağlaması esasına yönelik olarak tasarlanır. Frekans seçici yüzeyler ise radomlar ve metamalzemeler başta olmak üzere pek çok alanda kullanılan yapılardır. Bu yüzeyler optik filtre gibi düşünülebilir ve elektrik alanları belli frekanslara göre geçirmesi, yansıtması veya soğurması esasına göre tasarlanır. Geçtiğimiz yıllarda periyodik dizi anten elemanının modal analizi konusu incelenmiştir [4]. Ancak sonsuz periyodik anten dizilerinin yansıtma özellikleri ve karakteristik modlarla olan ilişkisi detaylı bir şekilde irdelenmemiştir.

Bu çalışmamızda yalnızca metalden oluşan büyük anten dizi yapıları için karakteristik mod analizi hedeflenmiştir. Yakın zamanda sadece metalden oluşan yansıtıcı anten dizi tasarımları [5] mevcuttur. Bu antenlerde metal üzerine periyodik olarak yarıklar açılmış, faz değişimini kontrol etmek için değişken boyutta yarıklar, içlerine halka ve dikdörtgen yapılar eklenerek kullanılmıştır. Bu bildiride ise bu yapıdaki antenler temel alınmış ve periyodik birim hücresinin modal analizi yapılmış ve sunulmuştur.

2. Yöntem

Bu çalışmada elektrik alan integral denklemi, mükemmel elektrik iletken üzerinde çözülmüştür.

$$\boldsymbol{E}^{\boldsymbol{i}} = \frac{j\eta_0}{k_0} \int d\boldsymbol{r}' \left[\nabla \nabla' \cdot \boldsymbol{J}(\boldsymbol{r}') + k_0^2 \boldsymbol{J}(\boldsymbol{r}') \right] G\left(\boldsymbol{r}, \boldsymbol{r}'\right)$$
(1)

Yukarıdaki denklemde, gelen elektrik alan E^i kullanılarak bilinmeyen elektrik akım yoğunluğu J(r') hesaplanmıştır. Akım yoğunluğu RWG açılım fonksiyonları cinsinden ifade edilmiş, Galerkin ile Momentler yönteminden yararlanılarak elde edilen doğrusal denklemler matris denklemine, Z=IV, çevrilmiştir. Periyodik Green fonksiyonu G(r,r') için uzaysal ve spektral elemanların toplamını veren Ewald dönüşümünden yararlanılarak az maliyetli ve hızlı bir çözüm yapılmıştır. Geliştirilen program aracılığıyla ilk olarak Kudüs haçı geometrisindeki frekans seçici yüzey elemanı çözülmüş ve yansıma katsayısı farklı frekans değerlerinde hesaplanarak Şekil 1'de çizdirilmiştir [6]. Şekilde görüldüğü üzere bulduğumuz yansıma katsayısının faz ve genlik değerleri, FEKO elektromanyetik simülasyon programının sonuçlarıyla uyumludur.

Yarık anten yapıları gibi metal elemanların birim hücre kenarının duvarına değdiği durumda aynı formülasyonunu kullanabilmek için hücre sınırlarında ek RWG fonksiyonları tanımlanarak akımın sürekliliği sağlanmıştır. Moment empedans matrisi çözümden sonra simetrik reel ve sanal kısımlarına, $\mathbf{Z}=\mathbf{R}+\mathbf{j}\mathbf{X}$, ayrılmıştır ve genel özdeğer denklemine dönüştürülmüştür:

$$\mathbf{X}\mathbf{J}_{\mathbf{n}} = \lambda_n \mathbf{R}\mathbf{J}_{\mathbf{n}}.$$

MATLAB'ın *eig* komutu kullanılarak bu denklem çözülmüştür. λ_n özdeğerleri, **J**_n ise özakımları vermektedir. Özakımlar, toplam akımları oluşturan birbirlerine dik modal akımlardır. Özdeğerler, 0 ve 1 arasında değiştiği ve bu sayede grafik üzerinde karşılaştırması daha kolay olduğu için modal önemlilik (MO) değerleri cinsinden

$$MO_n = 1/|1+j\lambda_n| \tag{3}$$

olarak da ifade edilebilir. Karakteristik mod hesaplama programımız başka araştırmacıların çözümleriyle karşılaştırılmış ve uyumlu sonuçlar elde edilerek doğrulanmıştır [7].



Sekil 1 – Kudüs haçı geometrisindeki frekans seçici yüzey elemanının yansıma katsayısı [6]

3. Analiz

Yöntem 12.5 GHz frekansta, TE düzlem dalga ile beslenen yansıtıcı dizi anten elemana uygulanmıştır. Eleman olarak mükemmel iletken plakadan h yüksekliğine yerleştirilmiş kare yarık seçilmiştir. Kare birim hücresinin kenar uzunluğu ise 12 mm'dir.

Şekil 2(a)'da üstten görünüşü verilen birim eleman için yansıma fazı ve modal önemlilik değerleri hesaplanmıştır. Şekil 2(b)'de görüldüğü üzere yarık metal yer düzleminden 4 mm yukarıdayken fazdaki değişim çok azdır. Yükseklik 10 mm'ye çıkarıldığında ise yansıma fazı 360°'den daha geniş bir aralıkta değişmektedir. Yansıtıcı dizi antenin tasarlanabilmesi için yansıma fazının geniş bir aralıkta değişimi gereklidir. Daha sonra bu birim elemanının karakteristik mod analizi yapılmış ve 4 modun özdeğerlerinin sıfıra yakın olduğu gözlenmiştir. Eleman ve birim hücre orijine göre simetrik olduğundan birinci ve ikinci modlar ile üçüncü ve dördüncü modların özdeğer değerleri aynı çıkmıştır. Bu modlar dejenere modlardır; modal akımlarının büyüklükleri aynı ancak akımlar arasında 90 derece faz farkı vardır. Kare yarığın karşılıklı kenarlarından biri uzatıldığında dejenere modların özdeğer değerleri birbirlerinden uzaklaşmaya başlayacaktır. Farklı yükseklik değerleri için

modal önemlilik değerlerine bakıldığında ise yarık yer düzleminden 4 mm uzak olduğu, -faz değişiminin dar bir aralıkta gerçekleştiği-, durumda iki modun modal önemlilik değerlerinin L parametresi ile çok değişmediği görülmektedir. Oysa yükseklik 10 mm olduğunda, -bu yükseklik değerinde en büyük faz değişimi elde edilmiştiiki modun özdeğer değerlerinin daha hızlı değiştiği ve biri azalırken diğerinin arttığı gözlenmektedir. Küçük L değerleri için mod 1-2 daha önemliyken, L arttığında mod 3-4 baskın hale gelmektedir. Bu ilk sonuçlar yansıtıcı dizi tasarımlarında karakteristik mod analizlerinin uygun eleman tipinin ve boyutlarının bulunmasında kullanılabileceğini göstermektedir.



Şekil 2 – (a) Kare yarık şeklinde yansıtıcı dizi anten elemanı. (b) Elemanın yer düzleminden farklı yükseklikler için yansıma fazları ve modal önemlilik değerleri.

4. Sonuç

Bu çalışmada, periyodik yapılarının karakteristik modlarını hesaplamak için etkin bir program geliştirilmiştir. Ewald dönüşümü kullanılarak periyodik yapıların akım ve yansıma davranışları az maliyetli ve hızlı bir şekilde incelenebilmiştir. Yalnızca metalden oluşan yansıtıcı dizi anten elemanının modal analizi yapılmış, elemanın saçılım davranışları karakteristik modlardan yararlanılarak yorumlanmıştır. Bu çalışma, dizi anten, yansıtıcı dizi, frekans seçici yüzey gibi büyük periyodik yapıların analizi için etkili bir algoritmaya ve özgün bir yönteme rehberlik etmektedir. Dielektrik katmanların hesaba katılması ve sonlu dizilerin incelenmesi, gelecekte yapılması planlanan çalışmalardır.

Kaynaklar

[1] R. Garbacz and R. Turpin, "A generalized expansion for radiated and scattered fields," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.19, no.3, s. 348–358, 1971.

[2] R. Harrington and J. Mautz, "Theory of characteristic modes for conducting bodies," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 19, no. 5, s. 622–628, 1971.

[3] K. E. Jordan, G. R. Richter, and P. Sheng, "An Efficient Numerical Evaluation of the Green's Function for the Helmholtz Operator on Periodic Structures," Journal of Computational Physics, cilt.63, s.222–235, 1986.
[4] A. Maalik, R. G. Rojas, and R. J. Burkholder, "Characteristic modal decomposition of reflection phase of a microstrip-patch reflectarray unit-cell," 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), s. 425–426, Haziran 2016.

[5] W. An, S. Xu, and F. Yang, "A metal-only reflectarray antenna using slot-type elements," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.13, s.1553–1556, 2014.

[6] Y. Haykir, O. A. Civi, "Characteristic Mode Analysis of Reflectarray Unit Cell," 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018), Londra, Nisan 2018.

[7] Y. Chen, ve diğerleri, "Benchmark problem definition and cross-validation for characteristic mode solvers," 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018), Londra, Nisan 2018.

GaN Teknolojisi ile X-Bant Alıcı ve Verici Tümleşik Devrelerin Geliştirilmesi

Onur Memioğlu, Oğuz Kazan, Işınsu Turan, Alper Karakuzulu, Adnan Gündel, Fatih Koçer, Özlem Aydın Çivi Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ankara

onur.memioglu@metu.edu.tr, oguz.kazan@metu.edu.tr, is insu.turan@metu.edu.tr, alper.karakuzulu@metu.edu.tr, agundel@metu.edu.tr, fkocer@metu.edu.tr, ozlem@metu.edu.tr, ozlem@metu.edu.tr, fkocer@metu.edu.tr, ozlem@metu.ed

Özet: Bu bildiride GaN teknolojisi kullanılarak geliştirilen çeşitli X-bant alıcı ve verici devre bileşenleri sunulacaktır. Verici tasarımı 8-10 GHz ve 10-12 GHz bantlarında çalışmak üzere iki adet 25 W yüksek güçlü yükseltecinden, alıcı tasarımı X-bandı tamamen kapsayacak bir adet 2 W'a dayanabilen düşük gürültülü yükseltici ve 25 W güce dayanabilen tek kutup çift atım RF anahtardan oluşmaktadır. Tasarlanan devrelerin ölçüm sonuçlarına göre yüksek güç yükseltecinde 25 W güç çıkışı gözlenmiştir. Düşük gürültülü yükseltecin 20 dB üzerinde küçük işaret kazancı ile 2 dB altında gürültü performansı vardır. Anahtarda 50 dB izolasyon ile 1 dB altında araya girme kaybı mevcuttur.

Abstract: In this paper, various X-band transmitter and receiver circuits designed with GaN technology, is presented. Transmitter design consists of two 25 W high power amplifiers that are tuned between 8-10 GHz and 10-12 GHz bands. Receiver design consists of a low noise amplifier with 2 W survivability, and an RF switch that is capable of withstanding 25 W RF power. Measurement results show that both power amplifiers produce 25 W of power. Low noise amplifier has more than 20 dB small signal gain with less than 2 dB noise figure. RF switch has 50 dB of isolation with less than 1 dB insertion loss.

1. Giriş

Yüksek güçlere çıkabilmek alıcı ve verici tümleşik devre tasarımlarında önemli bir parametredir. Geleneksel olarak bu tip entegre devreler mevcut CMOS ve GaAs teknolojileri ile üretilmekteydi. Fakat bu teknolojilerin genel sorunu 1 W üzerindeki performanslarının yetersiz olmasıdır. Gelişmekte olan III-V yarı iletken teknolojilerinde GaN malzeme daha küçük alanda daha yüksek güç üretmektedir. [1]. GaN, diğer malzemelere göre 3 kat daha yüksek enerji bant aralığına sahip olması ile daha yüksek savak voltajlarına ulaşabilmektedir. Yüksek savak voltajı ile daha küçük transistörlerden bile 5 W/mm güç yoğunluğu elde edilebildiğinden dolayı GaAs ve Si karşısında güç konusunda çok büyük bir avantaj sağlamaktadır [2]. Aynı zamanda yüksek yıkım gerilimlerine sahip olması itibari ile daha yüksek güce dayanabilen pasif devreler yapılabilmektedir [3].

Elektronik harp sistemleri açısından, radarlar yüksek güçlü RF işaretlere maruz kalabilmektedirler. GaN teknolojisi ile yüksek güçlere dayanan düşük gürültülü yükselteçler tasarlanmaktadır [4] [5]. Böylece alıcı tasarımlarında kullanılan giriş sınırlayıcılarına duyulan ihtiyacı tamamen ortadan kaldırmaktadır. Bu tip sınırlayıcıların bir diğer sıkıntısı da genellikle tek bir çip üzerine entegre edilemediğinden dolayı sistem maliyetini ve alanını artırmasıdır. Aynı zamanda girişte bu devrenin bulunması sistem gürültüsünü artırmaktadır. GaN teknolojisi sınırlayıcı kullanımını ortadan kaldırdığı için alıcı performansını artırmaktadır ve diğer teknolojilerle kıyaslanabilir gürültü niceliği alıcılar için ideal seviyelerdedir.

Bu bildiri kapsamında GaN malzeme ile yapılan yüksek güç yükselteci, düşük gürültülü yükselteç ve anahtar devrelerinden bahsedilecektir. Her bir devre için şema ve serim verilecek olup ölçüm sonuçları ile etkinlik doğrulanacaktır. Bu devreler "0.25 µm Power GaN/SiC HEMT" üretim süreci ile WIN Semiconductor firmasında ürettirilmiştir.

2. Yüksek Güç Yükselteci Tasarımı ve Sonuçları

Yüksek güç yükselteci devresi iki farklı bantta tasarlanmıştır. İlk tasarım, 8-10 GHz bandını kapsayacak şekilde ve ikinci tasarım da 10-12 GHz bandını kapsayacak şekilde tasarlanmıştır. İki tasarımda da AB sınıfı güç yükselteci yapısı kullanılmıştır. Tek bir transistör maksimum 5W güç verdiğinden dolayı çıkış katında 8 transistör kullanılmıştır. Genişbant operasyona uygun çok aşamalı güç birleştirici uyum devresi tasarlanıp, elektromanyetik benzetimler ile doğrulanmıştır. Şekil 1, üretilen çiplerin bir resmini göstermektedir.



Şekil 1. 8-10 GHz bandındaki (sol) ve 10-12 GHz bandındaki (sağ) çip resmi



Şekil 2. 8-10 GHz bandındaki (soldaki) ve 10-12 GHz bandındaki çiplerin doymuş güç çıkışı benzetim (mavi) ve ölçüm (kırmızı) sonuçları



Şekil 3. 8-10 GHz bandındaki (soldaki) ve 10-12 GHz bandındaki çiplerin verimlilik benzetim (mavi) ve ölçüm (kırmızı) sonuçları

Şekil 2'de her iki tasarım için doymuş güç çıkışı benzetim ve ölçüm sonuçları verilmiştir. Bu sonuçlara göre her iki tasarımın bant içerisinde 25 W ve üzeri güç çıkışı gözlemlenmiştir. Şekil 3'de her iki tasarım için verimlilik benzetim ve ölçüm sonuçları verilmiştir. Her iki tasarımda da %20 ve üzeri bir verimlilik ölçülmüştür.

3. Düşük Gürültülü Yükselteç Tasarımı ve Sonuçları

Düşük gürültülü yükselteç tasarımı 3 aşamalı bir yükselteç yapısı olup çalışma aralığı bütün X-bandı kapsamaktadır. Tasarlanan çip en az 2 W'a dayanacak transistör ölçülerinde gerçekleştirilmiştir. Şekil 4 düşük gürültülü yükseltecin şema tasarımını ve üretilen çipin resmini göstermektedir.



Şekil 4. Düşük gürültülü yükseltici şema (sol) ve çip resmi (sağ)



Şekil 5. Düşük gürültülü yükseltici s parametreleri (sol) ve gürültü niceliği (sağ) benzetim (kesik çizgi) ve ölçüm (düz çizgi) sonuçları

Düşük gürültülü yükseltici performansı Şekil 5'de verilmiştir. Kazanç bant içerisinde 20 dB üzerinde olup 7 GHz'de 30 dB olmaktadır. Gürültü niceliği ise X-bant boyunca 2 dB'nin altında çıktığı gözlemlenmektedir.

4. Yüksek Güce Dayanabilen Anahtar Tasarımı ve Sonuçları

Tasarlanan yüksek güçlü güç yükseltecinin çıkışında kullanılmak üzere 25 W güce dayanabilen tek kutup çift atım bir anahtar geliştirilmiştir. Anahtar tasarımının yüksek güçlere dayanması çeyrek dalgaboyu uzunluğunda hatlar kullanılarak sağlanmıştır. Bu hat sayesinde anahtar yapısında seri transistör yapısından kurtularak güç dayanıklılığı artırılmış ve araya girme kaybı asgari düzeye indirilmiştir.



Şekil 6. RF anahtar şema (sol) ve çip resmi (sağ)

Anahtar şeması ve çip resmi Şekil 6'de verilmiştir. Bu yapıda izolasyonu artırmak için her bir kolda iki adet çeyrek dalgaboyu iletim hattı kullanılmıştır. Anahtarın güce dayanıklılığı, transistörlerinin maksimum akım ve voltaj değerlerinin harmonik denge benzetimleri ile 25 W güç altında aşılmaması ile doğrulanmıştır.



Şekil 7. RF anahtar araya girme kaybı (sol), izolasyon (orta) ve yansıma (sağ) benzetim (siyah) ve ölçüm sonuçları (mavi, pembe, kırmızı, yeşil)

Şekil 7 anahtar yapısı için benzetim ve ölçüm sonuçlarını göstermektedir. Genel olarak X-bant içerisinde 0.8 dB civarında araya girme kaybı ve 50 dB izolasyon görülmektedir. Bütün yansıma kayıpları 10 dB'den yüksektir.

5. Sonuç

GaN transistörler kullanılarak X-bantta 25 W güç çıkışı olan iki adet yüksek güç yükselteci, bir adet 25 W güce dayanabilen RF anahtar ve 2 W güce dayanabilen düşük gürültülü yükselteci tasarlanmış, üretilmiş ve istenen performansların elde edildiği gözlemlenmiştir.

6. Bilgilendirme

Bu çalışma TÜBİTAK-EEEAG-115E750 numaralı proje kapsamında desteklenmektedir.

Kaynaklar

[1]. C. F. Campbell, "Gallium Nitride Power MMICs promise and problems", Integrated Nonlinear Microwave and Milimeter-wave Circuits Workshop (INMMiC), Kasım 2015.

[2]. A. Katz, M. Kubak ve G. DeSalvo, "A 6 to 16 GHz Linearized GaN Power Amplifier," 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, Kaliforniya, 2006, s. 1364-1367.

[3]. C. F. Campbell, D. C. Dumka, "Wideband high power GaN on SiC SPDT switch MMICs," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Anaheim, Kaliforniya, A.B.D, s. 145-148, Mayıs 2010.

[4]. P. Parikh, Y. Wu, M. Moore, P. Chavarkar, Mishra, R. Neidhard, L. Kehias, T. Jenkins, "High linearity, robust, AlGaN-GaN HEMTs for LNA and receiver ICs," Proceedings of IEEE Lester Eastman Conference on High Performance Devices, s. 415-421, Ağustos 2002

[5]. U. Mishra, S. Likun, T. Kazior, and Y.-F. Wu, "GaN-based RF power devices and amplifiers," Proceedings of the IEEE, cilt. 96, no. 2, s. 287-305, Şubat. 2008

IX. URSI-TÜRKİYE'2018 BİLİMSEL KONGRESİ 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

X Bant FMCW RADAR Sisteminin AD9914 Geliştirme Kartı ile Gerçekleştirilmesi

Baran AKBIYIK, Eralp GÖĞEN, A. Çağrı YAPICI Başkent Üniversitesi Elektrik/Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara 21710290@mail.baskent.edu.tr, 21293887@mail.baskent.edu.tr, cyapici@baskent.edu.tr

Özet: Yakın mesafe, yüksek çözünürlük ve düşük maliyet gerektiren radar çalışmalarında Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga (FMCW) sistemleri sıkça tercih edilmektedir. Bu çalışmada X-Bant FMCW Radar sistemi AD9914 geliştirme kartı ile gerçekleştirilmiştir. Sistem 100-200 metre arasında değişen mesafelerdeki bir hedef için test edilmiş ve ölçüm sonuçları mesafe kestirimi için kullanılmıştır. Sonuç olarak; ölçüm sonuçları göz önünde bulundurulduğunda önerilen sistem en fazla \pm % 1 metre hata ile mesafe kestirimi yapabilmektedir.

Abstract: Frequency Modulated Continus Wave (FMCW) systems are mostly preffered in short range, high resolution and low cost Radar applications. Implemented system is tested by using a target in a range of 100-200m and mesaurement results are used for estimating the target range. Consequently, with respect to mearsurement results, the porposed system can estimate the target range with a maximum \pm % 1 meter error.

1. Giriş

Bu çalışmada Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga (FMCW) Radar sisteminin geliştirme kartları ile gerçekleştirilmesi ele alınmıştır. Günümüzde gün geçtikçe yakın mesafe algılama sistemlerine olan ihtiyacın artması, bu konuda sıkça tercih edilen FMCW Radar çalışmalarını önemli araştırma konularından birisi hâline getirmiştir [1-2]. Darbe radarlarına kıyasla; uygulama kolaylığı, düşük maliyetli olması ve yakın mesafe algılamalarında var olan avantajları sebebiyle Radar Altimeter [3], Drone Tespit [4], Deniz Gözlem Radarı [5], Duvar Arkası Görüntüleme [6] ve otomobil çarpışma önleme ve otonom sürüş gibi uygulamalarda kullanılmaktadır [7].

Yukarıda bahsedilen çalışmalarda, FMCW Radar işareti oluşturmak için analog gerilim entegresi aracılığıyla VCO gerilimi değiştirilerek, "Evrensel Yazılım Tabanlı Radyo Cihazı (USRP), Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (FPGA)" gibi yazılım tabanlı radyo (SDR) sistemleri kullanılarak FMCW Radar işareti üretilmiştir. Ancak bu sistemler, oluşturulmak istenen FMCW Radar işaretinin frekans atlamalarını sürekli bir biçim yerine kesikli olarak gerçekleştirirler ve elektronik karıştırıcı gibi karşı saldırılara karşı tedbirsizlerdir [1-7].

Bu çalışmada, daha önce yapılan çalışmalardan farklı olarak FMCW işaretinin daha lineer dalga formuna sahip olabilmesi için askeri radar ve Elektronik Harp uygulamalarına yönelik nanosaniye mertebesinde anahtarlama ve frekans değişimi yapabilme kabiliyetine sahip DC-1.3 GHz aralığına kadar temel bantta FMCW Radar işareti oluşturabilecek olan AD9914 adlı yüksek hızlı Direkt Dijital Sentezör (DDS) geliştirme kartı kullanılarak, düşük frekans atlama aralıklı, 250 MHz bant genişliğine ve düşük uzaklık çözünürlüğüne sahip (0.6 metre) X bant frekans aralığında çalışan FMCW Radar sistemi oluşturulup, otomobil endüstrisine uyarlanmıştır.

2. FMCW Radar Yapısı

FMCW Radar sistemleri 1930'lu yıllarda uçakların yere göre yüksekliklerini belirlemek için geliştirilmiştir [1]. Günümüzde ise FMCW Radar'lar yüksek çözünürlük, kısa mesafe ve düşük göndermeç çıkış gücü gereken uygulamalarda kullanılmaktadırlar [2]. Şekil 1'de Testere Dişi Radar işareti görülmektedir. FMCW Radar işaretinin frekansı zamana bağlı olarak testere dişi biçiminde taranmaktadır. Maksimum ile minumum frekans değeri arasında geçen süreye darbe tekrarlama aralığı (*PRI*) denir. Bu süre Radar'ın bekleme süresidir. Bu sürenin artması ile radar menzili artırılabilir.

Şekil 1. FMCW Testere Dişi Radar İşareti

IX. URSI-TÜRKİYE'2018 BİLİMSEL KONGRESİ 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

Gönderilen işaret ile yansıyan işaret arasındaki frekans farkı, Δf , denklem 1'deki ifade kullanılarak mesafeye çevrilir.

$$Mesafe = \frac{\Delta f x 3 x 10^8}{2 x Bant genişliği} PRI$$
(1)

Aynı doğrultuda birden fazla nesne varsa Radar bu iki nesneyi göremeyebilir. Radarın algılayabileceği iki nesne arasındaki mesafeye "Radar Mesafe Çözünürlüğü" denir. Eğer radar mesafe çözünürlüğü iki nesne arasındaki mesafeden az ise Radar bu iki nesneyi ekranda ayrı ayrı gösterir. Radar çözünürlüğü denklem 2'de gösterildiği gibidir. Radar çözünürlüğü radar bant genişliğine bağlıdır. Bant genişliği ne kadar yüksekse, art arda olan iki nesne arasındaki algılayabileceği mesafe azalır.

$$\zeta \ddot{o} z \ddot{u} n \ddot{u} r l \ddot{u} k = \frac{c}{2(bant \ genişliği)}$$
(2)

3. Yapılan Çalışmalar ve Test Sonuçları

Gerçekleştirilen FMCW Radar sisteminin blok şeması şekil 2'de gösterildiği gibidir. Üretilen temel bant radar işaretinin merkez frekansı mikser ve osilatör vastısayla yükseltilmiştir. İşaret yükseteç sonrası güç bölücü vasıtasıyla verici antenine ve alıcı mikserine uygulanmaktadır. Bu sayede alıcı bloğunda evreuyumlu frekans indirgeme işlemi gerçekleştirilmektedir ve bu indirgeme işlemi yansıyan ile gönderilen işaretin frekans farkı Δf değerini oluşturur. Elde edilen bu frekans farkı işareti FPGA kartı ile işlenerek mesafe bilgisi bilgisayara aktarılmaktadır.



Şekil 2. FMCW Radar Blok Diyagramı

Şekil 3.a'daki AD9914 geliştirme kartı kullanılarak, filter ile ayrılması kolay olduğu için 790-1040 MHz arasında frekans taraması yapan FMCW temel bant radar işareti üretilmiştir. Daha sonra üretilen bu radar işareti, spektrum analizör ile incelenmiştir. Şekil 3.b.'de Spektrum Analizörün Max Hold özelliği kullanılarak oluşturulan FMCW işaretin, istenilen bantta frekans atlamaları yapmadığı ve 250 MHz bant aralığını sürekli olarak taradığı görülmektedir.



Şekil 3. a) AD9914 Kartı ve Test Düzeneği.



b) Temel Bant FMCW İşaretin Spektrum Analizör Çıktısı

Temel bant, FMCW işareti oluşturulduktan sonra frekans yükseltici (*upconverter*) aracılığıyla 8.6 GHz frekansındaki sentezör çıktısı olan işaret ile çarpılarak X banda taşınmıştır. Daha sonra çıkışa filtre uygulanarak istenmeyen işaretlerden Radar işareti ayrılarak, sadece X bant FMCW işareti elde edilmiştir. Bu sayede

IX. URSI-TÜRKİYE'2018 BİLİMSEL KONGRESİ 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

istenmeyen işaretlerin sızıntısından dolayı oluşabilecek yanlış Radar hedeflerinin oluşması engellenmeye çalışılmıştır. X FMCW Radar işaretinin oluşan çevrim kayıplarından dolayı gücü, minimum 100 metre mesafe algılanmaya yetecek kadar olmadığı için 0.5 Watt'lık güç yükselteci kullanılarak işaretin gücü yükseltilmiştir. X-Bant frekans aralığında çalışan sisteme aşağı çevrim birimi (*down converter*) ve 25 dBi kazanca sahip Horn antenler eklenerek açık alan testleri yapılmış olup radar sistemi düzeneği şekil 4.a'da görülmektedir. Test senaryosu ise şekil 4.b'de görüldüğü üzere üstüne metal plakalar koyularak radar kesit alanı artırılmış, arabanın lokasyonu değiştirilerek yansıyan temel bant radar işaretinin frekansının artıp veya arabanın yakınlaşmasına göre frekansının azaldığı ve bu sayede sayısal işaret işleme biriminin hesapladığı mesafe değerinin de artıp veya azaldığı görülmüştür.





Şekil 4. a) X-bant FMCW Radar Sistemi.

b) X-bant Radar Test Düzeneği

Bu test düzeneği kullanılarak yansıyan işaret ile gönderilen işaret arasındaki frekans farkı Δf ölçümüş ve bu değer mesafe bilgisine dönüştürülmüştür. Hedefin değişen uzaklıkları için ölçülen frekans farkı ve hesaplanan mesafe değerleri tablo 1'de gösterildiği gibidir.

Tablo 1 Ölçüm Sonuçları							
Gerçek Hedef Mesafesi	Ölçülen Frekans Farkı (Δf)	Hesaplanan Hedef Mesafe					
100 metre	165 kHz	99 metre					
150 metre	252 kHz	151.2 metre					
200 metre	331 kHz	198.6 metre					

Tablo 1'de görüldüğü üzere, 100-200 metre arasında gerçekleştirilen ölçüm sonuçları ve bu ölçüm sonuçları vasıtasıyla hesaplanan hedef mesafeleri göz önünde bulundurulduğunda mesafe bilgisinin hata kareleri ortalamasının 0.84 metre olduğu görülmektedir.

4. Sonuç

Bu çalışma sonucunda, AD9914 geliştirme kartı kullanılarak temel bant FMCW işareti üretilmiştir. Daha sonra oluşturulan bu işaret, frekans yükseltici vasıtasıyla X bant frekans aralığına taşınmış, Horn anten aracılığıyla ortama yayılmıştır. Hedeften dönen işaret tekrar temel banta düşürülmüş ve örneklenerek frekansı hesaplanmıştır. Hesaplanan frekans sayesinde hedefin mesafe kestirimi yapılmıştır. Ölçüm sonuçları göstermektedir ki önerilen sistem ile 100-200 metre arasındaki hedefler en fazla % 1 hata oranı ile tespit edilebilmektedir.

5. Kaynaklar

[1] M. Skolnik, "Radar Handbook", McGraw-Hill, 2008.

[2] I. V. Komarov, S. M. Smolskiy, "Fundamentals of Short Range FM Radar", Artech House Publishers, 2003.
[3] A. Hussain ve E. Erçelebi, "Design and Implementation of FMCW Radar Using the Raspberry Pi Single Board Computer," International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), IEEE 2017.

[4] T. W. Mathumo, T. G. Swart, R. W. Focke, "Implementation of a GNU Radio and Python FMCW Radar Toolkit," AFRICON, IEEE 2017.

[5] A. A. Lestari, D. D. Patriadi, I. H. Putri, B. Harnawan, O. D. Winarko, W. Sediono ve M. A. K. Titasari, "FPGA-Based SDR Implementation for FMCW Maritime Surveillance Radar," Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET), 2017 International Conference on.

[6] D. Kurniawan, C. Wael, T. Miftahushudur ve O. Heriana, "Implementation of Automatic I/Q Imbalance Correction for FMCW Radar System," International Conference on Information Technology, Information Systems And Electrical Engineering (ICITISEE), IEEE 2017.

[7] D. A. Williams, "Millimetre wave radars for automotive applications," Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, s. 721-724 cilt.2, 1992.
Radar Kesit Alanı Tabanlı Pasif Radar Gözlem Alıcısı Yer Belirleme Algoritması

Burak TUYSUZ Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Rize burak.tuysuz@erdogan.edu.tr

Özet: Pasif radarlar kendilerine ait bir verici bulunmadan ortamda bulunan vericilerin yaydığı sinyaller ile hedef tespit ve takibi yapabilen sistemlerdir. Bu sistemlerinde gözlem alıcılarının yerleştirilmesi vericilere olan bağımlılık sebebiyle karmaşık bir görevdir. Aynı zamanda pasif radar sistemlerinin çalışma prensipleri gereği yeryüzü şekilleri de bir engel teşkil edebileceği gibi, sistemin performansının artırılması için de kullanılabilir. Bu çalışmada pasif radar sistemlerinde gözlem alıcılarının harita üzerinde etkin ve hızlı bir şekilde yerleştirilebilmesi için kapsama alanı, topoloji ve hedef tabanlı bir algoritma önerilmiştir. Önerilen algoritma sayesinde gerçek haritalar üzerinde en uygun pasif radar alıcı noktaları hızlı ve etkin bir şekilde belirlenebilmektedir.

Abstract: Passive radar systems are systems that can detect and track targets with signals transmitted by the transmitters located in the environment. In these systems, the placement of surveillance receivers is a complex task due to the dependency on the transmitters. Additionally, ground formations in the region can degrade or improve the overall passive radar performance. In this study, a coverage area, topology and target-based algorithm is proposed to place surveillance receivers effectively and quickly on real maps. It is shown that the proposed algorithm can quickly and effectively place the passive radar receivers on real maps.

1. Giriş

Yer radarları, erken uyarı savunma sistemlerinin en önemli bileşenlerinden biridir. Kurulum, bakım ve operasyon maliyetlerinin yüksek olması sebebiyle kapsama alanlarının sınırlı olduğu modern hava ve deniz gözetleme sistemlerinin birçoğu aynı zamanda bölgenin arazi özelliklerinin yarattığı kör bölgelerden mustariptir. Ana radar sistemlerinde oluşan kapsama alanı boşlukları, kurulacak ek sistemlerin yardımı ile bastırılabilir. Pasif radar sistemleri, ek bir vericiye gerek duymadan, maliyet etkin biçimde ana radar sistemlerinde oluşan kör noktaların bastırılabilmesi için uygundur. Temel olarak bu sistemler ortamda bulunan radyo, televizyon, GSM gibi fırsat vericilerinden faydalanarak hedef tespit ve takibi yapabilirler ve bu özellikleriyle geleneksel radar sistemlerinden ayrılırlar. Özellikle son yıllarda birim işlem maliyetinin azalması ve fırsat vericisi olarak kullanılabilecek kablosuz vericilerin sayılarının artması bu sistemlere olan ilginin artmasına sebep olmuştur.

Tipik bir temel pasif radar sisteminde en az iki alıcının bulunmaktadır. Bu alıcılardan biri referans alıcısı olarak adlandırılır ve faydalanılacak fırsat vericisinin yaydığı sinyallerin yüksek sinyal gürültü oranına sahip kopyalarını toplamakla görevlidir. Diğer alıcı ise gözlem alıcısı olarak adlandırılır ve sadece firsat vericisinin vaydığı sinvallerin hedeften vansımalarını toplaması beklenir. Bu iki alıcıdan toplanan verilerin birlikte işlenmesiyle hedef tespit ve takibi yapılabilir. Sistemin hedef tespit performansının artırılabilmesi için alıçların konumlandırılması büyük önem taşımaktadır. Referans alıcıları görece daha kolay bir sekilde vericiye yakın bir noktaya konuşlandırılabilir. Gözlem alıcılarının ise kapsama alanına alınmak istenen bölgeye uygun bir şekilde verici ile bir görüş hattı bulunmaması, hedef ile görüş hattının sağlanması kriterleri sağlanarak konumlandırılmalıdır. Bu durum geniş bir arazide birçok uygun lokasyondan en uygununu seçme problemini ortava çıkarmaktadır. Bu problemin çözümü için literatürde birçok çalışma bulunmaktadır. Hoyuela vd. pasif radar alıcılarının konumlandırılması için yayılım kayıplarının AREPS yazılımı ile hesaplandığı bir algoritma önermiştir [1]. Fakat hedeflerin radar keşitlerinin bir şabit olarak kabul edildiği ve şimule edilmiş haritalar kullanılan bu calısmanın gercek problemlerin cözümü icin kullanılması mümkün olmamıştır. Edrich vd. tarafından yapılan bir çalışmada ise en iyi verici ve alıcı noktalarının belirlenmesi için "sofistike bir görev planlama aracı" geliştirilmiştir [2]. Bu aracın radar denklemleri gibi analitik bir model üzerinde geliştirildiği ve iki farklı kipte calıstığı belirtilmistir. Fakat daha fazla karsılastırma yapılabilmesi icin gerekli detaylar verilmemiştir. Bir başka çalışmada ise vericiler ve alıcıların optimum şekilde yerleştirilebilmesi için rastgele

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

Voronoi algoritması önerilmiştir [3]. Bu çalışmada ise gerçekçi bir model yerine optimizasyon aşamaları üzerine odaklanılmıştır. Literatürdeki tüm çalışmalar savunma sanayi tabanlı uygulamalar için geliştirilmiş olsa da pasif radarlar aynı zamanda atmosferik çalışmalarda da sıklıkla kullanılmaktadır. Bu sebeple pasif radar sistemleri için geliştirilecek etkili bir gözlem alıcısı yerleştirme algoritmasının mevcut sistemlerin iyileştirilmesinde ve pasif radar sistemleri ile yapılacak çalışmaların sayısının artmasında önemli rol oynayacağı düşünülmektedir. Bu çalışmada, literatürde yapılan çalışmaların eksiklikleri de değerlendirilerek, hedef radar kesiti ve bölge topolojisi tabanlı etkili bir gözlem alıcısı yerleştirme algoritması önerilmiştir. Önerilen algoritma aynı zamanda bölgedeki en uygun vericinin belirlenmesini de sağlamaktadır. Bu amaçla ilk olarak bölgede faydalanılabilecek vericiler özellikleri ile belirlenmiş ve gerçek haritalar kullanılarak bölgenin yükselti haritası oluşturulmuştur. Bu haritaya vericiler ve olası hedefler belirlenen konum ve yüksekliklerde yerleştirilmiştir. Daha sonra vericilerin ve hedeflerin konumuna göre yapılan görüş hattı analizi ile alıcıların konumlandırılabileceği bölgeler kısıtlanmış ve bir görüş hattı haritası oluşturulmuştur. Görüş hattı haritasında tespit edilen uygun konumlar için fiziksel optik tabanlı olarak hedefler için bistatik radar kesit alanı tahmini yapılmış ve olası noktalar için bir radar kesit lanaı belirlenmiştir. Son olarak elde edilen radar kesit alanı, anten özellikleri ve topolojiden faydalanılarak bir güç haritası oluşturulmuş ve en uygun alıcı noktası tespit edilmiştir.

Çalışmanın geri kalan kısmının 2. bölümünde kullanılan koordinat sistemi tanıtılmış ve bistatik radar denklemi incelenmiştir. 3. Bölümde algoritmanın aşamaları verilmiştir ve örnek bir senaryo için uygulama yapılmıştır. 4. Bölümde ise sonuçlara yer verilmiştir.

2. Bistatik Radar Denklemi ve Koordinat Sistemi

Bistatik radarlar alıcı ve verici antenin farklı konumlarda bulunduğu sistemler olarak tanımlanmaktadır [4]. Pasif radar sistemleri de kendine ait bir verici bulundurmadığı ve verici ve alıcısı farklı konumlarda bulunduğu için doğal olarak bistatik radarlar grubunda incelenmektedir. Basit bir pasif radar sisteminin geometrisi Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1. Basit bir pasif radar sistemi geometrisi

Verilen şekilde verici anten ve alıcı anten arasındaki taban hizası R_B olarak gösterilmiştir. Hedef ve verici arasındaki mesafe, ışıtma yolu, R_{Tx} , hedef ve gözlem alıcısı arasındaki mesafe, eko yolu, ise R_{Rx} olarak verilmiştir. Hedefte ışıtma yolu ve eko yolu arasında oluşan bistatik açı ise monostatik ve bistatik radarları birbirinden ayıran temel unsurdur ve bistatik radar kesit alanının hesaplanması için kullanılmaktadır. Bu geometride alıcıya ulaşan güç, P_{Rx} ;

$$P_{Rx} = \frac{P_{Tx}G_{Tx}G_{Rx}\lambda^2\sigma_B}{(4\pi)^3 R_{Tx}^2 R_{Rx}^2 L}$$
(1)

ifadesiyle bulunabilir. Bu eşitlikte P_{Tx} verici çıkış gücünü, G_{Tx} ve G_{Rx} vercici ve alıcı anten kazançlarını, λ dalga boyunu, σ bistatik radar kesit alanını, L ise genel kayıp faktörünü ifade etmektedir. Sinyal gürültü oranını bulmak için ise P_{Rx} 'in Eşitlik 2'de verilen gürültü'ye oranı hesaplanır.

$$N = kT_e B \tag{2}$$

Eşitlik 2'de k Boltzmann sabitini, T_e efektif sistem gürültü sıcaklığını, B ise bant genişliğini ifade etmektedir. Önerilen algoritmada haritaların oluşturulması için Shuttle Radar Topography Mission (SRTM) yükseklik verileri kullanılmıştır [5]. Bu veri seti 3ark-saniye çözünürlüğe sahiptir ve GPS tarafından da kullanılan WGS84 elipsoidine göre hazırlanmıştır. Bu sebeple vericiler ve alıcıların harita üzerine yerleştirilmesi için bu çalışmada WGS84 jeodezik koordinat sistemi tercih edilmiştir.

3. Önerilen Algoritma ve Örnek Uygulama

Pasif radar gözlem alıcılarının harita üzerinde konumlandırılması için geliştirilen algoritma Şekil 2a'da gösterildiği gibi 5 ana bloktan oluşmaktadır.



Şekil 2. a) Gözlem alıcısı konum belirleme algoritması aşamaları b) Yükselti haritası üzerinde vericiler ve hedeflerin görünümü c) Verici 1 için görünebilirlik analizi haritası

Birinci aşamada belirlenen ilgi alanının yükselti haritası SRTM3 yükselti verileri kullanılarak oluşturulmakta ve verici özellikleri gibi model parametreleri tanımlanmaktadır. İkinci aşamada, harita üzerine yerleştirilen hedefler kullanılarak vericiler ve hedefler arasında görüş açısı analizi yapılmakta ve bir görünebilirlik haritası oluşturulmaktadır. Üçüncü aşamada, hedeflerin fiziksel optik tabanlı bistatik radar kesit alanı hesaplanarak, verici ve alıcının anten örüntüsü ile birlikte bir sinyal gürültü oranı analizi yapılmakta ve sinyal gürültü haritası oluşturulmaktadır. Son aşamada ise bu bilgiler ışığında harita üzerinde en uygun pasif radar alıcı noktası belirlenmektedir. Önerilen algoritma ile yapılan testlerde Şekil 2b'de gösterildiği gibi 39.5°N-41.6°N enlem ve 32.0°E-34.0°E boylamları arasında belirlenne 235 km²'lik ilgi alanında 3 farklı verici 39.8561°N-32.8222°E, 39.9463°N-32.6225°E ve 39.8362°N-33.0321°E koordinatlarına yerleştirilmiş ve ayrıca iki muhtemel hedefi temsilen küçük yolcu uçağı 40.85°N-32.60°E koordinatlarında 6.0 km yüksekliğe ve 41.5°N-33.45°E koordinatlarında 7.4 km yüksekliğe yerleştirilmiştir. Vericilen konumlara göre 1 numaralı verici için oluşturulan görünürülük analizi Şekil 2c'de verilmiştir. Vericilerin ve hedeflerin özelliklerine göre yapılan analizler ile bir sinyal gürültü oranı haritası oluşturulanış ve oluşturulan bu haritada en uygun verici 39.8561°N-32.8222°E lokasyonundaki verici olarak belirlenmiş ve bu durumda en uygun alıcı noktası 57 dB güç seviyesiyle 40.2787°N-33.4872°E olarak tespit edilmiştir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada pasif radar gözlem alıcılarının en etkili ve hızlı şekilde konumlandırılabilmesi için bir yer belirleme algoritması önerilmiştir. Önerilen algoritma ile aynı zamanda birden fazla vericiden, istenilen kapsama alanı için en uygun olanı da tespit edilmiştir. Özellikle bir bölgenin hızlı bir şekilde hareket kabiliyeti bulunan pasif radar sistemleri ile kapsama altına alınması gerektiğinde önerilen algoritma ile etkili bir sonuç elde edilebilmektedir.

Teşekkür

Bu çalışma 117E008 proje numarası ile TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1]. Hoyuela, C. M., Terzuoli, A., ve Wasky, R. Determining possible receiver locations for passive radar. IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation 152, 3 (2005), 206.

[2]. Edrich, M., Meyer, F., ve Schroeder, A. Design and performance evaluation of a mature FM/DAB/DVB-t multi-illuminator passive radar system. IET Radar, Sonar & Navigation 8, 2 (Şubat 2014), 114–122.

[3]. Tang, L., Gong, X., Wu, J., and Zhang, J. Target detection in bistatic radar networks: Node placement and repeated security game. IEEE Transactions on Wireless Communications 12, 3 (Mart 2013), 1279–1289.

[4]. Skolnik, M. Radar Handbook, Third Edition. McGraw-Hill Education, 2008.

[5]. Farr, T. G., Rosen, P. A., Caro, E., Crippen, R., Duren, R., Hensley, S., Kobrick, M., Paller, M., Rodriguez, E., Roth, L., Seal, D., Shaffer, S., Shimada, J., Umland, J., Werner, M., Oskin, M., Burbank, D., ve Alsdorf, D. The shuttle radar topography mission. Rev. Geophys. 45, 2 (Mayıs 2007).

Boş Uzaydaki Periyodik Yapılar için Tekillik Sadeleştirme Yöntemi Uygulaması

Süleyman Adanır, Lale Alatan Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara suleyman.adanir@metu.edu.tr, lalatan@metu.edu.tr,

Özet: MoM matris elemanlarının hesaplanmasında ortaya çıkan tekillik problemini çözmek için şimdiye kadar çeşitli tekillik sadeleştirme yöntemleri önerilmiştir. Literatürde yer alan bu yöntemlerden birisi 2D periyodik yapıların MoM analizinde karşılaşılan tekillik problemine uygulanmıştır. 2D periyodik Green's fonksiyonunun verimli hesaplanmasında Ewald transformasyonu kullanılmakta ve bu da MoM matrix elemanları ile ilgili integralin çekirdeğinde değişime yol açmaktadır. Bu yeni çekirdek için problemin formülasyonu sunulmakta ve örnek bir geometri için sonuçlar paylaşılmaktadır.

Abstract: A singularity problem arises in the computation of MoM matrix entries. Several singularity cancellation schemes are proposed in literature. One of these singularity cancellation methods is applied to handle the singularity problem associated with the MoM analysis of 2D periodic structures. For the efficient computation of the 2D periodic Green's function, Ewald transformation is used, resulting in a change in the kernel of the integral associated with the MoM matrix entries. Formulation of the problem for this new kernel is presented together with numerical results for a sample problem.

1. Giriş

Periyodik yapıların, antenlerden mikrodalga bileşenlerine kadar değişen uygulama alanlarında önemli bir yere sahip olması bu yapıların analizini kritik bir hale getirmektedir. Bu analizlerde sıkça kullanılan MoM, yapıya ait periyodik Green's fonksiyonunun hesaplanmasını gerektirir. Bu fonksiyonlar genelde yavaş yakınsayan sonsuz seriler olarak ifade edildiği için bu serilerin hızlandırılmasına yönelik metodlar kullanılmaktadır. Literatürde bulunan çeşitli yöntemler arasında Ewald metodu en çok tercih edilenlerden biridir [1], [2]. Ewald metodu yavaş yakınsayan orijinal seriyi hızlı yakınsayan, biri spektral diğeri uzaysal iki serinin toplamına dönüştürür. Uzaysal seri, açılım fonksiyonu ve test fonksiyonunun üst üste gelmesinden dolayı tekillik problemi içermektedir. Periyodik yapıların analizinde karşılaşılan tekillik problemi tekillik sadeleştirme, tekillik çıkarma ve/veya düzenleme yaklaşımlarıyla çözülebilir. Formülasyonu ve uygulanışı hakkında detaylı bilgi verilmemiş olsa da periyodik yapıların tekillik probleminin çözümünde tekillik sadeleştirme yöntemi kullandığını söyleyen tek kaynak [3]'tir. Bu çalışmada boş uzaydaki 2D periyodik yapıların MoM matrislerinde karşılaşılan integrallerin hesaplanmasında bir tekillik sadeleştirme yönteminin uygulanabilirliği araştırılmıştır. Periyodik Green's fonksiyonunun Ewald metodu uygulandıktan sonraki formu ve bu çekirdekle beraber tekillik sadeleştirme yönteminin formülasyonu Bölüm 2'de sunulmuştur. Bölüm 3'te örnek bir problem için sayısal sonuçlar sunulmuş ve bu sonuçlar ticari bir 3D elektromanyetik simülasyon yazılımı olan CST'nin [4] sonuçları ile kıyaslanmıştır

2. Formülasyon

Boş uzaydaki periyodik yapıların analizinde, boş uzay periyodik Green's fonksiyonu (BUPGF) kullanılır. BUPGF'nin spektral toplam formu şu şekildedir:

$$G = \frac{1}{D_x D_y} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-jk_{z0}(z-z')}}{j2k_{z0}} e^{-jk_{xp}(x-x')} e^{-jk_{yq}(y-y')}$$
(1)

$$k_{xp} = k_x^i + \frac{2\pi p}{D_x} \tag{2}$$

$$k_{yq} = k_y^i + \frac{2\pi q}{D_y} \tag{3}$$

Burada D_x ve D_y yapının periyodisiteleri, k_x^i ve k_y^i de x ve y yönlerindeki gelen dalga sayılarıdır. Bu toplam ciddi derecede yavaş yakınsadığı için, Ewald metodu kullanılarak hızlandırılır[2]. Ewald transformasyonu ile, PGF, ifadeleri (4) ve (5)'te verilen spektral ve uzaysal serilerin toplamı şeklinde yazılır:

$$G_{1} = \frac{1}{4D_{x}D_{y}} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-j[k_{xp}(x-x')+k_{yq}(y-y')]}}{jk_{z0}} \sum_{\pm} e^{\pm jk_{z0}(z-z')} erfc(\frac{jk_{z0}}{2E} \pm (z-z')E) \quad (4)$$

$$G_{2} = \frac{1}{8\pi} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-j\left[k_{x}^{l}pD_{x}+k_{y}^{l}qD_{y}\right]}}{R} \sum_{\pm} e^{\pm jk_{0}R} erfc(RE \pm \frac{jk_{0}}{2E})$$
(5)

Burada E [2]'de anlatıldığı üzere Ewald bölme parametresidir ve *erfc* karmaşık tamamlayıcı hata fonksiyonudur. Spektral toplam ve de (p,q) = (0,0) terimi (G_2^{00}) haricindeki uzaysal toplam tekillik içermez ve integralleri direk sayısal integrasyon yöntemleri ile alınabilir. Ancak G_2^{00} terimine, yakınsama problemleri ve saçılma analizindeki hatalarının giderilmesi için uygun bir tekillik çözüm prosedürü uygulanması gerekmektedir. Tekillik sadeleştirme yöntemlerinde, integral değişkenlerinden birine jakobyanı tekilliği sadeleştirem bir dönüşüm uygulanır ve böylece integralin yeni hali sorunsuzca sayısal olarak hesaplanabilir. Bu bağlamda, *arcsinh* dönüşümü [5], tekil ve yakın tekil terimler içeren integrallerin çözümündeki başarısından dolayı faydalıdır. Rao-Wilton-Glisson (RWG) açılım fonksiyonlarının kullanıldığı MoM çözümlerinde aşağıdaki şekilde kaynak integrallerle karşılaşılır:

$$I = \frac{1}{4\pi} \int_{D} \vec{\Lambda}(\vec{r}') \frac{e^{-jkR}}{R} dD$$
(6)

Burada $\vec{\Lambda}(\vec{r}')$ üçgensel alana sahip RWG açılım fonksiyonudur. (6)'daki integral sonucunun test fonksiyonu (Galerkin metodunda açılım fonksiyonu ile aynı) ile çarpılarak alınan integrali test integrali olarak ifade edilir. Test integralinin her bir örnek noktası bir gözlem noktası olarak düşünülebilir. Bu gözlem noktası dikkate alınarak D üçgeni Şekil 1'de görüldüğü gibi 3 altüçgene bölünür. Gözlem noktası ya da izdüşümü, her altüçgenin köşesidir.



Şekil 1. Arcsinh Transformasyonunda kullanılan geometri ve altüçgenlerdeki yerel koordinat sistemi

Her bir altüçgende, tanımlanan yerel koordinat sisteminin orijini gözlem noktası (ya da izdüşümü)'dır. Biri radyal (y') diğeri enine (x') olmak üzere birbirine dik iki eksene sahiptir. z ise gözlem noktasının kaynak üçgeninden yüksekliğidir. Bu sistemde (7) ile verilen dönüşüm uygulanarak (6)'daki integral (8) ile verilen forma çevrilir:

$$u(x') = \sinh^{-1} \frac{x'}{\sqrt{y'^2 + z^2}}$$
(7)

$$I = \frac{1}{4\pi} \int_0^{h'_1} \int_{u_L}^{u_U} \vec{\Lambda}(\vec{r}') e^{-jkR} du dy'$$
(8)

İntegral sınırları olan u_L , u_U ve h'_1 ifadelerinin tanımları için [5]'e bakınız. (8)'deki integrand herhangi bir tekilliğe sahip olmadığı için sayısal integrasyon yöntemleriyle doğru bir şekilde hesaplanabilir. Periyodik durum düşünülecek olduğunda, (6)'daki integrandda e^{-jkR}/R terimine ek olarak, argümanı R içeren erfc fonksiyonu da yer alır. G_2^{00} terimine arcsinh dönüşümü uygulanınca, bir altüçgendeki kaynak integrali aşağıdaki şekilde olur:

$$I = \frac{1}{8\pi} \int_0^{h'_1} \int_{u_L}^{u_U} \vec{\Lambda}(\vec{r}') \sum_{\pm} e^{\pm jk_0 R} erfc(RE \pm \frac{jk_0}{2E}) \, du dy' \tag{9}$$

Arcsinh dönüşümü ile tekilliğin sadeleştirilmesinden sonra, hem kaynak hem de test integralleri numerik olarak doğru bir şekilde hesaplanabilir.

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

3. Örnek Problem Analizi

Bu çalışmadaki örnek problem boş uzaydaki periyodik bir yapıdan saçılma analizidir. Yapı x-y düzleminde periyodik olarak yerleştirilmiş dikdörtgen metalik plakalardan oluşmaktadır. Analiz frekansı 18 GHz'dir. Plakanın eni (x boyutu) 0.85 cm, boyu (y boyutu) 0.15 cm, x periyodisitesi 1 cm, y periyodisitesi 0.55 cm'dir. Geliş azimut açısı olarak (0,30,45,60,90) olmak üzere 5 farklı değer seçilirken, geliş polar açısı da 0'dan 85 dereceye kadar 5'er derece aralıklarla taranmaktadır. Bulunan yansıma katsayıları Şekil 2'de, CST ile elde edilen sonuçlarla birlikte verilmektedir. Farklı geliş açıları ve polarizasyonlar için sonuçların mükemmel uyum içinde olduğu görülmektedir.



Şekil 2. (a)TE geliş için TE (b) TE geliş için TM (c) TM geliş için TM yansıma katsayıları

4. Sonuç

Periyodik yapıların MoM analizinde, bir tekillik sadeleştirme yöntemi olan arcsinh dönüşümü uygulanmıştır. Simülasyon sonuçları, Ewald metodu ile hızlandırılan periyodik Greens fonksiyonuna sahip problemlerdeki tekil integrallerin bu dönüşüm ile başarılı bir şekilde alınabildiğini göstermektedir. Sıradaki çalışma olarak, metod çok katmanlı ortamlardaki periyodik yapıların MoM analizine uygulanacaktır.

Kaynaklar

[1] P. P. Ewald, "Die berechnung optischer und electrostatischen gitterpotentiale," Ann. der Physik, Cilt 64, 253-287, 1921. Çeviren A. Cornell, Atomics International Library, 1964.

[2] K. E. Jordan, G. R. Richter ve P. Sheng, "An efficient numerical evaluation of the Green's function for the Helmholtz operator on periodic structures," J. Comp. Phys., Cilt 63, No 1, 222-235, Mart 1986.

[3] W. A. Johnson, L. I. Basilio, J. D. Kotulski, R. E. Jorgenson, L. K. Warne, R. S. Coats, D. R. Wilton, N. J. Champagne, F. Capolino, J. B. Grant, M. A. Khayat, "EIGER: An open-source frequency domain electromagnetics code," Proc. IEEE APS Symp., 3328-3331, 2007.

[4] https://www.cst.com/products/cstmws, son erişim 07 Mayıs 2018.

[5] M. A. Khayat ve D. R. Wilton, "Numerical evaluation of singular and near-singular potential integrals," IEEE Trans. Antennas Propag., Cilt 53, No 10, 3180-3190, Ekim 2005.

ISM Bandı RF Enerji Hasatlama Uygulamaları için Metamalzeme Yapılarından Esinlenilen Yeni Mikroşerit Anten Tasarımı

Cem Göçen, Merih Palandöken, Adnan Kaya İzmir Katip Çelebi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü İzmir gocencem@gmail.com, merih.palandoken@ikc.edu.tr, adnan.kaya@ikc.edu.tr

Özet: Bu çalışmada RF enerji hasatlama uygulamalarında kullanılmak üzere metamalzeme yapılarından esinlenilerek bir enerji hasatlama anteni tasarımı sunulmuştur. Önerilen antenin tasarımı ve çalışma mantığı, birbirlerine bağlı iki adet iç içe yerleştirilen biri yarıklı ve diğeri yarıksız halka rezonatörlerin toprak düzlemle parazitik olarak eşlenmesi esasına dayanmaktadır. $\lambda_0 / 2.82 \times \lambda_0 / 4.31$ boyutlarında ve mikroşerit yapıda olan anten 2.4 GHz, ISM bandında çalışmaktadır. Önerilen anten tasarımı ve performans parametreleri benzetim programı ortamında Rogers 4003C altlık malzeme kullanılarak elde edilmiştir. Elde edilen benzetim verileri önerilen anten tasarımının enerji hasatlama uygulamalarında kullanılmak üzere uygun olduğunu göstermiştir.

Abstract: This paper presents an energy harvesting antenna design inspired from the metamaterial structures to be utilized in RF energy harvesting applications. The proposed antenna design and operating principle are based on the principle of parasitic electrical coupling of directly interconnected two ring resonators, one of which is in the form of split ring resonator while the other of which is in the form of ring resonator without split to the ground plane. The antenna has the physical dimensions of $\lambda_0/2.82 \times \lambda_0/4.31$ in the form of microstrip structure operating in 2.4 GHz ISM band. The proposed antenna design and performance parameters have been obtained using the Rogers 4003C substrate material in the numerical computation program. The numerically computed data indicate that the proposed antenna design is suitable for energy harvesting applications.

1. Giriş

Gelişen teknoloji doğrultusunda toplumların ihtiyaçlarını karşılayabilmek için farklı teknolojik çözümler öne çıkmıştır. Bunlardan biri kablosuz haberleşme teknolojisidir ve kablosuz haberleşme uygulamaları yaygınlaşararak çeşitli alanlarda artan sayıda önümüze çıkmaktadır. Kablosuz haberleşme uygulamaları çok sayıda düşük güç tüketimi gerektiren elektronik cihazlardan oluşmaktadır [1]. Bu cihazların güç tüketimini sürekli ve uygun şekilde karşılamak çeşitli zorluklar barındırmaktadır ve bu zorlukları ortadan kaldırmak için düşük güç tüketimi gerektiren elektronik cihazların ana güç ünitesinden bağımsız olarak enerjilendirilmesi çözümü öne sürülmüştür [2]. Düşük güç tüketimi bulunan elektronik cihazların güç ihtiyacını karşılamak amacıyla RF enerji kaynakları bu amaca yönelik olarak kullanılabilir. Bu amaçla tasarlanan enerji hasatlama sistemleri, enerji hasatlama anteni ve doğrultucu devreden oluşur. Bu sistemler, ortamda bulunan RF dalgalarının enerji hasatlama anteni yardımıyla toplanarak RF güç elde edilmesi ve sonrasında elde edilen gücün RF-DC doğrultucu devre ile DC güce dönüştürülmesini sağlar. Elde edilen DC güç düşük güç tüketimine sahip elektronik cihazların güç ihtiyacını karşılamak amacıyla kullanılmaktadır [3].

Konu hakkında kapsamlı bir literatür incelemesi yapıldığında enerji hasatlama uygulamaları için yapılan anten tasarımlarının genellikle mikroşerit yapıda olduğu gözlemlenmiştir [4]. Enerji hasatlama anteni olarak literatürde bulunan mikroşerit [5-6-7-8] ve yaka şekilli [9] anten tasarımları incelenmiştir. 2013 yılında Pham ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada enerji hasatlama uygulamaları için 900, 1900 ve 2400 frekanslarında 3 bant olarak çalışan anten tasarımı sunulmuştur [5]. 2015 yılında Taghdosi ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada sunulan rezonans ve bant genişliklerini ayarlamak amacıyla iç içe kıvrılmış fraktal yapı kullanılarak yapılan anten tasarımı 910, 2400, 3200, 3800 MHz rezonans frekanslarında ve 5 GHz bandında çalışmaktadır [6]. 2016 yılında Palandöken tarafından yapılan çalışmada 2.4 GHz bandında çalışan enerji hasatlama anteni sunulmuştur ve rezonans frekansında 2.8 dBi kazanç ve %68 ışıma verimliliği elde edilmiştir [7]. 2016 yılında Pal ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada enerji hasatlama uygulamaları için diyotlar yardımıyla çalışma bantları değiştirilebilen anten tasarımı sunulmuştur [8]. 2016 yılında Wen ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada enerji hasatlama uygulamaları için diyotlar yardımıyla çalışma bantları değiştirilebilen anten tasarımı sunulmuştur [8]. 2016 yılında Wen ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada

Bu çalışmada, metamalzeme yapılarından esinlenilerek tasarlanan mikroşerit yapıda 2.4 GHz bandında çalışan RF enerji hasatlama sistemlerinde kullanılmaya uygun anten tasarımı sunulmuştur. Önerilen enerji hasatlama anteninin tasarım parametreleri ve esasları, çalışma prensibi 2. Bölüm'de sunulmuştur. 3. Bölüm'de önerilen enerji hasatlama anteninin matematiksel tabanlı benzetim programı sonucunda elde edilen ve çalışmasını etkileyen önemli parametrelere ait benzetim sonuçları verilmiştir. Önerilen enerji hasatlama anteni ile ilgili yorumlar ve öneriler 4. Bölüm'de sunulmuştur.

URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül 2018, KTO Karatay Üniversitesi, Konya

2. Anten Konfigürasyonu

RF enerji hasatlama sistemlerinde kullanımak üzere tasarımı gerçekleştirilen enerji hasatlama anteninin geometrisi, alt ve üst yüzeylerinin görüntüsü ve tasarım parametreleri Şekil 1'de verilmiştir. Metamateryal yapılardan esinlenerek tasarımı yapılan antenin geometrik modeli, biri yarıklı diğeri yarıksız iki iç içe yerleştirilen halka rezonatörün birbirlerine direkt bağlanıp toprak düzlemle parazitik olarak eşlenmesi esasına dayanır. Önerilen enerji hasatlama anteni 3B elektromanyetik alan sayısal çözümleme programı CST Design Studio [10] ortamında oluşturulmuştur. Antenin fiziksel boyutları 44.4 x 29 mm ($\lambda_0/2.82 \times \lambda_0/4.31 \text{ f}_0=2.4 \text{ GHz}$) olup Rogers 4003C altlık malzeme kalınlığı 1.52 mm ($\lambda_0/82.2$) olarak alınmıştır. Altlık malzemenin dielektrik sabiti 3.38 ve kayıp tanjant değeri 0.0027 olarak belirlenmiştir. Sunulan anten tasarımı benzetim ortamında belirtilen besleme noktalarından SMA port yardımıyla beslenmiştir. Villard voltaj katlayıcı devresi topolojisine dayanan RF-DC doğrultucu elektronik devrenin tasarımı ile RF giriş kısmına bağlanacak olan tasarımı sunulan anten, RF enerji hasatlama sisteminin ilk aşamasında bulunacaktır.



Şekil 1. Önerilen enerji hasatlama anteninin tasarım parametreleri; (a) üst ve (b) alt yüzey (Uzunluklar (mm): T1=44.4, T2=29, R1=6.7, R2=11.2, D1=1.1, D2=0.9, D3=2.3, D4=2.6, D5=3.3, D6=12.2, D7=1.4, G1=10.3, G2=10.7, G3=7.8, G4=4.3, G5=15.1, G6=8.3, G7=1.4, G8=2.2, F1=2, • besleme noktası)

3. Nümerik Sonuçlar

Önerilen enerji hasatlama anten modelinin elektromanyetik performansı FIT tabanlı sayısal benzetim programı olan CST Studio Suite aracılığıyla incelenmiştir. Yapılan benzetim sonuçlarına göre enerji hasatlama anteninin çalışma performansı 1.5-4 GHz aralığında incelenmiş olup, 2.4 GHz merkez çalışma frekansında geri dönüş kaybı değeri 35.9 dB olarak, bant genişliği ise 2.22-2.62 GHz aralığında toplam 400 MHz olarak elde edilmiştir. Benzetim sonucunda elde edilen geri dönüş kaybı grafiği Şekil 2'de sunulmuştur.



Şekil 2. Benzetim sonucunda elde edilen enerji hasatlama anteninin geri dönüş kaybı (S11) grafiği

Önerilen enerji hasatlama anteninin rezonans frekansındaki yüzey akım dağılımları Şekil 3'te sunulmuştur. Şekil 3'ten anlaşıldığı üzere, önerilen antenin çalışma prensibi; direkt beslenen iç içe yerleştirilen yarıklı ve yarıksız halka rezonatörlerin toprak düzlemle kapasitif eşleşme yoluyla elektriksel uzunluğunun arttırılması esasına dayanır. Önerilen enerji hasatlama anteninin üç farklı düzleme ait 2B polar ışıma desenleri Şekil 4'te gösterilmiş olup X-Z düzleminde yarım güç ışın genişliği 57° olarak elde edilmiştir. Benzetim sonuçlarına göre antenin kazanç değeri 2.34 dBi, yönlülük değeri 2.38 dBi, ışıma verimliliği %99.1, ve toplam verimlilik %99.05 olarak elde edilmiştir. En dış kısımdaki halka rezonatörün yarıçapının artırılması veya yarığın genişliğinin azaltılması resonans frekansında düşmeye ve kazanç değerinde artışa sebep olmaktadır. Enerji hasatlama performans senaryosu olarak; sunulan anten tasarımı benzetim programı ortamında uzak alan bölgesinde bulunan 2 V/m büyüklüğündeki düzlem dalga kaynağıyla beslenerek antenin giriş noktasında akım ve gerilim oluşması sağlanmıştır. Benzetim sonucu olarak giriş noktasında -20 dBm güç elde edilmiştir. Bu giriş güç değerinde, önceden yapılan RF-DC voltaj katlayıcı çalışmalarındaki sonuçlardan RF-DC güç dönüştürme verimliliğinin yaklaşık %25 değerinde olabileceği görülmektedir. RF-DC güç dönüştürme verimliliğini 0 dBm giriş güç değerinde ise %70 olarak elde edilir. Toplam hasatlama verimliliği ise 12 dBi kazançlı yönlü bir WLAN

anteninden 5 dalgaboyu uzaklıktaki mesafede 0 dBm giriş güç değerinde yaklaşık %0.5 olup 1.8 V değerinde bir DC voltajın 4 KΩ değerinde bir DC yük üzerinden elde edilmesi sağlanacaktır.







Şekil 4. Önerilen enerji hasatlama anteninin benzetim sonuçlarına göre 2B polar ışıma desenleri; (a) X-Z, (b) Y-Z ve (c) X-Y düzlemleri (2.4 GHz)

4. Sonuç

Bu çalışmada, ISM bandı enerji hasatlama uygulamaları için 2.4 GHz bandında çalışan metamalzeme yapılarında kullanılan hücresel yapılardan esinlenilen mikroşerit anten tasarımı sunulmuştur. Elde edilen benzetim verileri, önerilen anten tasarımının enerji hasatlama uygulamalarında kullanılmak üzere yüksek yayılım verimliliğine, olası rezonans noktası kaymalarını giderebilecek kadar geniş banda, ve kazanç ve yönlülük değerlerine sahip olduğunu görülmektedir. Önerilen anten tasarımı uygun RF-DC doğrultucu devre tasarımı ile birleştirildiğinde iyi bir RF enerji hasatlama sistemi elde edilebileceği öngörülmektedir. Sunulan anten tasarımı doğrultucu devre tasarımı doğrultucu devre tasarımı ile birlikte sistem performans analizleri rahatlıkla yapılabilecektir. En yüksek RF-DC güç dönüştürme verimliliği olan %70 değerinin elde edildiği ve 0 dBm RF güç girişinin olduğu böyle bir RF enerji hasatlama sistemi kullanılarak Ankara'da 1 sene boyunca yaklaşık 22075 J değerinde DC enerji elde edilebilir.

Kaynaklar

[1]. X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. Kim, and Z. Han, Wireless networks with RF energy harvesting: A contemporary survey, IEEE Communications Surveys and Tutorials, sayı 17, s.757-789, Kasım 2014.

[2]. D. Pavone, A. Buonanno, M. D. Urso, and F. D. Corte, Design considerations for radio frequency energy harvesting devices, Progress In Electromagnetics Research Journal, sayı 45, s. 19, 35, Ekim 2012.

[3]. N. Md. Din, C.K. Chakrabarty, A. Bin Ismail, K.K.A. Devi, and W.Y. Chen, Progress In Electromagnetics Research. Sayı 132. s.49–69, 2012.

[4]. S. Shrestha, S. Noh, and D. Choi, "Comparative Study of Antenna Designs for RF Energy Harvesting," International Journal of Antennas and Propagation, sayı 2013, makale ID 385260, 10 sayfa, 2013.

[5]. B. L. Pham and A. V. Pham, "Triple bands antenna and high efficiency rectifier design for RF energy harvesting at 900, 1900 and 2400 MHz," 2013 International Microwave Symposium Digest (MTT), 2013, s. 1-3.
[6]. M. Taghadosi, L. Albasha, N. Qaddoumi and M. Ali, "Miniaturised printed elliptical nested fractal multiband antenna for energy harvesting applications," in IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2015.

[7]. Palandöken, M. (2016), Microstrip antenna with compact anti-spiral slot resonator for 2.4 GHz energy harvesting applications. Microwave Optical Technology Letters say1:58, s. 1404-1408.

[8]. H. Pal and Y. K. Choukiker, "Design of frequency reconfigurable antenna with ambient RF-energy harvester system," 2016 Int. Conference on Information Comm. and Embedded Systems (ICICES), Chennai, 2016, s. 1-5.
[9]. J. Wen, D. Xie, X. Liu, H. Guo, C. Liu and X. Yang, "Wideband collar-shaped antenna for RF energy harvesting," 2016 Asia-Pacific Int. Sym. on Electromagnetic Comp. (APEMC), Shenzhen, 2016, s. 253-255.
[10]. CST Microwave Studio, ver. 2017 http://www.cst.com/products/cstmws/.

Graphene Plasmonics for Terahertz Devices

Habibe Durmaz^a*, Yasa Eksioglu^b, ve Arif E. Cetin^c ^aKaramanoglu Mehmetbey Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Karaman ^b Istanbul Kemerburgaz University, Department of Electrical and Electronics Engineering, Istanbul ^c Dokuz Eylul University, Izmir International Biomedicine and Genome Institute, Izmir

hdurmaz@kmu.edu.tr

Özet: UT seklinde dizilmiş grafen antenlerin birden fazla bantta soğurum yaptığını teorik olarak hesapladık. Antenlerin rezonans frekansı yani soğurum yaptığı frekanslara antenlerin geometrik sekil ve boyutları, kimyasal potansiyel enerji, rahatlama zamanı ve malzemenin kalınlığı parametrelerinin etkisi kapsamlı bir şekilde çalışılmıştır.

Abstract: We have demonstrated UT-shaped graphene antenna arrays multi-band absorption, theoretically. The effects of geometrical parameters, chemical potential energy, relaxation time, the thickness of materials on resonance or the absorption frequency of antennas.

1. Giriş

Metal ve dielektrik bir yüzey arasında elektronların topluca titreşim hareketi yapması sonucu yüzey plazmonları (surface plasmons, SP) oluşur ve bu plazmonlar aracılığı ile elektromanyetik dalga bu ara yüzeye rahatça hapsedilebilir [1-2]. Bu özelliklerinden dolayı yüzey plazmonları bir çok uygulamada örneğin yüzeyde güçlendirilmiş titreşim spektroskopisi (surface-enhanced vibrational spectroscopy) [3], etiketsiz biyo-algılama [4-5] ve yüksek verimli foto-voltaikler [6] tercih edilmiştir. Grafenin plazmonik platformunda elektromanyetik spektrumun orta kızıl ötesinden uzak kızıl ötesi bölgeye kadar uzanabilme yeteneği ile optoelektronik cihazlarda [7-9], çok yüksek hızlı transistör temelli fotodetektörlerde [8-9], geçirgen güneş hücrelerinde [10-11] ve biyosensörler kullanımı umut vericidir.

Bu çalışmada Sekil-1 de gösterildiği gibi SiN taban malzeme üzerine UT- seklinde grafenden oluşan plazmonik antenlerin terahertz bölgede üç tane rezonans bandına sahip olduğunu gösterdik. Antenlerin UT seklinde seçilmesindeki amaç bu yapının üç resonant bandına sahip olmasından dolayıdır. Eş zamanlı olarak üç rezonans bandı veren bu yapı biyolojik ve kimyasal sensör olarak kullanılabilecek olup eş zamanlı moleküler algılama yapmaya olanak sağlayacaktır. Ayrıca bu rezonans frekanslarının geometrik parametrelere, kimyasal potansiyele, rahatlama zamanına ve grafen katman sayısına bağlılıkları zaman uzayında sonlu farklar (Finite Difference Time Domain, FDTD) yöntemi ayrıntılı bir şekilde çalışılmıştır. FDTD metodu kısaca Maxwell denklemlerinin parçalara ayrılmış uzay ve zamanda ilerletilmesidir. Bu yöntemde uzay ve zamana bağlı Maxwell denklemleri sonlu parçalara ayrılmakta ve elektrik ile manyetik alanlar parçalara ayrılmış uzayda birbirini takip eden sonlu zaman aralıklarında adım adım etkileşmektedir. Denklemlerin hesaplanan adım arası küçültüldüğü oranda Maxwell denklemlerindeki sürekliliğe yaklaşılmakta ve simülasyon gerçeğe yaklaşmaktadır.



Şekil-1: SiN (Silisyum Nitrat) malzemesi üzerindeki UT- seklindeki grafen antenlerin şematik görüntüsü. Geometrik cihaz parametreleri H (yükseklik), L (uzunluk), w (direk genişliği), s (U ve T anteni arasındaki mesafe) ve P (periyot).

2. Metot

Termal dengedeki bir sistemde küçük bir dış alan varlığında yoğun madde sistemlerinin dinamik davranışı lineer karşılık teorisi ile Kuba formülü yardımı ile açıklanır. Sisteme dışarıdan bir alan etki ederse, sistemin tepkisi ve lineer tepki katsayısı sırasıyla akim ve iletkenlik ile ifade edilir. Grafenin optiksel tepkisi iletkenliği dolayısı ile toplam yük taşıyıcısıyla ifade edilir. Grafendeki toplam taşıyıcı yoğunluğu $n = e^2 v_F^2 \tau^2 / (\pi \mu_c^2 \hbar^2)$ ile hesaplanır. Burada e, elektronun yükü; v_F, Fermi hızı; μ_c , kimyasal potansiyel ve τ , rahatlama zamanına karşılık gelmektedir. Grafenin yarı-iletken özelliğinden dolayı bant içi ve bantlar arası geçişler ($\sigma = \sigma_{intra} + \sigma_{inter}$) elektron-deşik çiftlerinin uyarılması sonucu gerçekleşir.

Grafende bant içi geçişler kısa dalgaboylarında $\hbar \omega \ge 2\mu_c$ şartı sağlandığında gerçekleşir. Diğer taraftan orta dalgaboylarında ki bantlar arası geçişler $\hbar \omega < 2\mu_c$ şartı sağlandığında olur. Drude modelinin yüzey plazmonlara uygulanması ile dağınım bağıntısını aşağıdaki gibi bulabiliriz.

$$k_{SP} = \frac{\hbar^2}{4e^2\mu_c} (\varepsilon + 1)\omega(\omega + i\tau^{-1})$$
(1)

Bu yüzey plazmonların oluşturduğu rezonans dalgaboyu aşağıdaki ifade ile verilir:

$$\lambda_{SP} / \lambda_0 = (\mu_c / \hbar\omega)(4\alpha / (\varepsilon + 1))$$
⁽²⁾

Burada ince yapı sabiti $\alpha = (1/4\pi\varepsilon_0)(e^2/\hbar c)$ ile verilir.

3. Sonuçlar

UT seklindeki grafen antenlerin oluşturduğu rezonans frekansları şekil-2 de gösterildiği sırasıyla $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ sırasıyla (B), (C), (D)' deki elektrik alan yoğunluklarının kuvvetli olduğu bölgelerden kaynaklanmaktadır. Bu çalışmamızda geometrik boyutların, grafenin katman sayısının ve kimyasal potansiyelin rezonans frekanslarında spektral olarak etkilerini araştırdık [13].



Şekil-2: (A)UT seklindeki grafen antenlerin geçirgenlik spektrumu. Cihaz parametreleri: $H=0.2\mu m$, $L=0.4\mu m$, $s=0.05\mu m$, $w=0.1 \mu m$, $d=0.07 \mu m$, $\mu_c = 0.4 eV$ ve $\tau = 0.5$ ps. (B) Toplam elektrik alan dağılımları her üç geçirgenlik rezonansı $b: \lambda_1 = 24\mu m, c: \lambda_2 = 37\mu m, d: \lambda_3 = 53\mu m$ için verilmiştir.

Geometrik boyutların değiştirilmesi ile rezonans frekanslarının spektral pozisyonlarında belirgin miktarda kaymaların olduğu gözlenebilmektedir. Bu durum statik olarak UT grafen antenlerin istenilen dalgaboyuna ayarlanabilmesini sağlayarak bir çok uygulamada kullanılabilecektir. Geometrik parametrelerden H nin değiştirilmesi ile şekil-3'te gösterildiği gibi λ_1 in uzun dalgaboylarına λ_2 nin ise kısa dalgaboylarına kaymasını sağlamıştır. Anten boyutlarının değişilmesi ile spektral pozisyondaki değişimin nedeni antenin farklı kısımlarının farklı rezonans davranışından sorumlu olmasından kaynaklanmaktadır. Benzer durumda şekil-3'te görüldüğü gibi geometrik parametrelerden s, L, w ve kimyasal potansiyel μ_c ve antenlerin periyotunun değiştirilmesi ile rezonans frekanslarda belirli yönlerde spektral kaymalar elde edilmiştir. Rahatlama zamanındaki değişimler rezonans frekanslarının spektral pozisyonlarında bir değişikliğe sebep olmadığı görülmektedir. Tanıtmış olduğumuz UT seklindeki grafen anten platformu üç farklı frekansta rezonans göstermekte olup rezonans

frekanslarının spektral pozisyonları antenlerin geometrik boyutlarına ve kimyasal potansiyele bağlı olarak istenilen değere statik olarak ayarlanarak gerek orta gerek terahertz bölgede bir çok uygulamaya olanak sağlayacaktır.



Şekil-3: UT seklindeki grafen antenlerin boyutlarının ve µc kimyasal potansiyelinin değiştirilmesi ile geçirgenlik rezonans frekansları.

10. Kaynaklar

[1]. Stern EA, Ferrell RA, Surface plasma oscillations of a degenerate electron gas. Phys. Rev. 120:130–136, 1960.

[2]. Ozbay E, Plasmonics: merging photonics and electronics at nanoscale dimensions. Science 311:189–193, 2006.

[3]. Kundu J, Le F, Nordlander P, Halas NJ, Surface enhanced infrared absorption (SEIRA) spectroscopy on nanoshell aggregate substrates. Chem Phys Lett 452:115–119, 2008.

[4]. Kabashin AV, Evans P, Pastkovsky S, Hendren W, Wurtz GA, Atkinson R, Pollard R, Podolskiy VA, Zayats AV, Plasmonic nanorod metamaterials for biosensing. Nat Mater 8: 867–871, 2009.

[5]. Artar A, Yanik AA, Altug, Fabry–Pérot nanocavities in multilayered plasmonic crystals for enhanced biosensing. Appl Phys Lett 95:051105, 2009.

[6]. Atwater HA, Polman A, Plasmonics for improved photovoltaic devices. Nat Mater 9:205-213, 2010.

[7]. Grigorenko AN, Polini M, Novoselov KS, Graphene plasmonics. Nat Photonics 6:749–758, 2012.

[8]. Bonaccorso F, Sun Z, Hasan T, Ferrari AC, Graphene photonics and optoelectronics. Nat Photonics 4:611–622, 2010.

[9]. Song J, Zhang L, Xue Y, Yang Q, Wu S, Xia F, Zhang C, Zhong YL, Zhang Y, Teng J, Premaratne M, Qiu CW, Bao Q, Efficient excitation of multiple plasmonic modes on three-dimensional graphene: an unexplored dimension. ACS Photonics 3:1986–1992, 2016.

[10]. Low T, Avouris P, Graphene plasmonics for terahertz to mid-infrared applications. ACS Nano 8:1086–1101, 2014.

[11]. Garcia de Abajo FJ, Graphene plasmonics: challenges and opportunities. ACS Photon 1:35–152, 2014.

[12]. Geim AK, Novoselov KS, The rise of graphene. Nat Mater 6: 183–191, 2007.

[13] Eksioglu Y, Cetin A.E., Durmaz H., Multi-Band plasmonic platform utilizing UT-shapedgraphene antenna arrays, Plasmonics, 2017.

Polinom Kaos Açılım Yöntemi ile Mikrodalga Ablasyon Terapisinde Kullanılan Antenlerin İstatistiksel Analizi

Burak Uzman, Adem Yılmaz, Hulusi Açıkgöz KTO Karatay Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Konya <u>burak.uzman@ogrenci.karatay.edu.tr</u>, <u>adem.yilmaz@karatay.edu.tr</u>, <u>hulusi.acikgoz@karatay.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada, kanser tedavi tekniklerinden biri olan mikrodalga ablasyon tedavisinde kullanılan eş eksenli yarık antenin istatistiksel analizi yapılmıştır. Modellenen anten giriş parametrelerine (anten boyutları) uygulanan istatistiksel analiz sayesinde üretim aşamasında oluşabilecek hataların anten çıkış parametreleri (doku içindeki sıcaklık ve SAR dağılımı) üzerinde yaratabileceği farklı sonuçlar gözlemlenmiştir. İstatistiksel analiz yöntemi olarak az örnekleme ile yüksek doğruluk kazandıran Polinom Kaos Açılımı (PKA) yöntemi tercih edilmiştir.

Abstract: In this study, statistical analysis of coaxial slot antenna used in microwave ablation therapy, which is one of the cancer treatment techniques, was performed. The statistical analysis applied to the input parameters of the modeled antenna in order to find out the differences of the antenna output parameters (temperature and SAR distribution in the tissue) that may occur during the production phase. As a statistical analysis method, Polynomial Chaos Expansion (PCE) method which gives high accuracy with low sampling has been preferred.

1. Giriş

Kanser tedavisinde kullanılan eş eksenli yarık anten tasarım çalışmalarında, genellikle üretilen sistemin çıkış parametreleri (anten boyunca oluşan SAR sıcaklık dağılımı, vb.) ile tasarım aşamasında modellenen sistemin çıkış parametreleri arasında farklılıklar söz konusudur. Bu durum anten üretimindeki hatalar ve bu hatalara sebep olan cihazların hassasiyetlerine bağlıdır. Dolayısıyla antenin giriş parametrelerinde (antenin boyutları) belirsizlikler oluşmaktadır. Bu belirsizliklerin anten boyunca oluşan SAR (Specific Absorption Rate) ve sıcaklık dağılımı gibi antenin çıkış parametrelerine olan etkilerinin istatistiksel olarak incelenmesi gerekmektedir. Yapılan bu incelemede daha az veri ile yüksek doğrulukta sonuç vermesinden dolayı Polinom Kaos Açılımı (PKA) yöntemi tercih edilmiştir [1].

Bir olasılık yöntemi olan PKA, sistem giriş parametrelerinin rastgele dağıtılmış değişkenler olduğu durumlarda istatiksel çözümler sunmaktadır. Benzetimde kullanılan deterministik sayısal modelin (bilgisayar ortamında benzetimi yapılan model) işleyişine müdahale etmediğinden dolayı "müdahaleci olmayan (non-intrusive) yöntem olarak tanımlanmaktadır. PKA yöntemi "meta-model" denilen ikincil bir model oluşturup istatiksel giriş parametreleri dizisi olan X değişkenleri ile istatiksel çıkış parametresi olan Y çıktısı elde edilmektedir. Giriş parametreleri birbirinden bağımsız kabul edilip, oluşturulan PCE meta-model denklem 1'de verilmektedir [2].

$$Y = \sum_{\alpha \in \mathbb{N}^m} a_\alpha \psi_\alpha(X) \tag{1}$$

Denklem 1'deki a_{α} bulunması gereken bilinmeyen kat sayılarıdır. $\psi_{\alpha}(X)$ çok değişkenli polinomları ve α 'da $\psi_{\alpha}(X)$ 'nın bileşenlerini veren çoklu indeksleri verir.

 a_{α} alt polinom kümesi genellikle Least Angle Regression Selection (LARS) algoritması ile elde edilir. Böylelikle model çıktısına en fazla etki yapan polinomlar seçilmiş olur. Daha sonra kesilen PKA'nın bilinmeyen a_{α} katsayılarını hesaplama işlemi ortalama en küçük kareler yöntemi ile gerçekleşmektedir. Ortalama en küçük kareler yöntemi denklem 2'de verilmiştir.

$$a = (\Psi^T \Psi)^{-1} \Psi^T y \tag{2}$$

Bu denklemde a tahmin edilen katsayılar vektörünü, Ψ polinom vektörünü ve y is çıkış vektörünü ifade eder. Ortalama en küçük kareler yöntemindeki amaç sayısal model çıktısı ile PKA metamodel çıktısı arasındaki ortalama hata karenin karekökünü (mean squared error) en aza indirmektir.

PKA yöntemi aynı zamanda duyarlılık analizi (sensitivity analysis) yapılmasına da olanak sağlamaktadır. Her bir giriş parametresi istenilen çıktı üzerinde farklı oranda etki yapmaktadır. Fakat en küçük kareler yöntemiyle elde edilen sonuçlar, giriş parametrelerin toplu olarak yaptıkları etkileri göstermektedir. Sonuç olarak her bir

parametrenin ayrı ayrı etkilerini tahmin etmek zordur. Elde edilen PKA'nın kat sayıları ile hesaplanan Sobol indeksleri her bir giriş parametre etkisinin ayrı ayrı bulunmasını sağlamaktadır. Sobol indeksleri denklem 3'te verildiği gibi hesaplanmaktadır [3].

$$S_i^T = \frac{\sum_{\alpha \in A_i} a_\alpha^2}{\sum_{\alpha \in A[0]} a_\alpha^2}$$

Burada, payda PKA ile tahmin edilen çıktının varyansını verir, yani ortalama değer olan a_0 hariç tüm PKA katsayılarının karelerinin toplamıdır. A_i PKA'nın çoklu indeks α setinin i-inci bileşenini ifade eder. Pay ise X_i giriş parametresini de içine alan PKA'nın tüm katsayılarının karelerinin toplamıdır. S_i^T ise, i-inci giriş parametresi olan X_i nin çıktı üzerindeki etkisini gösteren indekstir.

2. Tasarım ve Benzetim Sonuçları

Kanser tedavi yöntemlerinde kullanılan 2.45 GHz frekans değerinde çalışabilen eş eksenli çift yarık anten Şekil 1'de kalınlık ve uzunluk değerlerine ile birlikte verilmiştir [4]. Uygulanacak olan istatistiksel yöntem için üretimde farklılaşması beklenen anten giriş parametreleri ve bu parametrelerinin tolerans aralıkları ile bu antenlerin sağlık ve hijyenik nedenlerden ötürü kaplandığı dielektrik bir malzeme olan katheter'in değeri ve tolerans aralığı Tablo 1'de verilmiştir.



Tablo 1. Oliş Farametreletinin Modeneme ve Öretindeki Degenen			
Giriş Parametreleri	Modellemedeki Değerler	Üretimde Olması Beklenen Aralıklar	
Katheter Kalınlığı (c_width)	0.3 mm	0.27 - 0.33 mm	
İlk Yarık Başlangıcı (s1_start)	2 mm	1.5 - 2.5 mm	
İkinci Yarık Başlangıcı (s2_start)	7 mm	6.5 – 7.5 mm	
İlk Yarık Uzunluğu (s1_length)	3 mm	2.7 – 3.3 mm	
İkinci Yarık Uzunluğu (s2_length)	3 mm	2.7 – 3.3 mm	

Şekil 1: Eş Eksenli Çift Yarık Anten

Tablo 1'de gösterilen herbir giriş parametresinin üretimde oluşan sorunlara göre belirlenen değer aralıkları 200 adet rastgele örnek alınmış ve bu örnekler üniform dağılıma göre belirlenmiştir. 5 giriş parametresinin 200'er adet rastgele örneklenmesi COMSOL Multiphysics[®] 'in parametrik tarama (parametric sweep) özelliği ile numerik çalışma yapılmış ve çıkış parametresi olarak anten boyunca oluşan SAR ve sıcaklık dağılımı değerleri alınmıştır. Alınan bu değerlerle PKA ile metamodel oluşturulmuş, bu değerlerin ortalama ve standart sapmaları hesaplanmıştır. Son olarakta Sobol yardımıyla giriş parametrelerinin çıkış parametreleri üzerindeki etkileri hesaplanmıştır. Yapılan çalışmaların akış diyagramı Şekil 2'de görülmektedir.



Şekil 2: İstatistiksel Analiz Akış Diyagramı

İstatistiksel yöntem sonucunda, giriş parametrelerinin tolerans aralığında değişmesi ile anten boyunca oluşan SAR ve sıcaklık dağılımına olan etkileri şekil 3'te gösterilmektedir. Yarıkların başlangıç noktalarının (s1_start ve s2_start) değişmesi anten üzerinde konumlandığı yerlerde (anten ışımasının maksimum olduğu yer) SAR üzerine en çok etkiyi ortaya koyarlerken (%80 etki oranı), sıcaklık dağılımı üzerinde ikinci yarık başlangıç

Tablo 1: Giris Parametrelerinin Modelleme ve Üretimdeki Değerleri

noktasının etkisi en çok olmaktadır (%60 etki oranı). Anten ışımasının sönümlendiği yerlerde ise anten boyunca kaplandığı için katheter kalınlığının (c_width) etkisi fazlasıyla artmaktadır. İkinci yarık uzunluğu (s2_length) 9-10 mm civarı yani ikinci yarığın bittiği noktaya yakın bir bölgede etkisini göstermektedir. Bu etki SAR dağılımında yaklaşık %40 olup, sıcaklık dağılımında ise %25 civarındadır. İlk yarık uzunluğunun ise (s1_length) ise neredeyse hiçbir etkisinin olmadığı görülmektedir.



Şekil 3: Giriş Parametrelerinin Çıkış Parametrelerine Etkisi a) SAR, b) Sıcaklık Dağılımı

3. Sonuçlar

Bu çalışmada mikrodalga ablasyon tedavisinde kullanılan antenlerin üretimindeki hataların; SAR ve sıcaklık dağılımı gibi çıkış parametrelerine olan etkileri üzerinde çalışılmıştır. Sonuçlardan görüleceği üzere katheter kalınlığı anten boyunca etkili olup, yarıkların başlangıç noktaları ise kendi bölgelerinde etkili olmuştur. Bu çalışmanın devamında geriye doğru ısınma problemine karşılık önerdiğimiz özgün bir çözüm olan grafen antene eklenerek burada belirtilen istatistiksel çalışmalar uygulanacak ve bu sonuçlar doku içine maksimum enerji aktaran, yüksek verimli ve geriye doğru ısınmanın önüne fazlasıyla geçebilecek anten prototipi üretilmesinde kullanılacaktır.

Kaynaklar

[1]. G. Blatman and B. Sudret. "Efficient computation of global sensitivity indices using sparse polynomial chaos expansions". In: Reliab. Eng. Sys. Safety 95 (2010), syf. 1216–1229.

[2] Sudret, B. (2007). Uncertainty propagation and sensitivity analysis in mechanical models–Contributions to structural reliability and stochastic spectral methods. *Habilitationa diriger des recherches, Université Blaise Pascal, Clermont-Ferrand, France.*

[3] A. Saltelli et al. Global Sensitivity Analysis – The Primer. Wiley, 2008.

[4] Acikgoz, Hulusi, and Raj Mittra. "Suppression of Surface Currents at Microwave Frequency Using Graphene-Application to Microwave Cancer Treatment." *Applied Computational Electromagnetics Society Journal* 31.6 (2016).

Doğrusal Ters Saçılım Problemlerinin Seyrek Çözümü için Hızlı Çokkutup Yöntemi

Emre Alp MİRAN, Prof. Dr. Sencer KOÇ Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ankara <u>alpmiran@gmail.com</u>, skoc@metu.edu.tr

Özet: Doğrusal ters saçılım problemlerinin seyrek çözümü, özellikle radar ile görüntüleme gibi temel mühendislik uygulamalarında etkili sonuçlar sağlamaktadır. Literatürdeki bu konuda yapılmış çalışmalarda, seyrek çözüme ulaştıran sayısal yöntemlerin, görüntüleme problemi elektriksel olarak büyüdükçe hantallaştığı ve yüksek hafizaya ihtiyaç duyduğu görülmüştür. Bu durum, görüntünün seyrek çözüm algoritmaları ile yeniden oluşturulmasını zorlaştırmaktadır. Bu çalışmada, görüntüleme problemine hızlı çokkutup yöntemi uygulanarak seyrek çözüm algoritmaları hızlandırılmış ve hafiza ihtiyacı düşürülmüştür.

Abstract: The sparse solution for the linear inverse problems provide useful results for many fundamental engineering applications such as radar imaging. The studies in the literature has shown that the computational methods for the sparse solution tend to be slow as the imaging problem gets electromagnetically large, therefore the image reconstruction gets harder. In this study, we apply the fast multipole method (FMM) to the solution of the imaging problem to accelerate these sparse algorithms.

I. GİRİŞ

Doğrusal ters saçılım problemlerinin çözümü uzaktan algılama üzerine çalışan araştırmacıları uzun bir süredir meşgul etmektedir. Bu problemler genellikle kötü-konumlanmış (*ill-posed*) ya da eksik-belirtilmiş (*underdetermined*) yapıya sahiptir. Bu nedenle, bahsi geçen durumların giderilmesi için özel bir düzenleyici (*regularizer*) çözüm yöntemine ihtiyaç duyulmaktadır. Yaklaşık yirmi senedir araştırmacılar ters saçılım problemine seyrek (*sparse*) çözüm veren algoritmalar üzerinde çalışmaktadırlar [1]. Yapılan çalışmaların büyük bir bölümünde doğrusal sistemin çözümünü olabildiğince seyrek, sistemin hatasını ise minimize edecek yöntem üzerinde çalışılmıştır. Yöntem matematiksel olarak aşağıda verilmiştir.

$$\min_{x \to 0} \|b - Ax\|_2^2 + \lambda \|x\|_1 \tag{1}$$

(1)'de verilen l_1 - l_2 minimizasyon işlemi çeşitli yinelemeli en-iyileme algoritmaları ve açgözlü (*greedy*) teknikler ile çözülmüştür [2]. Bu seyrek çözüm algoritmaları yinelemeli olarak matris-vektör çarpımını hesaplamayı dener ve bu fiziksel olarak düz görüntüleme probleminin çözümüne denk gelmektedir. Ancak, görüntüleme problemi büyüdükçe bahsi geçen algoritma ve yöntemler verimsiz hale gelmekte ve çok yüksek donanımsal depolama gücüne ihtiyaç duymaktadır. N bilinmeyenli doğrusal sistemlerinin yinelemeli olarak çözümü $O(N^2)$ bellek karmaşıklığı ve $O(IN^2)$ işlem gerektirmektedir (I = yineleme sayısı). Bu metot ile çözüm, bilinmeyenin boyutu büyüdükçe verimsiz hale gelir ve sahip olunan hesaplama kaynakları sistemin çözümünde yetersiz kalır. Diğer taraftan, FMM hafıza ihtiyacını $O(N^{3/2})$ karmaşıklığına indirirken hesaplama süresini $O(IN^{3/2})$ mertebesine çeker [3]. Görüntüleme problemi alıcı ve verici alt dizilerden (*sub-array*) oluşan iki boyutlu anten dizisi ile gerçekleştirilmiştir. Hedef cisim ayrık (discrete) hale getirilerek küçük saçıcıların toplamı olarak kabul edilmiş ve anten dizisinin yakın-alanına yerleştirilmiştir. Ultra geniş-bantlı işaret kullanılarak hedef aydınlatılmıştır. Bu çalışmada, FMM kullanılarak düz görüntüleme yöntemi, böylelikle seyrek çözüm algoritmalarının hızlandırabileceği gösterilmiştir.

II. GÖRÜNTÜLEME PROBLEMİ

Doğrusal sistemlere seyrek çözüm veren algoritmalar yinelemeli olarak düz problem çözümünü gerçekleştirir. Bu problemler eldeki görüntüleme senaryosuna göre oluşturulurlar. Bu çalışmada, görüntüleme problemi çoklu-girdiçoklu-çıktı (*multiple-input multiple-output, MIMO*) dizisi ile gerçekleştirilmiştir. Yüksek çalışma frekanslarında bu tip anten dizileri, fazlı dizilere kıyasla daha kaliteli ve yüksek çözünürlüklü görüntüler sağlamaktadır. Görüntüleme sisteminin geometrisi Şekil 1'de verilmiştir. Hedef cisim MIMO dizisi ile aydınlatılmıştır. Her defasında bir iletici antenden zaman adımında kare dalga yollanmıştır. Ters saçılım problemi temelinde vektörel bir problem olmasına karşın Born yaklaşıklığı (*Born approximation*) gibi yöntemler kullanılarak skaler olarak ifade edilip işlemden geçirilebilmektedir [4]. Bu çalışmada da bu yöntem izlenmiştir. Alıcı antenlerde elde edilen işaret frekans adımına geçirilerek aşağıda verildiği şekilde ifade edilebilir.

$$\tilde{s}(x_T, z_T, x_R, z_R, k) = 4\pi p(k) \cdot \frac{e^{-jkR_T}}{4\pi R_T} \cdot \frac{e^{-jkR_R}}{4\pi R_R} f(x, y, z)$$
(2)

Burada p(k) frekans adımındaki iletilen işareti, R_T ve R_R sırasıyla hedef cismin verici ve alıcı antenlere olan uzaklığı, x_T , z_T , x_R , z_R verici ve alıcı antenlerin koordinatlarını, k frekans dalga sayısını, f(x, y, z) ise hedefin yansıtıcılık dağılımını temsil etmektedir. (2)'de de görüldüğü üzere eşitlik iki üç-boyutlu Green fonksiyonunun çarpımını içermektedir. Bu durum, probleme FMM uygulamamıza olanak sağlamıştır. Görüntüleme probleminde



m iletici, n alıcı, N küçük saçıcı hedef ve L frekans adımı olduğu kabul edildiğinde, (2) bir matris denklemi halinde ifade edilebilir. Bu denklemde üstel terimler matrisin girdilerini oluşturur. Burada dikkat edilmesi gereken husus: veri artık frekans adımında toplanmaktadır ve bu matris denkleminin çözümü için $m \times n \times N \times L$ adet çarpma ve toplama işlemi yapılması gerekmektedir. Görüntüleme probleminin elektriksel olarak çok büyüyebileceği düşünüldüğünde bu işlemlerin süresi çok uzayacak ve gerekli depolama alanı mevcut donanımsal kaynakların çok üzerine çıkacaktır. Matris denklemi (3)'te verildiği şekilde ifade edilir.

Şekil 1: Görüntüleme probleminin geometrisi.

$$\tilde{s}_{T,R,S,k} = p(k) \sum_{l=1}^{L} \sum_{i=1}^{m} \sum_{j=1}^{n} \sum_{k=1}^{N} \frac{e^{-jk_l(R_{Ti,k}+R_{k,Rj})}}{4\pi R_{Ti,k}R_{k,Rj}} f_k$$
(3)

III. HIZLI ÇOKKUTUP YÖNTEMİ

Düz görüntüleme modelinde, alıcı kısım tarafında elde edilen işaretin izlediği yol iki kısma ayrılabilir. İlk kısımda ileticiler tarafından gönderilen işaret tüm küçük saçıcılara ulaşır. Bu kısım (2)'deki ilk üstel terime denk gelir. İkinci kısım (2)'deki ikinci üstel terim ile temsil edilir ve hedeften geri dönen işaretin alıcı antenlere ulaşana kadar kat ettiği yolun matematiksel karşılığıdır. Bu yaklaşım bize iki adımlı hızlı çokkutup yönteminin uygulanmasına olanak sağlar.

Adım 1: Klasik FMM üç ana kısımdan oluşur: kümeleme, taşıma ve ayrıştırma. Tüm iletici antenler aynı anda çalıştırılmadığından dolayı bu adımda kümeleme yapılmamıştır. İletilen işaret doğrudan hedefin geometrik merkezine taşınıp ardından tüm küçük saçıcılara dağıtılmıştır. Bu adımda yapılan işlem sayısı $m \times N \times L$ ile orantılıdır. <u>Adım 2:</u> Tüm küçük yansıtıcılardan geri yansıyan işaretler hedefin geometrik merkezinde toplanmış ve alıcı antenlerin geometrik merkezine taşınmıştır. Taşınan işaret tüm alıcı antenlere dağıtılmıştır. Bu adım $k \times n \times L$ ile orantılı işlem sayısına ihtiyaç duymaktadır.

Sonuç olarak, FMM uygulayarak (3)'ün çözümü için gerekli olan işlem sayısı $I \times L \times (m + n) \times N$ mertebesine kadar düşürülebilir.

IV. SAYISAL BENZETİM

Önerilen yöntemin güvenirliliği ve hesaplama verimi Şekil 1'de verilen görüntüleme geometrisi kullanılarak incelenmiştir. Anten dizisinin fiziksel boyutları ve hedefin yapısı Şekil 2'de verilmiştir. Çalışma frekans aralığı olarak 6 - 12 GHz seçilmiş 50 MHz'lik adımlarla örneklenmiştir.



Şekil 2: Görüntüleme probleminin fiziksel yapısı ve MIMO anten dizisi.

FMM tabanlı algoritma ve matris-vektör çarpımı için kullanılan yinelemeli metod MATLAB üzerinde gerçeklenmiştir. (3)'teki matris artık-belirtilmiş (*over-determined*) ve asimetrik bir yapıya sahip olduğundan matris denkleminin çözümünde CGNR (*conjugate gradient normal residual*) kullanılmıştır. Metodun yinelemesi hatanın normunun sağ taraf vektörünün normunun 10⁻⁶'sına ulaşana kadar devam ettirilmiştir. FMM'in verimi farklı sayıda anten sayısına sahip MIMO dizileri kullanılarak test edilmiştir. Şekil 3'te anten sayısına bağlı olarak tek bir matris-vektör çarpımı için gerekli olan CPU kullanım süresi ve depolama ihtiyacı verilmiştir. Anten sayısı arttıkça, belli bir sayıdan sonra, FMM yöntemini ile daha kısa sürede sonuç alınabildiği ve daha az hafizaya gereksinim duyulduğu görülmektedir.



Şekil 3: Anten sayısına bağlı olarak tek bir matris-vektör çarpımını için gerekli olan CPU süresi ve hafıza miktarının FMM ve direkt çarpım için kıyaslanması.

V. SONUÇLAR

Elektromanyetik ters saçılım problemlerinin çözümünde ortak olarak izlenen yollardan birisi düz problemi çözüp yinelemeli bir algoritma yardımı ile çözüme ulaşmaktır. Büyük saçılım problemleri için bu yaklaşım hesaplama açısından yoğun ve kısıtlayıcıdır. Düz problemdeki matris-vektör çarpımı FMM kullanılarak hızlandırılabilmektedir. Görüntüleme yöntemi, FMM ve CGNR literatürdeki birçok çalışmada kullanıldığı ve doğrulukları kanıtlandığından ötürü, yapılan bu çalışma ile büyük saçılım problemlerinin seyrek çözümünde kullanılarak daha verimli hale getirilebilecekleri gösterilmiştir.

Referanslar

[1] J. A. Tropp and S. J. Wright, "Computational methods for sparse solution of linear inverse problems," Proc. IEEE, vol. 98, no. 6, pp. 948–958, Jun. 2010.

[2] J. Yan and W.-S. Lu, "New algorithms for sparse representation of discrete signals based on l_p - l_2 optimization," in PacRim 2011, pp. 73-78, Victoria, BC, Aug. 2011.

[3] R. Coifman, V. Rohklin, and S. Wandzura, "The fast multipole methods for the wave equation: A pedestrian prescription", IEEE Antennas and Propagat. Mag., vol. 35, pp. 7-12, June 1993.

[4] X. Zhuge and A. G. Yarovoy, "Three-dimensional near-field MIMO array imaging using range migration techniques," IEEE Trans. Image Processing, vol. 21(6), pp. 3026–3033, June 2012.

FMCW Temelli Uzayı Tarayan 2 Boyutlu Ayrık Frekans Dizili Radar

Savaş Karadağ ^{1,2}, Şimşek Demir ^{1,2}, Altunkan Hızal³ ¹Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü Ankara ² PRF Arge Müh. San. Tic. A.Ş. Ankara savas.karadag@metu.edu.tr, simsek@prfarge.com.tr,

> ³ Aselsan Ankara <u>ahizal@aselsan.net</u>

Özet: Adres FMCW temelli frekans ayrık dizili (FDA) radar konsepti iki boyuta (2D) aktarılmıştır. Bu radar gönderim (TX) modunda doğrusal darbe frekans modüleli sürekli dalga FMCW|FDA kullanırken alma (RX) modunda FMCW|PA (faz dizisi) kullanır. FDA'nın bir darbe gönderimi ile 2D açısal taramayı yapabildiği gösterilmiştir. Yerel anlık frekans bandının toplam doğrusal FM (LFM) RF frekans değişiminden çok az olduğu gösterilmiştir. Pozitif ve negatif eğimli TX/RX pozisyonlarında farklı frekans elde edilmektedir. FDA'nın düşük SNR seviyesi gözlem süresinde hedefin zamansal ilintisizlendirme ayrımı ve çoklu algılama şeması kullanılarak telafi edilebilir. Zaman ve frekans uzayında sinyal işleme açıklanmıştır.

Abstract: The FMCW based frequency diverse array FDA radar concept is extended to two dimensions (2D) The radar operates as a linear pulsed FMCW/FDA in the transmission (TX) mode while it operates as a pulsed FMCW/PA (phased array) in the receiving (RX) mode. It is shown that the FDA has the capability of scanning a 2D angular sector in a single pulse transmission. It is shown that local instantaneous frequency bandwidth is much smaller than the RF frequency deviation of LFM. Positive and negative slope TX/RX locations offer frequency diversity. The low signal to noise ratio (SNR) of FDA is well compensated due to target temporal decorrelation diversity in the observation time and by the cumulative detection scheme used. Time domain and frequency domain signal processing's are described.

1. Giriş

FDA konsepti [1,2] FMCW FDA uygulamasına [3] genişletilmiştir. FDA etkisi doğrusal her biri iletim hattı kısa olması için 1ns altında kalan eşit fiziksel zaman gecikmeleriyle, T_{ℓ} eşit dağılımlı doğrusal dizi elemanlara doğrusal FM (LFM) çarpım sinyali uygulanarak elde edilir. Uzayı belirli bir yol üzerinde tarayan 2D doğrusal dizi FDA [4] incelenmiştir. Bu çalışmada DDS FMCW temelli melez bir FDA yöntemi öneriyoruz. Şekil-1'deki $T_{\ell x}$ ve $T_{\ell z}$ sırasıyla x ve z ekseni üzerindeki ardışık antenler arasındaki LFM sinyalinin gecikmeleridir. Frekans tarafa süresi τ ve RF frekans bant genişliği Δf olarak verilmiştir. LFM sinyalinin frekans değişim eğimi $\mu_f = \pm \Delta f / \tau$ olarak verilmektedir. 2D açısal uzay tarama özelliği için $T_{\ell z} \gg T_{\ell x}$ olmalıdır. FDA konsepti sadece TX modunda uygulanmıştır. RX modunda sayısal hüzme oluşturma (DBF) önerilmiştir. Hızlı 2D uzay tarama gibi temel konseptleri göstermek için çok sayıda darbe ile Ku-Bantta kullanılmış FMCW/FDA tasarlanmıştır. Birikimli radar algılama şeması FDA'nın düşük SNR problemini çözmek için önerilmiştir. FDA'da her bir açıdaki SNR değer PA'da olduğuna oranı $r_E = E_o^{PA}/E_o^{FDA} \cong N \cdot \mathcal{K}_z$ olarak verilirken $\mathcal{K}_z = \Delta f T_{\ell z}$. Bununla beraber \mathcal{K}_x değeri $\mathcal{K}_x \gg \mathcal{K}_x = \Delta f T_{\ell x}$ olarak tanımlanır. Uzun gözlem sürelerinde hedefin zamansal ilintisizliği çeşitlilik kazancı sunar. Aynı açıdaki TX/RX'in yerel pozisyonları \pm eğimli frekans değişimli darbeler için farklıdır ve bu frekans çeşitliliği katar. Herhangi bir açıya düşen frekans bandı Δf 'den çok küçüktür. Bu çalışmada verilen örnekte FDA radardan daha az olduğu gösterilmiştir.

2. Teori

Sırasıyla x ve z yönünde eşit aralıklarla dizilmiş M ve N elemanlı iki boyutlu dizi Şekil-1'de verilmiştir. X yönündeki her satır aralarında kadar gecikme olan DDS osilatörle ile beslenecektir. X ekseni yönündeki her eleman $m T_{\ell x}$ zaman gecikmeleriyle paralel olarak beslenecektir. Uzaydaki $P(R_o, \theta_o, \varphi_o)$ noktasında



Şekil 1. İki boyutlu doğrusal dizi ve uzak alandaki bir nokta

 $\{x, z\}_{mn} = \{m \cdot d, n \cdot s\}$ elemanından dolayı oluşan voltaj alttaki denklemde verilmiştir. $\omega_o = 2\pi f_o$ taşıyıcı frekanstır, a_{mn} elementin ağırlık faktörüdür. Denklemdeki frekans $\omega(t) = \omega_o + \mu t$ zamanla artan frekans için $\mu > 0$ (+ eğim) ve $\omega(t) = \omega_o + \mu t + 2\pi \Delta f$ zamanla azalan frekans için $\mu < 0$ (- eğim) böyle ifade edilecektir. $t'_{mn} = t - R_{mn} / c - m T_{\ell x} - n T_{\ell z}$. c ışık hızıdır. $0 \le t \le \tau$ olduğunda $P(t, \tau) = 1$ ve bu zaman aralığı dışında 0'dır. Uzaydaki $P(R_o, \vartheta_o, \varphi_o)$ noktasında $R_{mn} \cong R_o - m d \sin \vartheta_o \cos \varphi_o - n s \cos \vartheta_o$ olarak ifade edilir.

$$V_{mn}(t) = a_{mn} \exp[j(\omega_o t'_{mn} + \frac{\mu}{2} t'_{mn}^2)] \cdot P(t'_{mn}, \tau)$$
(1)

$$E_{TX}(t') \cong A(t') \sum_{m=0}^{m-1} a_m \ e^{jm\gamma_x(t')} \sum_{n=0}^{n-1} b_n \ e^{jn\gamma_z(t')}$$
(2)

TX elektrik alanı P noktasında (2)'deki gibi gösterilir. Denklemdeki $A(t') = \frac{f_e(\vartheta_o, \varphi_o)}{R_o} P(t', \tau) e^{j(\omega_o t' + \frac{\mu}{2}{t'}^2)}$

ve $f_e(\vartheta_o, \varphi_o)$ geniş bantlı eleman ışınım örüntüsüdür. $t' = t - R_o/c$ geciken zamandır. (3) ve (4)'de + eğimli darbe modulasyonu için faz faktörlerini vermektedir.

$$\gamma_{x}^{+}(t') = -2\pi \nu_{ox} \left(\frac{t'}{T_{f}} + 1 \right); \quad \gamma_{z}^{+}(t') = -2\pi \nu_{oz} \left(\frac{t'}{T_{f}} + 1 \right)$$
(3)

$$\mathbf{v}_{ox} = f_o T_{\ell x} - \frac{d}{\lambda_o} \sin \vartheta_o \ \cos \varphi_o; \quad \mathbf{v}_{oz} = f_o T_{\ell z} - \frac{s}{\lambda_o} \cos \vartheta_o \tag{4}$$

$$F_M = e^{j(M-1)\gamma_X/2} \sin(M\gamma_X/2) / \sin(\gamma_X/2)$$
(5)

$$F_N = e^{j(N-1)\gamma_Z/2} \sin(N\gamma_Z/2) / \sin(\gamma_Z/2)$$
(6)

(2)'deki toplama işleminin sonucu $a_m = b_n = 1$ alındığında (5) ve (6)'daki gibi olacaktır. Besleme devresindeki zaman gecikmelerinden dolayı dizideki tüm elemanlara sinyalin ulaşma zamanı $T_{fill} = (N - 1) T_{\ell z}$ olacaktır. Bu zaman toplam darbe modülasyon süresinden çok kısa olacaktır ($T_{fill} \ll \tau$). (5) ve (6) değerlerinin en yüksek olma zamanı (BUT) $\gamma_{x,z}(t_o) = 2\pi \{p,q\}; p,q \in \mathbb{Z}$ sağlandığı anlarda olacaktır. Bu zamanlar (7)'de görüldüğü gibi x ve z eksenine dizilmiş elemanlar için farklı sonuçlar verecektir. Uzaydaki bir nokta için bu süreler eşitlendiğinde burada maksimum aydınlatma oluşacaktır. Dolayısıyla bu zamanlar eşitlendiğinde (8) elde edilecektir. Bu denklemde bulunan φ_o ve ϑ_o değerleri anlık olarak maksimum aydınlatmanın yönünü gösterir.

$$t_{ox}^{+} = T_f \cdot \left(\frac{-p}{v_{ox}} - 1\right) > 0; \quad t_{oz}^{+} = T_f \cdot \left(\frac{-q}{v_{oz}} - 1\right) > 0 \tag{7}$$

$$\cos \varphi_o = \left(f_o T_{\ell x} - \frac{p}{q} \cdot v_{oz} \right) / \left(\frac{d}{\lambda_o} \sin \vartheta_o \right)$$
(8)

3. Radar Örneği

FDA radar parametreleri en iyi dalga yapısı ve iki boyutlu kapsama için seçilmiştir. Parametreler şöyledir $f_o = 15.15 \ GHz$, $d/\lambda_o = s/\lambda_o = 0.5$, M = 8, N = 5, $\tau = 1 \ ms$, $T_{\ell x} = 0.2436 \ ns$, $T_{\ell z} = 2.04 \ ns$ ve $\Delta f = 2999.7 \ MHz$. Bunun sonucunda $\eta = 0.198$, $T_f = \pm 5.051 \ ms$, $T_{fill} = 8.2 \ ns$ ve $f_o \ T_{\ell x} = 3.6905$, $f_o \ T_{\ell z} = 30.906 \ olur$. Mesela $\vartheta_o = 85^o$ açısı için 6 tane $q \in \{-36, -35 \dots, -31\}$ değeri bulunur. Bunlara karşılık gelen maksimum olma zamanları şunlardır $t_{oz}^+ \in \{0.84, 0.68, 0.51, 0.35, 0.19, 0.023\} \ ms$. Bu açı ve zamanlarda maksimum değerinin diğer açıları da $\varphi_o \in \{58.4, 70.8, 83.1, 95.8, 109.6, 125.8\}^o$ olarak bulunur. Yan hüzme seviyeleri -20dB'nin altında olacak şekilde eleman ağırlık katsayıları seçilmiştir. Yukarda bahsedilen örnek

noktalardaki hüzme genişlikleri yanca yüzeyinde $\varphi_{oBW} = \{14.5, 13.4, 13.1, 13.5.14.7, 17.8\}^o$ ve yükseliş yüzeylerinde $\vartheta_{oBW} = \{17.4, 17.8, 18.3, 18.8, 19.4, 20.0\}^o$ olarak hesaplanmıştır. Bu hesaplar sonucunda radarın kapsadığı hacim $\vartheta_o \approx 38^o \rightarrow 143^o$ ve $\varphi_o \approx 30^o \rightarrow 134^o$ olarak elde edilmiştir. Ve zaman içerisindeki yükseliş yüzeyindeki maksimum ışınım yönü açılarının da $\vartheta_o \in \{48, 66, 85, 103, 118, 132\}^o$ olduğu hesaplanmıştır. Şekil-2'de verilen grafik bir darbe süresi içerisindeki maksimum ışınım yönünün değişimidir. φ_o zaman ile değişimi doğrusal bir eğime benzerken ϑ_o kendini tekrar etmektedir. Böylece φ_o limitli bir bölgede kalırken ϑ_o ihtimal dahilindeki tüm açıları tarar. $\vartheta_o = 85^o$ düzlemindeki zamana bağlı voltaj değişimi Şekil. 3'de verilmiştir. Bu şekilde görüldüğü gibi farklı zamanlarda voltaj değeri maksimuma çıkmıştır ve her maksimum değeri farklı φ_o değerlerine sahip olacaktır. Böylelikle Bu düzlemin bir darbe süresi içerisinde taranmış olduğu gösterilmiştir.





Şekil. 2 Maksimum Işıma Yönünün Zaman ile Değişimi

Şekil. 3 Belli bir açıdaki zamana bağlı voltaj değişimi

Şekil 3'de verilen grafikte iki hedefin ayırt edilebilmesi için bir maksimum etrafındaki tepenin genişliği kullanılamaz çünkü bu genişlik ile hedef ayrımı yapılması mümkün olmayacaktır. Bunun yerine hedefin ayrımı frekans uzayında yapılması gerekmektedir. Hedeften yansıyan sinyal PA ve DBF yöntemiyle alınacak ve yöne karar verilecek. Klasik FMCW alıcısıyla da hedefin uzaklığına karar verilecektir.

4. Sonuç

RX/TX antenin boyutu yaklaşık 8 $cm \times 5 cm$ 'dir ve kazancı $G_A = 21.3 dB$ 'dir. Geniş bantlı yama antenler dizi elemanı olarak örnek alınmıştır. 8 çift artan ve azalan frekans eş evreli darbeleri bir çoğuşmalı paketi oluşturur. 24 tane eş evreli olmayan çoğuşmalı paket kullanılacaktır. Hedef ile radar arasındaki mesafe $R_o = 2 km$, radar göndermeç çıkış gücü $P_t = 10 W$, gürültü enerjisi $kT_s = 9.16 \times 10^{-18} mJ$, hedefin uzunluğu $L_{tg} = 1 m$, hızı $v_{tg} = -25.72 m/s$ ve radar kesit alanı $\sigma_s = 0.1 m^2$ olarak kabul edilmiştir. TX modülünde 5 DDS osilatör kullanılarak $T_{\ell z}$ gecikmelerle düşük frekansta işaret üretilecek daha sonra yüksek frekansa, f_o , taşınacaktır. Hedeften geri yansıyan sinyal yerel osilatörün geciktirilmiş haliyle çarpılarak düşük frekanslı sinyal elde edilecektir. Bu parametrelerle algılama olasılığı yakalama yöntemi iki kere tekrarlandığında $P_d = 0.9727$ yanlış alarm olasılığı $P_{fa} = 10^{-6}$ olacaktır.

İlgili hacmi taramak için FDA ile $T_{rv}^{FDA} = 534.3 ms$ olurken $T_{rv}^{PA} = 1603 ms$ olacaktır. Hedefin yer değiştirmesi 13.74 m ve 41.35 m olacaktır. LFMCW|FDA radarı uzayı hızlı tarama özelliği ile yüksek radar kesit alanına sahip hedefler için LFMCW|PA radar karşısında avantaj sağlayabilir. Ayrıca FDA radar daha az enerji ile aynı alanı tarayabilir. Bu karşılaştırma bu çalışmada odaklanılan örnek için geçerli olup tüm koşullar için geçerli denilemez.

Kaynaklar

[1] Antonik, P., Wicks, M.C., Griffiths, H.D ve Baker, C.J.:' Frequency diverse array radars'. IEEE Radar Conf. USA, 2006, s.215-217

[2] Secmen, M., Demir, S., Hizal, A., Eker, A.T.: 'Frequency diverse array antenna with periodic time modulated pattern in range and angle'. IEEE Radar Conf., USA, 2007, 427-430

[3] Eker, A.T., Demir, S. ve Hizal, A.: 'Exploitation of linear frequency modulated continuous waveform LFMCW for frequency diverse arrays'. IEEE Tran. Ant.P. 2013 (61), s.3546-3553

[4] Cetiner, R. ve Hizal, A.: 'Narrow band wide angle scanning two dimensional frequency diverse array radar'. IET Radar Conf. Belfast UK, 2017

FMCW Radar Tekniği Kullanılarak Yüksek Çözünürliklü İHA İniş – Kalkış Altimetre Sistemi

Ayşegül Sağlam^{1,2}, Mehmet Fatih Dinç^{2,3}, Muhammed Tonga^{2,4}, Şimşek Demir^{2,4} ¹Karabük Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Karabük ²PRF ARGE Müh. San. Tic. A.Ş. Ankara ³Hacettepe Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara ⁴Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara asaglam@prfarge.com.tr, simsek@prfarge.com.tr,

Özet: Bu çalışmada, FMCW tekniği kullanılarak 4.2 GHz' de yakın mesafe yüksek çözünürlüklü yükseklik ölçer (altimeter) sunulmuştur. Sunulan altimetre kötü hava koşullarında İnsansız hava aracı (İHA) inişi sırasında, güvenli iniş sağlamak üzere 1.5-50m arasında yüksek çözünürlüklü yükseklik bilgisi sağlamaktadır. Yüksek SNR seviyesi ile Rayleigh sınırı üzerinde çözünürlük elde edilebilmektedir. Tasarlanan sistem üretim aşamasındadır.

Abstract: In this study, radar altimeter based on linear FMCW modulation at 4.2 GHz is presented. The presented altimeter enabled high resolution measurement of the altitude in the range of 1.5-50m during UAV landing to ensure safe landing in adverse weather conditions. High SNR levels enables resolution above Rayleigh limit. The designed system is in production stage.

1. Giriş

Genel olarak insansız hava araçları (İHA) kendileri için özel olarak hazırlanmış pist (beton/asfalt zemin) yüzeylerine iniş işlemlerini yapmalarına rağmen özellikle askeri amaçlı kullanılan helikopterler görev sürecinde engebeli doğal arazilerine inmek durumda kalırlar. Bu tür yüzeylere yapılan inişlerde çevresel faktörler, yağmur ve kar gibi hava durumları görüş mesafesini kapattığı için iniş ve kalkış problem teşkil etmektedir. Bu ve benzeri görüşü etkileyen durumları aşabilmek için genellikle İHAlara entegre edilen aktif navigasyon sistemleri kullanılmaktadır. Bu tür sistemlerin yerine yüksek çözünürlüklü bir radar yükseklik ölçer (altimeter) kullanılarak iniş ve kalkış sırasında pilotun/otonom sistemin yüksekliği algılaması sağlanmaktadır.

Toz, sis, kar yağışı ve benzeri kötü hava koşullarında radar sistemi gerçek iniş yapılacak alan ile aradaki parazitik engellerin arasındaki farkı algılayabilmelidir. Optik sistemler açık hava koşullarında hassas mesafe ölçümleri için elverişli sistemler olmasına rağmen, görüş seviyesinin düştüğü durumlarda avantajlarını kaybetmektedir. Bu amaçla değerlendirildiğinde doğrusal Frekans Modüleli Sürekli Dalga (LFMCW) yöntemi ile çalışan bir radar uygun bir seçimdir.

Literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde benzer sistemlerin olduğu görülmektedir. [1-5]'te yapılan çalışmalarda genellikle 94 GHz(W-Bandı) merkez frekanslarında ve geniş bantlı yükseklik ölçerler tasarlanmıştır. Yüksek frekanslara çıkılması radarın hassasiyetini ve boyutunu küçültmektedir. Fakat kullanılan malzemelerin maliyeti artmaktadır. Bu bildiride ise amaç, maliyeti uygun radar yükseklik ölçer sistemi tasarlamaktır.

Radar çözünürlüğü taranan frekans bandı genişliği ile ters orantılıdır ($\Delta R = c/2\Delta f$). SNR seviyesi yüksek olduğunda ise bu seviyeden daha iyi çözünürlük elde edilebilmektedir. Tasarlanan ve üretimi devam eden sistemde cm seviyesinde çözünürlük hedeflenmiştir. Tasarım Rayleigh sınır esas alınarak sunulmaktadır.

2. Sistem Mimarisi

FMCW radarlarda, üçgen modüleli sinyalin hedefe gönderilmesi ile yansıyan sinyal arasındaki frekans farkının karşılaştırılması soncunda menzil tayini yapılır. [6]' da üçgen modüleli FMCW radar sinyali için gerekli

Tablo I Radar Karakteristigi		
Dalga Biçimi	FMCW	
Tarama Şekli	Üçgen	
FM tarama frekansı	977 Hz	
Bant Genişliği	350 MHz	
Taşıyıcı Frekans	4.2 GHz	
FFT nokta sayısı	512 nokta	
Menzil Ölçüm Aralığı	1.5-50 m	
Menzil Çözünürlüğü	0.5 m	

tanımlamalar/formüller verilmektedir. Bu çalışmada ise ± 0.5 m hassasiyet ile 1.5-50 m arası mesafede ölçüm yapılması için tasarlanmış radar yüksekler ölçer için hesaplanan değerler Tablo 1'de verilmiştir.

FMCW radarın yapısında gerilim kontrollü osilatör (VCO), güç bölücü (power divider), anten, karıştırıcı(mixer) ve yükselteç(amplifier) bulunmaktadır. Tasarımı gerçekleştirilen FMCW radarın temel yapısı Şekil 1' de verilmektedir. VCO (Gerilim Kontrollü Osilatör)' dan hedefe mesafe tayini için gönderilen sinyalin bir örneği de güç bölücüden karıştırıcıya gönderilir. Hedeften yansıyan gelen sinyal RX yükseltecinden gücü arttırılarak karıştırıcı IF çıkışına verilir. Karıştırıcı çıkışında elde edilen işarette hedef hakkında hız ve mesafe bilgisi bulunmaktadır.



Şekil 1 FMCW Radarın Temel Yapısı

3. Simülasyon

Radar yükseklik ölçer için belirlenen frekansta çalışan VCO, yükselteç ve karıştırıcı hazır olarak kullanılmıştır. Güç bölücü ve anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Güç bölücü devre tasarımı Agilent ADS simülasyon programında gerçekleştirilmiştir. T-tipi güç bölücü tasarımı, 200µm FR4 malzemesi için yapılmıştır. Simülasyon sonucu Şekil 2' de verilmektedir.



Anten tasarımı HFSS simülasyon programında gerçekleştirilmiştir. E-şekilli yama anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Anten baskı devresi Rogers 4003 kullanılarak çok katmanlı tasarlandı ve anten üzerinde

açıklık oluşturularak geniş bant elde edilmiştir. 4-4.5 GHz frekans aralığında 500 MHz' lik bant genişliği ile S11 değeri -10dB altında kalacak şekilde tasarım gerçekleştirilmiştir. 4-4.4GHz frekans aralığında yaklaşık 11 dB anten kazancı elde edilmiştir. Anten 40 derecelik hüzme genişliği bulunmaktadır. Şekil 3' de antenin kazancı, Şekil 4' de yansıma kaybı verilmektedir.



Şekil 4 HFSS Anten Yansıma Kaybı(S11) Sonucu

4. Sonuçlar

Bu çalışmada FMCW tekniği kullanılarak 4.2 GHz merkez frekansında ± 0.5 m ölçüm hassasiyeti ile radar yükseklik ölçer sistemi tasarlanmıştır. Tasarım benzetimi simülasyonlar ile doğrulanmıştır. Masaüstü yapılan işlevsellik testlerinde yüksek SNR seviyesinde (+15dB ve üzeri) on kat daha iyi çözünürlük gözlenmiştir.

Aynı ekibin THS-9 seviyesinde tamamlamış olduğu sistemlerde ses hızı üzerinde hareket eden platformlarda saniyede 1000 üzerinde ölçümle Rayleigh sınırında yükseklik bilgisinin doğru olarak sağlandığı gösterilmiştir. Sunulan çalışmadaki sistem İHA iniş ve kalkış sırasındaki hızlarda (<15m/sn) saniyede 10 yükseklik ölçümünü 10 cm çözünürlükte hedeflemektedir.

Kaynaklar

[1]. M.Rangwala, F. Wang, ve K.Sarabandi, "Study of Millimeter-Wave Radar for Helicopter Assisted-Landing System", IEEE Antenna and Propagation Magazine, cilt.50, no.2, Nisan 2008.

[2]. M.Lange, J.Detlefsen, M.Bockmair ve U.Trampnau, "A millimeter-Wave Low-Range Radar Altimeter for Helicopter Applications-Sytem Design", 17th European Microwave Conferance, s.222-227, 1987.

[3]. M, Rangwala, J. Lee ve K. Sarabandi, "Design of FMCW Millimeter-Wave Radar for Helicopter Assisted Landing", IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, s.4183-4186, 2007.

[4]. A. Pagels, M. Hagelen, G. Briese ve A. Tessmann, "Helicopter Assisted Landing System - Millimeter-Wave against Brown-Out", German Microwave Conference, 2009.

[5]. A. Tessmann, S. Kudszus, T. Feltgen, M. Riessle, C. Sklarczyk ve William H. Haydl, "Compact Single-Chip W-Band FMCW Radar Modules for Commercial High-Resolution Sensor Applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt.50, no.12, Aralık 2002.

[6]. B. Dursun ve M. Doğan, "FMCW Radar Uygulamalarına Yönelik FPGA Tabanlı Doğrusal Tarama Denetimcisi Gerçekleştirimi", 20.IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulmaları Kurultayı, 2012.

SPONSORLAR

ALTIN







GÜMÜŞ



KONGRE ORGANİZASYON DESTEĞİ





Sosyal Sponsorlar DGN Doğan Çanta Yıldız Köşkü Restaurant