

**T.C.
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**5.8 GHz ISM BANDI UYGULAMALARI İÇİN METAMALZEME ENTEGRE
EDİLMİŞ YÜKSEK YÖNLÜ ANTEN TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Sinan DOĞUSAN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Tahmuraz ABBASOV

TEMMUZ 2021

T.C
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**5.8 GHz ISM BANDI UYGULAMALARI İÇİN METAMALZEME ENTEGRE
EDİLMİŞ YÜKSEK YÖNLÜ ANTEN TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Sinan DOĞUSAN
36183615010**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Tahmuraz ABBASOV

TEMMUZ 2021

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının her aşamasında yardım, öneri, bilgi, tecrübe ve desteklerini esirgemedен beni her konuda yönlendiren danışman hocam Sayın Prof. Dr. Tahmuraz Abbasov'a,

Tüm hayatım boyunca olduğu gibi bu çalıőmalarım süresince de bana her türlü desteği veren aileme,

teşekkür ederim.



ONUR SÖZÜ

Doktora veya yüksek lisans tezi olarak sunduğum “5.8 GHz ISM Bandı Uygulamaları İçin Metamalzeme Entegre Edilmiş Yüksek Yönlü Anten Tasarımı” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığına ve yararlandığım bütün kaynakların hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Sinan Doğusan



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ	i
ONUR SÖZÜ	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	v
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	vi
SEMBOLLER VE KISALTMALAR	ix
ÖZET.....	xiii
ABSTRACT	xiv
1. GİRİŞ.....	1
2. KAVRAMLAR	6
2.1 Elektromanyetik Teorinin Temel Kavramları	6
2.1.1 Elektromanyetik sınır koşulları	7
2.1.2 Vektör potansiyelleri	8
2.1.2.1 Manyetik vektör potansiyeli	9
2.1.2.2 Elektrik vektör potansiyeli	10
2.1.3 Elektrik ve manyetik alanların yayılma denklemleri.....	12
2.1.3.1 Yüzey integral denklemleri	12
2.2 Metamalzemeler	16
2.2.1 Metamalzemelerin özellikleri	16
2.2.2 Metamalzemelerin sınıflandırılması.....	18
2.2.3 Epsilon-negatif (ENG) metamalzemeler	20
2.2.4 Mu-negatif (MNG) metamalzemeler.....	21
2.2.5 Çift-negatif (DNG) metamalzemeler.....	22
2.3 Hesaplamalı Elektromanyetik Kavramları	23
2.4 Anten Parametreleri	26
2.4.1 Işıma örüntüsü	26
2.4.2 Işıma şiddeti.....	27
2.4.3 Yönlülük	28
2.4.4 Kazanç	28
2.4.5 Etkin alan.....	29
2.4.6 Antenin uzak alan ışınması.....	30
2.5 Anten Tasarımda Kullanılan Optimizasyon Algoritmaları.....	31
3. MATERYAL VE YÖNTEM	34
3.1 Momentler Yöntemi.....	34
3.1.1 Açılım fonksiyonları.....	37
3.1.1.1 Darbe fonksiyonları	37
3.1.1.2 Parçalı üçgensel fonksiyonlar	38
3.1.1.3 Parçalı sinüzoidal fonksiyonlar	39
3.1.1.4 Rao-Wilton-Glisson (RWG) açılım fonksiyonları	39
3.2 Elektrik Alan İntegral Denkleminin Rao-Wilton-Glisson Açılım Fonksiyonları ve Galerkin Metodu Kullanarak İfadesi	41
3.3 Antenin Kaynak Modellemesi ve Giriş Empedansı.....	42
3.4 Genetik Algoritma	43
3.4.1 Genetik algoritmada kullanılan kodlama yöntemleri	44
3.4.2 Genetik algoritmanın evrimsel operatörleri.....	45
3.5 Anten Tasarımı için Genetik Algoritma ile Entegre Edilmiş Momentler Metodu Yöntemi	49

3.6 ANSYS HFSS Programı	51
3.7 GiD Programı.....	51
3.8 Anten ve Metamalzeme Tasarımlarında Kullanılan Dielektrik Malzemeler....	51
4. BULGULAR VE TARTIŞMA	53
4.1 Antenlerin Optimizasyonunda Kullanılan Uygunluk Fonksiyonu	56
4.2 Önerilen Kare ve Dairesel Antenlerin Optimizasyon Sonuçları.....	57
4.3 Önerilen Kare ve Dairesel Antenlerin Simülasyon Sonuçları	58
4.4 Metamalzeme Tasarımları	66
4.4.1 Yarıkli iki kare halkalı metamalzeme tasarımı.....	67
4.4.2 Yarıkli üç kare halkalı metamalzeme tasarımı	71
4.4.3 Yarıkli iki dairesel halkalı metamalzeme tasarımı	75
4.4.4 Yarıkli üç dairesel halkalı metamalzeme tasarımı.....	79
4.4.5 Yarıkli iki altıgen halkalı metamalzeme tasarımı.....	83
4.4.6 Yarıkli üç altıgen halkalı metamalzeme tasarımı	87
4.5 Metamalzeme Dizilerinin Antenlere Entegresi	92
4.5.1 Yarıkli iki kare halkalı metamalzeme dizisinin antenlere entegresi.....	93
4.5.2 Yarıkli üç kare halkalı metamalzeme dizisinin antenlere entegresi	96
5. SONUÇLAR.....	101
KAYNAKLAR.....	104
ÖZGEÇMİŞ	112

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1 : Açık alan problemlerinde CEM yöntemlerinin davranışları [95].....	24
Çizelge 2.2 : Kapalı alan problemlerinde CEM yöntemlerinin davranışı [95].....	24
Çizelge 3.1 : Anten tasarımlarında kullanılan dielektrik malzemelerin karakteristik özellikleri.....	52
Çizelge 3.2 : Metamalzeme birim hücrelerin tasarımlarında kullanılan dielektrik malzemelerin karakteristik özellikleri.....	52
Çizelge 4.1 : Optimizasyon için GA parametreleri.....	58
Çizelge 4.2 : Önerilen kare antenin terminal parametreleri	61
Çizelge 4.3 : Önerilen kare antenin uzak-alan parametreleri.....	63
Çizelge 4.4 : Önerilen dairesel antenin terminal parametrelerin değerleri	65
Çizelge 4.5 : Önerilen dairesel antenin uzak-alan parametreleri	66
Çizelge 4.6 : Yarıkli iki kare halkalı metamalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları	69
Çizelge 4.7 : Yarıkli üç karehalkalı metamalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları	73
Çizelge 4.8 : Yarıkli iki dairesel halkalı metamalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları	77
Çizelge 4.9 : Yarıkli üç dairesel halkalı metamalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları	81
Çizelge 4.10 : Yarıkli iki altıgen halkalı metamalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları	85
Çizelge 4.11 : Yarıkli üç altıgen halkalı metamalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları	90
Çizelge 4.12 : Önerilen kare ve dairesel antenlerin simülasyon sonuçları.....	96
Çizelge 4.13 : Önerilen kare ve dairesel antenlerin simülasyon sonuçları.....	99

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1 : İki ortam arasındaki arayüzde alanlar, akımlar ve yükler.....	8
Şekil 2.2 : İletken bir yüzey için: (a)Gerçek problem. (b)Eşdeğer problem.	13
Şekil 2.3 : Elektrik alan vektörü \vec{E} , manyetik alan vektörü \vec{H} , yayılım vektörü \vec{k} , ve Poynting vektörleri \vec{S}_N ve \vec{S}_P 'nin: (a)DNG ortam içindeki yayılım yönleri. (b)DPS ortam içinde yayılım yönleri.....	18
Şekil 2.4 : Metamalzemelerin ϵ ve μ 'nün işaretlerine göre sınıflandırılmış grafiği. .	19
Şekil 2.5 : Plasma davranışı göstermesi amacıyla paralel oluşturulmuş metalik ağlar [40].	20
Şekil 2.6 : Ayrık halkalı rezonatör (SRR) ve periyodik olarak sıralanmış SRR'lerin yapısı [36].	21
Şekil 2.7 : DNG metamalzeme yapısı [37].	22
Şekil 2.8 : DPS ve DNG ortamlarının sınırında gelen, yansıyan ve iletilen dalgaların yönleri.	23
Şekil 2.9 : Bir kürenin kübik yapılar kullanılarak FDTD ile modellenmesi [95].	24
Şekil 2.10 : Bir kürenin dört yüzlü ağlar kullanılarak FEM ile modellenmesi [95]. .	25
Şekil 2.11 : Bir küre yüzeyinin üçgen ağları kullanılarak Momentler Metodu ile modellenmesi [95].	26
Şekil 2.12 : Bir antenin üç boyutlu ışınma örüntüsü [99].	26
Şekil 2.13 : Bir anten için: (a)uzak alan geometrisi, (b)yakın alan geometrisi [93]. .	30
Şekil 3.1 : Darbe fonksiyonlarının gösterimi [93].	37
Şekil 3.2 : Darbe fonksiyonlarının gösterimi (Bitiş koşulu-1) [93].	38
Şekil 3.3 : Darbe fonksiyonlarının gösterimi (Bitiş koşulu-2) [93].	39
Şekil 3.4 : Parçalı sinüzoidal fonksiyonların gösterimi [93].	39
Şekil 3.5 : Üçgen üzerinde tanımlanan RWG açılım fonksiyonu parametreleri.	40
Şekil 3.6 : Delta-boşluk üretici modeli [93].	42
Şekil 3.7 : İkili kodlama yöntemi ile kodlanmış bir kromozom.	44
Şekil 3.8 : Permütasyon kodlama yöntemi ile kodlanmış kromozomlar.	44
Şekil 3.9 : Değer kodlama yöntemi ile kodlanmış kromozomlar.	45
Şekil 3.10 : Tek noktalı çaprazlama.	46
Şekil 3.11 : Çift noktalı çaprazlama.	47
Şekil 3.12 : Düzgün çaprazlama.	47
Şekil 3.13 : Mutasyon.	48
Şekil 3.14 : Genetik algoritmanın akış diyagramı.	48
Şekil 3.15 : Antenin: (a)Başlangıç yapısı ve momentler matrisi. (b)Antenden bir hücre çıkarıldığında görüntüsü ve momentler matrisi.	49
Şekil 3.16 : GA/MoM yöntemi için DMM akış diyagramı.	50
Şekil 4.1 : Yüzey yanındaki elektrik akımı kaynağına uygulanan görüntü teorisinin gösterimi: (a)PEC yüzey. (b) PMC yüzey.	53
Şekil 4.2 : Antenlerin yarı geometrileri: (a)Kare anten. (b)Dairesel anten.	55
Şekil 4.3 : Antenlerin yüzeyinde optimizasyona dahil edilecek hücrelerin seçilmiş hali: (a)Kare anten. (b)Dairesel anten.	55
Şekil 4.4 : Anten yüzeylerin üçgenlere ayrılmış görüntüleri: (a)Kare anten. (b)Dairesel anten.	56
Şekil 4.5 : Optimizasyona sonucunda elde edilen önerilen antenlerin geometrileri: (a)Kare anten. (b)Dairesel anten.	58
Şekil 4.6 : Önerilen kare anten üç boyutlu görüntüsü.	59
Şekil 4.7 : Önerilen daireysel antenin üç boyutlu görüntüsü.	59

Şekil 4.8 : Önerilen antenlerin farklı açılardan görüntüsü: (a)xz-eksenindeki görüntüsü. (b)Koaksiyel beslemenin xy-eksenindeki görüntüsü.	60
Şekil 4.9 : Önerilen kare antenin için $ S_{11} $ grafiği.	60
Şekil 4.10 : Önerilen kare antenin VSWR grafiği.....	61
Şekil 4.11 : Önerilen kare antenin grup gecikmesi grafiği.	61
Şekil 4.12 : Önerilen kare antenin beş farklı frekans için yönlülük grafikleri: (a)E-düzlemi. (b)H-düzlemi.	62
Şekil 4.13 : Önerilen kare antenin frekansa bağlı kazanç grafiği.	63
Şekil 4.14 : Önerilen dairesel antenin için $ S_{11} $ grafiği.....	63
Şekil 4.15 : Önerilen dairesel antenin VSWR grafiği.	64
Şekil 4.16 : Önerilen dairesel antenin grup gecikmesi grafiği.	64
Şekil 4.17 : Önerilen dairesel antenin beş farklı frekans için yönlülük grafikleri: (a)E- düzlemi. (b)H-düzlemi.	65
Şekil 4.18 : Önerilen dairesel antenin zamana bağlı kazanç grafiği.	66
Şekil 4.19 : KH-2 metamalzeme birim hücrenin üstten görüntüsü.	67
Şekil 4.20 : KH-2 metamalzeme birim hücrenin sınır koşulları.....	68
Şekil 4.21 : KH-2 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu.	68
Şekil 4.22 : Analizi yapılan yarıkli iki kare halkalı dokuz metamalzeme birim hücrenin: (a) $ S_{11} $ sonuçları. (b) $ S_{21} $ sonuçları.....	70
Şekil 4.23 : Yarıkli iki kare halkalı MTM-1 birim hücrenin grafikleri: (a)Gerçel etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.	71
Şekil 4.24 : KH-3 metamalzeme birim hücrenin üstten görüntüsü.	71
Şekil 4.25 : KH-3 metamalzeme birim hücrenin sınır koşulları.....	72
Şekil 4.26 : KH-3 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu.	72
Şekil 4.27 : Analizi yapılan yarıkli üç kare halkalı dokuz metamalzeme birim hücrenin: (a) $ S_{11} $ sonuçları. (b) $ S_{21} $ sonuçları.....	74
Şekil 4.28 : Yarıkli üç kare halkalı MTM-5 metamalzeme birim hücrenin grafikleri: (a)Gerçel etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.	75
Şekil 4.29 : DH-2 metamalzeme birim hücrenin üstten görüntüsü.	75
Şekil 4.30 : DH-2 metamalzeme birim hücrenin sınır koşulları.....	76
Şekil 4.31 : DH-2 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu.	76
Şekil 4.32 : Analizi yapılan yarıkli iki dairesel halkalı dokuz birim hücrenin: (a) $ S_{11} $ sonuçları. (b) $ S_{21} $ sonuçları.	78
Şekil 4.33 : Yarıkli iki dairesel halkalı MTM-3 metamalzeme birim hücrenin grafikleri: (a)Gerçel etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.	79
Şekil 4.34 : DH-3 metamalzeme birim hücrenin üstten görüntüsü.	79
Şekil 4.35 : DH-3 metamalzeme birim hücrenin sınır koşulları.....	80
Şekil 4.36 : DH-3 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu.	80
Şekil 4.37 : Analizi yapılan yarıkli üç dairesel halkalı dokuz metamalzeme birim hücrenin: (a) $ S_{11} $ sonuçları. (b) $ S_{21} $ sonuçları.....	82
Şekil 4.38 : Yarıkli üç dairesel halkalı MTM-5 metamalzeme birim hücrenin grafikleri: (a)Gerçel etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.	83
Şekil 4.39 : AH-2 metamalzeme birim hücrenin üstten görüntüsü.	83

Şekil 4.40 : AH-2 metamalzeme birim hücresinin sınır koşulları.....	84
Şekil 4.41 : AH-2 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu.	84
Şekil 4.42 : Analizi yapılan yarıklı iki altıgen halkalı yedi metamalzeme birim hücresinin: (a) $ S_{11} $ sonuçları. (b) $ S_{21} $ sonuçları.....	86
Şekil 4.43 : Yarıklı iki altıgen halkalı MTM-4 metamalzeme birim hücresinin grafikleri: (a)Gerçel etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.	87
Şekil 4.44 : AH-3 metamalzeme birim hücresinin üstten görüntüsü.	87
Şekil 4.45 : AH-3 metamalzeme birim hücresinin sınır koşulları.....	88
Şekil 4.46 : AH-3 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu.	88
Şekil 4.47 : Analizi yapılan yarıklı üç altıgen halkalı yedi metamalzeme birim hücresinin: (a) $ S_{11} $ sonuçları. (b) $ S_{21} $ sonuçları.....	91
Şekil 4.48 : Yarıklı üç altıgen halkalı MTM-7 metamalzeme birim hücresinin grafikleri: (a)Gerçel etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.	92
Şekil 4.49 : Yarıklı iki kare halkalı metamalzemenin diziler halinde önerilen dairesel antene entegre edilmiş şeklinin görüntüleri: (a)Yandan görüntüsü. (b)Tepeden görüntüsü. (c)Perspektif görüntüsü.	93
Şekil 4.50 : Yarıklı iki kare halkalı metamalzemenin diziler halinde önerilen kare antene entegre edilmiş şeklinin görüntüleri: (a)Yandan görüntüsü. (b)Tepeden görüntüsü. (c)Perspektif görüntüsü.	94
Şekil 4.51 : Simülasyonu yapılan önerilen antenlerin $ S_{11} $ sonuçları.	94
Şekil 4.52 : Simülasyonu yapılan önerilen antenlerin yönlülük grafikleri: (a)E-düzlemi. (b)H-düzlemi.	95
Şekil 4.53 : Yarıklı üç halkalı kare metamalzemenin diziler halinde önerilen dairesel antene entegre edilmiş şeklinin görüntüleri: (a)Yandan görüntüsü. (b)Tepeden görüntüsü. (c)Perspektif görüntüsü. (d)Yakından görüntüsü.	96
Şekil 4.54 : Yarıklı üç kare halkalı metamalzemenin diziler halinde önerilen kare antene entegre edilmiş şeklinin görüntüleri: (a)Yandan görüntüsü. (b)Tepeden görüntüsü. (c)Perspektif görüntüsü. (d)Yakından görüntüsü.	97
Şekil 4.55 : Simülasyonu yapılan önerilen kare ve dairesel antenlerin $ S_{11} $ sonuçları.	98
Şekil 4.56 : Simülasyonu yapılan önerilen antenlerin yönlülük grafikleri: (a)E-düzlemi. (b)H-düzlemi.	98

SEMBOLLER VE KISALTMALAR

EFIE	: Elektrik Alan İntegral Denklemi
MFIE	: Manyetik Alan İntegral Denklemi
CFIE	: Birleştirilmiş Alan İntegral Denklemi
PEC	: Mükemmel Elektril İletken
PMC	: Mükemmel Manyetik İletken
MTM	: Metamalzeme
LHM	: Solak Ortam
RHM	: Sağ El Ortamı
ENG	: Epsilon Negatif Malzeme
MNG	: Mu Negatif Malzeme
SRR	: Ayrık Halkalı Rezonatör
DPS	: Çift Pozitif Malzeme
DNG	: Çift Negatif Malzeme
ENZ	: Elektrik Geçirgenliği Sıfıra Yakın ortam
MNZ	: Manyetik Geçirgenliği Sıfıra Yakın Ortam
CEM	: Hesaplamalı Elektromanyetik
FDTD	: Zamanda Sonlu Farklar Yöntemi
FEM	: Sonlu Elemanlar Yöntemi
MoM	: Momentler Metodu
RWG	: Rao-Wilton-Glisson
HPBW	: Yarı Güç Hüzme Genişliği
FNBW	: İlk Sıfır Hüzme Genişliği
GA	: Genetik Algoritma
GA/MoM	: Genetik Algoritma ile Entegre Edilmiş Momentler Metodu Yöntemi
MGA	: Mikrogenetik Algoritma
DEA	: Diferansiyel Evrim Algoritması
MA	: Memetik Algoritma
IWO	: İstilacı Yabani Ot Optimizasyonu
HFSS	: High Frequency Structure Simulator
VSWR	: Gerilim Duran Dalga Oranı
ISM	: Endüstriyel-Bilimsel-Medikal
SLL	: Yan Lob Seviyesi
dB	: Desibel
dBi	: Desibel İzotropik

\vec{E}	: Vektörel Elektrik Alan Şiddeti
\vec{H}	: Vektörel Manyetik Alan Şiddeti
\vec{B}	: Vektörel Manyetik Akı Yoğunluğu
\vec{D}	: Vektörel Elektrik Akı Yoğunluğu
\vec{M}	: Vektörel Manyetik Akım Yoğunluğu
\vec{M}_s	: Vektörel Manyetik Yüzey Akım Yoğunluğu
\vec{J}	: Vektörel Elektrik Akım Yoğunluğu
\vec{J}_s	: Vektörel Elektrik Yüzey Akım Yoğunluğu
ρ_e	: Elektrik Yük Yoğunluğu
ρ_s^e	: Elektrik Yüzey Yük Yoğunluğu
ρ_m	: Manyetik Yük Yoğunluğu
ρ_s^m	: Manyetik Yüzey Yük Yoğunluğu
ϵ	: Elektrik Geçirgenlik
μ	: Manyetik Geçirgenlik
\vec{A}	: Manyetik Vektör Potansiyeli
\vec{F}	: Elektrik Vektör Potansiyeli
∇	: Del Operatörü
Φ_e	: Elektrik Skaler Potansiyeli
Φ_m	: Manyetik Skaler Potansiyel
\vec{E}_1^i	: Gelen Elektrik Alan
\vec{E}_1^s	: Saçılan Elektrik Alan
\vec{H}_1^i	: Gelen Manyetik Alan
\vec{H}_1^s	: Saçılan Manyetik Alan
c_0	: Boş Uzayda Işık Hızı
\vec{S}	: Poynting Vektörü
\vec{S}_N	: Negatif Yönde Poynting Vektörü
\vec{S}_P	: Pozitif Yönde Poynting Vektörü
\vec{k}	: Dalganın Yayılım Vektörü
ϵ_{eff}	: Etkin Elektrik Geçirgenlik
ϵ_0	: Boş Uzaydaki Elektrik Geçirgenlik
μ_{eff}	: Etkin Manyetik Geçirgenlik
μ_0	: Boş Uzaydaki Manyetik Geçirgenlik
ω_p	: Plazma Frekansı
λ	: Dalga Boyu

γ	: Sönümleme Parametresi
σ	: Öz İletkenlik
n	: Ortamın Kırılma İndisi
n_{eff}	: Etkin Kırılma İndisi
k	: Dalga Sayısı
$[Z_{mn}]$: Empedans Matrisi
$[\alpha_n]$: Bilinmeyen Akım Vektörü
$[V_m]$: Gerilim Vektörü
U	: Işıma Şiddeti
P_{rad}	: Işıyan Toplam Güç
P_{in}	: Giriş Gücü
D	: Yönlülük
Ω_A	: Hüzme Katı Açısı
G	: Kazanç
e_{eff}	: Boyutsuz Işıma Verimliliği
Γ	: Gerilim Yansıma Katsayısı
Z_0	: İletim Hattı Karakteristik Empedansı
Z_{in}	: Antenin Giriş Empedansı
ϵ_{ap}	: Açıklık Verimliliği
\hat{n}	: Yüzey Normal Vektörü
\hat{t}	: Yüzey Teğet Vektörü
∇	: Del Operatörü
ω	: Açısal Frekans
Φ_e	: Elektrik Skaler Potansiyeli
Φ_m	: Manyetik Skaler Potansiyel
\bar{E}_1^i	: Gelen Elektrik Alan
\bar{E}_1^s	: Saçılan Elektrik Alan
\bar{H}_1^i	: Gelen Manyetik Alan
\bar{H}_1^s	: Saçılan Manyetik Alan
c	: Boş Uzayda Işık Hızı
\bar{k}	: Dalganın Yayılım Vektörü
ϵ_{eff}	: Etkin Elektrik Geçirgenlik
μ_{eff}	: Etkin Manyetik Geçirgenlik
ω_p	: Plazma Frekansı

γ : Sönümlenme Parametresi
 σ : Öz İletkenlik
 n_{eff} : Etkin Kırılma İndisi



ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

5.8 GHz ISM BANDI UYGULAMALARI İÇİN METAMALZEME ENTEGRE EDİLMİŞ YÜKSEK YÖNLÜ ANTEN TASARIMI

SİNAN DOĞUSAN

İnönü Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

112+XIV sayfa

2021

Danışman: Prof. Dr. Tahmuraz ABBASOV

Bu tez çalışmasında, 5.8 GHz ISM bandı uygulamaları için düşük profilli ve yüksek yönlü düzlemsel kare ve dairesel anten tasarımları yapılmıştır. Antenlerin tasarımında, tamamen otomatik tasarım yöntemi olan, Genetik Algoritma (GA) ile entegre Momentler Metoduna (MoM) dayalı, GA/MoM optimizasyon yaklaşımı yöntemi kullanılmıştır. Optimizasyon sonucunda elde edilen antenlerin yapısına entegre edilmek üzere, altı farklı çift negatif indeksli metamalzeme birim hücresi tasarlanmıştır. Daha sonra, tasarlanan altı metamalzeme birim hücresini oluşturan halkalar, kendi eksenlerinde belirli bir açıyla döndürülerek, metamalzeme birim hücrelerinin radyasyon karakteristikleri incelenmiştir. Tasarımı yapılan bu birim hücreler içinden, optimizasyon sonucunda elde edilen antenlerle uyumlu bir şekilde çalışacak metamalzeme birim hücresi seçilmiştir. En son aşamada, seçilen metamalzeme birim hücresi ile dizi yapıları oluşturulmuş ve optimizasyon sonucunda elde edilen kare ve dairesel antenlere sırasıyla entegre edilerek simülasyonları tam dalga simülatörü HFSS elektromanyetik benzetim programı kullanılarak yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre, antenlerin çalıştığı 5.8 GHz ISM bandında, giriş yansıma katsayısının -10 dB'nin altında olduğu, yüksek açıklık verimliliğine ve yüksek yönlülüğe sahip olduğu belirlenmiştir. Ayrıca, metamalzeme entegre edilmiş önerilen her iki antenin uzak-alan radyasyon özelliklerinin çalışma bandında kararlı durumda olduğu görülmüştür. Metamalzeme entegre edilmiş önerilen her iki anten için performans sonuçları grafikler ve tablolarla gösterilerek yorumlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Antenler, Metamalzeme, Genetik Algoritma, Optimizasyon

ABSTRACT

Master Thesis

METAMATERIAL INTEGRATED HIGH DIRECTIVE ANTENNA DESIGN FOR 5.8 GHz ISM BAND APPLICATIONS

Sinan Doğusan

Inonu University
Graduate School of Nature and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics

112+XIV sayfa

2021

Supervisor: Prof. Dr. Tahmuraz ABBASOV

In this thesis, low profile, high directive planar square and circular antennas were designed for 5.8 GHz ISM band applications. In the design of the antennas, GA/MoM optimization approach based on Moments Method (MoM) integrated with Genetic Algorithm (GA) was used, which is a fully automated design method. In the next step, a double negative index metamaterial unit cell with six different geometries were designed to be integrated into the structure of the antennas obtained as a result of the optimization process. Then, the rings forming the six metamaterial unit cells designed were rotated at a certain angle on their own axis and the radiation characteristics of the metamaterial unit cells were analyzed. Among these designed unit cells, a metamaterial unit cell that works in harmony with the antennas obtained as a result of optimization was selected. At the last step, the array structures were created with the selected metamaterial unit cell, and their simulations were made using the full-wave simulator HFSS electromagnetic simulation program by sequentially integrating the square and circular antennas obtained as a result of optimization. According to the simulation results, it was determined that the input reflection coefficient was below -10 dB, had high aperture efficiency, and high directive property in the ISM band where the antennas operating. In addition, it was observed that the far-field radiation properties of both proposed antennas integrated into the metamaterial were stable in the working band. Performance results for both proposed antennas that have been integrated into the metamaterial were showed and interpreted with graphs and tables.

Keywords: Antennas, Metamaterial, Genetic Algorithm, Optimization

1. GİRİŞ

Yönlü antenler, elektromanyetik enerjiyi tek bir yönde ve dar ışıında yoğunlaştırabilen, hassas hedeflenmenin olduğu uygulamalarda kullanılan antenlerdir [1]. Dar bantta çalışan yönlü antenlerin verimliliği boyutu ile doğru orantılıdır. Bundan dolayı yüksek yönlülük avatajının yanında, fazla alan kaplamasından kaynaklanan dezavantaja sahiptir. Büyük geometriye sahip olan yönlü antenlerin boyutlarından kaynaklanan bu dezavantajı aşmak için, çok daha küçük boyutta ve belirli bir düzene göre dielektrik malzeme üzerine yerleştirilen yamalar kullanılarak tasarlanan dizi antenler ile yüksek yönlülük performansı elde edilebilir. Ancak bu tip dizi antenlerin yamalarının beslemesinde kullanılan ağda ortaya çıkan kayıplar, dizi antenlerin performansını sınırlamaktadır.

Son zamanlarda, kablosuz iletişim teknolojisinde talep edilen performans seviyelerinin artmasıyla birlikte, çalışma bandı boyunca düşük profilli ve yüksek performanslı anten tasarımına olan ihtiyaç artmaktadır. Bu ihtiyaç, geleneksel anten tasarım yöntemlerinden farklı, nümerik yöntemlere entegre edilmiş optimizasyon algoritmaların kullanıldığı yeni geliştirilmiş çözüm yöntemlerinin ortaya çıkmasına neden olmuştur [2,3].

Daha kısa sürede daha doğru sonuçlar elde etmek için karmaşık anten tasarım problemlerin çözümünde kullanılan nümerik çözüm yöntemlerine [4-6] ek olarak, optimizasyon algoritmaları da anten tasarım problemlerinin çözümünde önemli bir rol oynamaktadır. Çözülecek anten tasarım problemlerinin karmaşıklığı arttıkça, bu problemlerin üstesinden gelmek için nümerik metotlar ile entegre ederek kullanılacak birçok güçlü, yenilikçi ve büyük çözüm setlerini kısa sürede keşfedebilen optimizasyon algoritmaları (Stokastik, Deterministik, Sezgisel, Matematiksel) geliştirilmiştir [7-9]. Bu optimizasyon algoritmalarından en çok tercih edilenlerden biri, Darwin'in evrim teorisinden esinlenerek biyolojik süreçleri modelleyen Genetik Algoritmadır (GA). GA, en iyinin hayatta kalması ilkesine dayanan sezgisel bir stokastik global optimizasyon algoritmasıdır [10]. GA en iyi sonuca yakınsama özelliğine sahip olduğu için, son yıllarda anten tasarım problemlerinde oldukça fazla tercih edilmektedir [11-29]. Yapılan bu çalışmalarda GA, tasarlanacak bir antenin, tasarımcının belirlediği fiziksel bir özelliğini optimize ederek, hedeflenen radyasyon karakteristiğine sahip en uygun fiziksel altyapıyı arar. Özellikle dizi anten tasarımında yamalar arası mesafelerin belirlenmesinde çokca tercih edilen GA, nümerik

yöntemlerin entegre edilmesiyle, belirli bir amaç için antenin ışınım yapan yüzeyindeki en iyi akım dağılımını bulma problemlerinde de kullanılmaktadır. Bu tip problemlerde GA kullanılarak, optimizasyon işlemi sırasında antenin ışınım simetrik olarak pikselleştirilmiş yüzeyinden bazı pikseller kaldırılarak, hedeflenen ışınım özelliklerini elde etmek için en iyi yüzey akımı dağılımı elde edilir. Ancak, bu tür problemler için simetrik piksel seçimi ile kuadratik yüzeyler mükemmel bir şekilde modellenenirken, dairesel geometriye sahip yüzeylerin modellenmesinde, optimize edilecek yüzeyin uç bölgelerinde boşluklar oluşacaktır. Bunun sonucunda, antenin yüzey alanından daha sınırlı bir yüzey alanının optimize edilmesi zorunlu hale gelecektir. Sınırlı bir yüzey alanının optimizasyon sürecine dahil edilmesi nedeniyle, tasarımcının hedeflediği radyasyon parametrelerine sahip anteni elde etmek de zorlaşacaktır. Bu sorunun üstesinden gelmek için, anten yüzeyi daha küçük simetrik piksellere ayrılarak optimizasyona dahil edilecek yüzey alanı arttırılabilir. Bu sayede hedeflenen radyasyon parametrelerine sahip bir anten elde edilebilir. Ancak piksel sayısındaki artış moment matrisinin boyutunda da artışa neden olacaktır ve, bundan dolayı antenin optimizasyonu için harcanan süre ve kullanılan bellek artacaktır.

Bu nedenle dairesel geometriye sahip antenlerin optimizasyonunda, optimize edilecek yüzeyin hem minimum piksel sayısına bölerek daha düşük boyutlu bir moment matrisi oluşturacak hemde antenin tam yüzeyi üzerinde analiz yapılmasını sağlayacak yeni bir pikselleştirme yöntemi ihtiyacı ortaya çıkmıştır. Bu ihtiyacı karşılamak için bu tez çalışmasında dairesel geometrilere sahip antenlerin optimizasyonu için asimetrik pikselleme yöntemi kullanılmıştır. Optimizasyonu yapılacak dairesel antenin yüzeyinin asimetrik pikseller halinde modellenmesi sayesinde, optimize edilecek yüzey alanında herhangi bir kısıtlama olmadan tam yüzey analizi yapılarak, tasarımda amaçlanan ışınım karakteristiğine sahip anten tasarımı yapılmasına olanak tanınmaktadır.

Antenlerin ışınım karakteristiklerini iyileştirmek için kullanılan bir diğer yöntem ise, metamalzeme yapısının anten yapısına entegre edilmesidir. Doğal malzemelerde bulunmayan fiziksel özellikleri elde etmek için tasarlanmış yapay bir malzeme olan metamalzeme, Yunanca sözcükten türetilen bir kelimedir ve, “meta” ve “materyal” kelimelerinin birleştirilmesiyle oluşmuştur. Burada “meta” normalin ötesinde, değiştirilmiş veya ilerleyen bir şey anlamına gelmektedir. Bu terim, Rodger M. Walser tarafından türetilmiş ve metamalzemeleri doğada bulunmayan, iki veya daha fazla tepkinin optimize edilmiş bir kombinasyonunu üretmek için tasarlanmış sentetik, üç boyutlu, periyodik bir hücreli mimariye sahip makroskopik kompozitler olarak tanımlamıştır [30].

Doğada bulunmayan, yapay malzeme kavramına yönelik ilk çalışma 19. yüzyılın sonlarında yapılmıştır. 1898'de Jagadis Chunder Bose, bugünün terminolojisine göre esasen yapay kiral elemanlar olan bükülmüş yapı geometrileri üzerinde ilk mikrodalga deneyini gerçekleştirmiştir [31].

1914 yılına gelindiğinde Karl F. Lindman, birçok rastgele yönlendirilmiş küçük tel sarmalları bir ana ortama yerleştirilerek yapay kiral ortam üzerinde çalışmıştır [32].

1948'de W. E. Kock, küreleri, diskleri ve şeritleri periyodik olarak düzenleyerek ve yapay ortamın etkin kırılma indisini etkili bir şekilde düzenleyerek, hafif mikrodalga lensler tasarlamıştır. [33].

Kock'un çalışmasından yaklaşık 20 yıl sonra, aynı anda elektrik ve manyetik geçirgenliğin negatif olduğu malzemede düzlem dalgaların yayılması, ilk olarak bir Rus fizikçi Veselago tarafından 1960'ların sonlarında teorik olarak araştırılmıştır [34]. Veselago çalışmasında, böyle bir ortamda yayılan düzlem dalgası için Poynting vektörünün, geleneksel ortamdaki dalğanın davranışının aksine ters yönde olduğunu göstermiştir.

Veselago'nun teorik çalışması uzun bir sonra İngiliz fizikçi Sir John B. Pendry tarafından keşfedilmiştir. Pendry, periyodik metalik ince tellerle oluşturulan bir ortamın, yapının kafes sabiti ve telin çapı çalışılan dalga boyuna kıyasla küçük olduğunda, karşılık gelen bir plazma frekansı ile homojen bir malzeme davranışına sahip olduğunu göstermiştir [35]. Ayrıca Pendry ve arkadaşları, ayırık halka rezonatörlerinin belirli bir frekans bölgesi üzerinde etkin bir negatif geçirgenlikle sonuçlanabileceğini göstermiştir [36]. Daha sonra ise Amerikalı fizikçi D.R. Smith ve arkadaşları deneysel olarak solak malzemelerin (LHM) davranışını incelemişlerdir [37,38].

Bilim insanlarının 2000'li yılların başından itibaren metamalzemelere olan ilgisi artarak devam etmektedir ve bu konuda çok sayıda değerli bilimsel eser ortaya çıkmıştır [39-44]. Çok geniş kullanım alanına sahip olan metamalzemelerin, elektromanyetikte mikrodalga frekanslarından (MHz-GHz) optiğe (THz) kadar olan frekans bölgelerinde çalışan, antenlerin [45-64], filtrelerin [65-72], lenslerin [73-80], ve emici yapıların [81-90] performansını arttırmak amacıyla kullanıldığı birçok çalışma literatürde yerini almıştır. Yapılan bu çalışmalardaki tasarımlardan farklı olarak bu tezde, metamazleme birim hücrelerinin dielektrik malzeme üzerinde tasarlanan halka rezonatör yapılarının yönleri belirli bir açıyla döndürülerek, tasarımın yapıldığı frekans bandındaki en uygun ışıma karakteristiğine sahip yapı aranmıştır.

Bu yüksek lisans tezinde, 5.8 GHz ISM bandında kullanılmak üzere, metalmalzeme entegre edilmiş, yüksek yönlülük ve düşük geri dönüş kaybı özelliklerine sahip, dairesel ve karesel geometrik yapıda iki tane anten tasarımı yapılmıştır. Bu özelliklere sahip anteni elde etmek için, tam dalga elektromanyetik modelleme kodları ile evrimsel optimizasyon algoritmasının birleştirilmesiyle tasarımcının hedeflediği ışınım karakteristiklerine sahip antenin elde edilmesini sağlayan Momentler Metodu (MoM) ile entegre Genetik Algoritmaya (GA) dayalı, GA/MoM optimizasyon yaklaşımı yöntemi kullanılmıştır [2]. Bu aşamada kare antenin optimizasyonunda, optimize edilecek ışınım yapan yüzey simetrik hücrelere ayrılarak modellenirken, dairesel antenin optimize edilecek ışınım yapan yüzeyi tam yüzey analizin yapılması için asimetrik hücrelere ayrılarak modellenmiştir. Yine bu aşamada, elektrik alan integral denkleminin momentler metodu ile çözümlenmesinde Rao-Wilton-Glisson (RWG) alt bölge açılım fonksiyonları [98] kullanılmıştır. Sonraki adımda, GA/MoM yöntemi ile elde edilen antenler ile aynı frekans bandında çalışacak, altı adet metalmalzeme birim hücresi tasarlanmıştır. Tasarımı yapılan metalmalzemelerin, dielektrik alttaşı üzerindeki halkalarının yönleri belirli bir açıyla değiştirilerek, oluşan yeni birim hücre yapılarının sırasıyla analizi yapılmıştır. Analizi yapılan bu metalmalzemelerden, tasarlanan antenler ile uyumlu bir şekilde çalışma özelliğine sahip birim hücre yapısı seçilmiştir. En son adımda, seçilen metalmalzeme birim hücreleri ile dizi yapısı tasarımı yapılmıştır ve bu diziler sırasıyla önerilen antenlere entegre edilmiştir. Seçilen metalmalzemenin negatif kırılma indisine sahip özelliğinden faydalanılarak, önerilen antenlerin yönlülüklerinin artırılması amaçlanmıştır. Ayrıca, ilk defa bu tez çalışmasında GA/MoM optimizasyon yaklaşımı yöntemi ile metalmalzeme yapılarının birbirine entegre edilmesiyle, yeni bir anten tasarım yönteminin literatüre kazandırılması amaçlanmıştır. Önerilen bu yöntem sayesinde, oluşturulan antenlerin simülasyonları tam dalga simülatörü HFSS [91] programı kullanılarak yapılmıştır.

Bu tez çalışması beş bölümden oluşmaktadır. Giriş bölümünde; yönlü antenin tanımı ve özellikleri, anten tasarımında kullanılan optimizasyon algoritmaları ile hesaplamalı elektromanyetik yöntemleri ve metalmalzemenin tanımıyla tarihsel gelişimi açıklanmıştır. Kavramlar bölümünde sırasıyla; elektromanyetiğin temel kavramları, metalmalzemeler, hesaplamalı elektromanyetik kavramları, anten parametreleri ve optimizasyon algoritmaları açıklanmıştır. Materyal ve Yöntem bölümünde; momentler metodu, elektrik alan integral denklemin momentler metodu ile çözümlenmesi, antenin kaynak modelleme aşamaları ve giriş empedansının tanımlanması, genetik algoritma, anten tasarımı için GA/MoM optimizasyon yöntemi, optimizasyon öncesinde kullanılan GiD programı ve

optimizasyondan sonra önerilen antenlerin simülasyonlarının yapıldığı ANSYS HFSS programı anlatılmıştır. Bu bölümün en son kısmında, önerilen antenlerin tasarımda ve metamalzeme birim hücrelerinin tasarımında kullanılan dielektrik malzemelerin özellikleri çizelgeler ile sunulmuştur. Bulgular ve Tartışma bölümünde ilk olarak, GA/MoM optimizasyon yöntemi daha detaylı bir şekilde kare ve dairesel anten için uygulamalı olarak açıklanmıştır. Daha sonra optimizasyon sonucunda elde edilen optimum antenlerin simülasyonları HFSS programında yapılmış ve simülasyon sonuçları yorumlanmıştır. Optimizasyon sürecinden sonra sırasıyla altı farklı metamalzeme birim hücreleri tasarlanmıştır. Tasarlanan bu metamalzeme birim hücrelerinden önerilen antenler ile uyumlu bir şekilde ve antenlerin radyasyon karakteristiklerinin iyileştirecek olan birim hücreler seçilerek, dizi yapısı oluşturulmuştur. Son aşamada, oluşturulan dizi yapıları önerilen antenlere entegre edilerek simülasyonları yapılmıştır. Sonuçlar bölümünde, yapılan tüm analiz sonuçları değerlendirilmiş ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar ile ilgili öneriler tartışılmıştır.

Bu tez, toplam 112 + XIV sayfa, 85 şekil ve 17 çizelge içermektedir.

2. KAVRAMLAR

Tezin bu bölümde ilk olarak, elektromanyetiğin temel kavramları açıklanmıştır. Sonraki başlıkta metamalzeme kavramı tanımlanmış ve temel özelliklerine değinilmiştir. Metamalzeme kavramı tanımlandıktan sonra, metamalzemelerin karakteristik özelliklerine göre sınıflandırılması yapılmış ve her bir metamalzeme türü kısaca açıklanmıştır. Daha sonra, her bir tam dalga hesaplamalı elektromanyetik (CEM) yöntemlerinden kısaca açıklanmış ve bu tam dalga yöntemlerin kapalı ve açık alan problemlerindeki davranışları birbirleriyle karşılaştırılmıştır. CEM kavramları tanımlamalarından sonra, temel anten parametrelerinin tanımlamaları yapılmış ve uzak alan ışınması için üç boyutlu alan yayılım formülleri adım adım anlatılmıştır. En son bölümde ise, anten tasarımıda kullanılan optimizasyon algoritmaları kısaca açıklanmıştır.

2.1 Elektromanyetik Teorinin Temel Kavramları

Bu bölümde, ilk olarak Maxwell Denklemleri ve elektromanyetik sınır koşulları tanımlanmıştır. Bu tanımlamalar yapıldıktan sonra, iletken bir yüzeyden yayılan alanların hesaplamasında kullanılan elektrik ve manyetik vektör potansiyellerinin nasıl türetildiği açıklanmıştır. Daha sonra, vektör potansiyelleri kullanılarak toplam yayılan alanların denklemleri sırasıyla oluşturulmuştur. Yayılan elektrik ve manyetik alanların denklemleri türetildikten sonra, eşdeğerlik ilkesi ve Green fonksiyonları kullanılarak yüzey integral denklemleri oluşturulmuştur. Son kısımda, anten tasarımıda kullanılan metamalzemeler ve bu malzemelerin karakteristik özellikleri anlatılmıştır.

Doğrusal homojen bir ortamda, Maxwell denklemleri, frekans tanım kümesinde $e^{j\omega t}$ zaman bağımlılığı varsayılarak,

$$\nabla \times \bar{E} = -\bar{M} - j\omega\mu\bar{H} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + j\omega\epsilon\bar{E} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho_e \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = \rho_m \quad (2.4)$$

eşitlikleri ile ifade edilir [92]. Bu denklemlerde, \bar{E} vektörel elektrik alan şiddetini (V/m), \bar{H} vektörel manyetik alan şiddetini (A/m), \bar{B} manyetik akı yoğunluğunu ($Coul/m^2$), \bar{D} elektrik akı yoğunluğunu (Wb/m^2), \bar{M} manyetik akım yoğunluğunu (V/m^2), \bar{J} elektrik akım yoğunluğu (A/m^2), ρ_e elektrik yük yoğunluğunu (C/m^3) ve ρ_m manyetik yük yoğunluğunu (Wb/m^2) temsil eder. Manyetik akım yoğunluğu \bar{M} ve manyetik yük yoğunluğu ρ_m sanal birer kaynaklardır ve sadece matematiksel parametre olarak problem çözümünde kullanılırlar. Manyetik akımın esas kaynağı, manyetik monopol yükler var olmadığı için bir manyetik dipol veya bir elektrik akım döngüsüdür. Bundan dolayı, elektrik akımı elektrik yükünün hareketinden oluştuğu için, elektrik yük yoğunluğu ρ_e elektromanyetik alanın tek kaynağı olarak kabul edilir [92]. Bir ortamdaki, elektrik ve manyetik alanlar ile elektrik ve manyetik akı yoğunlukları arasındaki bağlantılar;

$$\bar{D} = \varepsilon \bar{E} \quad (2.5)$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (2.6)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Bu eşitliklerde, ε (F/m) ortamın elektrik geçirgenliği ve μ (H/m) ortamın manyetik geçirgenliğidir.

2.1.1 Elektromanyetik sınır koşulları

Birbirinden farklı dielektrik parametrelere sahip olan iki ortamın arayüzündeki genelleştirilmiş elektromanyetik sınır koşulları 2.7-2.10 denklemlerindeki gibidir.

$$\hat{n}_1 \times (\bar{E}_1 - \bar{E}_2) = -\bar{M}_s \quad (2.7)$$

$$\hat{n}_1 \times (\bar{H}_1 - \bar{H}_2) = \bar{J}_s \quad (2.8)$$

$$\hat{n}_1 \cdot (\bar{D}_1 - \bar{D}_2) = \rho_e \quad (2.9)$$

$$\hat{n}_1 \cdot (\bar{B}_1 - \bar{B}_2) = \rho_m \quad (2.10)$$

Bu denklemlerdeki \bar{M}_s ve \bar{J}_s sırasıyla, manyetik ve elektrik yüzey akım yoğunluklarını ve ρ_s^m ve ρ_s^e sırasıyla manyetik ve elektrik yüzey yük yoğunluklarını temsil eder. \hat{n} iki ortam arasındaki, yönü ortam-1'den ortam-2'ye doğru olan normal birim vektörüdür (Şekil 2.1). Şekil 2.1'deki ortam-1 mükemmel elektrik iletken (PEC) ile dolu olduğu düşünülürse,

içindeki tüm alanlar sıfıra eşit olur ($\bar{E}_1 = \bar{H}_1 = 0$). Aynı zamanda, birbirine sınırı olan iki ortamdan biri tamamen mükemmel elektrik iletken olduğu için $\bar{M}_s = 0$ olur. Sonuç olarak elektrik duvar sınır koşulları aşağıdaki 2.11-2.14 denklemlerine dönüşür.

$$\hat{n}_1 \times \bar{E}_1 = 0 \quad (2.11)$$

$$\hat{n}_1 \times \bar{H}_1 = \bar{J}_s \quad (2.12)$$

$$\hat{n}_1 \cdot \bar{D}_1 = \rho_e \quad (2.13)$$

$$\hat{n}_1 \cdot \bar{B}_1 = 0 \quad (2.14)$$

Şekil 2.1'deki ortam-1 mükemmel manyetik iletken (PMC) ile dolu olduğu varsayılırsa, manyetik duvar sınır koşulları;

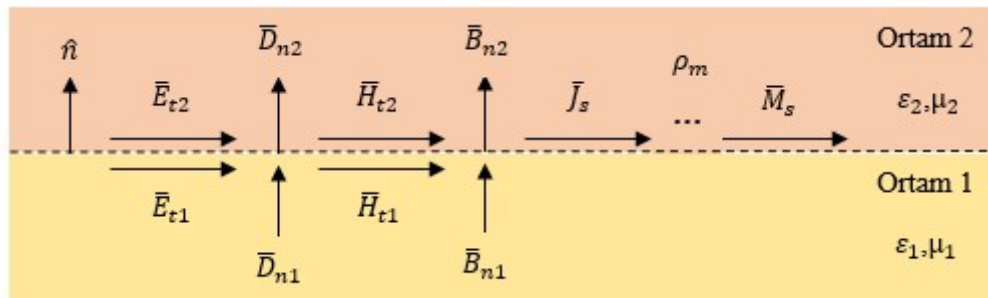
$$\hat{n}_1 \times \bar{E}_1 = \bar{M}_s \quad (2.15)$$

$$\hat{n}_1 \times \bar{H}_1 = 0 \quad (2.16)$$

$$\hat{n}_1 \cdot \bar{D}_1 = 0 \quad (2.17)$$

$$\hat{n}_1 \cdot \bar{B}_1 = \rho_m \quad (2.18)$$

eşitlikleri ile ifade edilir.



Şekil 2.1 : İki ortam arasındaki arayüzde alanlar, akımlar ve yükler.

2.1.2 Vektör potansiyelleri

İletken bir yüzeyden saçılan \bar{E} ve \bar{H} alanları, elektrik yüzey akım yoğunluğu \bar{J}_s ve manyetik yüzey akım yoğunluğu \bar{M}_s kullanılarak integral denklemleri ile direk olarak hesaplanabilir.

Ancak bu integralleri hesaplamak oldukça zordur. Bu zorluğu aşmak için, bir yüzeyden saçılan alanları, yüzey akım yoğunlukları \bar{J}_s ve \bar{M}_s 'yi kullanarak doğrudan hesaplamak yerine önce vektör potansiyellerini hesaplamak daha sonra saçılan alanları hesaplamak çok daha kolaydır.

Bir yüzeyden saçılan alanların hesaplanmasında genellikle vektör potansiyelleri tercih edilmektedir. En sık kullanılan vektör potansiyel fonksiyonları, manyetik vektör potansiyeli \bar{A} ve elektrik vektör potansiyeli \bar{F} 'dir. Vektör potansiyelleri, elektrik ve manyetik alan şiddetleri gibi fiziksel olarak ölçülemeyen ve sadece problemin çözümünde kullanılan matematiksel birer araçlardır. Bu potansiyeller yanında ek olarak bazı fonksiyonları (Green Fonksiyonları) işleme dahil etmesine rağmen, saçılma problemlerinin çözümünü büyük oranda kolaylaştırır. Eğer vektör potansiyelleri bilinirse, \bar{E} ve \bar{H} alanları her zaman hesaplanabilir [6]. Bir sonraki bölümde sırasıyla elektrik ve manyetik vektör potansiyel fonksiyonlarının nasıl elde edildiği açıklanacaktır.

2.1.2.1 Manyetik vektör potansiyeli

Manyetik vektör potansiyeli \bar{A} , harmonik bir \bar{J}_s akım kaynağının oluşturduğu elektromanyetik alanın hesaplanmasında çok faydalıdır. \bar{H} manyetik alanı her zaman sarmal ($\nabla \cdot \bar{B} = 0$) olduğunu için, \bar{A} vektörünün rotasyoneli olarak 2.19 denklemindeki gibi ifade edilebilir. Burada \bar{H}_A , manyetik vektör potansiyeli \bar{A} tarafından oluşan alanı ifade eder.

$$\bar{H}_A = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A} \quad (2.19)$$

Denklem 2.19, 2.1 eşitliğinde yerine konulursa;

$$\nabla \times \bar{E}_A = -j\omega \nabla \times \bar{A} \quad (2.20)$$

denklemini elde edilir. Daha sonra 2.21'deki özdeşliği kullanarak;

$$\nabla \times (-\nabla \Phi_e) = 0 \quad (2.21)$$

denklem 2.22'yi elde ederiz. Bu eşitlikte \bar{E}_A , manyetik vektör potansiyeli \bar{A} tarafından üretilen elektrik alanı temsil eder.

$$\bar{E}_A = j\omega \bar{A} - \nabla \Phi_e \quad (2.22)$$

Denklem 2.23'de vektör özdeşliği tanımlanmıştır.

$$\nabla \times \nabla \times \bar{A} = \nabla \nabla \cdot \bar{A} - \nabla^2 \bar{A} \quad (2.23)$$

2.19 eşitliğinin her iki tarafının rotasyoneli alınıp, 2.23 özdeşliğinde yerine yazılırsa;

$$\mu \nabla \times \bar{H}_A = \nabla \nabla \cdot \bar{A} - \nabla^2 \bar{A} \quad (2.24)$$

eşitliği elde edilir. Denklem 2.22 ve 2.24 birlikte, 2.2 denkleminde yerine yazılırsa;

$$\nabla^2 \bar{A} + k^2 \bar{A} = -\mu \bar{J}_s + \nabla(\nabla \cdot \bar{A} + j\omega \varepsilon \mu \Phi_e) \quad (2.25)$$

eşitliği elde edilir. Denklem 2.25’de $k = \omega \sqrt{\varepsilon \mu}$ ‘dir. Daha önce tanımladığımız \bar{A} ’nın döneli ıraksamasından bağımsızdır. Denklem 2.25 sadeleştirmek için,

$$\Phi_e = \frac{1}{j\omega \varepsilon \mu} \nabla \cdot \bar{A} \quad (2.26)$$

alınısın. Denklem 2.26’da verilen bu ifade Lorentz şartıdır. Denklem 2.26, 2.25 denkleminde yerine yazılırsa,

$$\nabla^2 \bar{A} + k^2 \bar{A} = -\mu \bar{J} \quad (2.27)$$

\bar{A} vektör potansiyeli için homojen olmayan Helmholtz Denklemi elde edilir.

$$G(\hat{r}, \hat{r}') = \frac{e^{-jk|\hat{r}-\hat{r}'|}}{4\pi|\hat{r}-\hat{r}'|} \quad (2.28)$$

Denklem 2.28’de verilen Green Fonksiyonu kullanılarak $\bar{A}(\hat{r})$ manyetik vektör potansiyeli;

$$\bar{A}(\hat{r}) = \mu \iiint G(\hat{r}, \hat{r}') \bar{J}(\hat{r}') d\hat{r}' \quad (2.29)$$

olarak elde edilir. Denklem 2.29 kullanılarak, $\bar{A}(\hat{r})$ ’ye bağlı elektrik alan $\bar{E}_A(\hat{r})$ aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{E}_A(\hat{r}) = -j\omega \left[1 + \frac{1}{k^2} \nabla \nabla \cdot \right] \bar{A}(\hat{r}) \quad (2.30)$$

2.1.2.2 Elektrik vektör potansiyeli

Manyetik akım \bar{M} fiziksel olarak gerçekleşemez. Sadece yüzeysel ve hacimsel eşdeğerlilik teoremleri uygulandığı zaman manyetik akımlar oluşur. Bu bölümde Maxwell Denklemlerinin simetrisi kullanılarak, elektrik vektör potansiyeli tarafından üretilen alanları

bulmak için, bir önceki bölümde açıklanan aynı işlem prosedürü uygulanmıştır.

Homojen olmayan bir ortamda ($\bar{J}_s = 0$ ve $\bar{M}_s \neq 0$) manyetik akım tarafından üretilen alanlar $\nabla \cdot \bar{D} = 0$ denklemini sağlamak zorundadır. Buna göre, elektrik vektör potansiyeli tarafından üretilen \bar{E}_F alanı;

$$\bar{E}_F = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \bar{F} \quad (2.31)$$

olarak ifade edilir. Konuma bağlı manyetik skaler potansiyeli ise;

$$\Phi_m = -\frac{1}{j\omega\epsilon\mu} \nabla \cdot \bar{F} \quad (2.32)$$

eşitliği ile ifade edilir. Sonuç olarak, \bar{F} vektör potansiyeli için homojen olmayan Helmholtz Denklemi;

$$\nabla^2 \bar{F} + k^2 \bar{F} = -\epsilon \bar{M} \quad (2.33)$$

olarak elde edilir. Denklem 2.28'de verilen Green Fonksiyonu kullanılarak $\bar{F}(\hat{r})$ elektrik vektör potansiyeli;

$$\bar{F}(\hat{r}) = \epsilon \iiint G(\hat{r}, \hat{r}') \bar{M}(\hat{r}') d\hat{r}' \quad (2.34)$$

eşitliği ile ifade edilir. $\bar{F}(\hat{r})$ 'ye bağlı manyetik alanı $\bar{H}_F(\hat{r})$ aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{H}_F(\hat{r}) = -j\omega \left[1 + \frac{1}{k^2} \nabla \nabla \cdot \right] \bar{F}(\hat{r}) \quad (2.35)$$

2.1.2.3 Toplam elektrik ve manyetik alanlar

İletken bir yüzeyden saçılan toplam alanlar, \bar{A} ve \bar{F} vektör potansiyelleri sayesinde oluşan elektrik ve manyetik alanların toplanması ile elde edilir.

$$\bar{E}(\hat{r}) = \bar{E}_A(\hat{r}) + \bar{E}_F(\hat{r}) \quad (2.36)$$

$$\bar{H}(\hat{r}) = \bar{H}_A(\hat{r}) + \bar{H}_F(\hat{r}) \quad (2.37)$$

Elektrik ve manyetik vektör potansiyelleri sebebiyle oluşan alanlar, 2.36 ve 2.37 denklemlerinde yerine yazılırsa, toplam elektrik alan $\bar{E}(\hat{r})$ ve toplam manyetik alan $\bar{H}(\hat{r})$ sırasıyla;

$$\bar{E}(\hat{r}) = -j\omega \left[\bar{A}(\hat{r}) + \frac{1}{k^2} \nabla \nabla \cdot \bar{A}(\hat{r}) \right] - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \bar{F}(\hat{r}) \quad (2.38)$$

$$\bar{H}(\hat{r}) = -j\omega \left[\bar{F}(\hat{r}) + \frac{1}{k^2} \nabla \nabla \cdot \bar{F}(\hat{r}) \right] + \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A}(\hat{r}) \quad (2.39)$$

olarak ifade edilirler. Denklem 2.40 ve 2.41'de tanımlanan L ve K operatörleri kullanılarak,

$$L(\bar{X})(\hat{r}) = \left[1 + \frac{1}{k^2} \nabla \nabla \cdot \right] \iiint G(\hat{r}, \hat{r}') \bar{X}(\hat{r}') d\hat{r}' \quad (2.40)$$

$$K(\bar{X})(\hat{r}) = \nabla \times \iiint G(\hat{r}, \hat{r}') \bar{X}(\hat{r}') d\hat{r}' \quad (2.41)$$

toplam elektrik ve manyetik alanlar 2.42 ve 2.43 denklemlerindeki gibi daha sade bir biçimde ifade edilebilirler [93].

$$\bar{E}(\hat{r}) = -j\omega\mu[L(\bar{J})(\hat{r})] - K(\bar{M})(\hat{r}) \quad (2.42)$$

$$\bar{H}(\hat{r}) = -j\omega\epsilon[L(\bar{M})(\hat{r})] + K(\bar{J})(\hat{r}) \quad (2.43)$$

2.1.3 Elektrik ve manyetik alanların yayılma denklemleri

Bir antenden saçılan alanların hesaplanabilmesi için, antenin ışık yayan yüzeyindeki akım yoğunluklarının bilinmesi gereklidir. Antenin yüzey akım yoğunlukları, ışık yapan yüzeye teğet elektrik alan sınır koşulları kullanılarak oluşturulan, elektrik alan integral denklemi (EFIE) ya da teğet manyetik alan sınır koşulları kullanılarak oluşturulan manyetik alan integral denkleminin (MFIE) çözülmesi ile elde edilir [93]. Bu bölümde EFIE ve MFIE'nin nasıl elde edildiği adım adım açıklanacaktır. Ayrıca bu iki denklem birleştirilerek elde edilen birleştirilmiş alan integral denklemine kısaca (CFIE) değinilecektir.

2.1.3.1 Yüzey integral denklemleri

İntegral denklemlerini oluşturmak için en sık tercih edilen yöntemlerden birisi Eşdeğer Alanlar Teoremi'dir [92]. Bu teoremi kullanarak, belirli bir bölge üzerindeki yüzey akım yoğunlukları belirlenerek saçılan alanlar hesaplanabilir. Şekil 2.2(a)'da bir $[\mu_1, \epsilon_1]$ dielektrik parametrelerine sahip R_1 bölgesi içinde, $[\mu_2, \epsilon_2]$ dielektrik parametrelerine sahip R_2 bölgesi tanımlanmıştır. Aşağıdaki tanımlanan eşitliklerde R_1 bölgesindeki toplam elektrik ve manyetik alanlar verilmiştir.

$$\bar{E}_1 = \bar{E}_1^s + \bar{E}_1^i \quad (2.44)$$

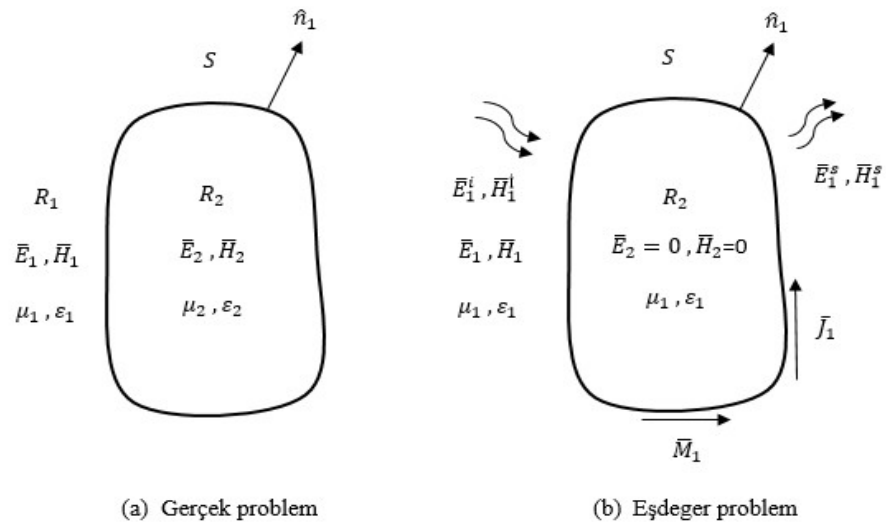
$$\bar{H}_1 = \bar{H}_1^s + \bar{H}_1^i \quad (2.45)$$

Yukarıda tanımlanan 2.44 ve 2.45 denklemlerdeki \bar{E}_1^i ve \bar{H}_1^i , S yüzeyine gelen alanları temsil ederken, \bar{E}_1^s ve \bar{H}_1^s ise S yüzeyinden saçılan alanları temsil etmektedir. Eşdeğer alanlar teoremine göre; R_1 bölgesinin dielektrik parametreleri, S yüzeyinin iç bölgesini oluşturan R_2 bölgesine atanırsa ve yüzeyde \bar{J}_1 ve \bar{M}_1 yüzey akım yoğunlukları tanımlanırsa S yüzeyindeki sınır koşulları;

$$-\hat{n}_1 \times (\bar{E}_1 - \bar{E}_2) = \bar{M}_1 \quad (2.46)$$

$$\hat{n}_1 \times (\bar{H}_1 - \bar{H}_2) = \bar{J}_1 \quad (2.47)$$

haline dönüşür. Denklem 2.46 ve 2.47'deki \hat{n}_1 , S yüzeyindeki R_2 bölgesinden R_1 bölgesine doğru olan birim vektördür.



Şekil 2.2 : İletken bir yüzey için: (a)Gerçek problem. (b)Eşdeğer problem.

Şekil 2.2(a)'da S yüzeyi içinde kalan bölgenin alanları, problemin çözümünde ilgilenilen bölge olmadığı için herhangi bir değere sahip olabilir. Bundan dolayı, Love Eşdeğerlilik Prensiplerine göre [6], S yüzeyi içindeki \bar{E}_2 ve \bar{H}_2 alanları sıfıra eşitlenir (Şekil 2.2b). S bölgesi içinde kalan alanlar sıfıra eşitlendikten sonra sınır koşulları;

$$-\hat{n}_1 x (\bar{E}_1^s + \bar{E}_1^i) = \bar{M}_1 \quad (2.48)$$

$$\hat{n}_1 x (\bar{H}_1^s + \bar{H}_1^i) = \bar{J}_1 \quad (2.49)$$

olarak ifade edilebilir. Böylece, Şekil 2.2(b)'de görüldüğü gibi S bölgesi dışında kalan bölgede, alanların değişmeden kaldığı bir eşdeğer problem elde ederiz. Denklem 2.42 ve 2.43'deki saçılan alan eşitlikleri, sırasıyla 2.48 ve 2.49 denklemlerindeki \bar{E}_1^s ve \bar{H}_1^s 'in yerine yazılırsa;

$$-\hat{n}_1 x \bar{E}_1^i = \bar{M}_1(\hat{r}) + \hat{n}_1(\hat{r}) x [-j\omega\mu[L(\bar{J}_1)(\hat{r})] - K(\bar{M}_1)(\hat{r})] \quad (2.50)$$

$$\hat{n}_1 x \bar{H}_1^i = \bar{J}_1(\hat{r}) - \hat{n}_1(\hat{r}) x [-j\omega\varepsilon[L(\bar{M}_1)(\hat{r})] + K(\bar{J}_1)(\hat{r})] \quad (2.51)$$

eşitlikleri elde edilir. Uzak alan bölgesinde, gözlem noktası ile kaynak arasındaki mesafe azaldıkça L operatörünün davranışı iyi iken, K operatöründe Green Fonksiyonundan kaynaklanan teklik sorunu ortaya çıkar. Bu sorunu çözmek için, 2.52 denklemindeki limitin hesaplanması gerekmektedir.

$$\lim_{\hat{r} \rightarrow \hat{r}'} (\hat{n}_1(\hat{r}) x K(\bar{X})(\hat{r})) \quad (2.52)$$

Denklem 2.53 ve 2.54 'de iki ayrı özdeşlik tanımlanmıştır.

$$\nabla G(\hat{r}, \hat{r}') = -\nabla' G(\hat{r}, \hat{r}') \text{ ve } \nabla x \bar{X}(\hat{r}) = 0 \quad (2.53)$$

$$\nabla x \iiint \nabla G(\hat{r}, \hat{r}') \bar{X}(\hat{r}') d\hat{r}' = - \iiint \nabla' G(\hat{r}, \hat{r}') x \bar{X}(\hat{r}') d\hat{r}' \quad (2.54)$$

Denklem 2.54'de tanımlan özdeşlikler, denklem 2.53'de tanımlanan özdeşliklerle birlikte kullanılırsa, 2.52 denklemindeki limitin sonucu aşağıdaki gibi olur:

$$\lim_{\hat{r} \rightarrow \hat{r}'} (\hat{n}_1(\hat{r}) x K(\bar{X})(\hat{r})) = \frac{\bar{X}(\hat{r})}{2} \quad (2.55)$$

Denklem 2.56'da tanımlanan özdeşlikten faydalanılarak,

$$\hat{n} x \hat{n} x \hat{A} = -\bar{A}_t \quad (2.56)$$

sırasıyla denklem 2.57'de EFIE ve eşitlik 2.58'de MFIE elde edilir.

$$[\bar{E}_1^i]_t = \frac{1}{2} \hat{n}_1 \times \bar{M}_1(\hat{r}) + [j\omega\mu[L(\bar{J}_1)(\hat{r})] + K(\bar{M}_1)(\hat{r})]_t \quad (2.57)$$

$$[\bar{H}_1^i]_t = -\frac{1}{2} \hat{n}_1 \times \bar{J}_1(\hat{r}) + [j\omega\varepsilon[L(\bar{M}_1)(\hat{r})] - K(\bar{J}_1)(\hat{r})]_t \quad (2.58)$$

Oluşabilecek rezonans probleminin üstesinden gelmek için, EFIE ile birlikte modifiye edilmiş MFIE'nin lineer (doğrusal) bir kombinasyonu oluşturulabilir [94]. Modifiye edilmiş MFIE, 2.58 denkleminin her iki tarafının \hat{n}_1 ile rotasyonunun alınmasıyla elde edilir. Denklem 2.59'da oluşan bu denklem (MFIE)_n olarak adlandırılır.

$$\hat{n}_1 \times [\bar{H}_1^i]_t = \frac{1}{2} \bar{J}_1(\hat{r}) + \hat{n}_1 \times [j\omega\varepsilon[L(\bar{M}_1)(\hat{r})] - K(\bar{J}_1)(\hat{r})]_t \quad (2.59)$$

Denklem 2.57'deki EFIE'yi ve 2.59 denkleminde oluşturulan (MFIE)_n kullanılarak, aşağıda verilen birleştirilmiş alan integral denklemini (CFIE) elde ederiz.

$$CFIE = \eta_1(1 - \gamma)(MFIE)_n + \gamma(EFIE) \quad (2.60)$$

Denklem 2.60'daki $\eta_1 = \sqrt{\mu_1/\varepsilon_1}$ olarak ve $0 \leq \gamma \leq 1$ olarak tanımlanır. Genellikle işlemde $\gamma = 0.5$ olarak seçilir [93]. Denklem 2.60'da tanımlanan CFIE, sadece kapalı yüzeylere uygulanan bir integral denklemdir. EFIE ise, sadece açık yüzeyler için uygulanan integral denklemdir.

Mükemmel elektrik iletken (PEC) yüzeyinden saçılan alanların hesaplanması için, elektrik duvar sınır koşulları kullanılır. Denklem 2.11-2.14'deki elektrik duvar sınır koşullarına göre, yüzeydeki manyetik akım yoğunluğu sıfır ($\bar{M}_1 = 0$) olacağı için, yüzey üzerindeki teğet elektrik alan sıfıra eşit olacaktır. Sonuç olarak;

$$[\bar{E}_1]_t = 0 \quad (2.61)$$

ifadesi elde edilir. Elektrik ve manyetik alan integral denklemleri, elektrik duvar sınır koşulları için,

$$[\bar{E}_1^i]_t = [j\omega\mu[L(\bar{J}_1)(\hat{r})]]_t \quad (2.62)$$

$$[\bar{H}_1^i]_t = -\frac{1}{2} \hat{n}_1 \times \bar{J}_1(\hat{r}) - [K(\bar{J}_1)(\hat{r})]_t \quad (2.63)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Yüzeyde indüklenen \bar{J}_1 akım yoğunluğunun hesaplanabilmesi için

2.62 ya da 2.63 denklemlerinden bir tanesi kullanılabilir. Bu tezde, \bar{J}_1 yüzey akım yoğunluğunu hesaplamak için 2.62 denklemi (EFIE) kullanılmıştır.

2.2 Metamalzemeler

Metamalzeme, doğal malzemelerin sahip olmadığı fiziksel özellikleri elde etmek için tasarlanmış, dielektrik alttaşın alt veya üst yüzeyindeki metal yapıların belirli bir kurala göre düzenlenmesinden oluşan yapay bir malzemedir. Negatif elektrik ve manyetik geçirgenliğe sahip bu malzemeler ilk olarak teorik olarak Rus bilim insanı Veselago tarafından 1968'de incelenmiştir ve sol el (solak) (LHM) malzeme olarak adlandırmıştır [34]. LHM olarak tanımlanmasının sebebi ise, negatif ε ve μ değerlerinin, elektrik alan \vec{E} , manyetik alan \vec{H} ve dalga yayılım \vec{k} vektörlerinin ancak sol el üçlüsü oluşturulması ile elde edilmesidir. Metamalzemelerin dalga yayılımında yarattığı etkiler sonucunda, elektromanyetik dalganın yayılma yönü ile enerjisinin yayılma yönü birbiriyle zıt yönde hareket eder [34]. Buna ek olarak, yayılan dalganın faz hızı ile grup hızı da birbirine zıt yönlüdür.

Metamalzemeler kendilerine özgü özellikleri sayesinde, farklı frekans bölgelerinde çalışan antenler, sensörler, ve filtrelerin veya farklı bilim ve teknoloji alanındaki cihazların bazı karakteristiklerinin iyileştirilmesinde kullanılmaktadır.

2.2.1 Metamalzemelerin özellikleri

Bir ortamın elektrik ve manyetik geçirgenlik sabitleri (ε ve μ), elektromanyetik dalganın ortamdaki davranışını belirleyen en önemli parametrelerdir. Doğrusal bir ortamda bu parametreler arasındaki ilişki, aşağıda ifade edilen ortamın kırılma indisi ile açıklanabilir.

$$n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \quad (2.64)$$

Bu eşitlikteki, $\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$ ve $\mu_r = \mu/\mu_0$ olarak tanımlanır. Yine doğrusal bir ortamda, açılal frekans ω ile yayılma sabiti k 'nın arasındaki ilişki aşağıdaki dispersiyon denklemi ile ifade edilmektedir.

$$k^2 = \omega^2 \frac{n^2}{c^2} \quad (2.65)$$

Yukarıdaki 2.64 ve 2.65 denklemlerindeki ε ve μ 'nün işaretinin değişmesinin, denklemler üzerinde hiçbir etkisi olmayacaktır. Bundan dolayı ε ve μ 'nün negatif olduğu bir ortamda

dalga yayılımı teorik olarak mümkündür [34]. Ancak bu tip ortamlarda yayılan elektromanyetik dalganın davranışı, ϵ ve μ 'nün pozitif olduğu ortamlardaki davranışından farklı olacaktır. Aynı anda ϵ ve μ nün negatif olması durumunda, Snell Yasasının tersine çevrilmesi, Cerenkov Etkisinin tersine çevrilmesi ve Doppler Kaymasının tersine çevrilmesi gibi bazı alışılmadık fiziksel olaylar meydana gelecektir [34].

Metamalzeme ortamındaki alanların davranışları, Maxwell Denklemleri kullanarak açıklanabilir. Denklem 2.1 ve 2.2 kaynaksız bir ortamda;

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu\bar{H} \quad (2.66)$$

$$\nabla \times \bar{H} = +j\omega\epsilon\bar{E} \quad (2.67)$$

olarak ifade edilir. Düzlem dalganın her hangi bir ortamda yayılması durumunda elektrik ve manyetik alan denklemleri 2.68 ve 2.69'daki gibi ifade edilir.

$$\bar{E} = E_0 e^{(-jkr + j\omega t)} \quad (2.68)$$

$$\bar{H} = H_0 e^{(-jkr + j\omega t)} \quad (2.69)$$

Bu eşitliklere ek olarak, enerji akışını belirleyen Poynting Vektörü \vec{S} ;

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \bar{E} \times \bar{H} \quad (2.70)$$

şeklinde tanımlanır. Yayılma vektörü \vec{k} kullanılarak, düzlemsel bir dalga \bar{E} ve \bar{H} aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\vec{k} \times \bar{E} = \omega\mu\bar{H} \quad (2.71)$$

$$\vec{k} \times \bar{H} = -\omega\epsilon\bar{E} \quad (2.71)$$

Homojen bir ortamda, ϵ ve μ 'nün değerleri aynı anda pozitif olduğu için 2.71-2.72 denklemleri sağ el kuralını ifade etmektedir. Bu özelliğe sahip malzemeler çift-pozitif (DPS) malzemeler olarak tanımlanır. DPS malzemelerin içinde yayılan alanların Poynting vektörü \bar{S}_p olarak tanımlanırsa, 2.71-2.72 ve 2.70 denklemleri ortak çözümlenerek \bar{S}_p vektörü aşağıdaki 2.73 denklemindeki gibi oluşturulur.

$$\bar{S}_p = \frac{1}{\mu\omega} \bar{k} |\bar{E}|^2 \quad (2.73)$$

Denklem 2.73'den de anlaşılacağı üzere, Poynting Vektörü \bar{S}_p ile yayılım vektörü \bar{k} aynı yöndedir. Eğer, ε ve μ 'nün değerleri aynı anda negatif olursa;

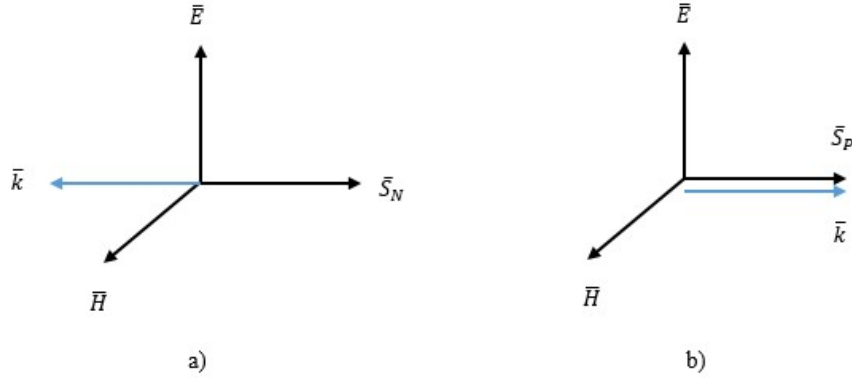
$$\bar{k} \times \bar{E} = -\omega|\mu|\bar{H} \quad (2.74)$$

$$\bar{k} \times \bar{H} = \omega|\varepsilon|\bar{E} \quad (2.75)$$

denklemleri oluşur. Bu özelliğe sahip malzemeler çift-negatif (DNG) malzemeler olarak tanımlanır. DNG malzemelerinde yayılan alanların Poynting Vektörü \bar{S}_N olarak tanımlanırsa, 2.74-2.75 ve 2.70 denklemleri ortak çözümlenerek, bu vektörü aşağıdaki gibi oluşturulur.

$$\bar{S}_N = \frac{-1}{\mu\omega} \bar{k} |\bar{E}|^2 \quad (2.76)$$

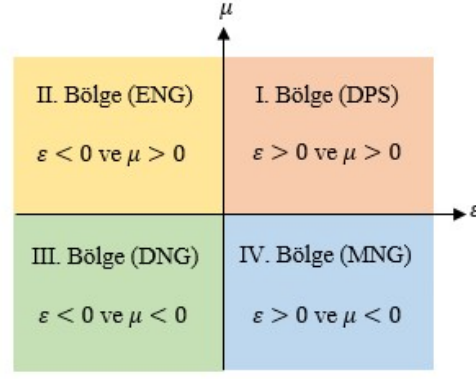
Denklem 2.76'de görüldüğü üzere, DNG ortamında dalga yayılım vektörü \bar{k} ile Poynting Vektörü \bar{S}_N birbiriyle zıt yönlüdür. Grup hızı ile \bar{S}_N aynı yönlü oldukları için, faz hızı ile grup hızı da birbirine zıt yönlüdür. Şekil 2.3'de bu dalgaların yayılma yönleri verilmiştir.



Şekil 2.3 : Elektrik alan vektörü \bar{E} , manyetik alan vektörü \bar{H} , yayılım vektörü \bar{k} , ve Poynting vektörleri \bar{S}_N ve \bar{S}_p 'nin: (a)DNG ortam içindeki yayılım yönleri. (b)DPS ortam içinde yayılım yönleri.

2.2.2 Metamalzemelerin sınıflandırılması

Şekil 2.4'de görüldüğü gibi metamalzemeler, ε ve μ ortamın geçirgenlik parametrelerinin işaretlerine bağlı olarak dört farklı gruba ayrılmaktadır.



Şekil 2.4 : Metamalzemelerin ϵ ve μ 'nün işaretlerine göre sınıflandırılmış grafiği.

Şekil 2.4'deki grafiğin I. bölgesi, ϵ ve μ 'nün aynı anda pozitif olduğu çift pozitif (DPS) veya sağ el kullanılan ortamı (RHM) temsil eder. Bu tip malzemeler doğada bulunan ve elektromanyetik dalgaların yayılabileceği dielektrik veya manyetik malzemelerdir. Kırılma indisinin sıfırdan büyük olduğu ($n > 0$) bu tür ortamlarda, paralel faz hızı ve grup hızı ile dalga yayılımı gerçekleşir.

Şekil 2.4'deki metamalzeme grafiğinin II. bölgesi, ortamın geçirgenlik parametrelerinin $\epsilon < 0$ ve $\mu > 0$ olduğu epsilon negatif (ENG) ortamını temsil eder. Kırılma indisinin sıfırdan küçük olduğu ($n < 0$) bu ortamda tamamen sanal dalgalar oluşur.

Şekil 2.4'deki grafiğin III. bölgesi ise, ortamın geçirgenlik parametrelerinin $\epsilon < 0$ ve $\mu < 0$ olduğu, çift negatif (DNG) ortam veya solak ortam (LHM) olarak adlandırılır. Bu özelliklere sahip malzemeler doğada bulunmazlar. Kırılma indisinin sıfırdan küçük olduğu ($n < 0$), sadece yapay olarak gerçekleştirilebilecek bu tür ortamlarda, yayılan dalganın yönü ile Poynting Vektörünün yönü birbirine zıttır.

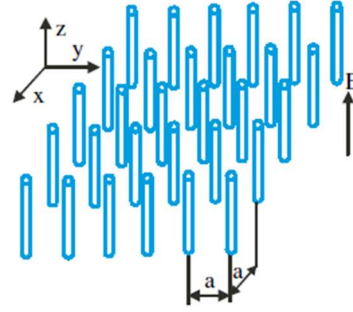
Şekil 2.4'de verilen grafiğin IV. bölgesi ise, ortam geçirgenliklerinin $\epsilon > 0$ ve $\mu < 0$ olduğu ortamlardır. Bu parametreler sahip ortam, μ -negatif (MNG) malzeme ortamı olarak tanımlanır. Ferrit malzemeler bu ortamlar için örnek olarak verilebilir. MNG ortamında kırılma indisi sıfırdan küçük olduğu için ($n < 0$) sadece sanal dalgalar oluşur. Plazma frekansı bu ortamda düşük seviyededir [40].

Bu sınıflandırmaya ek olarak, ϵ ve μ parametrelerinin değerleri sıfıra çok yakın olan ortamlar, sıfır indisli ortamlar olarak tanımlanır. ϵ parametresinin değeri sıfıra çok yakın olan ortamlar elektrik geçirgenliği sıfıra yakın (ENZ) ortam ve μ parametresinin değeri çok

sıfıra yakın olan ortamlar manyetik geçirgenliği sıfıra yakın (MNZ) ortam olarak adlandırılırlar.

2.2.3 Epsilon-negatif (ENG) metamalzemeler

Metal, plazma davranışı gösterdiği zaman ortamın dielektrik sabiti sıfırın altına iner. Metalin bu davranışı sergilemesi için, Şekil 2.5’de gösterildiği gibi, periyodik olarak yerleştirilmiş elektrik alanı bu tellere paralel olan ve gelen bir düzlem dalga için yüksek geçirgenliğe sahip metalik ağ oluşturulur [40]. Bu sayede metallerin plazma frekansının (ω_p) altında, epsilon değeri sıfırın altına iner.



Şekil 2.5 : Plazma davranışı göstermesi amacıyla paralel oluşturulmuş metalik ağlar [40].

Denklem 2.77’de, ENG ortamdaki etkin elektrik geçirgenliğinin gerçel ve sanal kısımları verilmiştir [35].

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon'_{eff} + j\varepsilon''_{eff} = 1 - \frac{\omega_p^2}{(\omega^2 + \gamma^2)} + j \frac{\gamma\omega_p^2}{\omega(\omega^2 + \gamma^2)} \quad (2.77)$$

Bu eşitlikte; ω frekansı, ω_p plazma frekansını ve γ sönümlenme parametresini temsil eder. Plazma frekansı ω_p , aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\omega_p = \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad (2.78)$$

Yukarıda verilen 2.78 denkleminde; a ardışık iki tüpün merkezleri arasındaki mesafe, r bir tüpün yarıçapı, ve c_0 ise boş uzaydaki ışık hızıdır. Denklem 2.77’deki sönümlenme parametresi γ ise;

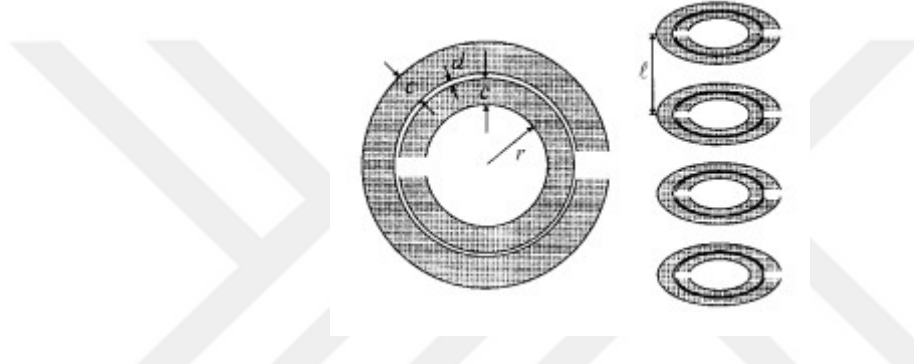
$$\gamma = \frac{\varepsilon_0 a^2 \omega_p^2}{\pi r^2 \sigma} \quad (2.79)$$

eşitliği ile ifade edilir. Bu eşitlikte σ , metalin iletkenliğidir.

2.2.4 Mu-negatif (MNG) metamalzemeler

Manyetik geçirgenlik sabitinin sıfır altında olduğu bir ortam doğada ancak yapay yollarla oluşturulabilir. Çünkü metal malzemeler manyetik alana, elektrik alana verdiği tepkiyi veremezler. Bu etkileşimin sağlanabilmesi için, ilk olarak 1999'da Pendry ve arkadaşları çalışmalarında, manyetik olmayan iletken halkalar kullanarak, manyetik plazma frekansının altında etkin negatif geçirgenlik değerini verecek denklemi oluşturdular [36].

Mu-negatif (MNG) metamalzemeler olarak en sık kullanılan yapı ayırık halkalı rezonatörlerdir (SRR'ler). SRR'nin bir birim hücresi, iki eş merkezli metal halkadan (daire veya kare olabilir) oluşur ve bir boşlukla ayrılır (Şekil 2.6).



Şekil 2.6 : Ayırık halkalı rezonatör (SRR) ve periyodik olarak sıralanmış SRR'lerin yapısı [36].

Şekil 2.6'deki rezonatör, metamalzeme özelliği göstermesi istenilen dalga boyundan çok daha küçük boyutlarda tasarlanmalıdır. Şekil 2.6'da SRR içinde tanımlan mesafelerde r iç halkanın yarıçapını, d iç ve dış halka arasındaki mesafeyi, c tel genişliği ve l iki SRR arasındaki mesafeyi temsil eder. Bu değişkenler için, $r \gg c$, $\ln(c/d)$, $l > r$, ve $r > d$ şartlarını esas alarak etkin manyetik geçirgenliği, gerçel ve sanal tarafları ile aşağıdaki gibi ifade edilir [36].

$$\mu_{eff} = \mu'_{eff} + j\mu''_{eff} = 1 - \frac{\frac{\pi}{a^2}}{1 + \frac{2l\sigma_1}{\omega r \mu_0} j - \frac{3lc_0^2}{\pi \omega^2 \ln(2c/d)r^3}} \quad (2.80)$$

Denklem 2.80'de, σ_1 halka çevresinde ölçülen birim uzunluğun direci, μ_0 boş uzayın manyetik geçirgenliği, ve a iki SRR arasındaki mesafeyi temsil eder. μ_{eff} 'nin iraksadığı rezonans frekansı;

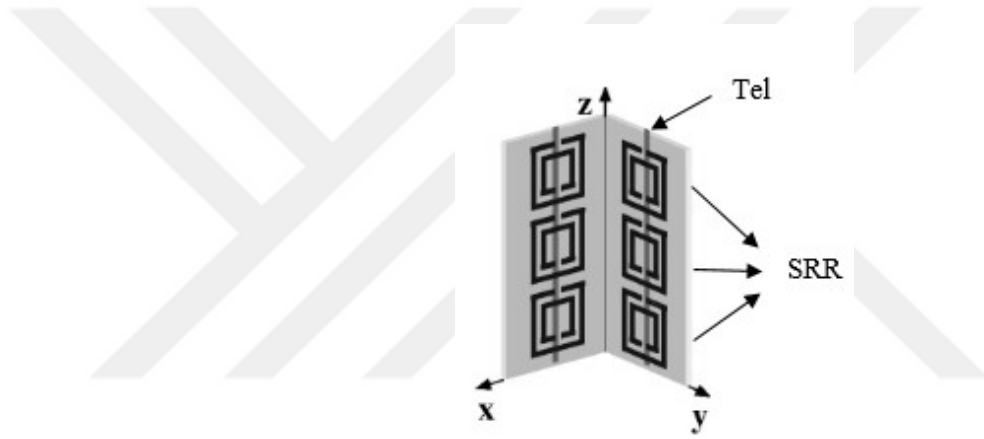
$$\omega_0^2 = \frac{3lc_0^2}{\pi \ln(2c/d)r^3} \quad (2.81)$$

eşitliği ile ifade edilir [36]. Denklem 2.82’de, malzemenin etkin manyetik geçirgenliğin sıfırın altında kaldığı manyetik plazma frekansı tanımlanmıştır.

$$\omega_{mp}^2 = \frac{3lc_0^2}{\left(1 - \frac{\pi r^2}{a^2}\right) \pi \ln(2c/d)r^3} \quad (2.82)$$

2.2.5 Çift-negatif (DNG) metamalzemeler

Negatif kırılıma indisine sahip DNG metamalzemesi, geniş bir frekansa bandında $\varepsilon_{eff} < 0$ olmasını sağlayan ENG metamalzemesi ile dar bir frekans bandında $\mu_{eff} < 0$ olmasını sağlayan SRR tabanlı MNG metamalzemesi birleştirilerek elde edilir [37]. Şekil 2.7’de bu kombinasyon gösterilmektedir.

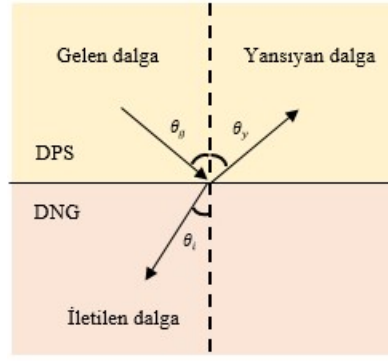


Şekil 2.7 : DNG metamalzeme yapısı [37].

DNG'nin ince telli ortamdan ve SRR ortamından oluşması nedeniyle, güçlü rezonans davranışları (Drude-Lorentz modelleri) frekansı etkiler. Bundan dolayı, oluşturulan DNG metamalzemeleri de frekansa bağımlıdır. Bu bağımlılık, kırılma indisi n 'nin aşağıdaki gibi yeniden biçimlendirilmesine neden olur.

$$n_{eff} = \sqrt{\varepsilon_{eff}\mu_{eff}} = \sqrt{|\varepsilon_{eff}|e^{j\pi}|\mu_{eff}|e^{j\pi}} = -\sqrt{|\varepsilon_{eff}||\mu_{eff}|} \quad (2.83)$$

Çift negatif özelliği nedeniyle, Maxwell Denklemlerinden hesaplanan kırılma indisi de negatif değerler alır.



Şekil 2.8 : DPS ve DNG ortamlarının sınırında gelen, yansıyan ve iletilen dalgaların yönleri.

Şekil 2.8’de, çift-pozitif (DPS) ortamından çift-negatif (DNG) ortamına geçen dalganın, iletim ve yansıma yönleri gösterilmiştir. Şekil 2.8’deki DNG metamatuzemesinin kırılma indisi negatif olduğu için Snell Yasası aşağıdaki gibi olur.

$$-|n_{eff}| \sin \theta_i = |n_{DPS}| \sin \theta_G \quad (2.84)$$

2.3 Hesaplamalı Elektromanyetik Kavramları

Maxwell Denklemlerinin gerçek çözümü karmaşıktır ve gerçekçi problemlerin çözümü için sıklıkla yaklaşık değerlere ihtiyaç duyulur. Maxwell Denklemlerinin çözümünün sayısal olarak yaklaşırması hesaplamalı elektromanyetik (CEM) olarak bilinen yöntemlerle sağlanabilir. CEM’in uygulama alanı çok geniştir ve temel disiplinleri elektromanyetik teori ve nümerik yöntemlerdir.

CEM yöntemleri, tam dalga ve asimtotik yüksek frekanslı yöntemler olmak üzere iki ana başlık altında incelenir. Tam dalga CEM yöntemleri, herhangi bir fiziksel başlangıç yaklaşımı yapılmadan Maxwell Denklemlerini sayısal olarak çözüme yaklaşırma yöntemleri olarak tanımlanır. En çok kullanılan tam dalga teknikleri; Zamanda Sonlu Farklar Yöntemi (FDTD), Sonlu Elemanlar Yöntemi (FEM) ve Momentler Metodudur (MoM). Bu yöntemler kendi aralarında, integral veya diferansiyel denklemlere dayanıp dayanmadıklarına ve zaman veya frekans alanında uygulanıp uygulanmadıklarına göre sınıflandırılırlar. Bu yöntemlerin açık alandaki davranışlarının güçlü ve zayıf yönleri Çizelge 2.1’de, kapalı alandaki güçlü ve zayıf davranışları ise Çizelge 2.2’de gösterilmiştir.

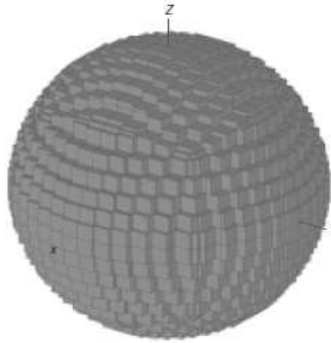
Çizelge 2.1 : Açık alan problemlerinde CEM yöntemlerinin davranışları [95]

Yöntem	Denklem türü	Çalışma alanı	Saçılma	PEC bölgede davranışı	Homojen bölgede davranışı	Homojen olmayan bölgede davranışı
FDTD	Türev	Zaman	Yok	Kötü	İyi	İyi
FEM	Türev	Frekans	Yok	Kötü	İyi	İyi
MoM	İntegral	Frekans	Var	İyi	İyi	Kötü

Çizelge 2.2 : Kapalı alan problemlerinde CEM yöntemlerinin davranışı [95]

Yöntem	Denklem türü	Çalışma alanı	Geniş bant davranışı	PEC bölgede davranışı	Homojen bölgede davranışı	Homojen olmayan bölgede davranışı
FDTD	Türev	Zaman	Orta	İyi	İyi	Kötü
FEM	Türev	Frekans	Orta	İyi	İyi	İyi
MoM	İntegral	Frekans	İyi	İyi	İyi	İyi

Tam dalga yöntemlerinden FDTD yöntemi, Maxwell Denklemlerin uzay-zamanda ayrıklaştırılmasına dayanır [93]. En önemli avantajlarından bir tanesi, doğrusal ve homojen olmayan ortamların modellenmesinde kullanılmasıdır [96]. Bir diğer avantajıda frekans temelli diğer metotlara göre çok fazla bilinmeyenli problemlerin çözümünde de kullanılabilmesidir. Şekil 2.9'da gösterildiği gibi, FDTD uygulamasında kübik ağ kullanılarak modelleme yapılır.

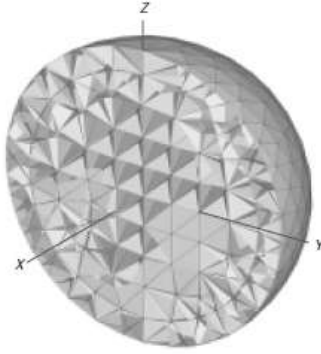


Şekil 2.9 : Bir kürenin kübik yapılar kullanılarak FDTD ile modellenmesi [95].

Bu yaklaşım dikdörtgenel olan geometrileri çok iyi modelleyebilirken, eğri ve düzensiz geometrileri istenilen doğrulukla modelleyebilmek için daha küçük hacimli bir ağ ihtiyacı duyar. Bundan dolayı, tüm çözüm uzayının iyi bir şekilde modellenebilmesi için, düzgün geometrik problemlere nazaran çok fazla sistem belleğine ihtiyaç duyulur. FDTD, Momentler Metodu (MoM) gibi modellenen yapının Green Fonksiyonun'a gerek duymaz. Bu karşın MoM iletken yapının sadece yüzeyini modelleyebildiği için, FDTD mükemmel

veya iyi iletkenlerin yüzey modellemesinde MoM kadar etkili değildir [95]. FDTD genellikle elektromanyetik ve dalga kılavuzu problemlerinde kullanılır. Bunlara ek olarak, karmaşık yapıları malzemelerde dalga yayılımının incelenmesinde de başvurulan bir nümerik yöntemdir [96].

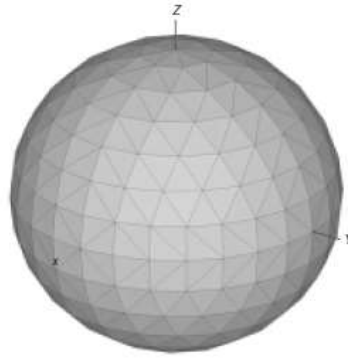
Bir diğer düşük frekanslı tam dalga yöntemi, Sonlu Elemanlar Yöntemidir (FEM). FEM, frekans etki alanı sınır değerli elektromanyetik problemleri varyasyonel tekniklerle çözmek için kullanılan ve çözüm bölgesini çok hassas bir şekilde modelleyebilen bir yöntemdir [97].



Şekil 2.10 : Bir kürenin dört yüzlü ağlar kullanılarak FEM ile modellenmesi [95].

Bu yöntem, FDTD'de olduğu gibi analiz edilecek çözüm bölgesi herhangi bir sayıda sonlu yüzeye veya hacim elemanlarına ayrılarak uygulanır. Şekil 2.10'da görüldüğü gibi, bu yapıların modellenmesinde genellikle üçgen yüzey ağlarına benzer şekilde dört yüzlü ağlar kullanılarak geometrik ayrıntılar en doğru şekilde modellenir. FEM yaklaşımı, MoM'da olduğu gibi bir sınır integral denklem yaklaşımı ile birleştirilmediği sürece saçılma problemleri için genellikle yetersiz kalmaktadır [97]. FEM, genellikle boşluk yapıları ve dalga kılavuzları gibi karmaşık yapıya sahip kapalı bölgelerdeki alan dağılımını hesaplamak için kullanılır.

Bir diğer düşük frekans yöntemi olan Momentler Yöntemi (MoM) ise, frekans alanındaki elektromanyetik yüzey veya hacim integral denklemlerini çözmek için kullanılan bir yöntemdir [93]. MoM, çözüm için yüzey veya hacim akımlarından faydalandığı için FDTD ve FEM'den farklıdır. Bundan dolayı, sadece anten veya yansıtıcı bir yüzeyi veya hacmi modellemede ve yayılım problemlerinin çözümünde yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Şekil 2.11'de görüldüğü üzere, MoM kullanılarak genel geometrilerin doğru bir şekilde modellemek için genellikle üçgen ağlar kullanılır.



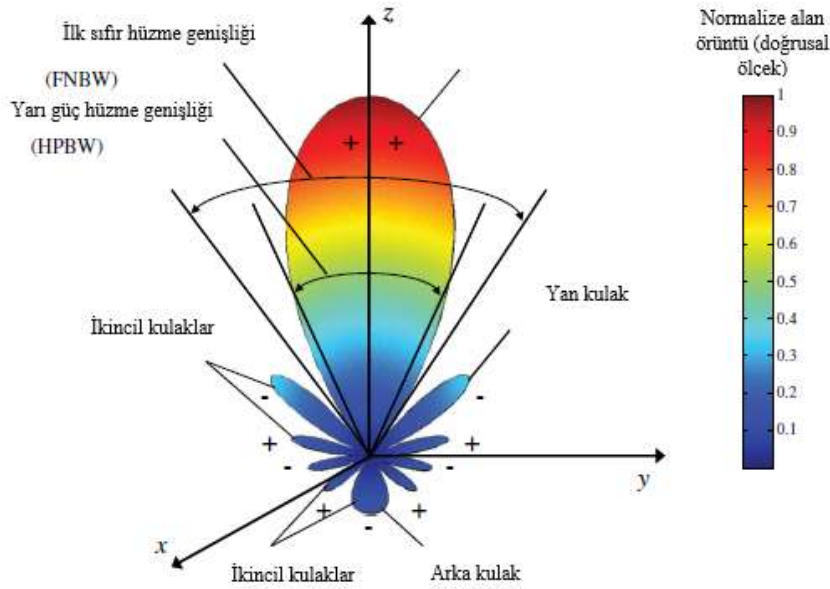
Şekil 2.11 : Bir küre yüzeyinin üçgen ağları kullanılarak Momentler Metodu ile modellenmesi [95].

2.4 Anten Parametreleri

Tasarlanan bir antenin performansının yorumlanabilmesi için, antene ait önemli parametrelerin bilinmesi gerekmektedir. Bu bölümde bir anten için en önemli parametrelerin tanımları açıklanmıştır.

2.4.1 Işıma örüntüsü

Antenin ışınım örüntüsü, uzay koordinatlarının bir fonksiyonu olarak yayılan enerji dağılımının grafiksel bir temsili ya da matematiksel bir ifadesidir [99]. Aşağıdaki şekilde bir antenin üç boyutlu kutupsal bir ışınım örüntüsü verilmiştir.



Şekil 2.12 : Bir antenin üç boyutlu ışınım örüntüsü [99].

Antenler, ışığa örüntüsün yönbağımsız, yönlü ve yönsüz olmasına göre üç farklı alt sınıfa ayrılabilirler [99].

Yönbağımsız antenler; her yönde eşit oranda ışığa yapan antenlerdir. Bu özelliğe sahip olan bir anten gerçekte yoktur. Bu özelliğe sahip anten ideal olmakla birlikte, gerçek antenlerin yön özelliklerini belirleyebilmek için referans anten olarak da kullanılabilirler.

Yönlü antenler; elektromanyetik dalgayı belirli bir yönde diğer yönler göre daha güçlü iletebilen antenlerdir. Antenin ana ışığa yaptığı yönde örüntü maksimum bir zirve noktasına sahiptir. Bu özelliğe sahip antenlerin ışığa örüntüsünde herhangi bir simetri yoktur.

Yönsüz antenler ise; bir düzlemde yönlü olmayan bir örüntü ve bu düzleme dik bir düzlemde ise yönlü bir örüntüye sahip olan antenlerdir.

Bir antenin ışığa örüntüsündeki bölgelere “kulak” adı verilir [99]. Bu kulaklar, antenden yayılan sinyalin sıfıra düştüğü noktalarla birbirlerinden ayrılırlar ve ana kulak, ikincil kulak, yan kulak ve arka kulak olmak üzere dört farklı kategoride incelenirler. Ana kulak; ışıyıcının maksimum ışığa şiddeti doğrultusundaki kulak olarak adlandırılır. İkincil kulak; ana kulak haricindeki diğer kulaklardan herhangi bir kulağa verilen isimdir. Yan kulak; hedeflenen ışığa yönündeki kulaktan başka yönlerdeki ışıyan kulaktır. Bir yan kulak, ana kulakla genellikle yanyana ve ana kulakğın ışığa yaptığı aynı yarıkürede bulunur.

Antenin ışığa örüntüsüyle ilgili bir diğer önemli parametre hüzmeye genişliğidir. Hüzmeye genişliği; ana ışığın her iki yanındaki özdeş noktalar arasındaki açısal mesafeyi temsil etmektedir. Bir antenin ana örüntüsü için en çok kullanılan hüzmeye genişlikleri; Yarı Güç Hüzmeye Genişliği (HPBW) ve İlk Sıfır Hüzmeye Genişliğidir (FNBW). HPBW; maksimum yön düzleminde ışığa şiddetinin yarıya düştüğü (3 dB) iki yön arasındaki açıdır. FNBW ise; ışığa örüntüsünün ilk sıfırları arasındaki açısal mesafe olarak tanımlanır.

2.4.2 Işığın şiddeti

Antenin istenilen bir doğrultudaki ışığa şiddeti, birim katı açı başına antenden yayılan güç olarak tanımlanır [99]. Işığın şiddeti bir uzak alan parametresidir. Denklem 2.85’de ışığa şiddetinin ifadesi verilmiştir.

$$U(\theta, \Phi) = \frac{r^2}{2\eta} |\bar{E}(r, \theta, \Phi)|^2 \quad (2.85)$$

Bu eşitlikteki $\bar{E}(r, \theta, \Phi)$ antenin küresel koordinatlarda verilen uzak alan şiddeti, η ortamın öz empedansını ve r ise mesafeyi temsil eder. Yönbağımsız bir antenin ışınım şiddeti θ ve Φ açılarından bağımsız olarak aşağıdaki gibi de ifade edilebilir [99].

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.86)$$

Denklem 2.86'da verilen, açılardan bağımsız ışınım şiddetinin eşitliği verilmiştir. Bu eşitlikte, P_{rad} antenden ışınan toplam güçtür.

2.4.3 Yönlülük

Bir anten için yönlülük; belirli bir yöndeki ışınım şiddeti ile tüm yönler üzerindeki ortalama ışınım şiddetine oranı olarak tanımlanır [99]. Denklem 2.87'de yönlülük tanımlanmıştır.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.87)$$

Eğer bir antenin E-düzlemindeki ve H-düzlemindeki HPBW değeri biliniyorsa, yönlülük yaklaşık olarak;

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} = \frac{4\pi}{\theta_E \theta_H} \quad (2.88)$$

eşitliğiyle de ifade edilebilir [99]. Bu eşitlikte Ω_A hüzme katı açısı olarak tanımlanır ve E-düzlemindeki HPBW değeri θ_E ile ise H-düzlemindeki HPBW değeri θ_H nin çarpımıyla elde edilir.

2.4.4 Kazanç

Bir antenin kazancı, ışınım şiddetinin (yönbağımsız) giriş gücüne oranı olarak tanımlanır [99]. Denklem 2.89'de kazancın formülü verilmiştir.

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \Phi)}{P_{in}} \quad (2.89)$$

Bir antenin kazancı ve yönlülüğü arasındaki ilişki, toplam ışınan gücü P_{rad} ile toplam giriş gücü P_{in} arasındaki bağlantı kullanılarak da kurulabilir. Buna göre, e_{eff} boyutsuz ışınım verimliliği olmak üzere,

$$e_{eff} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (2.90)$$

olarak ifade edilirse kazanç;

$$G(\theta, \Phi) = e_{eff} \left[4\pi \frac{U(\theta, \Phi)}{P_{rad}} \right] \quad (2.91)$$

olarak da tanımlanabilir [99]. Denklem 2.87 ile 2.91'deki eşitlikler kullanarak, kazanç ile yönlülüğü aşağıdaki gibi ilişkilendirebiliriz:

$$G(\theta, \Phi) = e_{eff} D(\theta, \Phi) \quad (2.92)$$

Bir antenin mutlak kazancı G_{abs} ise, antenin uyumsuzluk kayıplarını hesaba katıldığı kazançtır. Denklem 2.93'de mutlak kazanç tanımlanmıştır [99].

$$G_{abs}(\theta, \Phi) = (1 - |\Gamma|^2) G(\theta, \Phi) \quad (2.93)$$

Denklem 2.93'deki Γ , antenin giriş terminallerindeki gerilim yansıma katsayısıdır ve yansıyan gücün iletilen güce oranı olarak tanımlanır [99]. Z_0 iletim hattının karakteristik empedansı olmak üzere yansıma katsayısı;

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.94)$$

şeklinde ifade edilir.

2.4.5 Etkin alan

Bir anten için birden fazla eşdeğer alan tanımlanabilir. Bu eşdeğer alanlardan bir tanesi olan etkin alan, bir düzlem dalgasının gelen güç yoğunluğu ile çarpıldığında yayılan gücü veren eşdeğer alan olarak tanımlanır [99]. Etkin alan, bir antenin geometrik boyutlarına göre ışınım özelliklerini yorumlamak için kullanılan bir niceliktir. Antenin maksimum etkin alanı, o antenin maksimum yönlülüğü ile birlikte 2.95 denklemindeki gibi tanımlanır.

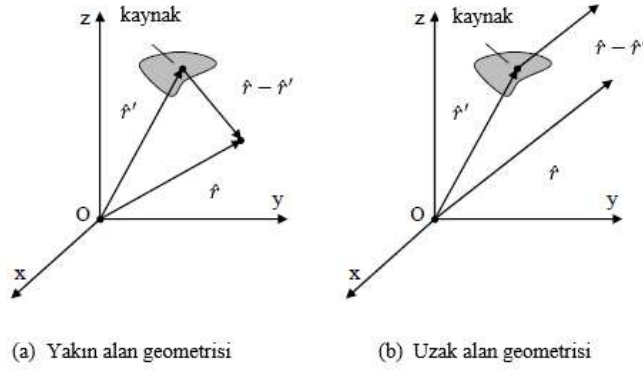
$$A_e = \frac{\lambda^2 D_0}{4\pi} \quad (2.95)$$

Antenin açıklık verimliliği, ışınım yapan yüzeyin ne kadar etkin bir şekilde ışınım yapabildiğini gösteren değerdir. Bir antenin sahip olduğu açıklık verimliliği, onun etkin alanı A_e ve fiziksel alanı A_p ile ilişkili olarak 2.96 denklemindeki gibi tanımlanır.

$$\epsilon_{ap} = \frac{A_e}{A_p} \quad (2.96)$$

2.4.6 Antenin uzak alan ışıması

Bir antenin analizinde, antenin yakın alan bölgesiyle ya da uzak alan bölgesiyle ilgilenilir. Bunlardan yakın alan bölgesi, kaynağa yakın konumlandırılan ve anteni hemen çevreleyen bölgedir. Reaktif yakın alan ve ışılan yakın alan olmak üzere ikiye ayrılan yakın alan bölgesi, elektromanyetik girişim, elektronik bileşenlerin paketlenmesi ve anten tasarımı gibi uygulamalarda göz önüne alınır. Uzak alan bölgesi; D antenin boyutu olmak üzere, kaynaktan en az $2D^2/\lambda$ uzaklıkta olan alanların tamamen ışımaya yapan düzlem dalgalarına dönüştüğü bölgedir [99]. Bir antenin için gözlem noktası yakın alan bölgesinden uzak alan bölgesine doğru çekildikçe antenin genlik örüntüsü, alanların genlik ve fazından dolayı şeklini değiştirir. Bu bölümde uzak alanlar için üç boyutlu alan yayılım formülleri adım adım açıklanmıştır.



Şekil 2.13 : Bir anten için: (a)uzak alan geometrisi, (b)yakın alan geometrisi [93].

Daha önceki bölümde türettiğimiz vektör dalga denklemlerinin küresel koordinatlardaki genel bir çözümleri, \hat{r} , $\hat{\theta}$, ve $\hat{\Phi}$ nin fonksiyonları kullanılarak \bar{A} manyetik vektör potansiyeli için,

$$\bar{A} = \hat{a}_r A_r(\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\Phi}) + \hat{a}_\theta A_\theta(\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\Phi}) + \hat{a}_\phi A_\phi(\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\Phi}) \quad (2.97)$$

şeklinde tanımlanır. \bar{F} elektrik vektör potansiyeli için ise;

$$\bar{F} = \hat{a}_r F_r(\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\Phi}) + \hat{a}_\theta F_\theta(\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\Phi}) + \hat{a}_\phi F_\phi(\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\Phi}) \quad (2.98)$$

olarak ifade edilir. Uzak alanda, r 'nin genlik değişimi $1/r^n$ formundadır. Bu formdaki n , $n = 1, 2, \dots$ değerlerini alabilir. $1/r^n$ 'nin ileri derece kuvvetleri ihmal edilir ise, \bar{A} vektör potansiyeline bağlı uzak elektrik alan;

$$\bar{E}_A(\hat{r}) = -j\omega\bar{A}(\hat{r}) \quad (2.99)$$

eşitliği ile ifade edilir. Uzak manyetik alan ise;

$$\bar{H}_A(\hat{r}) = -j\frac{\omega}{\eta}[-A_\phi(\hat{r})\hat{\theta} + A_\theta(\hat{r})\hat{\phi}] \quad (2.100)$$

olarak tanımlanır. \bar{F} vektör potansiyeline bağlı uzak elektrik alan;

$$\bar{E}_F(\hat{r}) = -j\omega\eta[F_\phi(\hat{r})\hat{\theta} - F_\theta(\hat{r})\hat{\phi}] \quad (2.101)$$

olarak ifade edilir. \bar{F} vektör potansiyeline bağlı uzak manyetik alan ise;

$$\bar{H}_F(\hat{r}) = -j\omega[F_\theta(\hat{r})\hat{\theta} + F_\phi(\hat{r})\hat{\phi}] \quad (2.102)$$

şeklinde tanımlanır. Denklem 2.99-2.101 denklemleri kullanılarak toplam uzak alanlar;

$$\bar{E}(\hat{r}) = -j\omega([A_\theta(\hat{r}) + \eta F_\phi(\hat{r})]\hat{\theta} + [A_\phi(\hat{r}) - \eta F_\theta(\hat{r})]\hat{\phi}) \quad (2.103)$$

$$\bar{H}(\hat{r}) = -j\frac{\omega}{\eta}([-A_\phi(\hat{r}) + \eta F_\theta(\hat{r})]\hat{\theta} + [A_\theta(\hat{r}) + \eta F_\phi(\hat{r})]\hat{\phi}) \quad (2.104)$$

eşitlikleri ile ifade edilir.

2.5 Anten Tasarımda Kullanılan Optimizasyon Algoritmaları

Tezin bu bölümünde, anten tasarım problemlerinde yaygın olarak kullanılan optimizasyon algoritmalarına kısaca değinilmiş ve en önemli özellikleri ile birbirleriyle olan farklarına vurgu yapılmıştır.

Optimizasyon, bir problemin belirli sınırlar içindeki muhtemel çözümlerinden en uygun olanının aranmasına verilen isimdir [10]. Bu en uygun sonucu arama süreci ise, “uygunluk fonksiyonu” olarak adlandırılan fonksiyona göre şekillenir. Belirli bir amaca göre tanımlanan uygunluk fonksiyonu, algoritmanın en uygun bir çözüme (maksimum veya minimum) yakınsamasını sağlar.

Mühendislik alanında birbirinden farklı problemleri çözmek için, sezgisel, stokastik, deterministik ve matematiksel optimizasyon metotları geliştirilmiştir. Sezgisel çözüm metotlarından bir tanesi olan evrimsel optimizasyon algoritmaları, anten tasarım problemlerinde sıklıkla tercih edilmektedir.

Evrimsel optimizasyon algoritmaları, Darwin'in bir popülasyonun üyeleri arasında en güçlü bireyin hayatta kalmasına dayanan evrim teorisinden esinlenerek oluşturulmuş algoritmalar. Anten tasarım problemlerinde; Genetik Algoritmalar (GA), Mikrogenetik Algoritmalar (MGA), Diferansiyel Evrim Algoritması (DEA), Memetik Algoritmalar (MA), ve İstilacı Yabani Ot Optimizasyonu (IWO) algoritmaları kullanılmaktadır.

En iyinin hayatta kalması prensibine dayanan genetik algoritma (GA), ilk kez 1975 yılında John Holland'ın makine öğrenmesi üzerine yaptığı çalışmalar sonucunda ortaya çıkmıştır [100]. GA, canlılardaki evrimsel süreci taklit ederek çalışır. Bir başka deyişle, doğal sistemin sahip olduğu özelliklerin ve en uygun bireyi oluşturma yönteminin bilgisayar ortamına aktarılmış halidir.

Bir diğer evrimsel optimizasyon algoritması olan Mikrogenetik Algoritmaların (MGA) uygulandığı popülasyon büyüklüğü, GA'ya kıyasla çok daha küçüktür ve GA 'dan farklı olarak mutasyon operatörü MGA'larda yoktur. Bundan dolayı popülasyonda yeterli genetik çeşitliliği sağlayabilmek ve problemin yerel bir minimum seviyeye yakınsamasını önlemek için bazı nesillerden sonra nüfusun yeniden başlatılması gerekmektedir [101].

Memetik Algoritmalar (MA), her "fikrin" bir birey olduğu popülasyon tabanlı algoritmalar [102]. GA'da evrim sürecinde kullanılan seçim, çaprazlama ve mutasyon operatörleri MA'da da kullanılırlar.

Evrimini düzenleyen doğal yasalardan esinlenilerek oluşturulan bir diğer optimizasyon algoritmasında Diferansiyel Evrim (DE) algoritmasıdır. DE'de, GA'da kullanılan evrimsel operatörlerin aynısı farklı sıralama ile kullanılır. DE'deki seçim adımı, çaprazlama ve mutasyon adımlarının ardından uygulanır. Seçim aşamasında, hem ebeveynleri hem de oluşturulan yeni bireyleri içerir. Bundan dolayı DE, GA'da çaprazlama ve mutasyon sonucu en iyi bireylerin kaybolmaması için uygulanan elitizm stratejisine ihtiyaç duymadan en iyi bireyin otomatik işleme olarak dahil edilmesini sağlar [103].

İstilacı Yabani Ot Optimizasyonu (IWO), yabani otların doğadaki belirli bir bölgeyi istila davranışından esinlenilerek oluşturulmuştur [104]. Bir ot, diğer otlarla hiçbir bağlantı kurmadan mevcut olan kaynakları kullanarak bir tarlayı istila eder ve yeni tohumlar üretir. Oluşacak yeni tohumun kalitesi ve sayısı, otun uygunluk değeri ile doğru orantılıdır. Otlar için bu uygunluk değeri, tarlaya adapte olma ve daha fazla kaynak alanına ulaşabilme yeteneği olarak tanımlanabilir. Yeni oluşan her bir tohum tarlaya, ortalamaları üredikleri yabani otun konumuna eşit mesafede olacak şekilde değişen standart sapmalar ile rastgele

olacak şekilde yayılır. Bu süreç, tarlanın maksimum yabancı ot sayısına ulaşana kadar devam eder ve sonuç olarak, yalnızca ortama daha iyi uygunluk değerine sahip olan otlar hayatta kalır.



3. MATERYAL VE YÖNTEM

Tezin bu bölümünde, düşük profilli ve yüksek yönlü kare ve dairesel antenlerin tasarım aşamasında kullanılan yöntemler sırasıyla açıklanmıştır. Bu amaçla ilk olarak, elektrik alan integral denkleminin (EFIE) Momentler Metodu (MoM) ile çözümü anlatılmıştır. Bu aşamada, çözümlemede kullanılan Rao-Wilton-Glisson (RWG) alt bölge açılım fonksiyonları ile empedans matrisinin nasıl oluşturulduğu açıklanmıştır. Empedans matrisi türetildikten sonra, antenin kaynağının modellenmesinde kullanılan Delta-Boşluk Üretici Modeli Yönteminin anten tasarım problemlerine nasıl uygulandığı açıklanmıştır. Daha sonra bu tezde kullanılan, tam dalga elektromanyetik kodları ile evrimsel optimizasyon algoritma kodlarının birleştirilmesiyle oluşturulan, Genetik Algoritmanın (GA) Momentler Metoduna (MoM) entegre edilmesine dayanan GA/MoM optimizasyon yönteminin adımları detaylı olarak açıklanmıştır. Ayrıca bu yöntemde kullanılan Direk Matris Manüpülasyonu (DMM) yönteminin de optimizasyon sürecinde nasıl kullanıldığı anlatılmıştır. Sonrasında, önerilen antenlerin simülasyonlarının yapıldığı ANSYS HFSS tam dalga elektromanyetik simülatörü programı ile, optimizasyon işlemi öncesinde önerilen antenlerin ana geometrilerinin çiziminde, hücre boyutlarının belirlenmesinde ve optimizasyon sürecine dahil edilecek hücrelerin seçimi ile indekslenmesinde kullanılan GiD programının tanımlamaları yapılmıştır. En son bölümde ise, anten ve metamateryal tasarımlarında kullanılan dielektrik malzemeler ve bu malzemelerin karakteristik özellikleri çizelgeler ile birlikte verilmiştir.

3.1 Momentler Yöntemi

Momentler Yöntemi (MoM), doğrusal (lineer) denklemleri çözmek için kullanılan bir sayısal yöntemdir [93]. Genelleştirilmiş bir problem için bir integral denklemi;

$$L[f(x)] = g(x) \quad (3.1)$$

olarak ifade edilebilir. Bu eşitlikteki L , denklemin doğrusal bir operatördür ve genellikle integro-diferansiyel bir denklem olarak tanımlanır. Denklem 3.1'deki $g(x)$ bilinen (uyarım kaynağı) bir fonksiyonu temsil ederken, $f(x)$ ise bilinmeyen (akım) bir fonksiyonu temsil eder. Denklem 3.1'de verilen eşitlikteki bilinmeyen fonksiyon $f(x)$ 'nin, L 'nin tanım aralığında N tane taban fonksiyonu ile seri açılımı yapılırsa;

$$f(x) = \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n(x) \quad (3.2)$$

eşitliği elde edilir. Bu denklemde α_n bilinmeyen katsayıları, $f_n(x)$ ise açılım fonksiyonlarını temsil eder. Açılım fonksiyonlarının tanımlanan probleme uygun bir şekilde lineer olarak birbirlerinden bağımsız olarak seçilmesi çok önemlidir. Probleme uygun seçilen açılım fonksiyonları, problemde tanımlanan yüzeyin üzerindeki akımı en doğru şekilde modellenmesini sağlar. En iyi yüzey akım modellemesi için ise, sonsuz sayıda açılım fonksiyonunun toplamı alınmalıdır. Bu sayede, problem en doğru sonuca yakınsayacaktır. Ancak sonsuz sayıda fonksiyonun toplamını almak imkansız olduğu için, N tane açılım fonksiyonunun toplamı alınarak yaklaşık bir sonuç elde edilir. Sonuç olarak, elde edilen yaklaşık sonuç ile gerçek sonuç arasında bir fark oluşacaktır. Bu fark, kalıntı hatası olarak tanımlanır. Denklem 3.3'de kalıntı hatasının formülü verilmiştir.

$$R(X) = L \left[f(x) = \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n(x) \right] - g(x) \quad (3.3)$$

Denklem 3.3'deki, L lineer operatörü ile toplam operatörü ile değiştirirse kalıntı hatası;

$$R(X) = \left[\sum_{n=1}^N \alpha_n L[f_n(x)] \right] - g(x) \quad (3.4)$$

olarak ifade edilebilir. En doğru sonuç için hatanın sifıra yakın çıkması gerekir. Bunun için test fonksiyonları kullanılarak hata, aşağıda verilen iç çarpım yöntemi ile ağırlıklandırılır.

$$\langle f(x), g(x) \rangle = \iint f(x) g(x) ds \quad (3.5)$$

Denklem 3.5'de tanımlanan iç çarpımı ise, 3.6-3.9 denklemlerindeki koşullarını sağlamak zorundadır.

$$\langle f(x), g(x) \rangle = \langle g(x), f(x) \rangle \quad (3.6)$$

$$\langle af(x) + bg(x), h(x) \rangle = a\langle f(x), h(x) \rangle + b\langle g(x), h(x) \rangle \quad (3.7)$$

$$\langle g(x), g^*(x) \rangle = 0 \Rightarrow g(x) = 0 \quad (3.8)$$

$$\langle g(x), g^*(x) \rangle > 0 \Rightarrow g(x) \neq 0 \quad (3.9)$$

Denklem 3.6-3.9’da belirtilen bu koşullarda bulunan $f(x)$, $g(x)$ ve $h(x)$ fonksiyonları, a ve b ise sabit katsayıları temsil eder. Denklem 3.5’de tanımlanan iç çarpım, $w_m(x)$ test fonksiyonları ile 3.4 denkleminde tanımlanan kalıntı hatasına uygulanırsa;

$$\langle w_m(x), R(x) \rangle = \sum_{n=1}^N \alpha_n \langle w_m(x), L[f_n(x)] \rangle - \langle w_m(x), g(x) \rangle = 0 \quad (3.10)$$

eşitliği elde edilir. Daha sonra, 3.10 denklemindeki test fonksiyonu ile kalıntı hatasının iç çarpımının sıfıra eşitlenirse;

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \langle w_m(x), L[f_n(x)] \rangle = \langle w_m(x), g(x) \rangle \quad (3.11)$$

eşitliği elde edilir. Denklem 3.11’deki her bir iç çarpım için N tane test fonksiyonu kullanılırsa, N bilinmeyenli N tane denklem oluşur. Bu işlemdeki hedef, N tane α_n katsayısının değerini bulmaktır. Denklem 3.11’deki iç çarpımlar yapıldığı zaman;

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \iint w_m(x) L[f_n(x)] ds = \iint w_m(x) g(x) ds \quad (3.12)$$

denklemini elde edilir. Denklem 3.12 matris formunda;

$$[Z_{mn}][\alpha_n] = [V_m] \quad (3.13)$$

olarak yazılabilir. Bu matrisde, $[Z_{mn}]$ empedans matrisini;

$$[Z_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1(x), L[f_1(x)] \rangle & \langle w_1(x), L[f_2(x)] \rangle & \cdots & \langle w_1(x), L[f_N(x)] \rangle \\ \langle w_2(x), L[f_1(x)] \rangle & \langle w_2(x), L[f_2(x)] \rangle & \cdots & \langle w_2(x), L[f_N(x)] \rangle \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle w_N(x), L[f_1(x)] \rangle & \langle w_N(x), L[f_2(x)] \rangle & \cdots & \langle w_N(x), L[f_N(x)] \rangle \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

temsil eder. Diğer değişken $[\alpha_n]$ bilinmeyen akım vektörünü;

$$[\alpha_n] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_N \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

temsil eder. Matris eşitliğindeki $[V_m]$ ise gerilim vektörünü;

$$[V_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1(x), g(x) \rangle \\ \langle w_2(x), g(x) \rangle \\ \vdots \\ \langle w_N(x), g(x) \rangle \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

temsil eder. Bu matrislerde m test fonksiyonlarının sayısıdır. n ise açılım fonksiyonlarının sayısıdır. Test fonksiyonlarının ve açılım fonksiyonları birbirinden farklı olması, problemin çözümünün sonucunda doğru sonuç almamızın önüne geçebilir. Bundan dolayı, test ve açılım fonksiyonları aynı seçilir. Bu yöntem Galerkin Yöntemi denir [93].

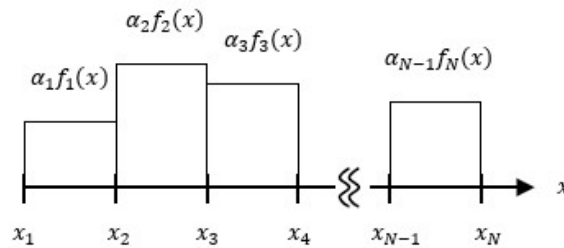
3.1.1 Açılım fonksiyonları

Bir açılım fonksiyonun en önemli özelliği, bilinmeyen bir f fonksiyonun değerini tanımlı olduğu bölgede yaklaşık olarak vermesidir. Açılım fonksiyonun seçimi moment matrisinin boyutunu belirler. Bundan dolayı, probleme uygun şekilde tanımlanması gerekmektedir. Probleme uygun olarak belirlen açılım fonksiyonu sayesinde moment matrisinin boyutu çok büyük olmayacağından, problemin zorluk derecesi de makul bir düzeyde kalacaktır [93].

Açılım fonksiyonları, $f_n(x)$ fonksiyonlarının $f(x)$ fonksiyonun tüm tanım bölgesinde veya belirli alt bölgelerinde tanımlı olmasına göre sırasıyla, tüm bölge açılım fonksiyonları ve alt bölge açılım fonksiyonları olmak üzere ikiye ayrılır [6]. Daha yaygın olarak kullanılan alt bölge açılım fonksiyonları, tüm bölge açılım fonksiyonlarından farklı olarak temsil ettikleri fonksiyona ait ön bilgiye sahip olmadan da uygulanabilirler. Tüm bölge açılım fonksiyonlarının açılımı ise, Fourier serisi açılımına benzer şekilde yapılır. Bu bölümde MoM'da kullanılan alt bölge ve tüm bölge açılım fonksiyonları ele alınacaktır.

3.1.1.1 Darbe fonksiyonları

Darbe fonksiyonları bir alt bölge açılım fonksiyonudur. Bu fonksiyonlar, herhangi bir problemin birbiri üzerine gelmemek koşulu ile N noktaya ve $N - 1$ parçaya bölünmesi ile oluşturulur (Şekil 3.1).



Şekil 3.1 : Darbe fonksiyonlarının gösterimi [93].

Şekil 3.1’de verilen her parçanın arasındaki mesafenin eşit olması ve aynı doğrultuda olması zorunluluğu yoktur.

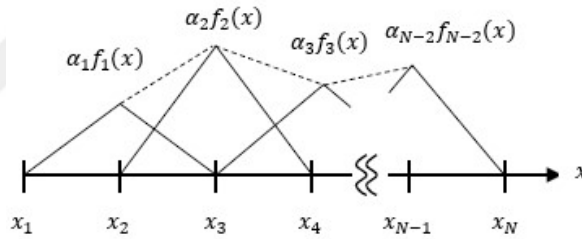
Darbe fonksiyonu,

$$f_n(x) = \begin{cases} 1, & x_n \leq x \leq x_{n+1} \\ 0, & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \quad (3.17)$$

şeklinde tanımlanır. Darbe fonksiyonları, her bir parça üzerinden çözüme basit bir yaklaşım içermektedir. Bu basit yaklaşım sayesinde, MoM matris elemanlarının değerlendirilmesi büyük ölçüde basitleştirebilir.

3.1.1.2 Parçalı üçgensel fonksiyonlar

Alt bölge açılım fonksiyonlarından bir diğeri olan parçalı üçgensel fonksiyonlar, darbe fonksiyonlarından farklı olarak iki parçayı kapsar ve parçanın merkezi 1 değerini alırken sınır (dış) noktası 0 değerini almaktadır. Şekil 3.2’de gösterildiği gibi, tanım bölgesi N noktaya ve $N - 1$ bir parçaya bölünerek $N - 2$ tane üçgensel açılım fonksiyonu oluşturulur.

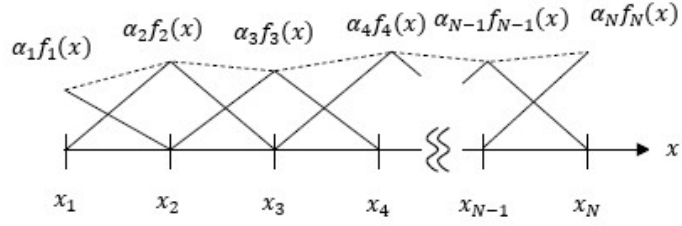


Şekil 3.2 : Darbe fonksiyonlarının gösterimi (Bitiş koşulu-1) [93].

Şekil 3.2’de gösterilen birbirine bitişik üçgensel açılım fonksiyonları bir parça üzerinde üstüste geldikleri için, oluşturulan üçgen parçaları üzerinde doğrusal bir çözüm meydana getirmektedir. Parçalı üçgensel fonksiyonlar;

$$f_n(x) = \begin{cases} \frac{x - x_{n-1}}{x_n - x_{n-1}}, & x_{n-1} \leq x \leq x_n \\ \frac{x_{n+1} - x}{x_{n+1} - x_n}, & x_n \leq x \leq x_{n+1} \end{cases} \quad (3.18)$$

olarak ifade edilir. Eğer üçgensel açılım fonksiyonları kullanılırsa, Şekil 3.2’de görüldüğü gibi x_1 ve x_N noktalarında çözüm sıfır olacaktır. Bu davranış, tanım kümesinin uç noktalardaki değerlerinin önceden sıfır olduğu biliniyorsa yararlıdır. Ancak çözüm değerinin sıfıra eşit olmadığı durumda, doğru sonuç elde edilemeyeceğinden dolayı faydalı değildir ve kullanılmamalıdır.

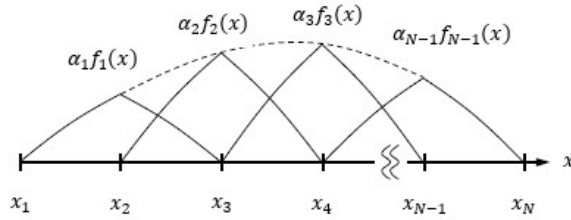


Şekil 3.3 : Darbe fonksiyonlarının gösterimi (Bitiş koşulu-2) [93].

Ortaya çıkan bu sorunu aşmak için Şekil 3.3’de görüldüğü gibi, ilk ve son parçaya bir yarım üçgen ekleyerek artık çözümü sıfır olmaya zorlamayan toplam N tane açılım fonksiyonu elde ederek problem çözülebilir.

3.1.1.3 Parçalı sinüzoidal fonksiyonlar

Parçalı üçgensel fonksiyonlara benzerlik gösteren bir diğer alt bölge açılım fonksiyonu olan parçalı sinüzoidal fonksiyonlar, sinüzoidal akım dağılımını modelleme yeteneğine sahip olduğu için tel antenlerin analizinde uygulanırlar [93]. Şekil 3.4’de parçalı sinüzoidal fonksiyonlar gösterilmiştir.



Şekil 3.4 : Parçalı sinüzoidal fonksiyonların gösterimi [93].

Şekil 3.4’de gösterilen parçaların boyutları sinüzoidin bir periyodundan oldukça küçüktür. Parçalı sinüzoidal fonksiyonlar;

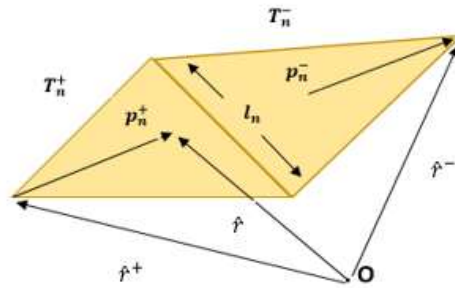
$$f_n(x) = \begin{cases} \frac{\sin k(x - x_{n-1})}{\sin k(x_n - x_{n-1})}, & x_{n-1} \leq x \leq x_n \\ \frac{\sin k(x_{n+1} - x)}{\sin k(x_{n+1} - x_n)}, & x_n \leq x \leq x_{n+1} \end{cases} \quad (3.19)$$

olarak ifade edilir. Denklem 3.19’deki k dalga sayısıdır.

3.1.1.4 Rao-Wilton-Glisson (RWG) açılım fonksiyonları

Rao-Wilton-Glisson (RWG) açılım fonksiyonları, elektrik alan integral denklemin çözümünde en çok tercih edilen açılım fonksiyonlarıdır [98]. Bunun en önemli nedeni, elektrik alan integral denklemini iraksama operatörüne sahip olduğu için, ancak yüksek

mertebeli açılım fonksiyonları kullanılarak en doğru şekilde hesaplanabileceği olmalıdır. RWG açılım fonksiyonları yüksek mertebeli açılım fonksiyonları olduklarından dolayı, akımın davranışını modellerken hata oranının düşük olmasını sağlarlar. Bu açılım fonksiyonları probleme uygulanmadan önce, analizi yapılacak yüzey üçgenlere ayrılır. En doğru sonucu alabilmek için üçgenler olabildiğince küçük boyutlarda seçilmelidir. Ancak üçgen boyutu, dalga boyunun yirmide birinden daha küçük seçilirse moment matrisin boyutunda artış meydana gelecektir. Bunun sonucunda, işlem süresi oldukça uzayacaktır. Bu nedenle yüzey üzerinde oluşturulan üçgen boyutlarının, çalışılan dalga boyunun onda biri ile yirmide biri arasında bir değerde olması işlem süresinin ve harcanan sistem belleğinin normal düzeyde kalmasını sağlayacaktır. Daha sonra, yüzey üzerinde oluşturulan üçgenler üzerinde RWG açılım fonksiyonları tanımlanır. Şekil 3.5’de RWG fonksiyonun tanımlanacağı iki bitişik üçgen yapı gösterilmiştir.



Şekil 3.5 : Üçgen üzerinde tanımlanan RWG açılım fonksiyonu parametreleri.

Şekil 3.5’de, l_n bitişik üçgenlerin arasındaki n . kenarın uzunluğu, A_n^+ ve A_n^- n . bilinmeyen üçgenlere ait yüzey alanları, \hat{r}_n^+ ile \hat{r}_n^- n . kenara ait orjin ile sırasıyla T_n^+ ve T_n^- bölgelerindeki bağımsız düğüm noktaları arasındaki uzaklık vektörlerini, ρ_n^+ T_n^+ bölgesinde n . kenara ait olan \hat{r} vektörü ile bağımsız düğüm noktası arasındaki uzaklığı ($\hat{r} - \hat{r}_n^+$) ve ρ_n^- ise T_n^- bölgesinde n . kenara ait olan \hat{r} vektörü ile bağımsız düğüm noktası arasındaki uzaklığı ($\hat{r}_n^- - \hat{r}$) temsil eder. Denklem 3.20’de RWG açılım fonksiyonu verilmiştir.

$$\bar{f}_n(\hat{r}) = \begin{cases} \frac{l_n}{2A_n^+} \hat{r} - \hat{r}_n^+ , & \hat{r} \in T_n^+ \\ \frac{l_n}{2A_n^-} \hat{r}_n^- - \hat{r} , & \hat{r} \in T_n^- \\ 0 , & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (3.20)$$

3.2 Elektrik Alan İntegral Denkleminin Rao-Wilton-Glisson Açılım Fonksiyonları ve Galerkin Metodu Kullanarak İfadesi

Bu bölümde, Galerkin Test yöntemini kullanarak EFIE'nin MoM ile nasıl çözümlendiği aşamalı olarak açıklanmıştır. Denklem 3.20'de, yüzey elektrik akım yoğunluğunun RWG açılım fonksiyonları kullanılarak ifadesi verilmiştir.

$$\bar{J}_s(\hat{r}) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \bar{f}_n(\hat{r}) \quad (3.20)$$

Elde edilen bu eşitlik ilk olarak, 2.62 denkleminde belirtilen EFIE'de yerine yazılır. Daha sonra, kalıntı hatası fonksiyonun sıfır olması için, 3.5 denkleminde verilen iç çarpım kuralı uygulanarak $\bar{w}_m(\hat{r})$ test fonksiyonları ile test edilir ve 3.21 denklemi elde edilir.

$$\begin{aligned} \int \bar{w}_m(\hat{r}) \cdot \bar{E}_t^i(\hat{r}) d\hat{r} &= j\omega\mu_1 \int \bar{w}_m(\hat{r}) \cdot \int \alpha_n \bar{f}_n(\hat{r}') G(\hat{r}, \hat{r}') d\hat{r}' d\hat{r} \\ &+ \frac{j}{\omega\epsilon_1} \int \bar{w}_m \cdot \left[\nabla\nabla \cdot \int \alpha_n \bar{f}_n(\hat{r}') G(\hat{r}, \hat{r}') d\hat{r}' \right] d\hat{r} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Denklem 3.22'de Z_{mn}^{EJ} , n . açılım fonksiyonu ile m . test fonksiyonu arasındaki ilişkiyi ifade eden empedans matrisinin bir elemanını temsil eder. Z_{mn}^{EJ} ;

$$\begin{aligned} Z_{mn}^{EJ} &= j\omega\mu_1 \int \bar{w}_n(\hat{r}) \cdot \int \bar{f}_n(\hat{r}') G(\hat{r}, \hat{r}') d\hat{r}' d\hat{r} \\ &+ \frac{j}{\omega\epsilon_1} \int \bar{w}_n \cdot \left[\nabla\nabla \cdot \int \bar{f}_n(\hat{r}') G(\hat{r}, \hat{r}') d\hat{r}' \right] d\hat{r} \end{aligned} \quad (3.22)$$

olarak ifade edilir. Denklem 3.23'deki V_m^E , gerilimi temsil eder ve aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$V_m^E = \int \bar{w}_m(\hat{r}) \cdot \bar{E}_t^i(\hat{r}) d\hat{r} \quad (3.23)$$

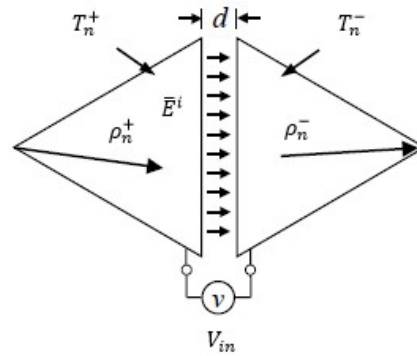
Denklem 3.21, verilen eşitlik matris formunda aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$[Z_{mn}^{EJ}][\alpha_n^J] = [V_m^E] \quad (3.24)$$

Bu matris eşitliği çözülerek, α_n^J bilinmeyen katsayıları bulunur. Daha sonra bu katsayılar 3.20 denkleminde yerine yazılarak $\bar{J}_s(\hat{r})$ yüzey akım yoğunlukları hesaplanır. Yüzey akım yoğunlukları hesaplandıktan sonra, Denklem 2.29'daki \bar{A} vektör potansiyeli bulunur. Son adımda ise, elde edilen vektör potansiyeli kullanılarak antenden yayılan alanlar hesaplanır.

3.3 Antenin Kaynak Modellemesi ve Giriş Empedansı

Anten problemlerinin çözümünde en önemli adımlardan bir tanesi, anteni besleyen gerilim kaynağının modellenmesidir. Kaynağın modellenme aşamasında en doğru sonuca ulaşabilmek için ise yüksek kaliteli bir gerilim modelinin kullanılması gerekir. En çok tercih edilen ve RWG fonksiyonlarının kullanımı için en uygun besleme modeli, Delta-boşluk üretici modelidir [93]. Bu modele göre besleme noktasının olduğu yerde voltaj V_{in} değerinde iken, diğer bölgelerde sıfır kabul edilir.



Şekil 3.6 : Delta-boşluk üretici modeli [93].

Bu yöntemi anten problemine uygulamak için, Şekil 3.6'da gösterildiği gibi iki üçgen arasındaki l_m uyarım kaynağı uzunluğunu, d mesafesi ile ikiye ayırırız. Bitişik üçgenler arasında bırakılan d mesafesinin ihmal edilecek kadar çok küçük bir aralık olduğu varsayılır. Bu aralıktaki gerilim V_{in} ise, elektrik alan aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{E}^i(\hat{r}) = \frac{V_{in}}{d} = V_{in} \delta(\hat{r}) \hat{n}_m \quad \hat{r} \in l_m \quad (3.25)$$

Denklem 3.25'de görüldüğü üzere, d mesafesi sıfıra yaklaştıkça elektrik alanın değeri sonsuza yakınsayacaktır. Bundan dolayı, elektrik alan yalnızca bu bölgede tanımlı olacaktır. Bu denklemdeki \hat{n}_m , l_m kenara dik olan birim vektördür. Voltaj, aşağıdaki iç çarpım kullanılarak tanımlanabilir.

$$V_m^E = \langle \bar{w}_n(\hat{r}), \bar{E}^i(\hat{r}) \rangle \quad (3.26)$$

RWG açılım fonksiyonu olan $\bar{f}_n(\hat{r})$ nin kenara dik olan bileşenin bire eşit olmasından dolayı gerilim vektörü;

$$V_{n=m}^E = \iint \bar{w}_n(\hat{r}) \cdot V_{in} \delta(\hat{r}) \hat{n}_m dS = \mp V_{in} l_m \quad (3.27)$$

olarak ifade edilir.

Anten için bir diğer önemli parametre giriş empedansıdır. Denklem 3.20'de tanımladığımız eşitliği kullanarak, l_m üzerinden akan akımı hesaplayabiliriz. Bu akım değeri l_m uzunluğu ile α_m katsayısını çarparak aşağıdaki gibi hesaplanır [93].

$$I_m = \int \bar{J}(\hat{r}) \hat{n}_m dl = \mp \alpha_m l_m \quad (3.28)$$

Sonuç olarak, antenin empedasını veren denklem aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$Z_{in} I_m = V_{in} \quad (3.29)$$

3.4 Genetik Algoritma

Evrimsel hesaplamaların temelleri ilk olarak 1960'larda I. Rechenberg tarafından "Evrimsel stratejileri" çalışmasında atılmıştır. Takip eden yıllarda evrimsel hesaplama yöntemi farklı araştırmalarla geliştirilmeye devam edilmiş ve 1975 yılında Genetik Algoritma (GA), J. Holland tarafından ilk kez bilim dünyasına tanıtılmıştır [105]. GA, evrim teorisinin en iyinin hayatta kalması prensibine dayanan, sürekli olarak en iyi çözümler üreten sezgisel bir optimizasyon yöntemidir. GA, çok büyük çözüm uzaylarını kısa sürede tarayabilme özelliğinden dolayı anten tasarım problemleri gibi bir çok bilinmeyen olduğu optimizasyon problemlerini çözmekte çok kullanışlıdır.

Klasik bir GA'nın ilk adımında, rastgele olarak bir başlangıç popülasyonu (gen havuzu) oluşturulur. Daha sonra, problemin amacına göre belirlenen uygunluk fonksiyonu kullanılarak başlangıçta rastgele oluşturulan popülasyondan alınan genlerden oluşan her bir bireyin (kromozom) uygunluğu hesaplanır. Bir sonraki adımda seçim yapılarak, uygun değere sahip olan bireyler yeni popülasyona aktarılır ve bu adımdan sonra evrimsel süreç başlar.

İlk olarak belirlenen çaprazlama türüne göre kromozomlar çaprazlanarak yeni bireyler oluşturulur. Çaprazlama işlemi sonucunda oluşan yeni bireyler eski bireylerin yerine geçer. Popülasyondaki genetik çeşitliği korumak için, çaprazlama sonrası oluşan yeni bireyler belirlenen mutasyon oranına bağlı olarak mutasyon geçirirler. Yeni bireyler oluştuğu popülasyondaki eski bireyler çıkartılarak, hem popülasyon büyüklüğü sabit tutulur hem de

popülasyondaki uygunluk değeri yüksek olan bireyler oluşur. Bu sayede algoritma sürekli en iyi çözümü aramaya zorlanır. Bu işlem, algoritma uygunluk fonksiyonuna bağlı olarak en iyi çözümü (birey) bulduğunda ya da başlangıçta tasarımcı tarafından belirlenen maksimum iterasyon sayısına ulaştığında sona erer.

3.4.1 Genetik algortmada kullanılan kodlama yöntemleri

Genetik Algoritmada (GA) ilk olarak kromozomların nasıl kodlanacağı belirlenir. Çözülecek problemin türüne göre uygun kodlama türünün seçilmesi, amaçlanan sonuca ulaşmak bakımından büyük önem taşımaktadır.

En sık tercih edilen kodlama yöntemi ikili kodlama yöntemidir. Bu yöntemde göre, kromozomlar 1'ler ve 0'lardan oluşan ikili diziler ile tanımlanır. Her bir bit, çözümün bazı özelliklerini temsil edebildiği gibi dizinin tamamı bir sayıya eşitte olabilir. Bu tezde, anten optimizasyonunda kullanılan ikili kodlama yönteminde 1'ler metal parçayı, 0'lar ise boşluğu temsil etmektedir. İkili kodlama, az gene sahip olan problemlerde bile çok sayıda kromozom verebilir. Şekil 3.7'de ikili kodlama yöntemi ile kodlanmış kromozoma örnek verilmiştir.

Kromozom	1	1	0	1	0	1	0	1	1	0
----------	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Şekil 3.7 : İkili kodlama yöntemi ile kodlanmış bir kromozom.

Bir diğer kullanılan kodlama türü, her kromozomun bir sayılar dizisinden oluştuğu permütasyon kodlama yöntemidir. Şekil 3.8'de permütasyon kodlamaya örnek verilmiştir. Örneğin, kromozomlardaki her bir sayı ikili sistemde yazılarak 6 genden oluşan kromozom, ikili kodlama sistemiyle toplam 18 genden oluşacaktır. Böylece her 3 gen bir özelliğe karşılık gelecektir.

1. Kromozom	1	5	6	7	3	2	0	9	8	2
2. Kromozom	3	2	7	6	1	0	2	3	6	2

Şekil 3.8 : Permütasyon kodlama yöntemi ile kodlanmış kromozomlar.

İkili kodlamanın uygulanmasının zor olduğu problemlerde, kromozomların kodlanmasında bir diğer kodlama yöntemi olan değer kodlama yöntemi tercih edilir. Bu yöntemde göre genler bir sayı olmanın yanında, karakter veya kelime olabilir. Şekil 3.9'da değer kodlamaya örnek verilmiştir.

1. Kromozom	1.231	3.457	0.995	5.895	8.725	4.454	7.098	3.273	2.132	
2. Kromozom	A	C	E	N	W	W	X	C	A	T
3. Kromozom	sol	sağ	ileri	geri	sağ	sağ	ileri	sol	geri	sol

Şekil 3.9 : Değer kodlama yöntemi ile kodlanmış kromozomlar.

3.4.2 Genetik algoritmanın evrimsel operatörleri

Genetik algoritma kullanılarak çözülecek bir problemin başlangıç popülasyonu oluşturulduktan sonra, popülasyonda bulunan bireylerin ilk olarak uygunluk değerleri belirlenir. Daha sonra ise evrim süreci başlar. Bu bölümde, en iyi çözümün bulunması sürecinde GA'da uygulanan evrimsel operatörler sırasıyla açıklanmıştır.

GA'da popülasyonu oluşturacak kromozomların kodlanma türü belirlendikten sonra, bu popülasyon içinden yeni bireyler üretecek ebeveynlerin seçme süreci başlar. Bu adımda, güçlü nesiller üretebilmesi için popülasyondaki uygunluk değeri yüksek olan bireylerin seçilmesi amaçlanır. Hem stokastik hem de deterministik olan çok sayıda seçim stratejisi vardır. Bunlardan, Rulet Çarkı Seçimi ve Sıralama Seçimi en yaygın kullanılan seçim stratejileridir [106].

Rulet Çarkı Seçim yönteminde; her kromozom uygunluk değerine göre seçilme olasılığına sahiptir. Bununla birlikte, düşük uygunluk değerine sahip birey bile bazı çiftleşmelere sıfır olmayan bir olasılıkla genetik bilgilerini genetik havuza aktarma olasılığına sahiptir. Denklem 3.30'da seçilme olasılığı verilmiştir. Bu denklemde; N popülasyon büyüklüğünü temsil ederken, i . kromozom x_i olarak tanımlanır ve onun uygunluğu $f(x_i)$ fonksiyonudur.

$$p(x_i) = \frac{f(x_i)}{F} \quad (3.30)$$

Denklem 3.30'deki F , tüm bireylerin uygunluk değerlerinin toplamıdır ve 3.31 denklemindeki gibi ifade edilir.

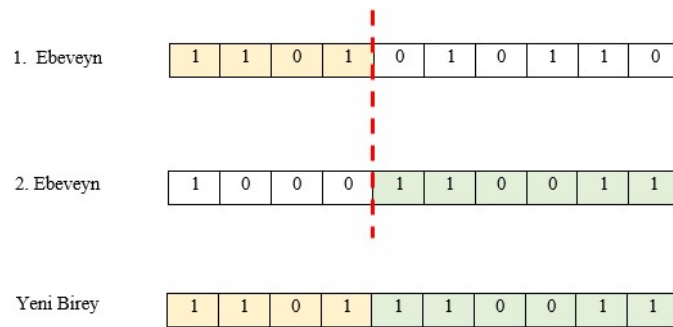
$$F = \sum_{i=1}^N f(x_i) \quad (3.31)$$

Rulet Çarkı Seçimi, kromozomların uygunluk değerleri birbirinden çok farklı olduğunda bazı sorunlar ortaya çıkar. Çünkü en iyi kromozomun uygunluk değeri çok yüksek ise, bu rulet çarkında çok fazla yer kaplar ve diğer kromozomların seçilme şansı çok az olur.

Sıralama Seçilim yönteminde, bütün kromozomlar uygunluk değerine göre sıralanırlar. Bu yöntem, Rulet Çarkı Seçim yöntemine göre daha yavaştır ancak genetik çeşitliliği koruması nedeniyle daha doğru sonuçlar elde edilir [106].

GA'da seçim adımında uygunluğu yüksek kromozomlar belirlendikten sonra, yeni bir veya daha çok kromozomların oluşturulacağı çaprazlama adımına geçilir. Çaprazlama adımında, bir önceki popülasyondan daha iyi uygunluk değerine sahip bireylerin oluşturulması amaçlanır. Çaprazlama işleminin popülasyonda bulunan kromozomların ne kadarlık bir kısmına uygulanacağı, her algoritma başlangıcında tanımlanan çaprazlama oranı ile belirlenir. Çaprazlama oranı minimum seviyede tutulursa, yeni nesillerin büyük bir bölümü eski nesil ile çok benzer olacaktır ve sonuç olarak algoritmanın iyi sonuca ulaşması zaman alacaktır. Bu oran yüksek tutulur ise, popülasyondaki yeni kromozom sayısı eskilere göre fazla olacağı için arama uzayı çok hızlı bir şekilde taranacaktır. Ancak, yüksek çaprazlama oranı sonucunda güçlü bireyler oluşturacak kromozomların değerlendirilememesi sorunu ortaya çıkacaktır. Bundan dolayı çaprazlama oranı problemin türüne göre uygun bir değerde seçilmelidir [106]. Çaprazlama adımında uygulanacak çok farklı çaprazlama yöntemleri olmasına karşın, en çok tercih edilen metolar; tek noktalı, çift noktalı ve düzgün çaprazlama yöntemleridir.

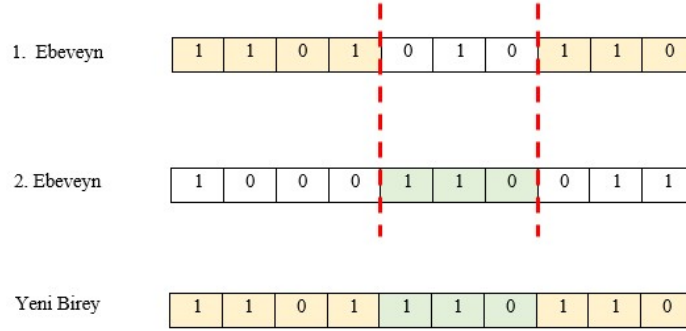
Tek noktalı çaprazlama yöntemine göre; çaprazlanacak kromozomların üzerinde rasgele bir konum seçilir. Seçilen bu konuma kadar olan genler ilk kromozomdan alınır, kalan kısım ise ikinci kromozomdan alınarak yapılan çaprazlama işlemidir. Şekil 3.10'da tek noktalı çaprazlama işlemi gösterilmiştir.



Şekil 3.10 : Tek noktalı çaprazlama.

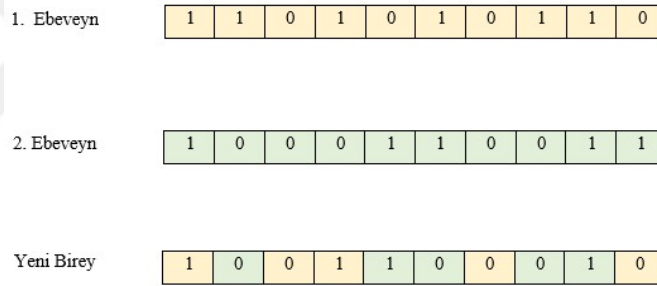
İki noktalı çaprazlama işleminde; çaprazlama işlemine tabii tutulacak kromozomların üzerinde rastgele iki nokta seçilir. Şekil 3.11'de gösterildiği gibi, oluşacak yeni bireyin genlerinin ilk bölümü birinci kromozomun belirlenen ilk konuma kadar olan genlerinden,

ikinci bölümü ikinci kromozomun iki konum arasında olan genlerinden ve son bölümü ise birinci kromozomun ikinci konumdan sonra olan genlerinden oluşur.



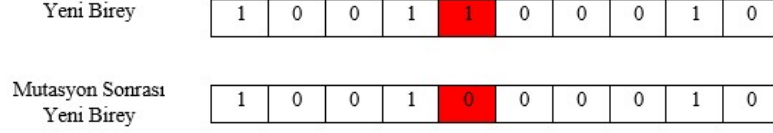
Şekil 3.11 : Çift noktalı çaprazlama.

Düzgün çaprazlama yönteminde ise; yeni oluşacak kromozomun sahip olduğu her bir gen, çaprazlanacak kromozomun genlerinden eşit olasılıkla rastgele seçilerek oluşturulur. Şekil 3.12’de düzgün çaprazlama yöntemi gösterilmiştir.



Şekil 3.12 : Düzgün çaprazlama.

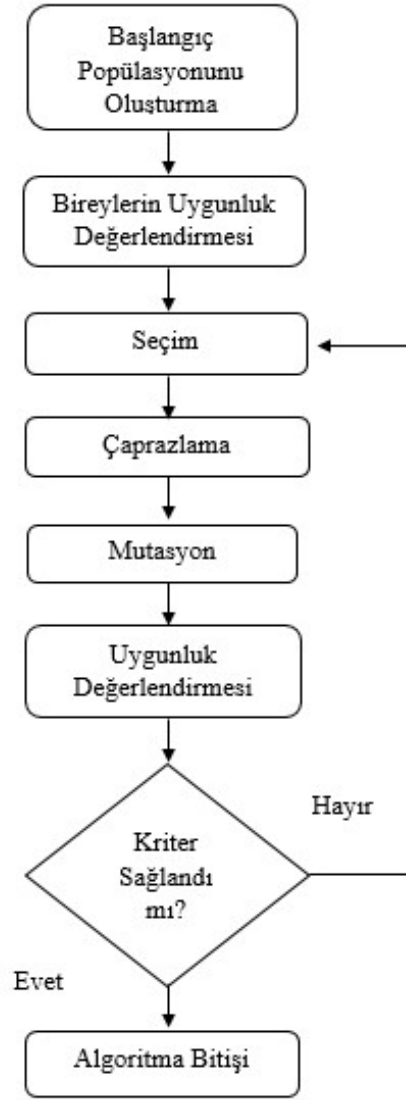
Çaprazlama adımında üretilen yeni kromozomlara daha sonra mutasyon işlemi uygulanır. Bu işlem aşamasında, kromozomların genleri üzerinde rastgele değişiklikler yapılır. Kromozomun genlerinin ne kadarlık bir bölümünün mutasyona uğrayacağı ise mutasyon oranı ile belirlenir. Eğer mutasyon oranı çok yüksek ise, kromozomun genlerinin büyük bir kısmı değişir. Mutasyon oranı çok düşük ise çok az sayıda gen değişime uğrar [106]. Mutasyon sayesinde, popülasyonu oluşturan bireylerin çok benzer olması engellenerek algoritmanın devam etmesi sağlanır. Aksi takdirde, çok fazla bireyin benzer olması nedeniyle istenilen sonucuna ulaşmadan algoritma en iyi sonucu bulduğunu kabul ederek durur. Şekil 3.13’de mutasyon işlemi gösterilmiştir.



Şekil 3.13 : Mutasyon.

Seçkinlik operatörü, en iyi uygunluk değerine sahip bireyleri çaprazlama ve mutasyon aşamalarında kaybolmamasını sağlamak için, bir nesilden diğerine direk olarak aktarmakla görevlidir. Elitizm olarak da adlandırılan bu operatör, genellikle nüfusun çok küçük bir kısmına uygulanır [106].

Şekil 3.14’de, GA’nın akışı diyagramı verilmiştir.

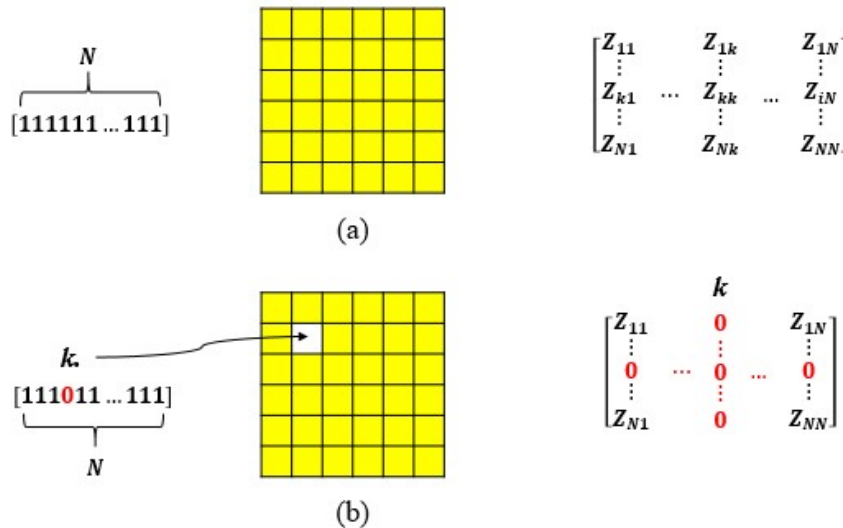


Şekil 3.14 : Genetik algoritmanın akış diyagramı.

3.5 Anten Tasarımı için Genetik Algoritma ile Entegre Edilmiş Momentler Metodu Yöntemi

Genetik Algoritma ile entegre edilmiş Momentler Metodu (GA/MoM) yöntemi, tam dalga elektromanyetik modelleme kodları ile evrimsel optimizasyon algoritmasının birbiriyle birleştirilmesiyle, tasarımcının amaçladığı karakteristiğe sahip bir yapının oluşturulmasına imkan tanıyan tam otomatik bir anten tasarım yöntemidir [2].

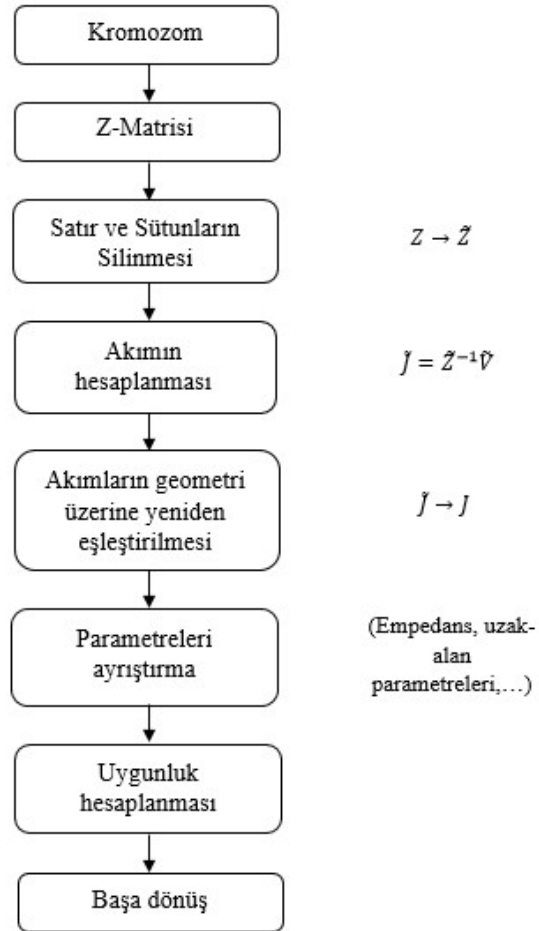
Bu yöntemde göre, öncelikle antenin ana geometrisi oluşturulur. Daha sonra, antenin optimizasyon sürecine dahil edilecek bölgesi belirli bir oranda hücelere bölünür ve sürece dahil edilecek parçalar belirlenir. Ardından Z-matrisi, antenin ışınım yapan yüzeyindeki optimizasyon sürecine dahil olan tüm metal parçalar dikkate alınarak bir kere hesaplanır. Anten üzerinde tanımlanan her bir metal parça, kromozom üzerinde bir bit (1 veya 0) ile temsil edilir. "1" metalin varlığı anlamına gelirken, bir bitin "0" olarak ayarlanması o parçadaki elektrik akımının sıfır olduğu, metal parçanın kaldırıldığı anlamına gelir. Şekil 3.2'de gösterildiği gibi, GA tarafından moment matrisi ile aynı boyutta oluşturulan kromozom matrisindeki k. sıradaki bir bitinin sıfır olarak ayarlanması, yapı üzerindeki k. sıradaki parçanın kaldırılması demektir. Bu da, çıkarılan parçayı içeren moment matrisinin k. satır ve sütunlarının sıfırlarla doldurulması anlamına gelir. Bu şekilde GA sürekli olarak, tasarımda tanımlanan uygunluk fonksiyonuna bağlı olarak, hedeflenen anten parametrelerini verecek en uygun yapıyı arar.



Şekil 3.15 : Antenin: (a)Başlangıç yapısı ve momentler matrisi. (b)Antenden bir hücre çıkarıldığında görüntüsü ve momentler matrisi.

Bir antenin optimizasyonudaki en uzun hesaplama adımı, moment matrisinin doldurulmasını içeren adımdır. Öte yandan, anten geometrisindeki küçük bir değişiklik bile Z-matrisinin tamamen veya kısmen yeniden hesaplanmasını gerektirir. Her seferinde moment matrisine yeniden doldurulması, optimizasyon algoritmalarının problemi çözmeye verimli bir şekilde çalışmasını büyük ölçüde sınırlar. Bu sorunu ortadan kaldırmak için, GA optimizasyonunun daha verimli çalışmasını sağlayan Doğrudan Matris Manipülasyonu (DMM) tekniği geliştirilmiştir [2].

DMM yönteminde, optimizasyon öncesinde belirlenen problem için moment matrisi bir kere doldurulur ve optimizasyon sürecinde sürekli olarak bu matris üzerinden işlem yapılır. DMM yöntemi sayesinde, optimizasyon boyunca uygunluk fonksiyonunun her değerlendirmesinden sonra moment matrisinin tekrar tekrar doldurulmasının önüne geçilir. Bu yöntem kullanılarak, işlem süresi önemli ölçüde kısalmaktadır. GA/MoM optimizasyon yöntemi, daha detaylı bir şekilde Bulgular ve Tartışma bölümünde uygulamalı olarak anlatılmıştır. Şekil 3.3’de, GA/MoM yönteminin akış diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 3.16 : GA/MoM yöntemi için DMM akış diyagramı.

3.6 ANSYS HFSS Programı

ANSYS HFSS (High Frequency Structural Simulator) programı, üç boyutlu elektromanyetik problemlerini sonlu elemanlar yöntemi (FEM) kullanarak çözen yazılım tabanlı bir tam dalga simülatördür [91]. HFSS programı sahip olduğu gelişmiş hesaplama teknolojisi sayesinde mühendisler tarafından antenlerin, anten dizilerinin, konnektörlerin, filtrelerin, mikrodalga veya RF bileşenlerinin, PCB'lerin ve iletim hatları gibi yüksek frekanslı ve yüksek hızlı ürünlerin tasarımında ve benzetiminde en yaygın kullanılan birkaç ticari yazılımdan (CST, FEKO,...) bir tanesidir. Bu tez çalışmasında, optimizasyon süreci sonucunda elde edilen antenlerin simülasyonları ve metamalzeme birim hücrelerinin tasarımı ve simülasyonları HFSS tam dalga simülatörü kullanılmıştır.

3.7 GiD Programı

GiD programı, sayısal simülasyon alanındaki geometrik modelleme, analiz verilerinin etkili tanımı, ağ oluşturma, analiz yazılımına veri aktarımı ve ayrıca nümerik sonuçların analizi ve görselleştirilmesi işlemlerinde kullanılan çizim bir programdır [107]. GiD programı, bir problemin analizi için gerekli tüm bilgileri nümerik yöntemler kullanarak üretmek için idealdir ve herhangi bir nümerik simülasyon koduna uyarlanması da son derece kolaydır. Bu özelliklerine ek olarak, giriş ve çıkış formatları özelleştirilebilir ve bu sayede herhangi bir yazılımla uyumlu hale getirilebilir. Bu tez çalışmasında, optimizasyon süreci öncesinde antenlerin ana geometrilerin çizimi ve antenlerin ışımaya yapan yüzeyinin hücrelerinin boyutunun belirlenmesinde ve indekslenmesinde GiD programı kullanılmıştır.

3.8 Anten ve Metamalzeme Tasarımlarında Kullanılan Dielektrik Malzemeler

Bu başlıkta, önerilen antenlerin ve metamalzeme birim hücrelerinin tasarımında kullanılan dielektrik malzemelerin karakteristik özellikleri çizelgeler ile verilmiştir. Çizelge 3.1'de önerilen kare ve dairesel antenlerin tasarımında kullanılan dielektrik malzemelerin karakteristik özellikleri sunulmuştur. Çizelge 3.2 de ise, yarıklı iki kare halka (KH-2), yarıklı üç kare halka (KH-3), yarıklı iki dairesel halka (DH-2), yarıklı üç dairesel halka (DH-3), yarıklı iki altıgen halka (AH-2) ve yarıklı üç altıgen halka (AH-3) rezonatör ile tel yapısının kombinasyonu ile oluşan metamalzeme birim hücrelerinin benzetiminde kullanılan dielektrik malzemelerin özellikleri verilmiştir.

Çizelge 3.1 : Anten tasarımlarında kullanılan dielektrik malzemelerin karakteristik özellikleri

Anten Türü	Dairesel Anten	Kare Anten
Dielektrik Malzeme	Rohacell 31HF	Rohacell 71HF
Dielektrik Sabiti (ϵ_r)	1.043	1.106
Kayıp Tanjant ($\tan \delta$)	0.0016	0.0016
Yoğunluk (g/cm^3)	0.032	0.075
Basınç Dayanımı (Mpa)	0.4	1.5
Gerilme Direnci (Mpa)	1	2.8

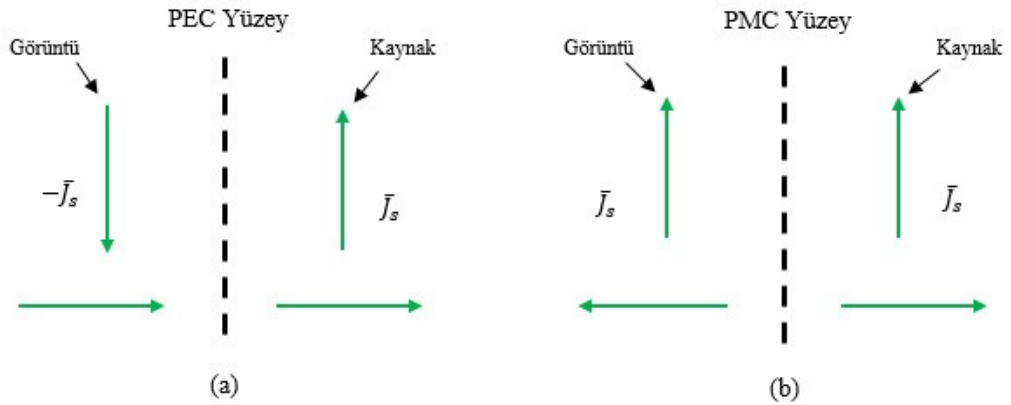
Çizelge 3.2 : Metamalzeme birim hücrelerin tasarımlarında kullanılan dielektrik malzemelerin karakteristik özellikleri

Birim Hücre	KH-2	KH-3	DH-2	DH-3	AH-2	AH-3
Dielektrik Malzeme	Rogers AD 250C	Rogers RT/duroid 5870	Rogers RT/duroid 6006	Rogers RO4003	Arlon AR1000	Rogers RO4350
Dielektrik Sabiti (ϵ_r)	2.5	2.33	6.15	3.55	10	3.66
Kayıp Tanjant ($\tan \delta$)	0.0015	0.0012	0.0019	0.0027	0.003	0.004
Dielektrik Sabitin Termal Katsayısı ($ppm/^\circ C$)	-117	-115	-410	+40	-233	+50
Yoğunluk (g/cm^3)	2.28	2.2	2.7	1.79	2.84	1.86
Yüzey Direnci ($M\Omega$)	4.1×10^7	2×10^7	7×10^7	4.2×10^9	1.8×10^9	5.7×10^9
Hacim Direnci ($M\Omega \cdot cm$)	4.8×10^7	2×10^7	2×10^7	1.7×10^{10}	1.4×10^9	1.2×10^{10}

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu bölümde, ilk olarak tasarımı yapılan antenlerin optimizasyon süreçleri adım adım anlatılmış ve daha sonra optimizasyon sonucunda oluşan antenlerin ışına karakteristikleri değerlendirilmiştir. Bir sonraki adımda, optimizasyon süreci sonucunda elde edilen antenlere entegre edilecek metamalzemerin tasarım adımları açıklanmış ve sonuçları yorumlanmıştır. Son aşamada ise, GA/MoM optimizasyon yaklaşımı ile oluşturulan antenler ile tasarlanan metamalzemelerin birbirine entegre edilme süreci anlatılmıştır. Elde edilen antenlerin analiz sonuçları grafik ve tablolar ile sunulmuştur.

Optimizasyonun ilk adımında, antenin ana geometrisi belirlenir. Ancak, anten geometrisinin tamamını optimize etmek hem çok fazla işlemci gücünün kullanılmasına hem de çok fazla zaman harcanmasına neden olmaktadır. Fazla zaman ve bellek kaybına neden olacak bu olumsuzlukları aşmak için tasarladığımız her iki anteninde optimizasyonunda, ana geometrilerinin tamamını optimize etmek yerine yarı geometrileri optimizasyon süreci için kullanılmıştır. Şekil 4.1’de verilen görüntü teoreminden [92] yararlanılan bu aşamada, antenlerin yarı geometrileri kullanılarak yapılan optimizasyon işleminde ortaya çıkan geometrik yapının simetrisi ile birleştirilmesiyle, antenin tam geometrisi oluşturulmuştur. Bu işlem adımında, ana geometrideki kesilmenin olduğu noktalarda simetri düzlemine dik olarak hiçbir akım akamayacağından dolayı, orada gerçek bir sınırda olduğu gibi alt bölge açılım fonksiyonları tanımlanmamıştır.



Şekil 4.1 : Yüzey yanındaki elektrik akımı kaynağına uygulanan görüntü teorisinin gösterimi: (a)PEC yüzey. (b) PMC yüzey.

Denklem 4.1’de, Şekil 4.1(b)’de gösterilen PMC sınır koşulunun kullanıldığı bir antenin yarı geometrisi alınarak giriş empedansı Z_{in} ’nin yarısı hesaplanmıştır.

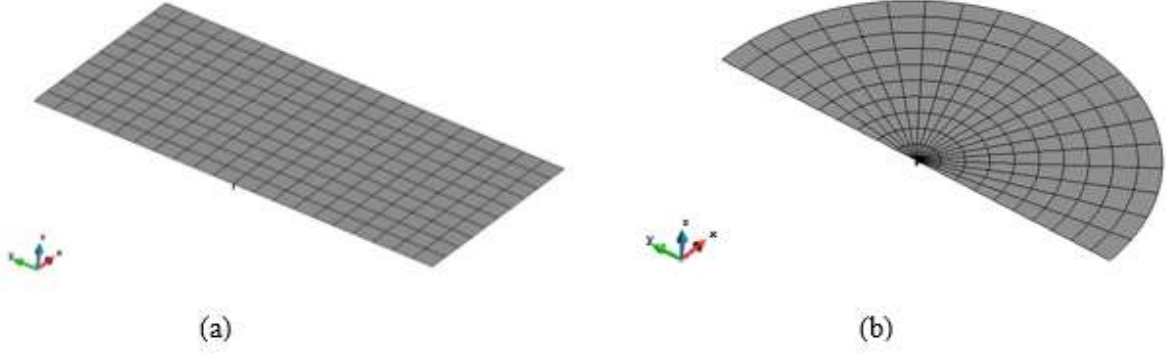
$$Z_{in} = Z_s/2 \quad (4.1)$$

Bunun yanında, beslemeninde simetrik olması için, tasarım aşamasında hesaplanan besleme hattının eninin yarısı dikkate alınarak besleme hattı oluşturulmuştur.

Her iki antenin optimizasyon sürecinden önceki adımdaki ana geometrinin oluşturulması, hücrelere ayrılması, indekslenmesi ve yüzeyin üçgenlere ayrılması işlemleri GiD çizim programı [107] kullanılarak yapılmıştır.

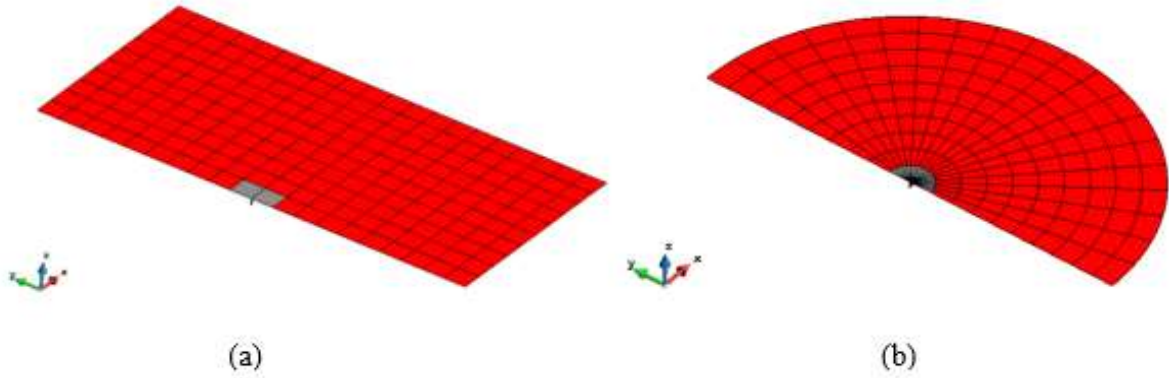
Antenlerin tasarım sürecinin ilk adımında, antenlerin ana geometrilerinin yarısı oluşturulmuştur. Kare antenin tam geometrisi $2\lambda \times 2\lambda$ boyutlarında tasarlanırken, dairesel anten ise çapı 2λ olarak tasarlanmıştır. Her iki anten merkezlerinden 50 ohm’luk koaksiyel hat ile beslenmiştir. Antenleri besleyen hattın kalınlığı çok ince ($\approx \lambda/125$) olacak şekilde belirlenmiştir. Daha sonra, Şekil 4.2’de görüldüğü gibi antenlerin ışımaya yapan yüzeyleri optimize edilmek üzere bağımsız hücrelere ayrılmıştır. Hücre boyutlarının daha spesifik bir analiz için mümkün olduğunca küçük seçilmesi gerekir. Ancak, hücre boyutunun küçülmesinin sonucunda meydana gelecek moment matrisinin boyutundaki artış, hesaplama süresini ve yükünü arttıracığı için genellikle hücre boyutu $\lambda/10$ ile $\lambda/20$ arasında seçilmelidir. Bu çalışmada, kare antenin her bir hücresi $\lambda/10 \times \lambda/10$ boyutlarında oluşturulmuştur.

Dairesel anten için ise, asimetric hücreleme yöntemi kullanılmıştır [109]. Çünkü, dairesel bir geometriye sahip yüzey optimizasyon için simetrik hücrelere ayrılması istenirse, yüzeyin uç bölgelerinde optimizasyon sürecine dahil edilemeyecek boşluklar oluşacaktır. Bunun sonucunda, optimizasyonun daha sınırlı bir alanda uygulanması zorunda kalınacaktır. Nihayetinde, sınırlı bir yüzey alanının optimizasyon sürecine dahil olması nedeniyle, hedeflenen radyasyon karakteristiğine sahip antenin elde edilmesi de zorlaşacaktır. Bu sorunun üstesinden gelmek için, dairesel bir yüzey simetrik hücreleme yapıldıktan sonra, boş kalan alanlar daha küçük simetrik pikseller oluşturularak doldurulabilir. Böylelikle, artan piksel sayısı sayesinde optimizasyona dahil edilecek yüzey alanı artırılarak hedeflenen radyasyon parametrelerine sahip bir anten elde edilebilir. Ancak bu işlemi yapmak, piksel sayısındaki artışa ve moment matrisinin boyutunda artışa neden olacağından dolayı, optimizasyon için harcanan iş yükü artacaktır. Bu sebeple dairesel antenin yüzeyi asimetric hücrelere bölünmüştür. Şekil 4.2’de antenlerin yarı geometrileri gösterilmiştir.



Şekil 4.2 : Antenlerin yarı geometrileri: (a)Kare anten. (b)Dairesel anten.

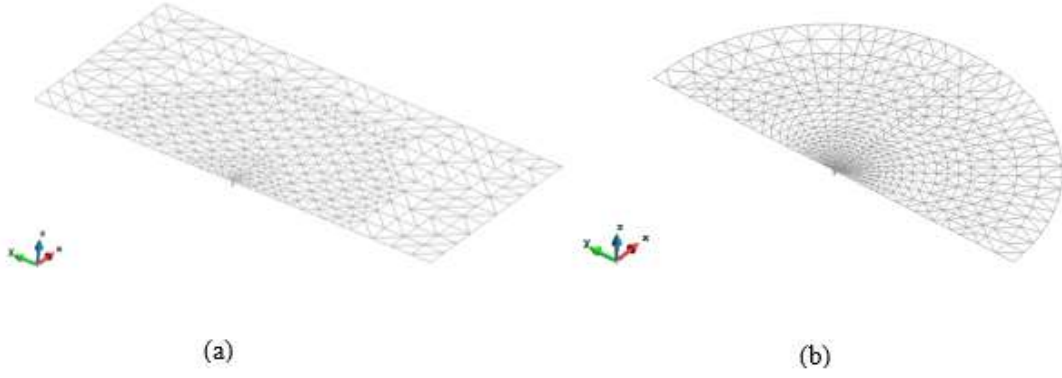
Şekil 4.2’de gösterildiği gibi antenlerin ışıma yapan yüzeylerinin hücelere ayrılma işleminden sonra, optimizasyon sürecine dahil edilecek hücelere seçilmiştir. Bu aşamada her bir hücre, optimizasyon sürecinde genetik algoritma tarafından üretilecek kromozomun bir bitiyle (1 yada 0) eşleşmesi için indekslenmiştir (Şekil 4.3).



Şekil 4.3 : Antenlerin yüzeyinde optimizasyona dahil edilecek hücrelerin seçilmiş hali: (a)Kare anten. (b)Dairesel anten.

Şekil 4.3’de kırmızı renkte olan hücelere optimizasyona dahil edilen hücreleri temsil ederken, gri renkte olan hücelere optimizasyon sürecine dahil edilmeyen hücreleri temsil eder. Şekil 4.3’de görüldüğü gibi, bu adımda genetik algoritma her yinelemede rastgele hücelere kaldırılacağından dolayı, antenin ışıma yapan yüzeyine giden akımın hiçbir zaman kesilmemesi için, besleme noktasının temas ettiği hücelere optimizasyon sürecine dahil edilmemiştir.

Şekil 4.4’de görüldüğü üzere, optimizasyon sürecine dahil edilecek hücelere belirlendikten sonra, moment matrisini oluşturabilmek için anten yüzeyine üçgenleştirme yapılmıştır.



Şekil 4.4 : Anten yüzeylerin üçgenlere ayrılmış görüntüleri: (a)Kare anten. (b)Dairesel anten.

Belirtilen ilk üç aşama tamamlandıktan sonra, yazılım programı kullanılarak moment matrisi bir kez hesaplanmış ve her bir antene ait tüm bilgiler optimizasyonun çalışması için MATLAB [108] programına aktarılmıştır. Optimizasyon süreci, tamamen otomatik olarak MATLAB programında gerçekleştirilmiştir. Optimizasyon sonucunda elde edilen yüzey geometrisi, HFSS [91] programı ile doğrulanmıştır. Eğer tasarımda amaçlanan sonuçlar elde edilmezse, antenin geometrisi (hücre boyutları, hücre şekilleri vb...) veya optimizasyon parametreleri (yineleme sayısı, uygunluk fonksiyonu vb...) değiştirilerek optimizasyon tekrarlanabilir.

Optimizasyon işlemi sonucunda belirlenen frekans bandında yüksek yönlü antenler elde edilmesinin ardından, bu antenler ile uyumlu bir şekilde çalışacak ve yönlülüğünü arttıracak DNG metamalzeme birim hücreleri tasarlanmıştır. Bu adımdan sonra ise, GA/MoM yaklaşımı ile oluşturulan antenlere, seçilen DNG metamalzeme ile oluşturulan dizisi yapısı sırasıyla entegre edilerek HFSS programında simülasyonu yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir.

4.1 Antenlerin Optimizasyonunda Kullanılan Uygunluk Fonksiyonu

Optimizasyon sürecinin en önemli parametrelerinden bir tanesi uygunluk fonksiyonudur. Tasarlanacak antenin hangi özelliklere sahip olacağını belirleyen bu fonksiyon, hem optimizasyon sürecini yavaşlatmayacak hem de algoritmanın istenilen çözüme en yakın çözümü bulacak şekilde oluşturulmalıdır.

Bu tezde, önerilen her iki antenin yüksek yönlü özelliğe ve düşük giriş yansımaya katsayısına sahip olması için;

$$uygunluk = \max \left(\left[\frac{1}{(VSWR - 1)^{m_1}} \right] (D_{max})^{m_2} \right) \quad (4.2)$$

uygunluk fonksiyonu oluşturulmuştur. Bu fonksiyonda D_{max} maksimum yönlülüğü, VSWR ise gerilim duran dalga oranını temsil eder. VSWR aşağıdaki gibi tanımlanır [99].

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_{in}|}{1 - |\Gamma_{in}|} \quad (4.3)$$

Optimizasyon sürecinin doğasından dolayı, uygunluk fonksiyonunda tanımlanan değişkenlerden sadece biri için en iyi sonuca yakınsama sorunu ortaya çıkabilir. Bunun sonucunda ise, yüksek kazançlı ancak yeterince düşük giriş yansımaya katsayısına sahip olmayan veya düşük yönlü ve çok düşük giriş yansımaya katsayısına sahip anten oluşabilir. Denklem 4.4'de bu istenmeyen durumu ortadan kaldırmak ve uygunluk fonksiyonunu oluşturan değişkenler arasındaki dengeyi yakalayabilmek için, m_1 ve m_2 olmak üzere iki tane ağırlık katsayısı tanımlanmıştır. Bu katsayılar optimizasyon süresince, uygunluk fonksiyonun iki değişkeninin değerinin birbirine olabildiğince çok yakın olmasını sağlar. Bu sayede, algoritma her yinelemesinde hem yüksek yönlü hem de düşük geri dönüş kayıplı yapıyı arar.

$$m_1 = \begin{cases} 0.02, & VSWR \leq 2 \\ 0.4, & VSWR > 2 \end{cases} \quad (4.4)$$

$$m_2 = 0.4$$

Denklem 4.4'de değerleri verilen bu ağırlık katsayılarından m_1 'in değerinin VSWR'nin değerine bağlı olarak değişecek şekilde ayarlanmıştır. Bunun nedeni, genetik algoritmanın en iyi sonuca yakınsama sürecinde VSWR değeri 2'den büyük olan sonuçların uygunluk değerlerini düşürerek elenmesini sağlamaktır. Bu sayede genetik algoritma optimizasyon sırasında, yüksek kazançlı ve geri dönüş kaybı -10 dB 'nin altında olan çözümler arasından en iyisini arar.

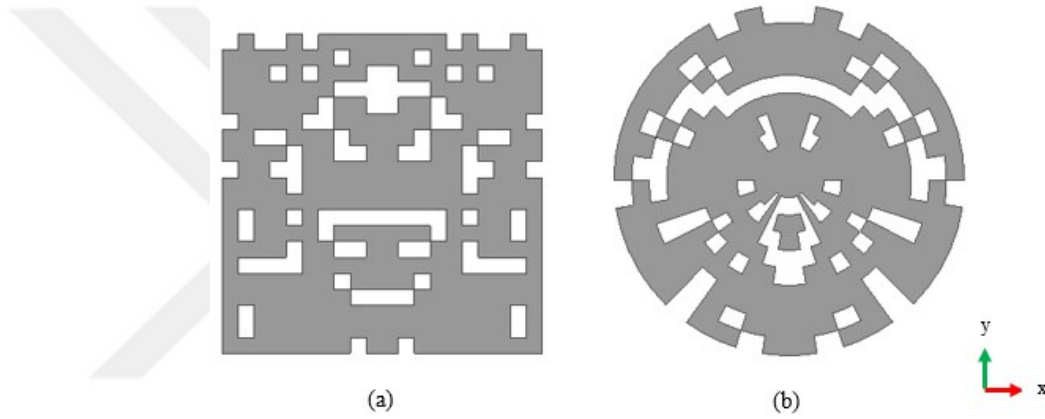
4.2 Önerilen Kare ve Dairesel Antenlerin Optimizasyon Sonuçları

Optimizasyon 5.8 GHz frekansında, Çizelge 4.1'de belirtilen genetik algoritma parametreleri kullanılarak her iki anten için MATLAB [108] programında ayrı ayrı yapılmıştır. Her iki antenin fiziksel boyutundaki ve hücre sayısındaki farklılıktan dolayı popülasyon büyüklüğü ve kromozom uzunluğu farklıdır. Fiziksel yapıdan bağımsız olan diğer optimizasyon parametreleri her iki anten içinde aynı seçilmiştir.

Çizelge 4.1 : Optimizasyon için GA parametreleri

GA parametreleri	Kare anten	Dairesel anten
Yineleme sayısı	100	100
Popülasyon büyüklüğü	360	320
Kromozom uzunluğu	198	180
Seçim	Rank-bazlı	Rank-bazlı
Çaprazlama	Tek-noktalı	Tek-noktalı
Mutasyon oranı	0.5%	0.5%
Elitizm oranı	1%	1%

Önerilen kare anten için optimizasyonun çözüme yakınsaması yaklaşık 31 saat sürerken, önerilen dairesel antenin ise 50 saat sürmüştür. Şekil 4.5’de, her iki antenin MATLAB [108] programında yapılan optimizasyonları sonucunda elde edilen geometrik yapıları gösterilmiştir.



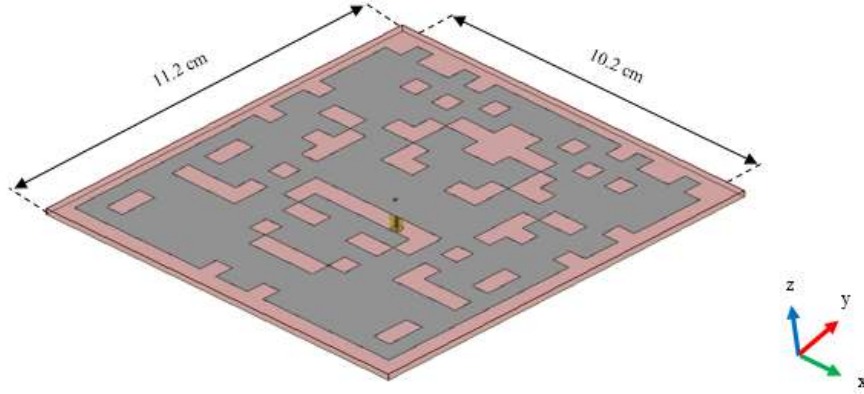
Şekil 4.5 : Optimizasyona sonucunda elde edilen önerilen antenlerin geometrileri:
(a)Kare anten. (b)Dairesel anten.

MATLAB [108] programından elde edilen bu yapıların, daha sonra HFSS [91] tam dalga simülatörü kullanılarak simülasyonu yapılmıştır.

4.3 Önerilen Kare ve Dairesel Antenlerin Simülasyon Sonuçları

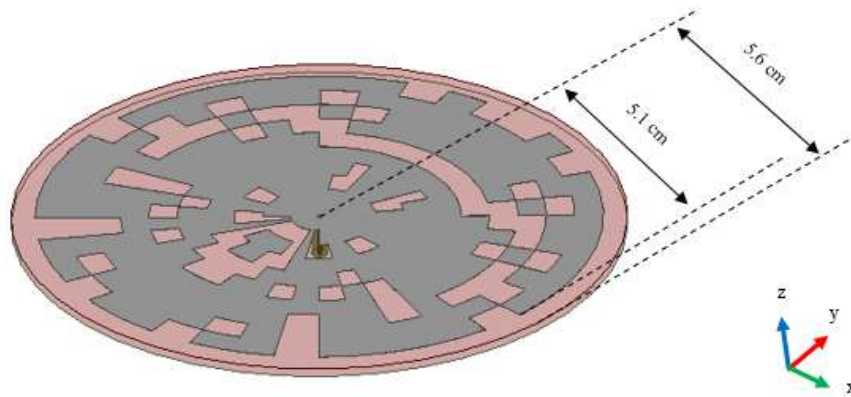
MATLAB [108] programında antenlerin optimizasyonu, ışına yapan yüzey ile toprak yüzey arasında dielektrik sabiti $\epsilon_r = 1$ olan hava kullanılarak yapılmıştır. Her iki antenin HFSS [91] programındaki analizinde ve daha sonra gerçekleşmesi için ise, yamaya fiziksel olarak destek sağlayacak dielektrik malzemesi kullanılmıştır. Bu amaçla önerilen her iki antenin simülasyonunda, havanın elektriksel özelliklerine yakın, düşük dielektrik sabiti ve yüksek frekanslarda düşük kayıplı köpük bazlı bir malzeme olan Rohacell HF dielektrik malzemesi kullanılmıştır [110]. Şekil 4.6’da gösterilen önerilen kare anten için, 112 x 112 x 1.575 mm

boyutlarında, kayıp tanjant değeri $\tan \delta = 0.0016$ ve dielektrik sabiti $\epsilon_r = 1.106$ olan Rohacell 71 HF malzemesi kullanılmıştır. Dielektrik malzemenin üstündeki yama için ise, kalınlığı $t = 0.0017$ mm ve iletkenliği $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m değerinde olan bakır malzemesi kullanılmıştır.



Şekil 4.6 : Önerilen kare anten üç boyutlu görüntüsü.

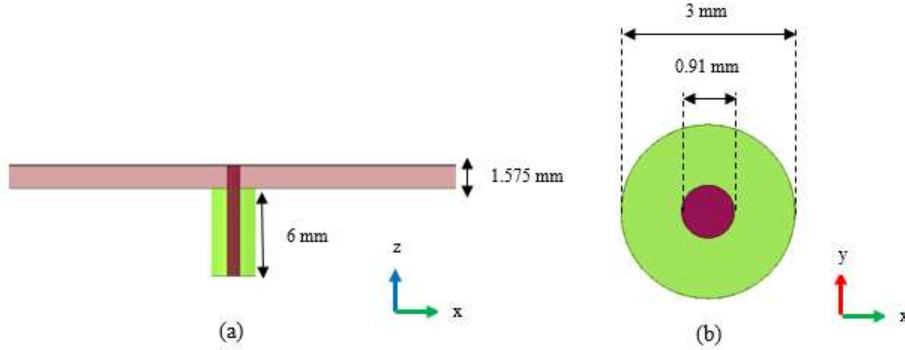
Şekil 4.7’de gösterilen önerilen dairesel anten için ise, yarıçapı $r = 56$ mm, dielektrik malzemenin yüksekliği $d = 1.575$ mm, kayıp tanjant değeri $\tan \delta = 0.0016$ ve dielektrik sabiti değeri $\epsilon_r = 1.043$ olan Rohacell 31HF malzemesi kullanılmıştır [111]. Dielektrik üzerindeki yama için ise, kalınlığı $t = 0.0017$ mm ve iletkenliği $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m değerinde olan bakır malzemesi kullanılmıştır.



Şekil 4.7 : Önerilen dairesel antenin üç boyutlu görüntüsü.

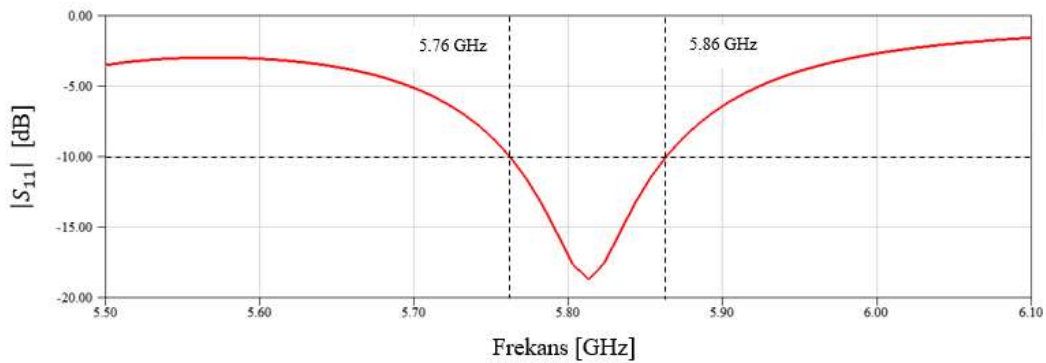
Önerilen her iki anteni beslemek için, yüksek frekanslarda kullanılmaya daha uygun olan ve mikroşerit hatta göre çok daha düşük kayıplara sahip olan koaksiyel besleme hattı kullanılmıştır. Şekil 4.8’de gösterilen koaksiyel besleme hattının, yama ile temas eden bakır iç iletkeninin (kırmızı) çapı 0.91 mm olarak belirlenmiştir. Bakırı saran teflon malzemesinin

(yeşil) ise toprak düzlemde z-ekseni yönündeki uzunluğu 6 mm olarak belirlenmiştir. Daha sonra, önerilen antenleri besleyen bu koaksiyel hat, dalga klavuzu portu tanımlanarak beslenmiştir.



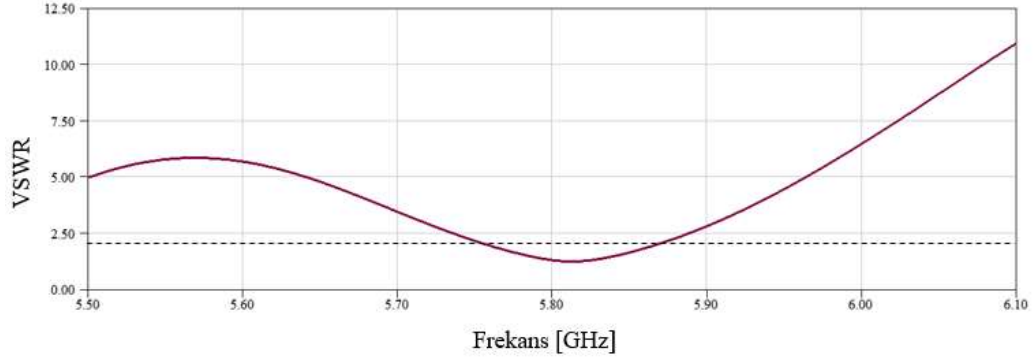
Şekil 4.8 : Önerilen antenlerin farklı açılardan görüntüsü: (a)xz-eksenindeki görüntüsü. (b)Koaksiyel beslemenin xy-eksenindeki görüntüsü.

HFSS [91] programında sırasıyla önerilen her iki antenin simülasyonu yapılmıştır. Şekil 4.9’da kare antenin frekansa bağlı $|S_{11}|$ grafiği verilmiştir. Önerilen kare antenin en düşük $|S_{11}|$ değerinin, 5.81 GHz ‘de -18.65 dB olduğu görülmüştür. Simülasyon sonucunda elde edilen düşük $|S_{11}|$ değerinin, optimizasyonun yapıldığı yapıldığı 5.8 GHz’den çok azda olsa farklı olmasının sebebi, kullanılan dielektrik malzemesinin elektrik geçirgenliğinin optimizasyonda kullanılan havadan farklı olması ve koaksiyel hatta meydana gelen kayıplardan kaynaklandığı öngörülmektedir. Bant genişliği 100 MHz olan kare antenin, hedeflenen 5.8 GHz ISM bandında ışıma yaptığı görülmüştür.



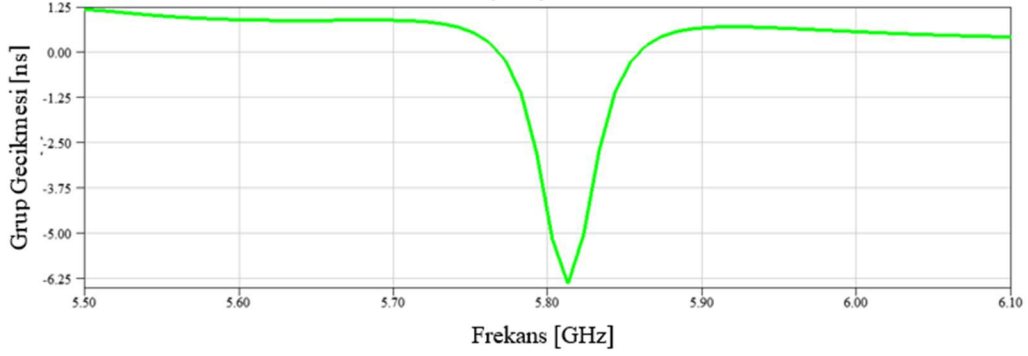
Şekil 4.9 : Önerilen kare antenin için $|S_{11}|$ grafiği.

Şekil 6.10’da önerilen kare antenin frekansa bağlı VSWR grafiği verilmiştir. Antenin VSWR değeri, tasarımda hedeflendiği gibi 5.8 GHz ISM bandı içerisinde 2’nin altında kalmıştır.



Şekil 4.10 : Önerilen kare antenin VSWR grafiği.

Şekil 4.11’de önerilen kare antene ait, frekansa bağlı grup gecikmesi grafiği verilmiştir. Önerilen kare antenin grup gecikmesinin çalıştığı bant boyunca, sorunsuz bir haberleşme için beklenen değer 1 ns’nin altında kaldığı görülmüştür.



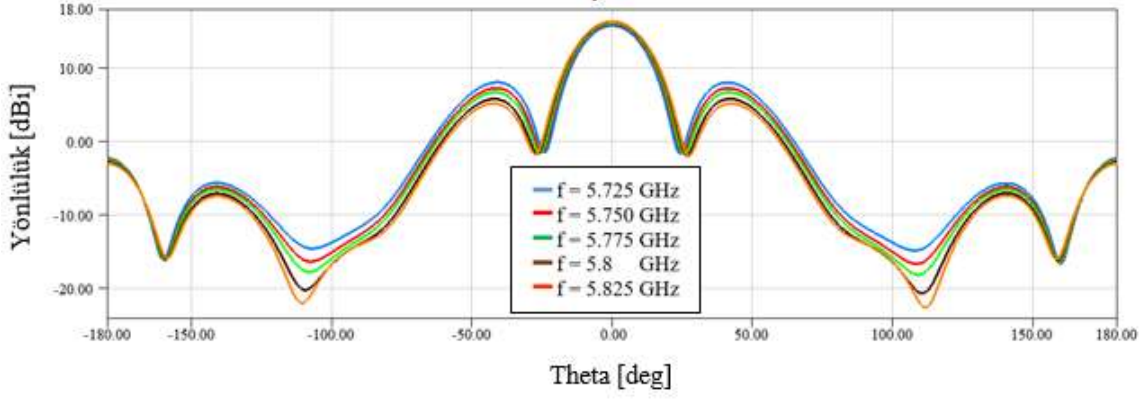
Şekil 4.11 : Önerilen kare antenin grup gecikmesi grafiği.

Çizelge 4.2’de, önerilen kare antenin 5.8 GHz ISM bandı içindeki beş ayrı frekans için terminal parametrelerinin simülasyon sonuçları verilmiştir. Özellikle, ISM bandı içinde 5.775 GHz ve üstündeki frekanslarda iyi bir karakteristiğe sahip olduğu görülmüştür.

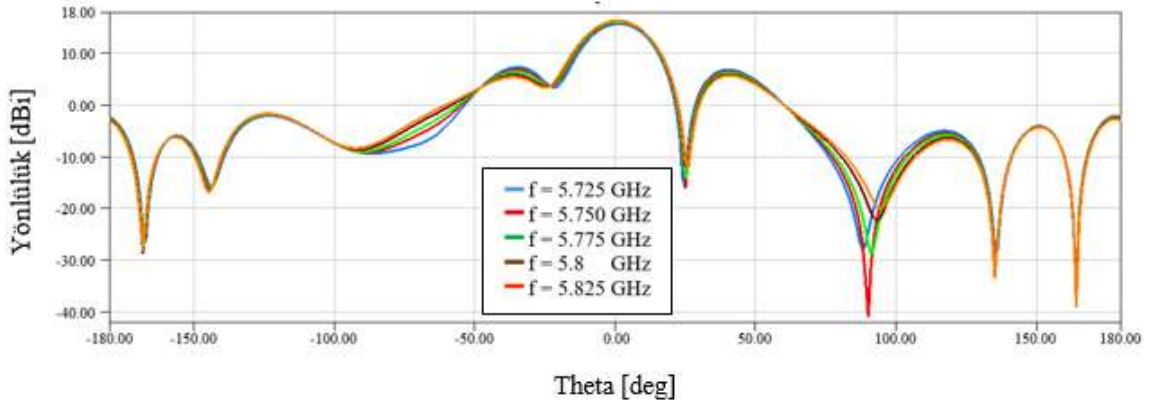
Çizelge 4.2 : Önerilen kare antenin terminal parametreleri

Frekans [GHz]	S_{11} [dB]	VSWR	Grup gecikmesi [ns]	Bant genişliği [MHz]
5.725	-6.51	2.80	0.82	100
5.75	-8.61	2.19	0.57	
5.775	-11.97	1.68	-0.43	
5.8	-17.01	1.33	-4.44	
5.825	-17.15	1.32	-4.62	

Şekil 4.12’de önerilen kare antenin simülasyon sonucunda ISM bandı içindeki beş farklı frekans için elde edilen E- ve H-düzlemindeki yönlülük grafikleri verilmiştir.



(a) $\phi = 0^\circ$

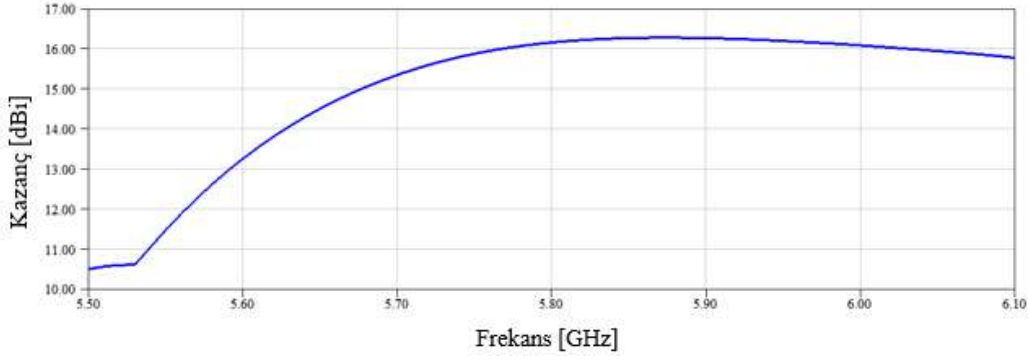


(b) $\phi = 90^\circ$

Şekil 4.12 : Önerilen kare antenin beş farklı frekans için yönlülük grafikleri: (a)E-düzlemi. (b)H-düzlemi.

Şekil 4.12'den görüldüğü üzere, önerilen kare anten E-düzleminde simetrik bir ışıma örüntüsüne sahipken, H-düzleminde simetriye yakın bir sonuç elde edilmiştir. H-düzleminde tam simetrik bir ışıma modeli elde edilememesinin sebebinin, optimizasyon sonucunda elde edilen ışıma yüzeyinin geometrisinden kaynaklandığı düşünülmektedir. Önerilen kare antenin optimize edildiği 5.8 GHz'deki maksimum yönlülük değeri 16.28 dBi çıkmıştır. Önerilen kare antenin için diğer bir önemli parametre olan yan lob seviyesi (SLL) optimizasyonun yapıldığı 5.8 GHz'de E-düzleminde -10.48 dB ve H-düzleminde ise -10.50 dB olduğu görülmüştür. Yönlü bir antenden beklenen dar bir hüzmeye sahip olan antenin yarı güç hüzmeye genişliğinin (HPBW) optimizasyonun yapıldığı 5.8 GHz'de 23.55° değerinde çıkmıştır.

Şekil 4.13'de önerilen kare antenin frekansa bağlı kazanç grafiği verilmiştir. Tasarımda hedeflendiği gibi, optimize edildiği 5.8 GHz'de 16.16 dBi'lik yüksek kazanç ve 82.16%'lık açıklık verimliliğine sahip olduğu saptanmıştır. Önerilen kare antenin maksimum kazancı ise 5.86 GHz'de 16.27 dBi olarak ölçülmüştür ve ISM bandı içerisinde yüksek kazançlı davranış sergilemiştir.



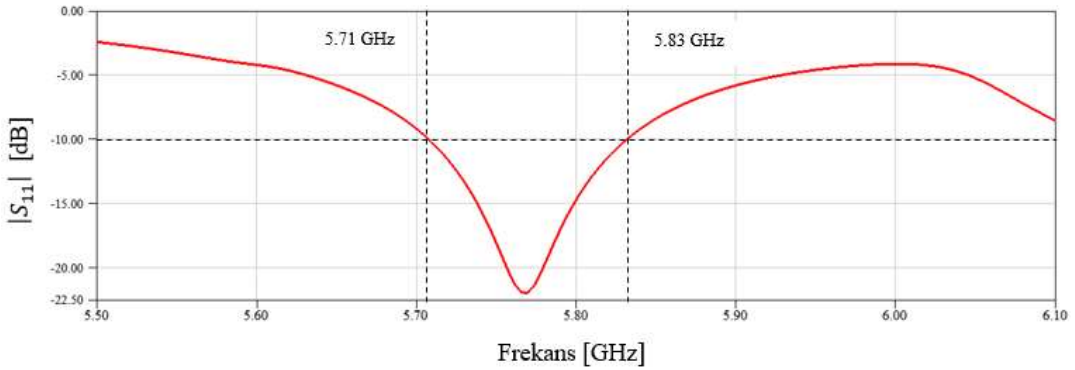
Şekil 4.13 : Önerilen kare antenin frekansa bağlı kazanç grafiği.

Çizelge 4.3'de önerilen kare antenin 5.8 GHz ISM bandındaki beş farklı frekans değeri için uzak-alan parametrelerinin sonuçları verilmiştir.

Çizelge 4.3 : Önerilen kare antenin uzak-alan parametreleri

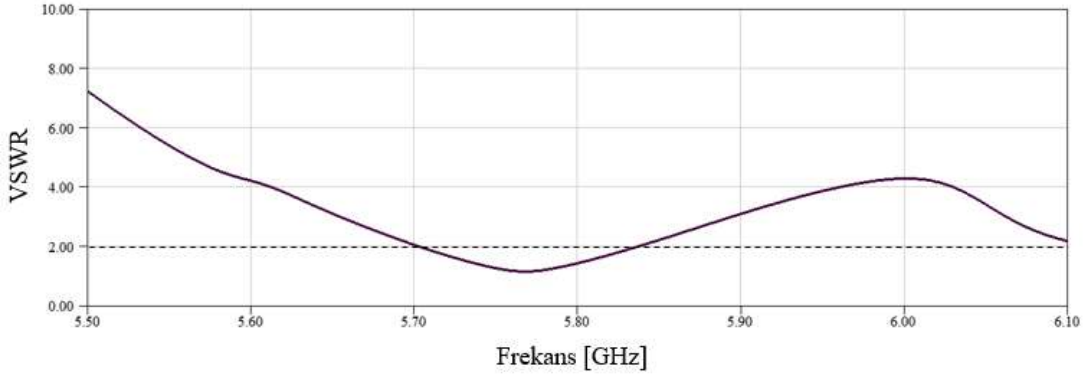
Frekans [GHz]	G_{maks} [dBi]	D_{maks} [dBi]	SLL [dB]	Işıma verimliliği [%]	ϵ_{ap} [%]	HPBW [°]
5.725	15.61	15.76	-7.76	96.76	73.91	22.14
5.75	15.89	16.02	-8.73	97.02	78.83	22.67
5.775	16.03	16.15	-9.44	97.14	81.41	23.02
5.8	16.16	16.28	-10.49	97.27	82.16	23.55
5.825	16.22	16.34	-11.18	97.31	85.04	23.89

Şekil 4.14'de dairesel antenin frekansa bağlı $|S_{11}|$ değişim grafiği verilmiştir. En düşük $|S_{11}|$ değeri optimizasyonun yapıldığı 5.8 GHz'in gerisinde, 5.76 GHz'de -21.9 dB olduğu görülmüştür. Önerilen dairesel antenin $|S_{11}|$ değerinin optimizasyonun yapıldığı frekanstan daha geride çıkmasının nedeni, HFSS programındaki simülasyonda kullanılan dielektrik malzeme ile optimizasyonda kullanılan havanın dielektrik sabitinin arasındaki farktan kaynaklandığı düşünülmektedir.



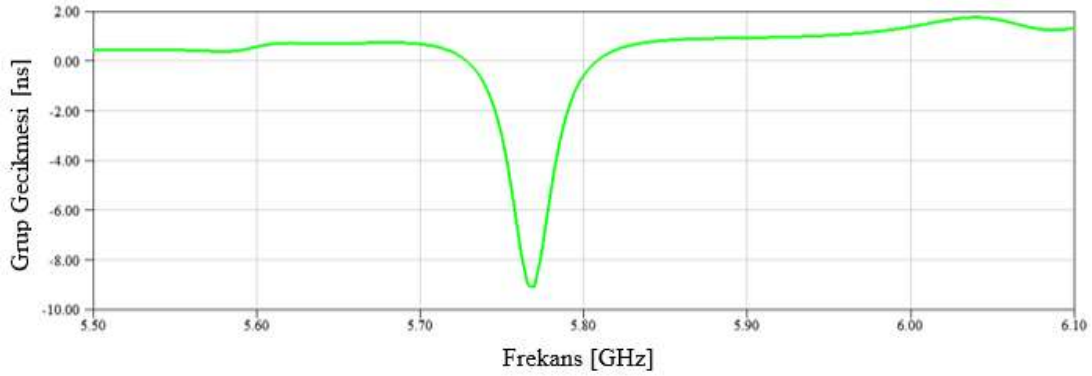
Şekil 4.14 : Önerilen dairesel antenin için $|S_{11}|$ grafiği.

Ayrıca, koaksiyel hatta oluşan kayıplarında oluşan bu farka neden olduğu öngörülmektedir. Ek olarak, optimizasyonun ve simülasyonun farklı yazılım tabanlı programlarda yapılmasının, $|S_{11}|$ değerlerinde farklılıklara neden olduğu düşünülmektedir. Önerilen dairesel antenin bant genişliğinin 120 MHz olduğu ve amaçlanan 5.8 GHz ISM bandında ışıma yaptığı görülmüştür. Şekil 4.15’de önerilen dairesel antenin frekansa bağlı VSWR değişimi grafiği verilmiştir. Önerilen antenin VSWR değeri, 5.8 GHz ISM bandında 2’nin altında seyrettiği görülmüştür.



Şekil 4.15 : Önerilen dairesel antenin VSWR grafiği.

Şekil 4.16’de önerilen antenin grup gecikmesinin frekansa bağlı değişim grafiği verilmiştir. Antenin çalıştığı banttaki grup gecikmesi değeri, gürültüsüz bir haberleşme için gerekli olan 1 ns’nin altında kalmıştır.



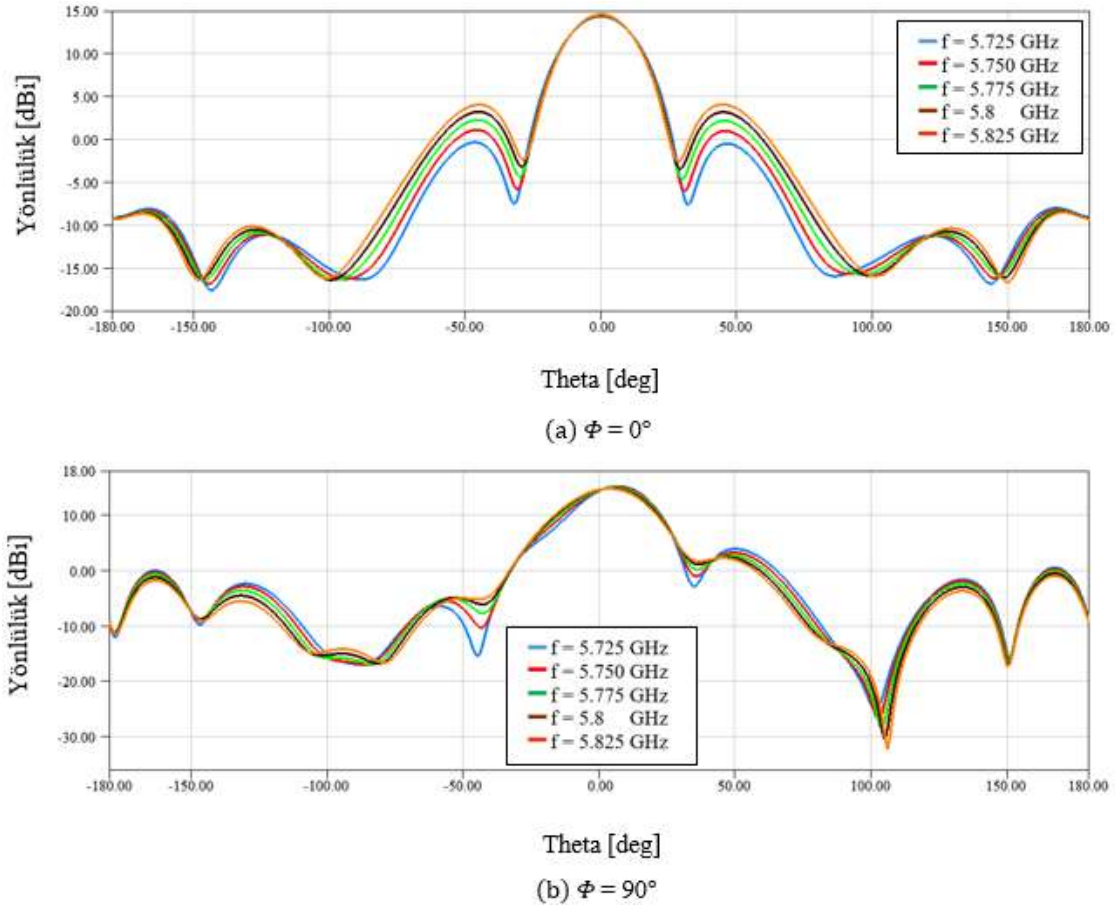
Şekil 4.16 : Önerilen dairesel antenin grup gecikmesi grafiği.

Çizelge 4.4’de önerilen dairesel antenin, 5.8 GHz ISM bandı içerisindeki beş ayrı frekans için terminal parametrelerinin değerleri verilmiştir. Önerilen kare antene göre daha geniş bir bantta çalışaN dairesel antenin, bant içindeki terminal parametre değerleri oldukça iyi çıkmıştır.

Çizelge 4.4 : Önerilen dairesel antenin terminal parametrelerin değerleri

Frekans [GHz]	S_{11} [dB]	VSWR	Grup gecikmesi [ns]	Bant genişliği [MHz]
5.725	-12.38	1.63	0.16	120
5.75	-18.01	1.29	-3.08	
5.775	-21.10	1.20	-1.20	
5.8	-14.68	1.45	-0.57	
5.825	-10.73	1.82	0.57	

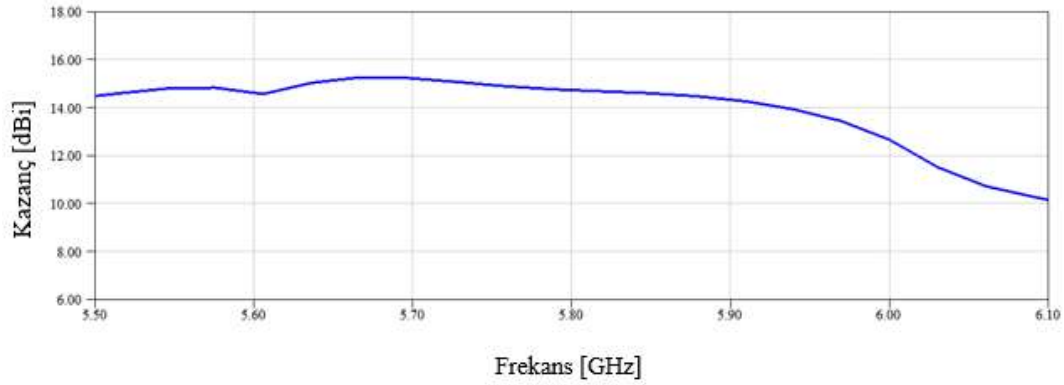
Şekil 4.17’de önerilen dairesel antenin E- ve H-düzlemlerindeki 5.8 GHz ISM bandı içinden seçilen beş farklı frekans için yönlülük grafikleri verilmiştir. E-düzleminde bant içinde simetrik ışınma örüntüsüne sahip olan antenin, yüzey geometrik yapısından dolayı H-düzlemindeki ışınma örüntüsündeki simetrinin bozulduğu düşünülmektedir.



Şekil 4.17 : Önerilen dairesel antenin beş farklı frekans için yönlülük grafikleri: (a)E-düzlemi. (b)H-düzlemi.

Şekil 4.18’de önerilen dairesel antenin frekansa bağlı değişim grafiği verilmiştir. Optimizasyonun yapıldığı 5.8 GHz’de antenin maksimum kazancı 14.73 dBi ve açıklık verimliliğinin ise 75.40% olduğu görülmüştür. Dairesel antenin maksimum kazanç değerinin

ise, 5.69 GHz’de 15.24 dBi değeri de olduğu saptanmıştır.



Şekil 4.18 : Önerilen dairesel antenin zamana bağlı kazanç grafiği.

Çizelge 4.5’de önerilen dairesel antenin uzak-alan parametrelerinin değerleri, ISM bandı içinde beş ayrı frekans değeri için gösterilmiştir.

Çizelge 4.5 : Önerilen dairesel antenin uzak-alan parametreleri

<i>Frekans</i> [GHz]	G_{maks} [dBi]	D_{maks} [dBi]	<i>SLL</i> [dB]	<i>Işıma</i> <i>verimliliği</i> [%]	ϵ_{ap} [%]	<i>HPBW</i> [°]
5.725	15.10	15.20	-14.68	97.62	81.96	26.54
5.75	14.95	15.05	-13.36	97.64	79.18	26.03
5.775	14.82	14.92	-12.19	97.45	76.82	25.61
5.8	14.73	14.83	-11.30	97.74	75.40	25.37
5.825	14.67	14.77	-10.55	97.75	74.34	25.11

Çizelge 4.5’de görüldüğü üzere, önerilen dairesel anten 5.8 GHz ISM bandında yüksek yönlü ve yüksek kazançlı bir davranış göstermiştir. Antenin yan lob seviyesi, frekans değeri arttıkça yükselmesine karşın, bant içinde -10 dB nin altında seyretmiştir ve açıklık verimliliği 74% ün üzerinde kalmıştır.

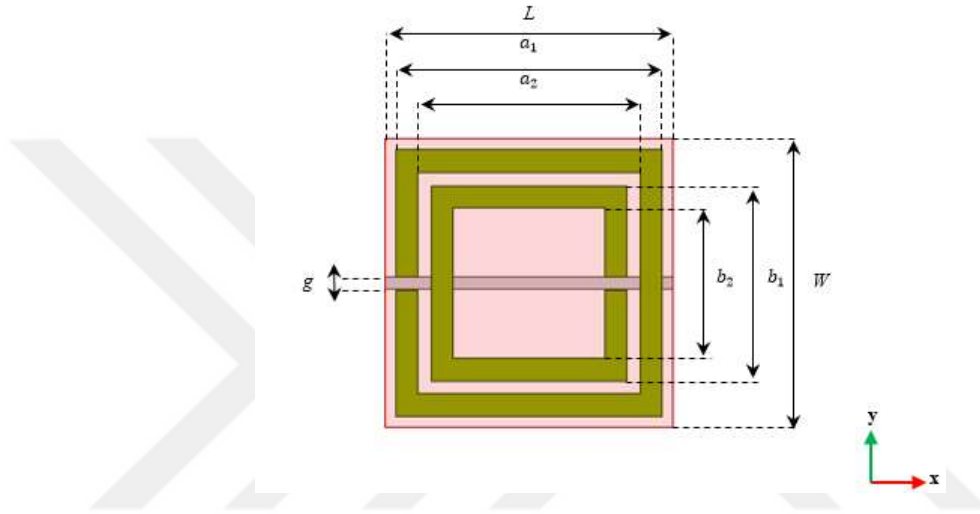
4.4 Metamalzeme Tasarımları

Bu bölümde, önerilen dairesel ve kare antenlerin yönlülüklerini arttırmak için, antenlerle uyumlu bir şekilde çalışacak, farklı geometrik yapıya sahip altı farklı metamalzeme birim hücre tasarımları yapılmıştır. Tasarlanan her metamalzeme birim hücresinin, dielektrik malzemenin üstündeki halka geometrisi, xy-ekseni etrafında belirli bir açı değeri de döndürülerek, 4-8 GHz frekans bölgesindeki davranışları incelenmiştir. Daha sonra bu metamalzemeler içerisinde, önerilen kare ve dairesel anten ile 5.8 GHz ISM bandında uyumlu bir şekilde çalışabilecek olan

birim hücre yapısı seçilmiştir. Bir sonraki bölümde ise, seçilen metamalzeme birim hücreleriyle oluşturulan dizi yapısı önerilen antenlere entegre edilmiştir.

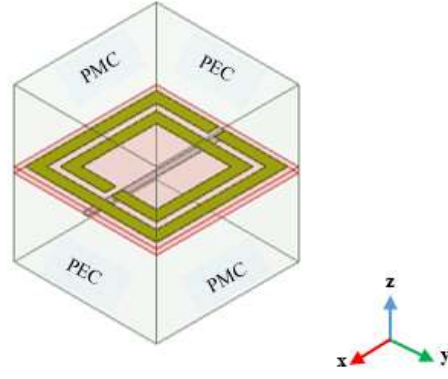
4.4.1 Yarıkli iki kare halkalı metamalzeme tasarımı

Bu bölümde, yarıkli iki kare halkadan oluşan metamalzeme (KH-2) birim hücresinin tasarım ve simülasyon adımları açıklanmıştır. Şekil 4.19’da HFSS [91] benzetim programı kullanılarak tasarımı yapılan KH-2 metamalzeme birim hücresinin tam geometrik yapısı ve uzunluk ölçüleri verilmiştir.



Şekil 4.19 : KH-2 metamalzeme birim hücresinin üstten görünüşü.

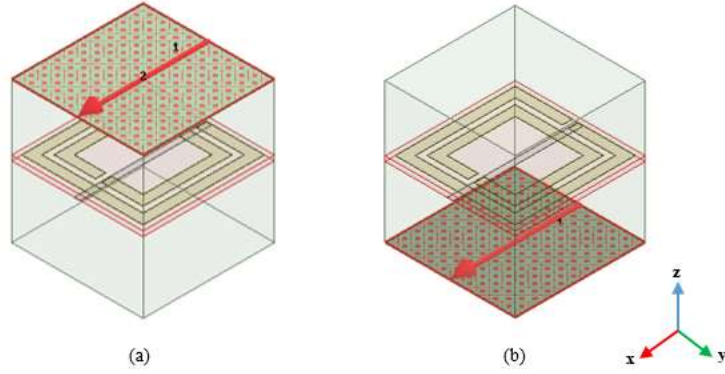
Şekil 4.19’deki halkalar, kenar uzunlukları $L = W = 6.25$ mm ve yüksekliği 0.25 mm olan, dielektrik malzemenin üzerine yerleştirilmiştir. KH-2 birim hücresinin tasarım için, dielektrik sabiti $\epsilon_r = 2.5$ ve kayıp tanjant değeri $\tan \delta = 0.0015$ olan Rogers AD250C dielektrik malzemesi kullanılmıştır. Bakır olarak belirlenen dış halkanın dış uzunluğu $a_1 = 3$ mm ve iç uzunluğu $a_2 = 2.5$ mm’dir. Bakır iç halkanın dış uzunluğu $b_1 = 2.2$ mm ve iç uzunluğu ise $b_2 = 1.7$ mm olarak belirlenmiştir. İki halka arasındaki mesafe 0.3 mm ve bakır halka şeritlerin kalınlıkları ise 0.5 mm’dir. Rogers AD250C malzemesi altında kalan yarıkli iki kare kalkayı uyaran bakır şeritin uzunluğu 6.25 mm, eni ise $g = 0.3$ mm olarak tasarlanmıştır. Birim hücre tasarımı tamamlandıktan sonra, Şekil 4.20’de gösterilen, +x ve -x doğrultusunda PEC, +y ve -y doğrultusunda PMC sınır koşulları tanımlanmıştır.



Şekil 4.20 : KH-2 metamalzeme birim hücresinin sınır koşulları.

Şekil 4.20’de gösterilen iki taraflı sınır koşullarının tanımlandığı yönteme, PMC/PEC periyodik sınır koşulu denir. Sınır koşulları belirlendikten sonra birim hücrenin analiz aşamasına geçilmiştir.

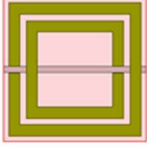
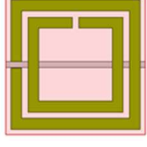
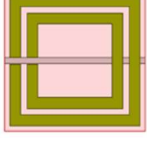
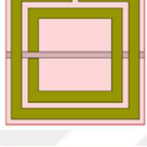
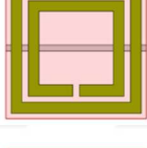
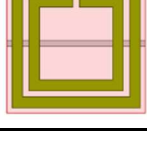
Şekil 4.21’de görüldüğü üzere, $-z$ ve $+z$ eksenlerinde dalga portları tanımlanarak birim hücrenin simülasyonu yapılmıştır.



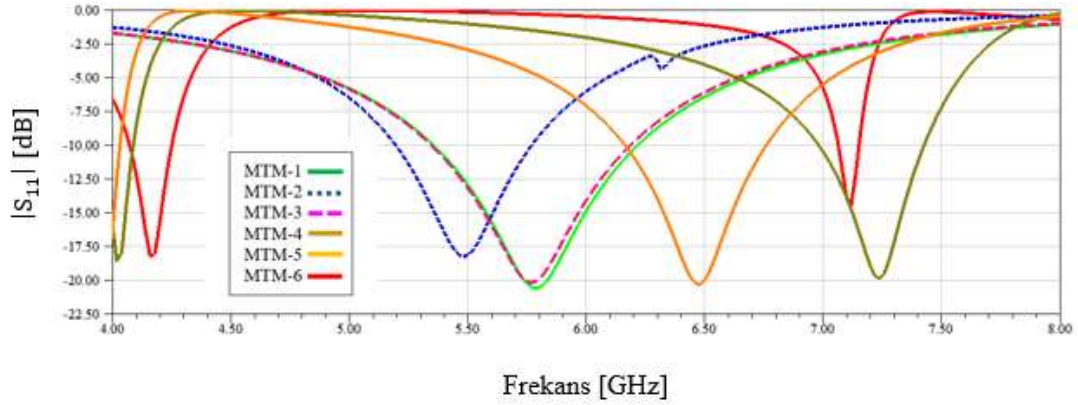
Şekil 4.21 : KH-2 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu.

İlk simülasyon yapıldıktan sonra, Şekil 4.19’da verilen KH-2 birim hücresinin, dış ve iç halkaları sırasıyla xy-ekseninde 90° döndürülerek, bu birim hücreden toplam altı farklı birim hücre geometrisi (MTM-1, MTM-2, MTM-3, MTM-4, MTM-5, MTM-6) türetilmiştir. Daha sonra oluşturulan altı birim hücresi için simülasyon işlemi aynı prosedür takip edilerek yinelenmiştir. Yapılan simülasyon sonucunda her birim hücrenin rezonans frekansı (f_0) değerleri ile birlikte, bu frekanstaki $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ değerleri Çizelge 4.6’da geometrik yapılarıyla birlikte verilmiştir.

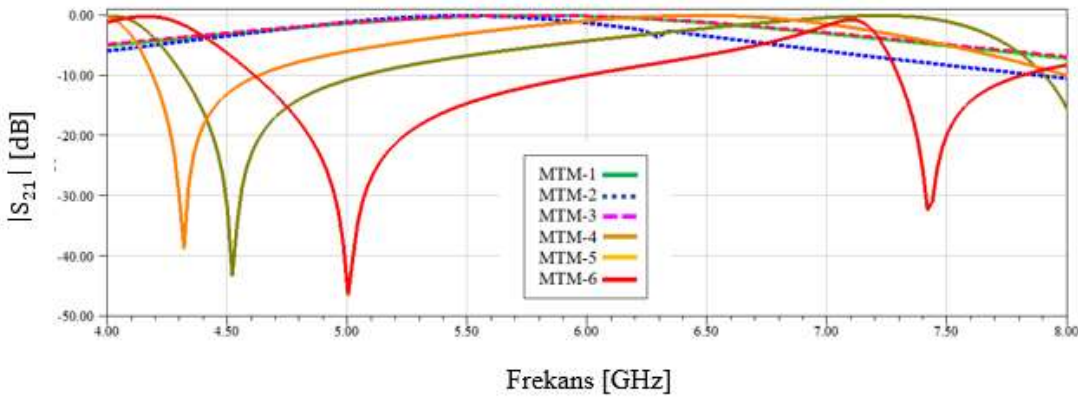
Çizelge 4.6 : Yarıkli iki kare halkalı metalmalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları

No	Hücre Geometrisi	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]
MTM-1		5.76	-20.15	-0.10
MTM-2		5.48	-18.20	-0.17
MTM-3		5.76	-20.16	-0.12
MTM-4		7.32	-19.87	-0.25
MTM-5		6.47	-20.30	-0.13
MTM-6		4.16	-18.23	-0.27

Çizelge 6.6’da verilen altı farklı birim hücrenin S-parametrelerinin grafikleri Şekil 4.22’de gösterilmiştir.



(a)

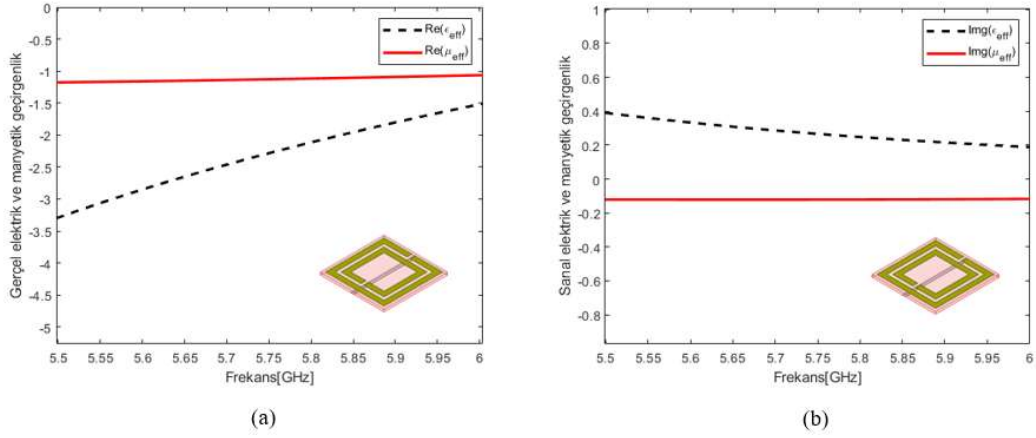


(b)

Şekil 4.22 : Analizi yapılan yarıklı iki kare halkalı dokuz metamalzeme birim hücrenin : (a) $|S_{11}|$ sonuçları. (b) $|S_{21}|$ sonuçları.

Yapılan simülasyonlar sonucunda oluşturulan Çizelge 4.6 ve Şekil 4.22’de görüldüğü üzere, MTM-1 ve MTM-3 birim hücrelerinin rezonans frekansları 5.8 GHz’e çok yakın çıkmıştır. Ancak, MTM-1’in $|S_{21}|$ değeri, MTM-3’ün $|S_{21}|$ değerinden daha yüksek olduğu görülmektedir. Bundan dolayı MTM-1 birim hücresi kullanılarak oluşturulan dizi yapısı, önerilen dairesel ve kare antenlere entegre edilerek simülasyonları yapılmak üzere seçilmiştir.

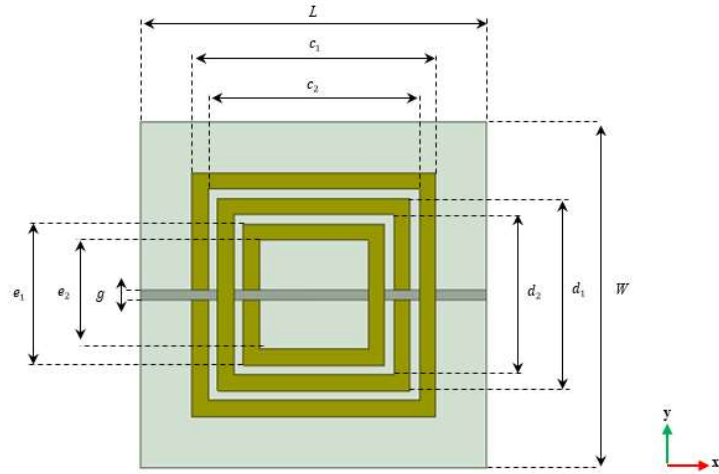
Şekil 4.23’de, seçilen MTM-1 birim hücresinin gerçel ve sanal etkin elektrik $Re(\epsilon_{\text{reff}})$ ve gerçel etkin manyetik geçirgenlik $Re(\mu_{\text{eff}})$ için elde edilen sonuçların grafikleri verilmiştir. Bu grafiklerden de görüleceği üzere, tasarlanan metamalzemenin gerçel etkin geçirgenlik değerleri 5.5 – 6 GHz frekans bölgesinde sıfırın altında kalmıştır. Sanal etkin geçirgenlik değerleri ise, fiziksel kayıplardan dolayı sıfırdan farklı bir değerde çıkmıştır.



Şekil 4.23 : Yarıklı iki kare halkalı MTM-1 birim hüresinin grafikleri: (a)Gerçel etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.

4.4.2 Yarıklı üç kare halkalı metamalzeme tasarımı

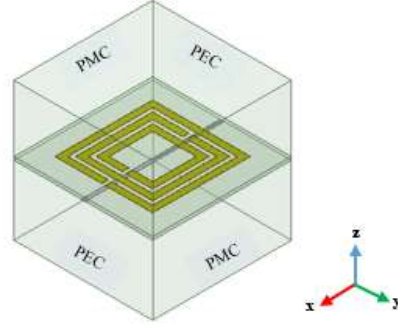
Yarıklı üç halka kullanılarak oluşturulan metamalzeme (KH-3) birim hüresinin tasarımı ve analizi HFSS [91] programı kullanılarak yapılmıştır. Şekil 4.24’de oluşturulan birim hücrenin geometrik yapısı uzunlukları ile birlikte verilmiştir.



Şekil 4.24 : KH-3 metamalzeme birim hüresinin üstten görüntüsü.

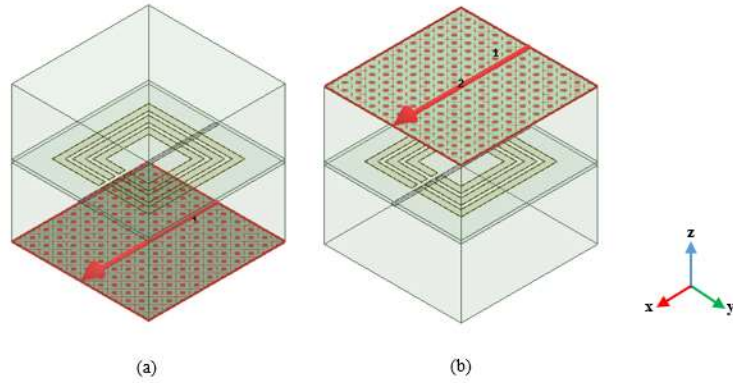
Şekil 4.24’de gösterilen KH-3 metamalzeme birim hüresini oluşturan halkaların kenar uzunlukları $L = W = 10.8$ mm ve yüksekliği 0.25 mm olan dielektrik malzemenin üzerine yerleştirilmiştir. KH-3 metamalzemesinin tasarımda, dielektrik sabiti $\epsilon_r = 2.33$ ve kayıp tanjant değeri $\tan \delta = 0.0012$ olan Rogers RT/duroid 5870 dielektrik malzemesi tercih edilmiştir. En dışta yer alan ilk halkanın dış kenar uzunluğu $c_1 = 3.8$ mm ve iç kenar uzunluğu $c_2 = 3.3$ mm, ikinci sıradaki halkanın dış kenar uzunluğu $d_1 = 3$ mm ve iç kenar uzunluğu $d_2 = 2.5$ mm, ve üçüncü sıradaki halkanın dış kenar uzunluğu $e_2 = 2.2$ mm ve iç kenar

uzunluğu $e_2 = 1.7$ mm olarak belirlenmiştir. Üç bakır halka arasındaki mesafe birbirine eşit olacak şekilde 0.3 mm olarak tasarlanmıştır. Her bir bakır halka şeritinin eni 0.5 mm, yüksekliği ise 0.017 mm'dir. Dielektrik malzeme altında kalan, üstteki üç halkayı uyaran bakır şeritinin uzunluğu 10.8 mm, eni 0.3 mm ve yüksekliği 0.017 mm olarak belirlenmiştir. Birim hücre tasarımı tamamlandıktan sonra, Şekil 4.25'de gösterildiği gibi KH-3 birim hücresi üzerinde PMC / PEC periyodik sınır koşulu tanımlanmıştır.



Şekil 4.25 : KH-3 metamalzeme birim hücresinin sınır koşulları.

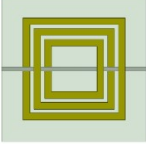
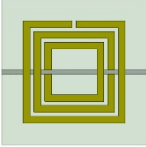
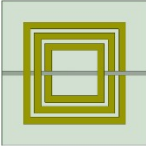
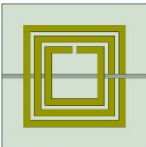
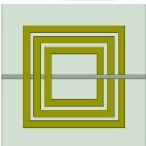
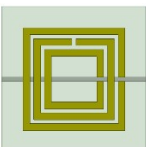
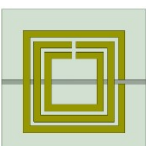
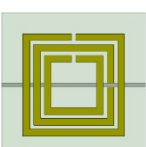
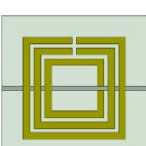
KH-3 metamalzeme birim hücresinin sınır koşulları belirlendikten sonra analiz adımına geçilmiştir. Şekil 4.26'da -z ve +z eksenlerinde gösterilen dalga portları tanımlanarak birim hücrenin simülasyonu yapılmıştır.



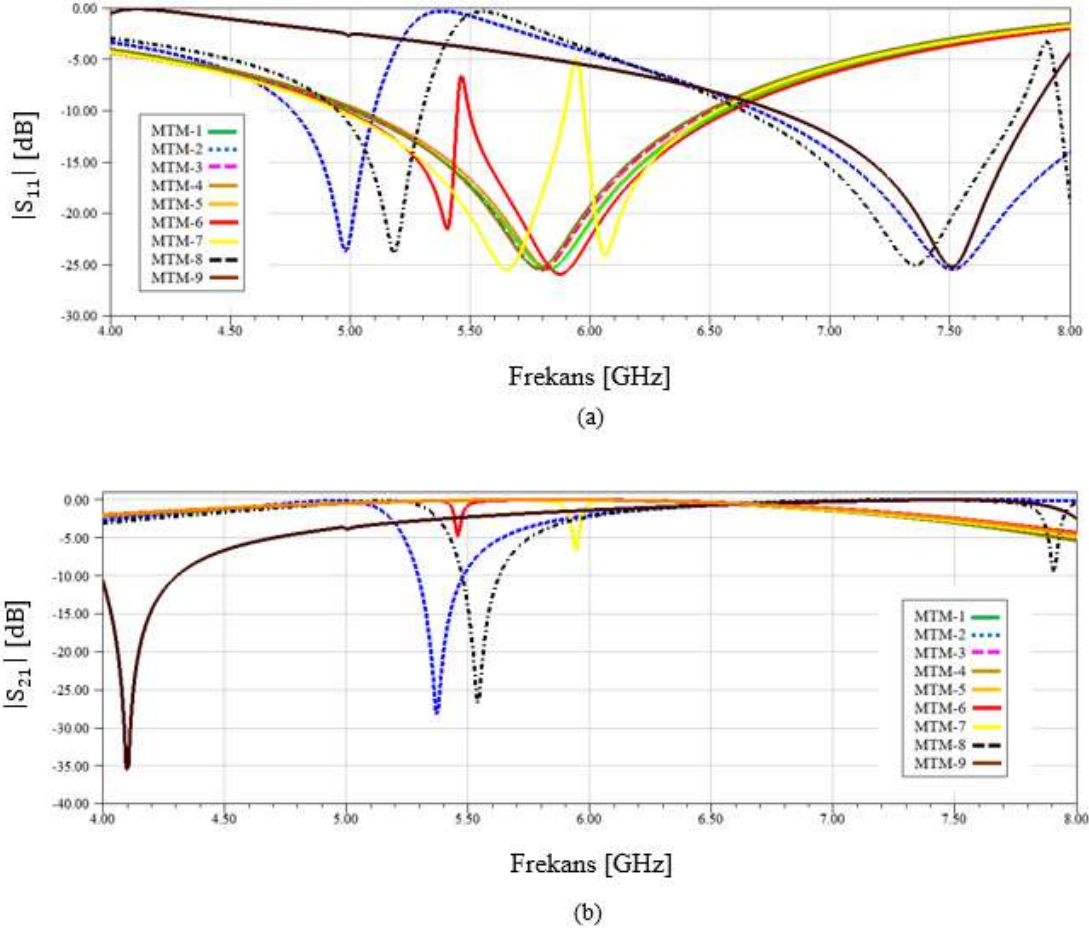
Şekil 4.26 : KH-3 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu.

İlk olarak Şekil 4.24'de gösterilen birim hücrenin simülasyonu tamamlanmıştır. Daha sonra, KH-3 birim hücresinin her halkası sırasıyla 90° derece döndürülerek, oluşan her yeni yapı için simülasyon işlemi aynı işlem prosedürü takip edilerek yinelenmiştir. Simülasyonu tamamlanan dokuz farklı birim hücrenin rezonans frekansları ve bu frekanstaki $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ parametrelerinin değerleri Çizelge 4.7'de ve grafikleri Şekil 4.27'de verilmiştir.

Çizelge 4.7 : Yarıklı üç karehalkalı metamalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları

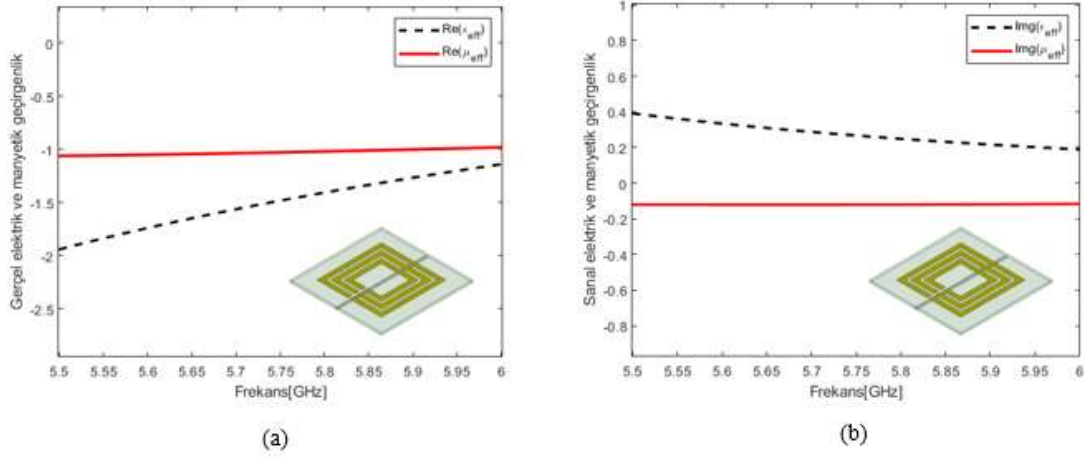
No	Hücre Geometrisi	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]
MTM-1		5.80	-25.37	-0.05
MTM-2		4.98 , 7.51	-23.65 , -25.43	-0.17 , -0.04
MTM-3		5.81	-25.38	-0.04
MTM-4		5.78	-25.32	-0.04
MTM-5		5.81	-25.74	-0.04
MTM-6		5.40 , 5.87	-21.57 , -25.87	-0.26 , -0.04
MTM-7		5.65 , 6.06	-25.47 , -24.10	-0.06 , -0.15
MTM-8		5.18 , 7.35	-23.86 , -25.01	-0.17 , -0.05
MTM-9		7.51	-25.43	-0.07

Yapılan simülasyonlar sonucunda tasarlanan MTM-1, MTM-3, MTM-4 ve MTM-5 metalmalzeme birim hücrelerinin karakteristik özellikleri 5.8 GHz frekansında birbirine çok yakın çıkmıştır. MTM-5 birim hücrelerinin $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ parametrelerinin radyasyon değerleri, çok az bir farkla diğer birim hücrelerden daha iyi çıktığı için önerilen antenlere entegre edilmek üzere seçilmiştir.



Şekil 4.27 : Analizi yapılan yarıklı üç kare halkalı dokuz metalmalzeme birim hücrelerinin : (a) $|S_{11}|$ sonuçları. (b) $|S_{21}|$ sonuçları.

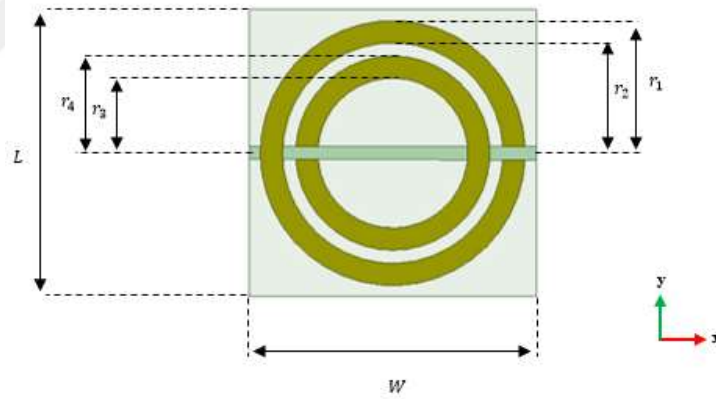
Şekil 4.28’de seçilen MTM-5 metalmalzemesinin gerçel ve sanal etkin elektrik ve manyetik geçirgenliğinin 5.5–6 GHz arasındaki davranışının grafiği verilmiştir. Şekil 4.28(a)’da görüldüğü üzere, tasarımı yapılan MTM-5 metalmalzeme birim hücrelerinin gerçel etkin geçirgenlik değerleri -1’in altında kalmıştır. Şekil 4.28(b)’de ise sanal etkin elektrik ve manyetik geçirgenlik değerlerinin grafiği verilmiştir. MTM-5 birim hücrelerinin sanal etkin geçirgenlik değerlerinin, fiziksel kayıplardan dolayı sıfırdan farklı olduğu görülmektedir.



Şekil 4.28 : Yarıklı üç kare halkalı MTM-5 metamalzeme birim hücresinin grafikleri: (a)Gerçel etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.

4.4.3 Yarıklı iki dairesel halkalı metamalzeme tasarımı

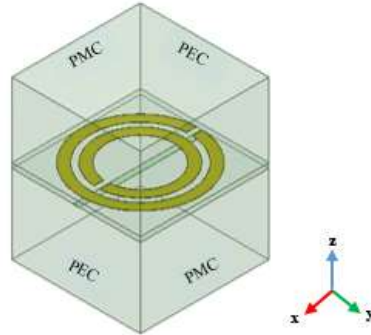
Bu bölüme, Şekil 4.29’da gösterilen yarıklı iki dairesel halkalı metamalzeme (DH-2) birim hücresinin, HFSS [91] programı kullanılarak yapılan tasarım ve simülasyon süreci açıklanmıştır.



Şekil 4.29 : DH-2 metamalzeme birim hücresinin üstten görüntüsü.

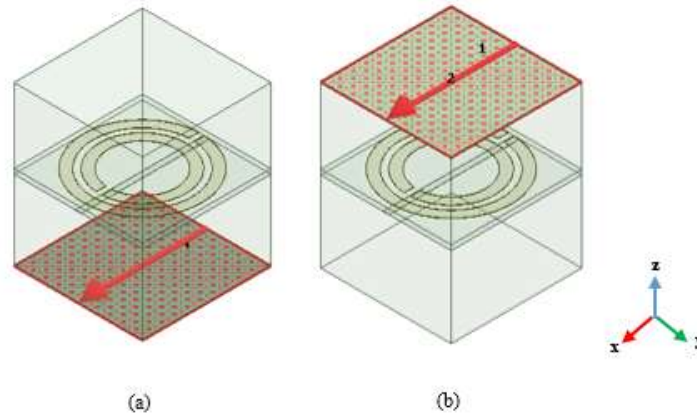
Şekil 4.29’da verilen DH-2 birim hücresini oluşturan bakır halka şeritlerin kalınlığı 0.5 mm, yarı genişliği 0.3 mm ve yükseklikleri ise 0.017 mm olarak belirlenmiştir. Tasarımı yapılan yarıklı iki halka rezonatör, kenar uzunlukları $L = W = 6.25$ mm, yüksekliği 0.25 mm, dielektrik sabiti $\epsilon_r = 6.15$ ve kayıp tanjantı $\tan \delta = 0.0019$ olan RogersRT/duroid 6006 dielektrik malzemesinin üzerine yerleştirilmiştir. İki yarıklı halka rezonatörden dış halkanın dış yarı çapı $r_1 = 3$ mm ve iç yarı çapı $r_2 = 2.5$ mm olarak belirlenmiştir. İçte bulunan halkanın ise, dış yarı çapı $r_3 = 2.2$ mm ve iç yarı çapı ise $r_4 = 1.7$ mm olacak şekilde tasarlanmıştır. Bu iki yarıklı halka rezonatörler arasındaki mesafe ise 0.3 mm’dir. Şekil 4.29’daki dielektrik

malzeme üzerindeki bakır halka rezonatörleri uyaracak bakır şerit hattın eni 0.3 mm, uzunluğu 6.5 mm ve yüksekliği ise 0.017 mm'dir. Birim hücrenin tasarım işleminden sonra, Şekil 4.30'da gösterilen x ve y eksenlerinde periyodik PMC/PEC sınır koşulları tanımlanmıştır.



Şekil 4.30 : DH-2 metamalzeme birim hücresinin sınır koşulları.

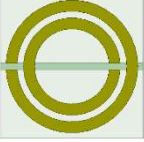


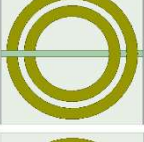
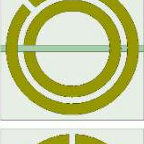
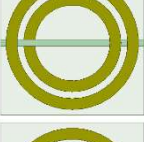
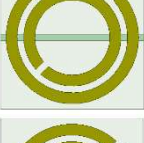
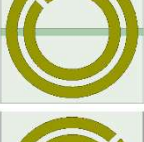
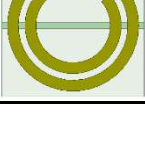
Sınır koşullarının belirmesinden sonra, DH-2 birim hücresinin analiz aşamasına geçilmiştir. Şekil 4.31'de, -z ve +z ekseninde iki adet dalga portu tanımlanarak, DH-2 birim hücresinin simülasyonu yapılmıştır.



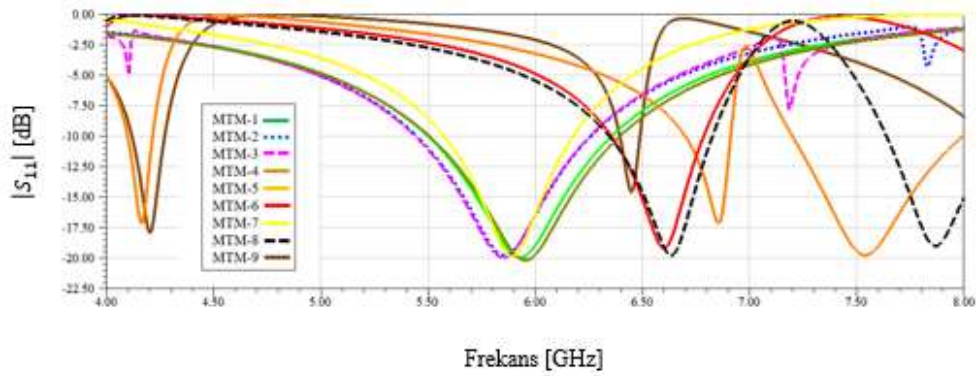
Şekil 4.31 : DH-2 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu.

Şekil 4.29'da tanımlanan DH-2 birim hücresinin simülasyonu yapıldıktan sonra, her bir halkanın xy-eksenindeki yönü sırasıyla 45° döndürülerek, ortaya çıkan her yeni birim hücre için aynı simülasyon işlemi yinelenmiştir. Analizi tamamlanan dokuz farklı birim hücrenin (MTM-1, MTM-2, MTM-3, MTM-4, MTM-5, MTM-6, MTM-7, MTM-8, MTM-9) rezonans frekansları ile birlikte bu frekanslardaki $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ parametrelerinin değerleri Çizelge 4.9'de sunulmuştur.

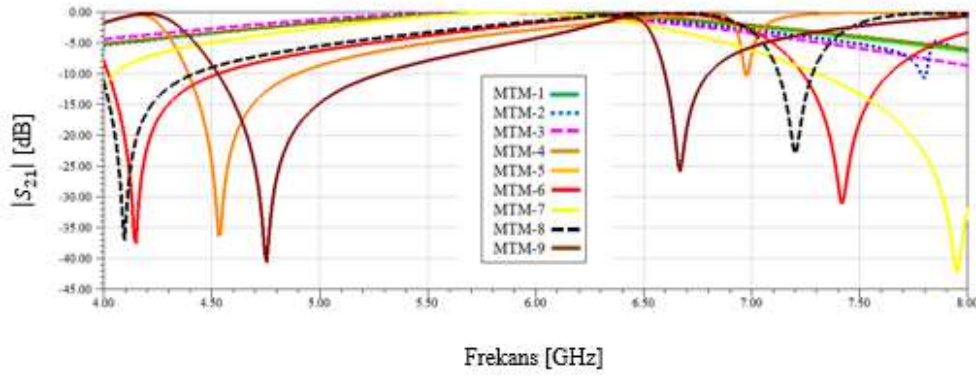
Çizelge 4.8 : Yarıklı iki dairesel halkalı metamalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları

No	Hücre Geometrisi	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]
MTM-1		5.92	-19.94	-0.11
MTM-2		5.85	-19.79	-0.12
MTM-3		5.84	-19.84	-0.12
MTM-4		5.95	-20.16	-0.11
MTM-5		4.16, 6.85, 7.54	-17.17, -17.19, -19.73	-0.47, -0.44, -0.14
MTM-6		6.60	-19.17	-0.20
MTM-7		5.89	-19.90	-0.14
MTM-8		6.64, 7.86	-19.73, -19.00	-0.19, -0.21
MTM-9		4.20, 6.44	-17.94, -14.60	-0.35, -0.85

Şekil 4.32’de DH-2 birim hücrelerinden türetilen dokuz farklı metamalzeme birim hücrelerinin $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ grafikleri verilmiştir.



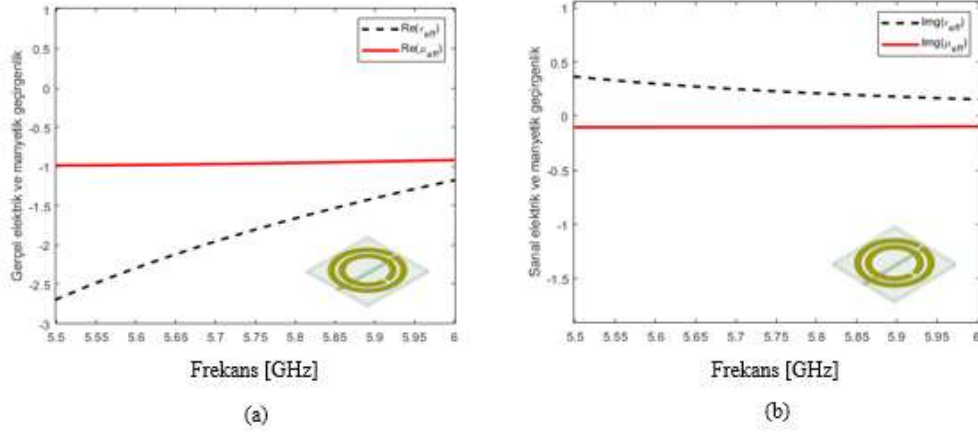
(a)



(b)

Şekil 4.32 : Analizi yapılan yarıklı iki dairesel halkalı dokuz birim hücrenin: (a) $|S_{11}|$ sonuçları. (b) $|S_{21}|$ sonuçları.

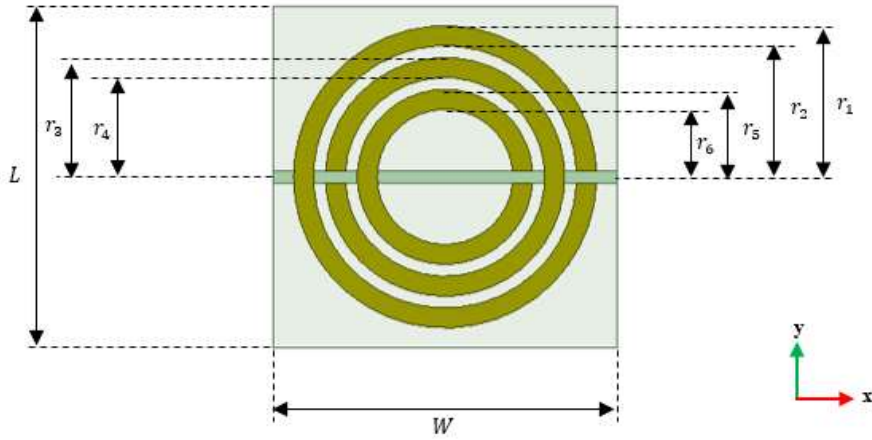
Yapılan simülasyonlar sonucunda MTM-3 birim hücrenin $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ değerleri 5.8 GHz ISM bandında, diğer sekiz hücrenin değerleri göre daha iyi seviyede çıktığı için antenlere entegre edilmek üzere seçilmiştir. Şekil 4.33’de MTM-3 birim hücrenin, 5.5-6 GHz frekansları arasındaki gerçel ve sanal etkin elektrik ve etkin manyetik geçirgenliklerinin grafikleri verilmiştir. Şekil 4.33(a)’da görüldüğü gibi, MTM-3 birim hücrenin gerçel etkin elektrik ve etkin manyetik geçirgenlikleri sıfırın altında kalmıştır. 5.8 GHz değerine kadar DNG özelliği gösteren MTM-3 birim hücrenin, 5.8 GHz’den sonra gerçel etkin manyetik geçirgenliği -1 değerinin üzerine çıkmaya başladığı için, 5.8 GHz’den daha yüksek frekanslarda MNZ metamalzeme davranışı göstermektedir. Şekil 4.33(b)’de verilen MTM-3 birim hücrenin 5.5-6 GHz frekansları arasındaki sanal elektrik ve manyetik geçirgenlik değerleri ise, fiziksel kayıplardan dolayı sıfırdan farklı çıkmıştır.



Şekil 4.33 : Yarıklı iki dairesel halkalı MTM-3 metamalzeme birim hücresinin grafikleri: (a)Gerçek etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.

4.4.4 Yarıklı üç dairesel halkalı metamalzeme tasarımı

Bu bölümde, yarıklı üç dairesel halkalı metamalzeme (DH-3) birim hücresinin HFSS [91] benzetim programı kullanılarak tasarım ve analiz adımları açıklanmıştır. Şekil 4.34’de, DH-3 metamalzeme birim hücresinin geometrik yapısı verilmiştir.

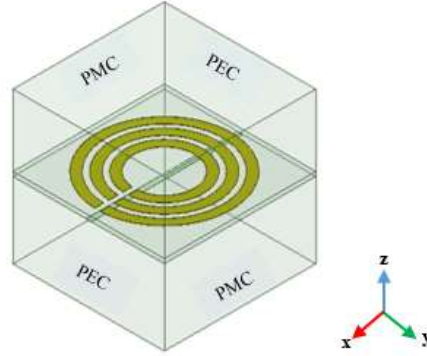


Şekil 4.34 : DH-3 metamalzeme birim hücresinin üstten görüntüsü.

Şekil 4.34’de gösterilen DH-3 birim hücresinin oluşturulan her bir yarıklı bakır şeritlerin kalınlığı 0.5 mm, yükseklikleri 0.017 mm ve her bir yarığın genişliği ile ardışık rezonatörler arasındaki uzaklık 0.3 mm olarak belirlenmiştir. Şekil 4.34’de verilen yarıklı üç halka rezonatörünün iç ve dış yarı çapları sırasıyla $r_1 = 3.8$ mm, $r_2 = 3.3$ mm, $r_3 = 3$ mm, $r_4 = 2.5$ mm, $r_5 = 2.2$ mm ve $r_6 = 1.7$ mm olarak belirlenmiştir. Tasarımı yapılan yarıklı üç halka rezonatörler, boyutları $L = W = 8.6$ mm, yüksekliği 0.25 mm, dielektrik sabiti $\epsilon_r = 3.55$ ve kayıp tanjant değeri $\tan \delta = 0.0027$ olan Rogers RO4003 dielektrik malzemesi üzerine yerleştirilmiştir.

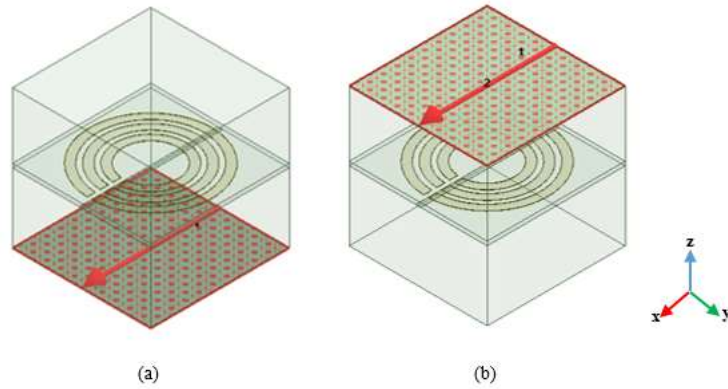
Rezonatörleri uyarmak için ise, dielektrik malzeme altına uzunluğu 8.6 mm, kalınlığı 0.3 mm ve yüksekli 0.017 mm olan bakır şerit hat yerleştirilmiştir.

Şekil 4.35’de tasarımı tamamlanan DH-3 brim hücresi için tanımlan periyodik PMC/PEC sınır koşulları verilmiştir.



Şekil 4.35 : DH-3 metamalzeme birim hücresinin sınır koşulları.

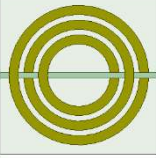
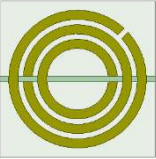
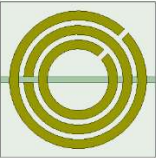
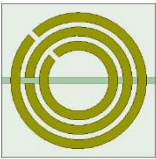
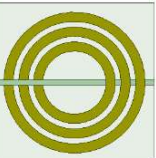
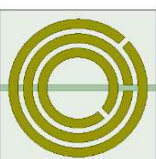

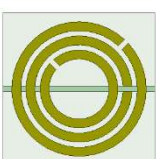
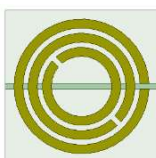
Şekil 4.36’da sınır koşulları tanımlanan DH-3 birim hücresinin analiz yapılması için, -z ve +z eksenlerinde olmak üzere iki tane dalga portu tanımlanmıştır.



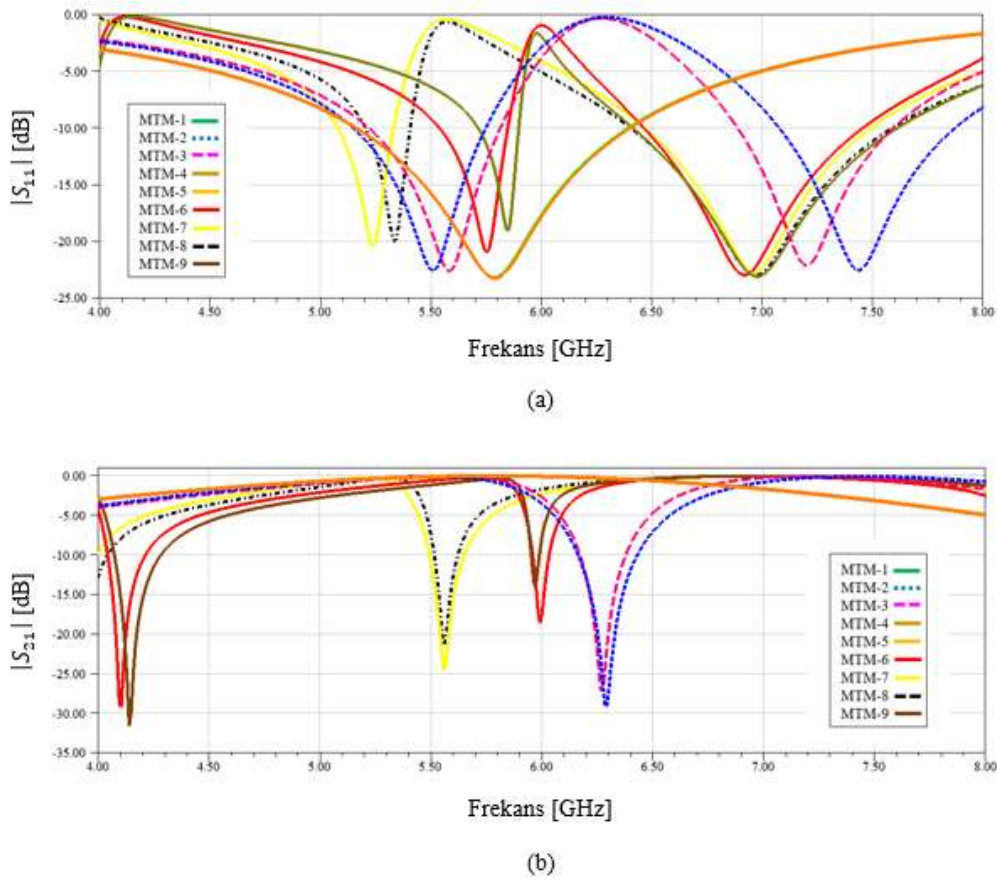
Şekil 4.36 : DH-3 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu.

Şekil 4.34’de gösterilen DH-3 birim hücresinin simülasyonu yapıldıktan sonra, metamalzemeyi oluşturan her bir rezonatörün xy-eksenindeki yönü 45° değiştirilerek, oluşan her yeni metamalzeme birim hücresi için simülasyon işlemi, önceki tasarımlarda olduğu gibi aynı adımlar izlenerek yapılmıştır. Çizelge 4.9’da, simülasyonu tamamlanan birbirinden farklı geometriye sahip dokuz birim hücrenin (MTM-1, MTM-2, MTM-3, MTM-4, MTM-5, MTM-6, MTM-7, MTM-8, MTM-9) rezonans frekansları ile birlikte $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ değerleri verilmiştir.

Çizelge 4.9 : Yarıklı üç dairesel halkalı metamalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları

No	Hücre Geometrisi	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]
MTM-1		5.78	-23.15	-0.07
MTM-2		5.51 , 7.44	-22.55 , -22.50	-0.13 , -0.12
MTM-3		5.58 , 7.20	-22.60 , -22.13	-0.13 , -0.12
MTM-4		5.84 , 6.97	-19.11 , -23.07	-0.44 , -0.07
MTM-5		5.79	-23.22	-0.07
MTM-6		5.75 , 6.91	-20.96 , -22.94	-0.25 , -0.09
MTM-7		5.23 , 6.96	-20.38 , -22.66	-0.25 , -0.09
MTM-8		5.34 , 6.96	-19.86 , -22.98	-0.34 , -0.08
MTM-9		5.78 , 5.43	-23.14 , -18.77	-0.07 , -0.22

Şekil 4.37’de DH-3 birim hücresi baz alınarak oluşturulan, farklı geometrik yapıya sahip dokuz tane metamalzeme birim hücresinin $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ grafikleri verilmiştir.

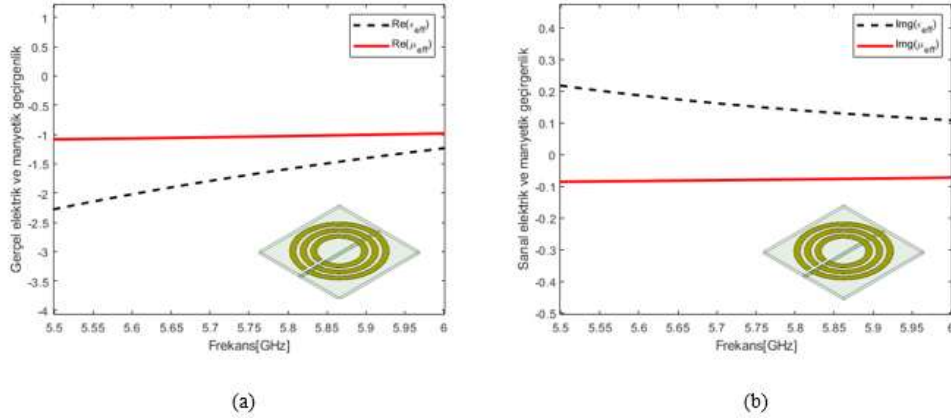


Şekil 4.37 : Analizi yapılan yarıklı üç dairesel halkalı dokuz metamalzeme birim hücresinin: (a) $|S_{11}|$ sonuçları. (b) $|S_{21}|$ sonuçları.

Yapılan simülasyonlar sonucunda, MTM-1, MTM-5 ve MTM-9 metamalzeme birim hücrelerinin karakteristik özelliklerin diğer altı birim hücreye kıyasla 5.8 GHz bandında çalışmaya uygun olduğu sonucuna varılmıştır. Seçilen bu üç metamalzeme içerisinden MTM-5 birim hücresinin $|S_{11}|$ değerinin diğer iki birim hücreden daha iyi olması ve rezonans frekansının 5.8 GHz’e çok yakın çıkması nedeniyle önerilen antenlere entegre edilmek üzere seçilmiştir.

Şekil 4.38’de MTM-5 metamalzeme birim hücresinin, 5.5-6 GHz frekansları arasındaki gerçel ve sanal etkin elektrik ve etkin manyetik geçirgenlik değerlerinin grafikleri verilmiştir. Şekil 4.38(a)’da görüldüğü üzere, 5.5-6 GHz frekansları arasında MTM-5 metamalzeme birim hücresinin hem gerçel etkin elektrik ve etkin manyetik geçirgenlik değerleri -1 değerinin altında kalmıştır. Şekil 4.38(b)’de verilen grafikten görüldüğü üzere, MTM-5 metamalzeme birim

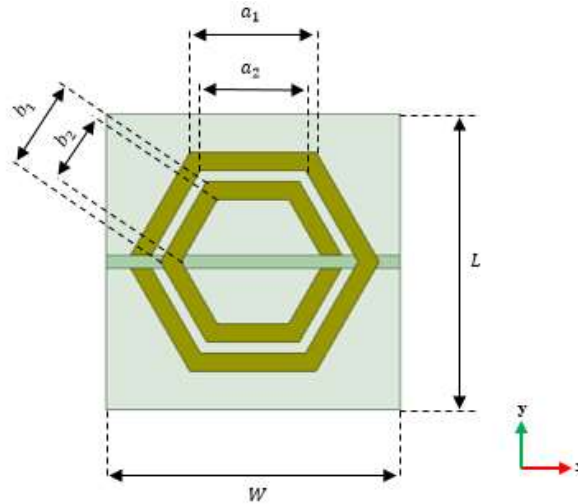
hücresinin fiziksel kayıplarından dolayı sanal etkin geçirgenlik değerleri sıfırdan farklı çıkmıştır.



Şekil 4.38 : Yarık üç dairesel halkalı MTM-5 metalmzeme birim hücresinin grafikleri: (a)Gerçel etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.

4.4.5 Yarık iki altıgen halkalı metamazleme tasarımı

Bu bölümde, yarık iki altıgen halkadan oluşan (AH-2) metalmzeme birim hücresinin tasarım ve simülasyon aşamaları açıklanmıştır. Şekil 4.39’da, HFSS [91] benzetim programı kullanılarak tasarımı yapılan AH-2 metalmzeme birim hücresinin, geometrik yapısı ve uzunlukları verilmiştir.

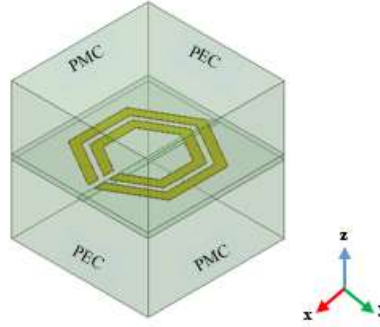


Şekil 4.39 : AH-2 metalmzeme birim hücresinin üstten görüntüsü.

Şekil 4.39’da gösterilen, boyutları $L = W = 7$ mm, yüksekliği 0.25 mm olan, dielektrik sabiti $\epsilon_r = 10$ ve kayıp tanjant değeri $\tan \delta = 0.003$ olan Arlon AR1000 dielektrik malzemesi üzerine konumlandırılan bakır halkaların genişlikleri 0.43 mm, yükseklikleri 0.017 mm ve

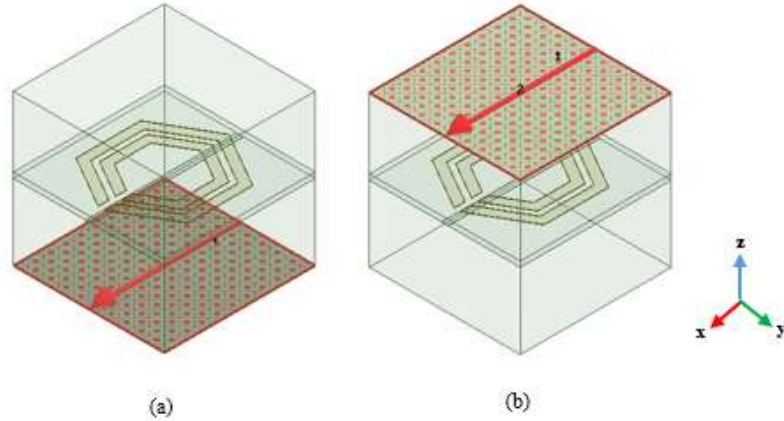
aralarındaki mesafe 0.26 mm olacak şekilde tasarlanmıştır. Altıgen halkarın yarı genişlikleri ise 0.3 mm olarak belirlenmiştir. Yarıkli altıgen halka rezonatörleri uyaracak, dielektrik malzeme altına yerleştirilen bakır çubuğun eni 0.3 mm, uzunluğu 7 mm ve yüksekliği ise $-z$ eksenine doğru 0.017 mm olacak şekilde tasarımı yapılmıştır.

Şekil 4.40’da AH-2 birim hücresi üzerinde tanımlan periyodik PMC/PEC sınır koşulları gösterilmiştir.



Şekil 4.40 : AH-2 metamalzeme birim hücresinin sınır koşulları.

Şekil 4.41’de sınır koşulları tanımlanan AH-2 birim hücresinin, analizin aşaması için, $-z$ ve $+z$ eksenlerine iki adet tanımlanmış dalga portları gösterilmiştir.

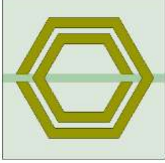
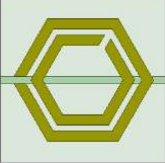
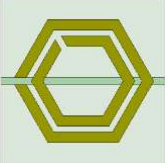
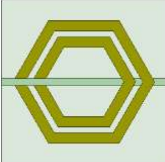
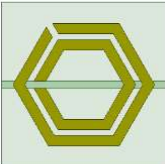
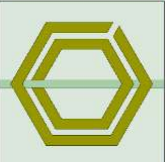
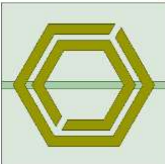


Şekil 4.41 : AH-2 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu.

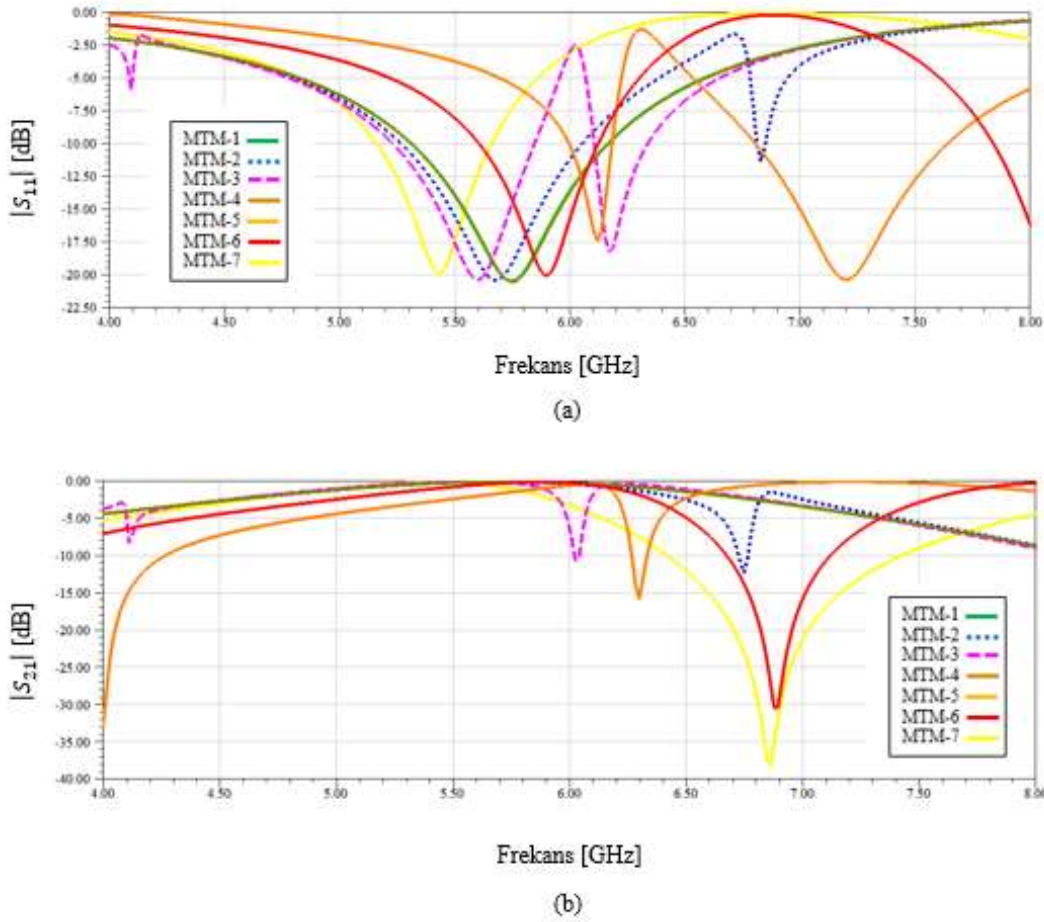
Şekil 4.41’de dalga portları tanımlandıktan sonra, AH-2 metamalzeme birim hücresinin analizi yapılmıştır. İlk analizden sonra, her bir yarıkli halkanın yönü xy -ekseninde 60° döndürülerek aynı analiz prosedürü yinelenmiş ve ortaya çıkan farklı geometrik yapıya sahip her bir yedi birim hücrenin analizi sırasıyla yapılmıştır.

Çizelge 4.10’da analizi tamamlanan birim hücrelerin, rezonans frekansları ile birlikte $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ değerleri verilmiştir.

Çizelge 4.10 : Yarıklı iki altıgen halkalı metamalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları

No	Hücre Geometrisi	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]
MTM-1		5.75	-20.44	-0.13
MTM-2		5.67	-20.38	-0.14
MTM-3		5.60, 6.16	-20.35, -18.23	-0.16, -0.56
MTM-4		5.75	-20.50	-0.13
MTM-5		6.12, 7.19	-17.40, -20.36	-0.52, -0.15
MTM-6		5.89	-20.05	-0.19
MTM-7		5.42	-19.88	-0.19

Şekil 4.42’de, AH-2 metmalzeme birim hücresinden türetilen yedi farklı birim hücrenin $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ grafikleri sunulmuştur.

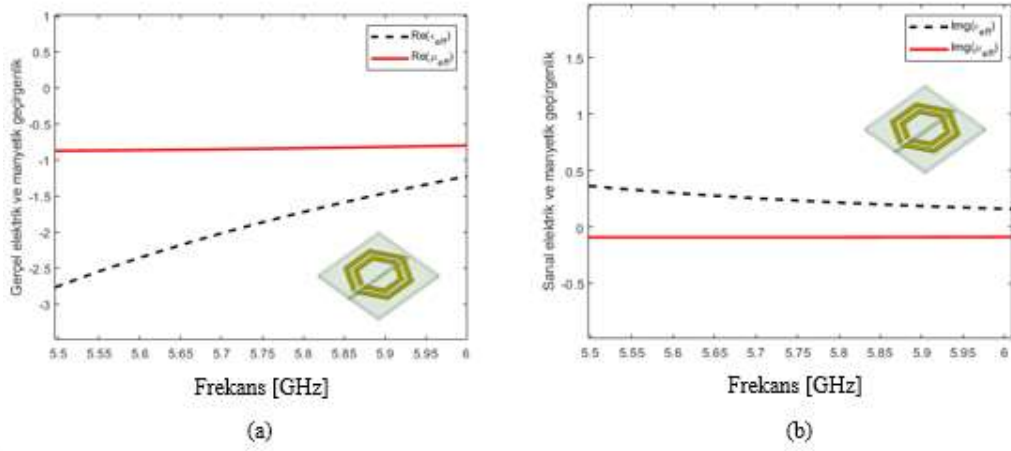


Şekil 4.42 : Analizi yapılan yarıklı iki altıgen halkalı yedi metmalzeme birim hücresinin: (a) $|S_{11}|$ sonuçları. (b) $|S_{21}|$ sonuçları.

Çizelge 4.10 ve Şekil 4.42’den MTM-4 metmalzeme birim hücresinin, 5.8 GHz ISM bandında diğer altı birim hücreden daha iyi karakteristik özelliklere sahip olduğu sonucuna varılmıştır. Bundan dolayı, MTM-4 metmalzeme birim hücresi önerilen antenlere entegre edilmek üzere seçilmiştir.

Şekil 4.43’de MTM-4 metmalzeme birim hücresinin 5.5-6 GHz frekansları arasındaki gerçel ve sanal etkin geçirgenlik değerlerinin grafikleri verilmiştir. Şekil 4.43(a)’da görüldüğü üzere, birim hücrenin gerçel etkin elektrik ve manyetik geçirgenlikleri sıfırın altında kalmıştır. Etkin manyetik geçirgenliği, 5.8 GHz ISM bandı içerisinde -1 değerinin üzerinde kaldığı için, MTM-4 birim hücresi MNZ metmalzeme özelliği göstermektedir. Şekil 4.43(b)’de görüldüğü üzere,

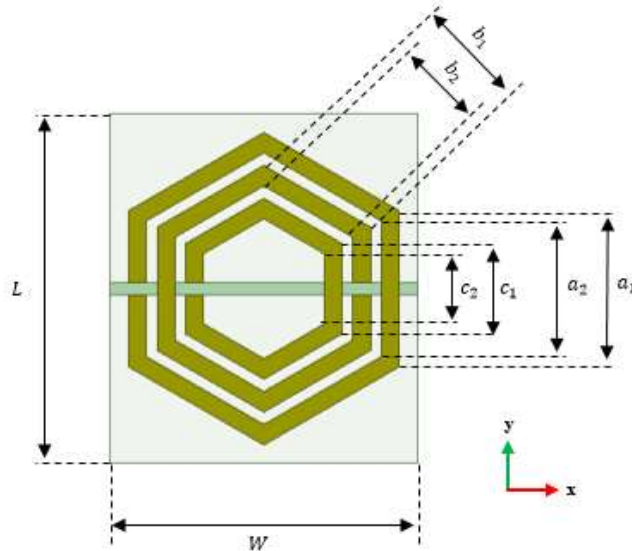
metamalzeme yapısının fiziksel kayıplardan dolayı, etkin sanal elektrik ve manyetik geçirgenlikleri sıfırdan farklı değerlerde çıkmıştır.



Şekil 4.43 : Yarıklı iki altıgen halkalı MTM-4 metamalzeme birim hücresinin grafikleri: (a)Gerçel etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.

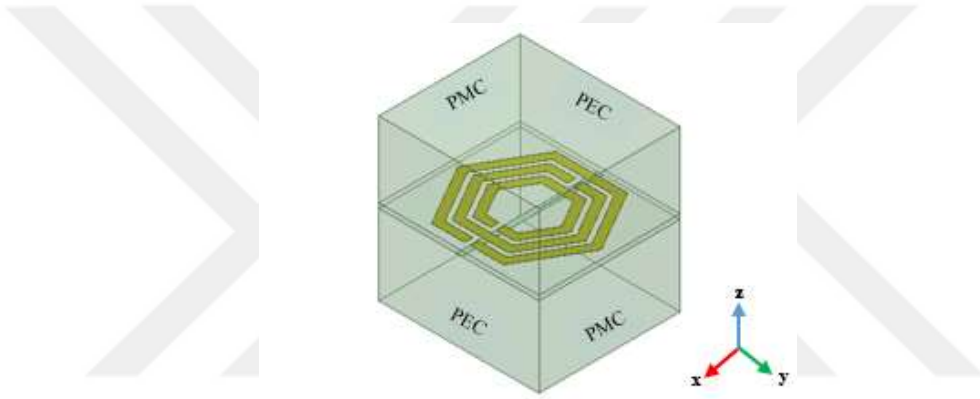
4.4.6 Yarıklı üç altıgen halkalı metamalzeme tasarımı

Bu bölümde, yarıklı üç ardışık altıgen halka rezonatör ve rezonatörleri uyaran metal şerit kullanılarak oluşturulan metamalzeme birim hücresinin (AH-3) tasarımı anlatılmıştır. Şekil 4.43’de, HFSS [91] programı kullanılarak tasarlanan AH-3 birim hücresinin geometrik yapısı uzunlukları verilmiştir.



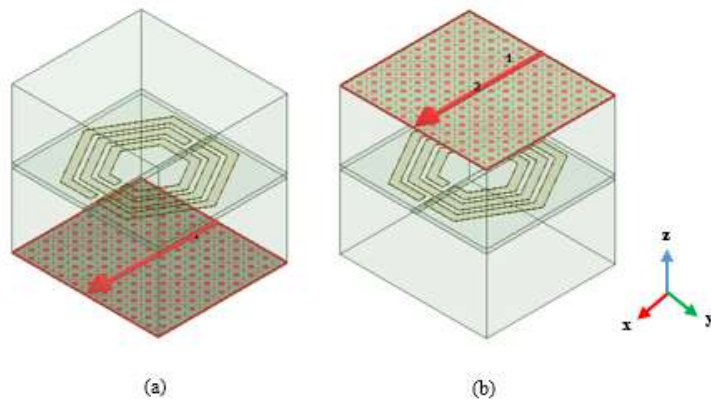
Şekil 4.44 : AH-3 metamalzeme birim hücresinin üstten görüntüsü.

Şekil 4.44’de gösterilen yarıklı üç altıgen rezonatör, kenar uzunlukları boyutları $L = 8.5$ mm, $W = 7.5$ mm, yüksekliği 0.25 mm, dielektrik sabiti $\epsilon_r = 3.66$ ve kayıp tanjant değeri $\tan \delta = 0.004$ olan Rogers RO4350 dielektrik malzemesinin üzerine yerleştirilmiştir. Yüksekliği 0.017 mm olan altıgen bakır rezonatörlerin yarıklı genişliği 0.3 mm ve ardışık iki rezonatör arası mesafe 0.43 mm olarak belirlenmiştir. Şekil 4.44’de gösterilen altıgen rezonatör halkaların uzunlukları dıştan içeri doğru sırasıyla; $a_1 = 3.8$ mm, $a_2 = 3.3$ mm, $b_1 = 3$ mm, $b_2 = 2.5$ mm, $c_1 = 2.2$ mm ve $c_2 = 1.7$ mm olarak belirlenmiştir. Rezonatörleri uyarmak için dielektrik malzemenin alt kısmına yerleştirilmiş bakır şeridin eni 0.3 mm, uzunluğu 7.5 mm ve yüksekliği ise $-z$ yönüne doğru 0.017 mm olacak şekilde tasarlanmıştır. Metamalzemenin tasarımı yapıldıktan sonra, birim hücre için sınır koşulları tanımlanmıştır. Şekil 4.45’de AH-3 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan PMC/PEC sınır koşulları gösterilmiştir.



Şekil 4.45 : AH-3 metamalzeme birim hücresinin sınır koşulları.

Sınır koşulları tanımladıktan sonra, birim hücrenin analizinin yapılması için $-z$ ve $+z$ eksenlerinde dalga portları tanımlanmıştır. Şekil 4.46’da sınırlar üzerinde tanımlana dalga portları verilmiştir.







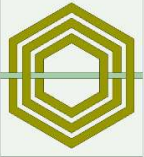




Şekil 4.46 : AH-3 metamalzeme birim hücresi için tanımlanan dalga portları: (a)+z eksenindeki dalga portu. (b)-z eksenindeki dalga portu

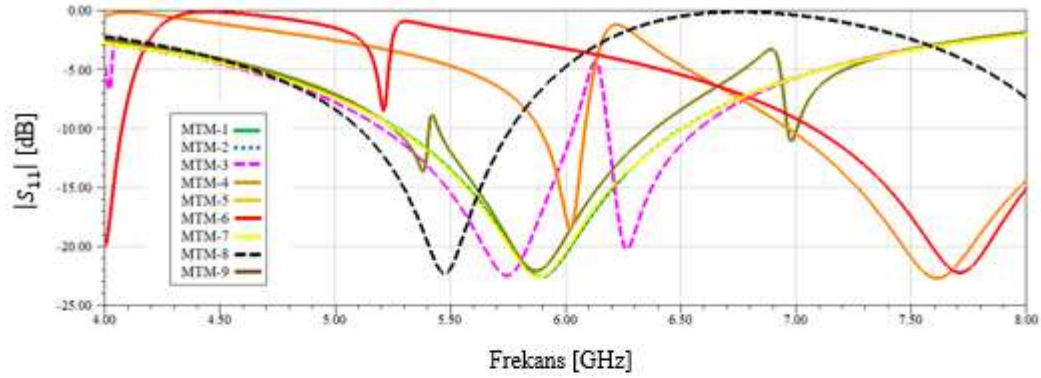
Şekil 4.46’de iki adet dalga portu tanımlanmasının ardından, AH-3 metamalzeme birim hücrelerinin simülasyonu yapılmıştır. Tamamlanan ilk simülasyondan sonra, her bir yarıklı altıgen halkanın yönü xy-ekseninde sırayla 60° döndürülerek aynı simülasyon prosedürü oluşturulan her yeni birim hücre için tekrarlanmıştır. Çizelge 4.11’de simülasyonları yapılan metamalzeme birim hücrelerinin rezonans frekansları ve bu frekanslardaki $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ değerleri sunulmuştur.



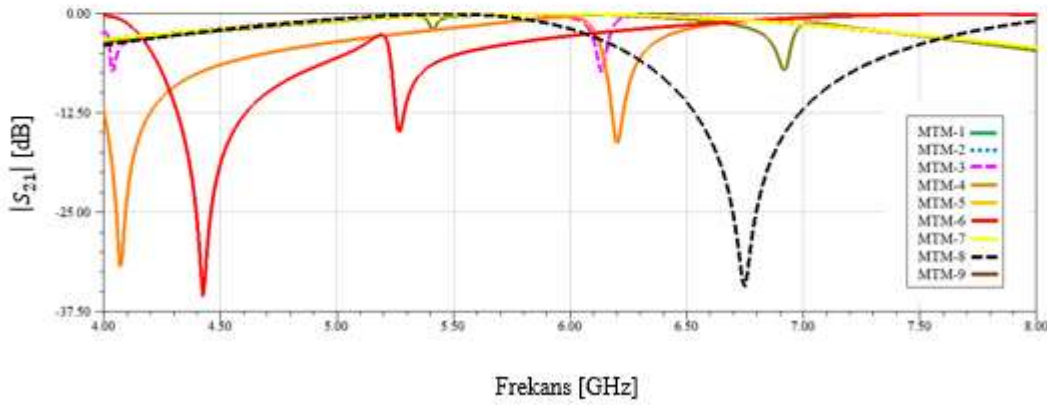
Çizelge 4.11 : Yarıklı üç altıgen halkalı metamalzeme birim hücrelerinin simülasyon sonuçları

No	Hücre Geometrisi	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]
MTM-1		5.90	-22.50	-0.09
MTM-2		5.89	-22.59	-0.09
MTM-3		5.75, 6.26	-22.46, -20.24	-0.11, -0.35
MTM-4		5.38, 5.87, 6.97	-13.65, -22.05, -11.16	-0.65, -0.11, -1.93
MTM-5		6.01, 7.59	-18.59, -22.63	-0.50, -0.09
MTM-6		7.71	-22.21	-0.11
MTM-7		5.88	-22.57	-0.09
MTM-8		5.47	-22.29	-0.14
MTM-9		5.52	-22.31	-0.13

Şekil 4.47’de simülasyonu yapılan dokuz farklı metamalzeme birim hücresinin $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ grafikleri verilmiştir.



(a)

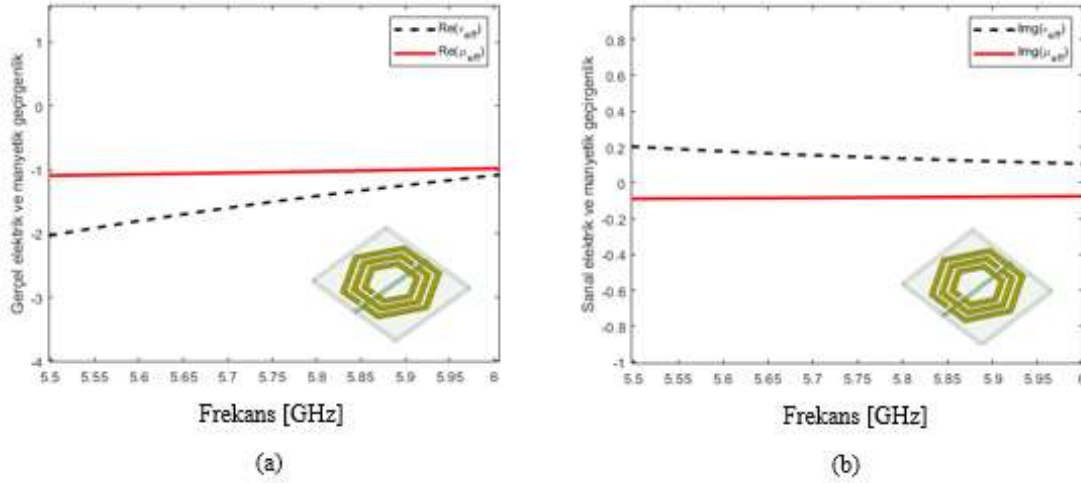


(b)

Şekil 4.47 : Analizi yapılan yarıklı üç altıgen halkalı dokuz metamalzeme birim hücresinin: (a) $|S_{11}|$ sonuçları. (b) $|S_{21}|$ sonuçları.

Yapılan simülasyonlar sonucunda, MTM-7 metamalzeme birim hücresinin 5.8 GHz ISM bandında diğer sekiz birim hücresine göre daha kararlı radyasyon karakteristiğine sahip olduğu için, önerilen antenlere entegre edilmek üzere seçilmiştir.

Şekil 4.48’de seçilen MTM-7 birim hücrenin gerçel ve sanal etkin elektrik ve etkin manyetik geçirgenliklerinin 5.5-6 GHz frekans aralığı için grafikleri verilmiştir. Şekil 4.48(a)’dan görüldüğü üzere, birim hücrenin gerçel etkin elektrik ve etkin manyetik geçirgenlik değerleri sıfır altında seyretmiştir. 5.5-6 GHz arasında gerçel etkin elektrik ve etkin manyetik geçirgenlik değerleri -1’in altında kaldığı için, MTM-7 birim hücresi DNG metalmalzeme karakteristik özelliğine sahiptir. Şekil 4.48(b)’de verilen sanal etkin elektrik ve manyetik geçirgenlik değerinin, birim hücrenin fiziksel kayıplarından dolayı sıfırdan farklı olduğu görülmektedir.



Şekil 4.48 : Yarıklı üç altıgen halkalı MTM-7 metamalzeme birim hücresinin grafikleri: (a)Gerçel etkin geçirgenliklerinin grafiği. (b)Sanal etkin geçirgenliklerinin grafiği.

4.5 Metamalzeme Dizilerinin Antenlere Entegrasyonu

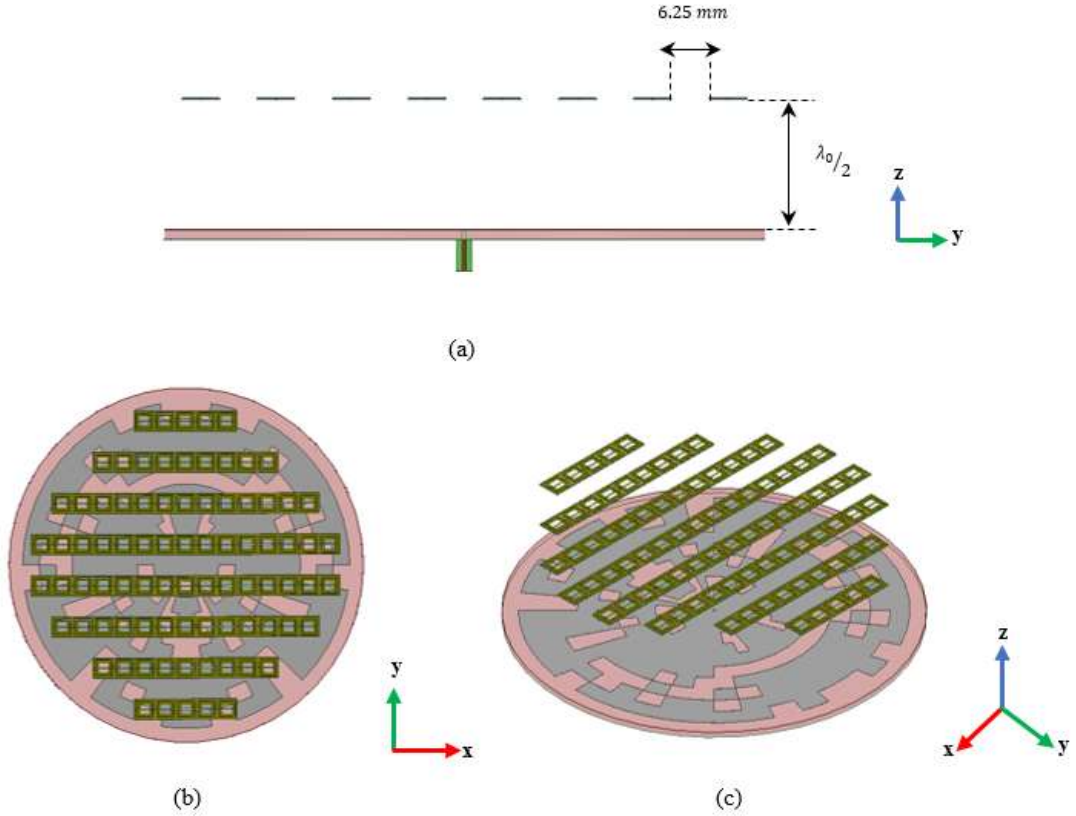
Tezin bu bölümünde, bir önceki bölümde tasarlanan ve önerilen kare ve dairesel antenlere entegre edilmek üzere seçilen metamalzeme birim hücrelerinin, sırasıyla önerilen kare ve dairesel antenlere entegre edilme işlemi ve simülasyon adımları açıklanmıştır.

Bu aşamada ilk olarak, yarıklı iki kare halkalı metamalzeme (KH-2) birim hücresinden türetilen MTM-1 metamalzemesi kullanılarak oluşturulan dizi yapısı önerilen antenlere sırasıyla entegre edilmiştir ve analizleri yapılmıştır. Daha sonra, yarıklı üç kare halkalı metamalzeme (KH-3) birim hücresinden türetilen MTM-5 metamalzemesi kullanılarak dizi geometrisi oluşturulmuş ve önerilen antenlere entegre edilerek sırasıyla simülasyonları yapılmıştır.

Bir önceki bölümde, diğer dört birim hücreden (DH-2,DH-3,AH-2,AH-3) türetilerek tasarımı yapılan ve önerilen antenlere entegre edilmek üzere seçilen metamalzeme birim hücreleri kullanılarak oluşturulan dizi yapıları, yarıklı kare halkalı metamalzeme dizilerinin antenlere entegresinde olduğu gibi aynı prosedür uygulanarak önerilen antenlere eklenmiştir. Ancak simülasyonların yapıldığı bilgisayarın özellikleri, bu dört metamalzeme ile oluşturulan dizi yapıların antenlere entegre edilmiş halinin simülasyonlarının yapılmasını kısıtlamıştır. Bundan dolayı bu birim hücreler kullanılarak tasarlanan anten sistemlerinin simülasyonları yapılamamıştır.

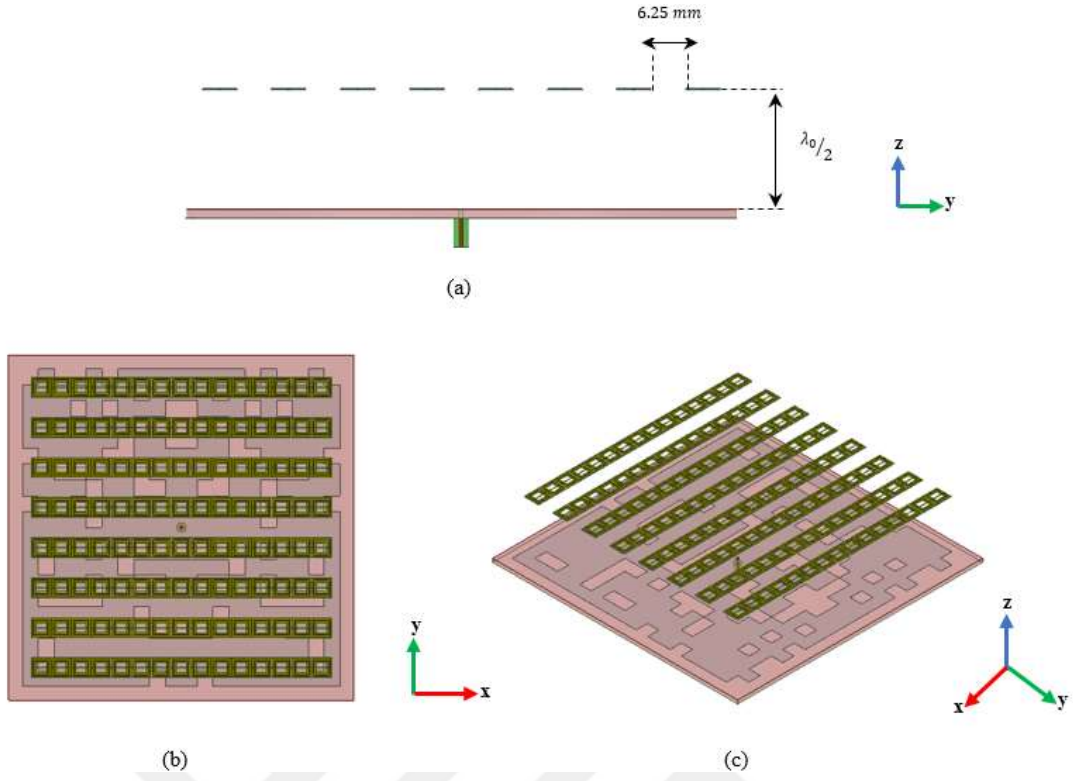
4.5.1 Yarıkli iki kare halkalı metamalzeme dizisinin antenlere entegrasyonu

Şekil 4.49’da görüldüğü üzere, KH-2 metamalzemesinden türetilen MTM-1 metamalzemesi kullanılarak tasarımı yapılan dizi yapısının, önerilen dairesel antenin +z-ekseninde en iyi yönlülük değerini elde etmek için, çalıştığı dalgaboyunun yarısı ($\lambda_0/2$) uzaklığa yerleştirilmiş hali üç farklı açıdan gösterilmiştir.



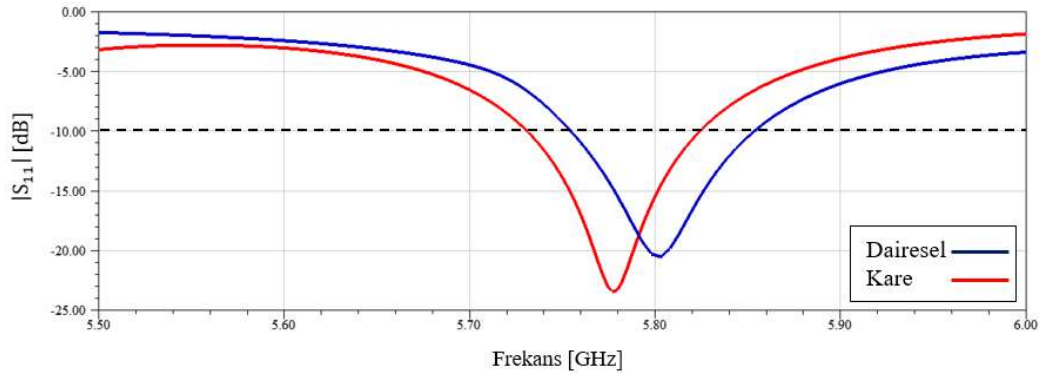
Şekil 4.49 : Yarıkli iki kare halkalı metamalzemenin diziler halinde önerilen dairesel antene entegre edilmiş şeklinin görüntüleri: (a)Yandan görüntüsü. (b)Tepeden görüntüsü. (c)Perspektif görüntüsü.

Şekil 4.50’de ise, KH-2 birim hücresinden türetilen MTM-1 metamalzemesi ile oluşturulan dizinin önerilen kare antenin üzerine, +z-ekseninden çalışılan dalgaboyunun yarısı ($\lambda_0/2$) uzaklığa yerleştirilmiş hali üç farklı açıdan gösterilmiştir.



Şekil 4.50 : Yarıklı iki kare halkalı metamalzemenin diziler halinde önerilen kare antene entegre edilmiş şeklinin görüntüleri: (a)Yandan görüntüsü. (b)Tepeden görüntüsü. (c)Perspektif görüntüsü.

Şekil 4.51’de simülasyon yapılan önerilen kare ve dairesel antenlerin S-parametrelerinin grafiği verilmiştir.

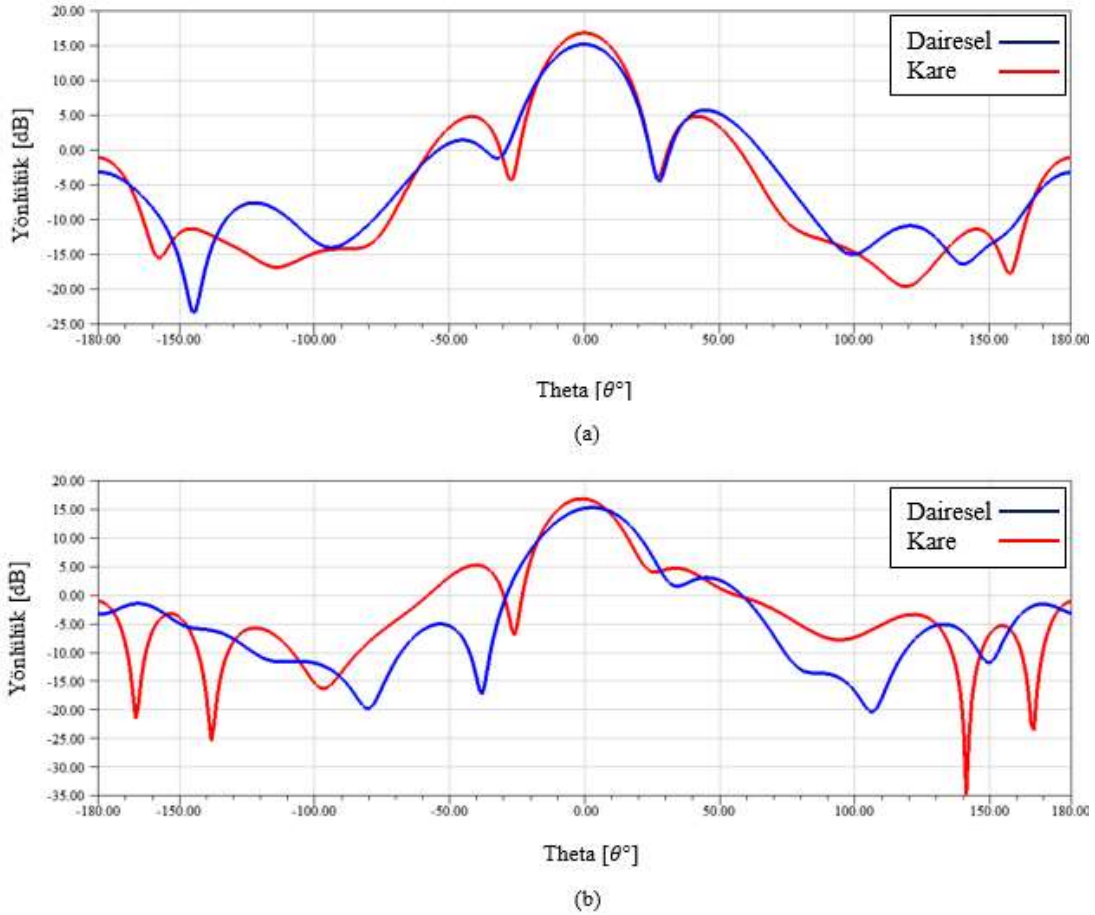


Şekil 4.51 : Simülasyonu yapılan önerilen antenlerin $|S_{11}|$ sonuçları.

Simülasyon sonuçlarına göre, metamalzeme dizilerinin antenlere entegre edilmeden önceki tasarımlarına kıyasla, önerilen kare antenin bant genişliğinde yaklaşık 30 MHz’lik bir düşüş olduğu ve önerilen dairesel antenin ise bant genişliğinde önemli bir değişiklik olmadığı görülmüştür. Her iki önerilen anteninde rezonans frekanslarındaki $|S_{11}|$ değerlerinin, MTM-1

metamalzemesiyle oluşturulan dizi katmanı eklenmeden önceki değerlerine çok yakın ve daha düşük çıktığı görülmüştür.

Şekil 4.52’de, MTM-1 metamalzemesi dizisi eklenerek simülasyonu yapılan her iki antenin E- ve H-düzlemindeki yönlülük grafikleri verilmiştir.



Şekil 4.52 : Simülasyonu yapılan önerilen antenlerin yönlülük grafikleri: (a)E-düzlemi. (b)H-düzlemi.

Her iki önerilen anteninde yönlülük değerlerinin, MTM-1 metamalzeme dizisiyle oluşturulan katman kullanılmadığı önceki yönlülük değerlerine göre artış göstermiştir. Önerilen kare antenin E-düzlemindeki ışınma örüntüsü tamamen simetrik iken, H-düzleminde ışınma örüntüsünün simetrisi bozulmuştur. Önerilen dairesel antenin ise E-düzlemindeki ışınma örüntüsündeki simetrik yapı, kare anten sahip olduğu simetrik ışınma yapısı kadar iyi çıkmamıştır. İki antenin E-düzlemindeki ışınma örüntülerindeki bu farklılığın, dairesel antende kullanılan asimetrik hücrelerden kaynaklandığı düşünülmektedir. Bunun yanında, simülasyon programından kaynaklanan hata payınında göz önüne alınması gerekmektedir. Önerilen kare antenin H-düzlemindeki ışınma örüntüsüne benzer olarak, önerilen dairesel antenin de ışınma

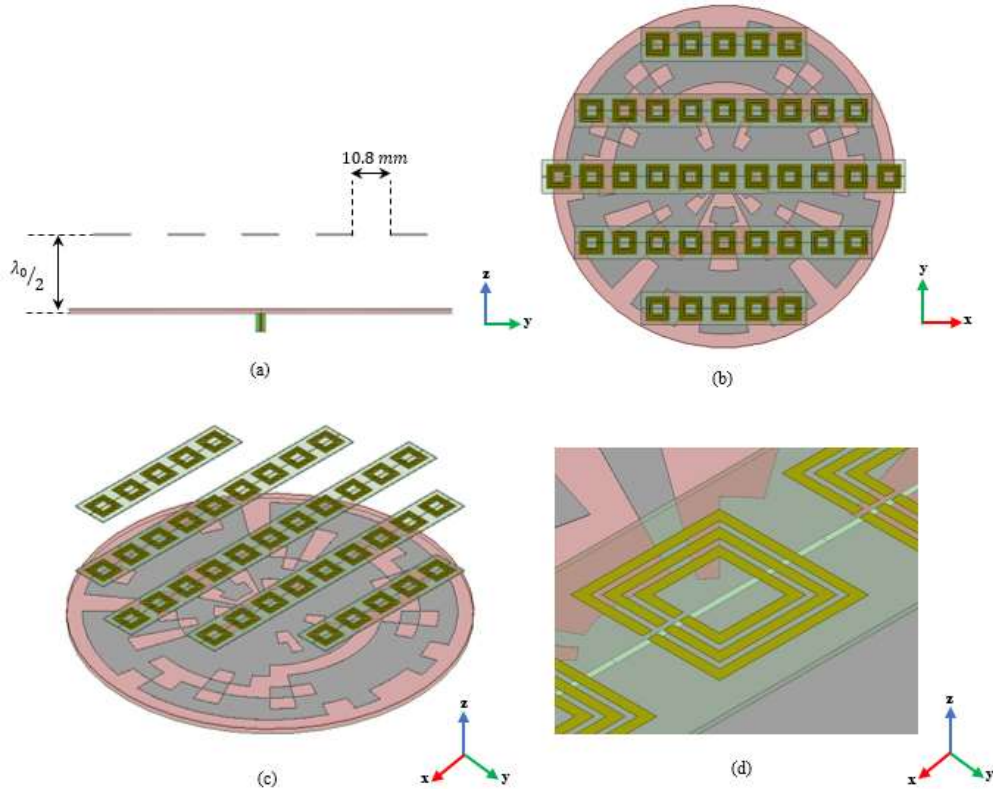
örüntüsü simetrik çıkmamıştır. Önerilen kare antenin yan lob seviyesi (SLL) -10 dB'nin altında kalırken, önerilen dairesel antenin SLL değeri -10 dB'ye yakın ancak üstünde kalmıştır. Her iki anteninde yarı güç hüzmeye genişliği (HPBW) yönlü bir antenden beklenen seviyede olduğu görülmektedir. Ek olarak önerilen her iki anteninde etkin açıklık oranı yüksek değerde çıkmıştır. Çizelge 4.12'de önerilen her iki antenin, rezonans frekanslarındaki parametreleri verilmiştir.

Çizelge 4.12 : Önerilen kare ve dairesel antenlerin simülasyon sonuçları

Anten Modeli	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	G_{maks} [dBi]	D_{maks} [dBi]	SLL [dB]	HPBW [°]	ϵ_{ap} [%]	BW [MHz]
Dairesel	5.80	-20.37	15.45	15.26	-9.43	25.77	88.85	100
Kare	5.77	-23.40	16.62	16.71	-11.03	23.16	91.49	90

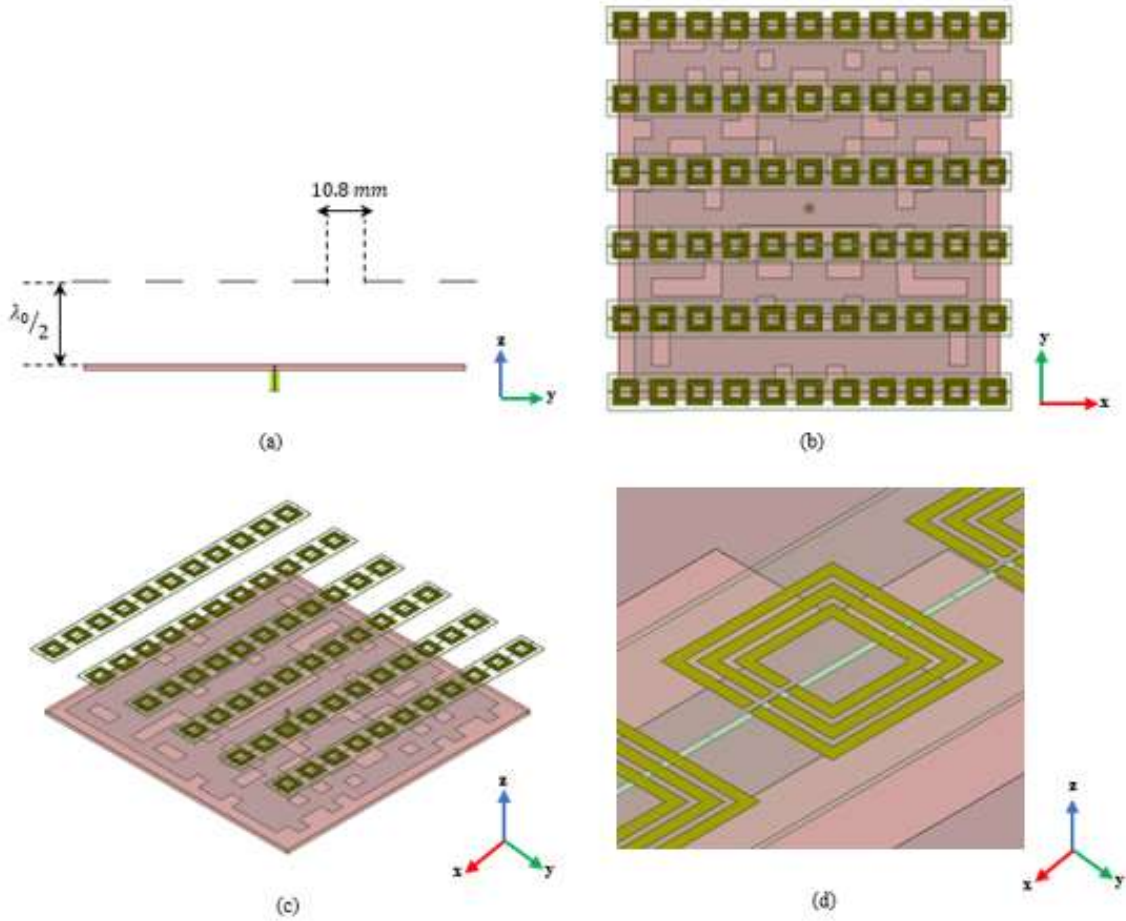
4.5.2 Yarık üç halkalı metamalzeme dizisinin antenlere entegrasyonu

Şekil 4.53'de KH-3 metamalzemesinden türetilen MTM-5 metamalzeme birim hücresi kullanılarak oluşturulan dizi yapısının, önerilen dairesel antenin +z-ekseninden $\lambda_0/2$ uzaklığa yerleştirilmiş halinin farklı açılardan görselleri verilmiştir.



Şekil 4.53 : Yarık üç halkalı kare metamalzemenin diziler halinde önerilen dairesel antene entegre edilmiş şeklinin görüntüleri: (a)Yandan görüntüsü. (b)Tepeden görüntüsü. (c)Perspektif görüntüsü. (d)Yakından görüntüsü.

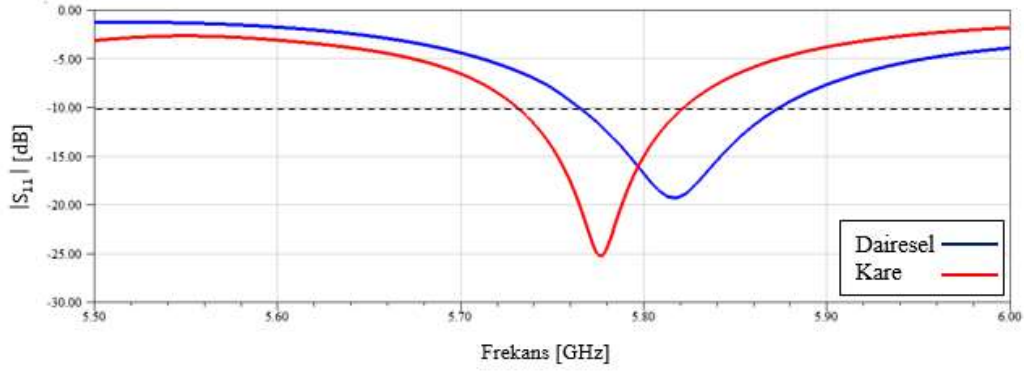
Şekil 4.54’de önerilen kare antene +z-ekseninde, çalışılan dalga boyunun yarısı ($\lambda_0/2$) uzaklığa MTM-5 metamateryale birim hücresi kullanılarak tasarlanan dizinin yerleştirilmiş halinin farklı açılardan görüntüleri sunulmuştur. Önerilen dairesel antende olduğu gibi bu tasarımda da, ardışık iki dizi arasındaki mesafe 10.8 mm olarak belirlenmiştir.



Şekil 4.54 : Yarık üç kare halkalı metamateryalin diziler halinde önerilen kare antene entegre edilmiş şeklinin görüntüleri: (a)Yandan görüntüsü. (b)Tepeden görüntüsü. (c)Perspektif görüntüsü. (d)Yakından görüntüsü

Metamateryale birim hücresi kullanılarak oluşturulan dizi yapıları önerilen her iki antene entegre edildikten sonra HFSS [91] programında simülasyonları yapılmıştır. Daha sonra her iki antenin simülasyon sonuçları birbiriyle karşılaştırılarak değerlendirilmeler yapılmıştır.

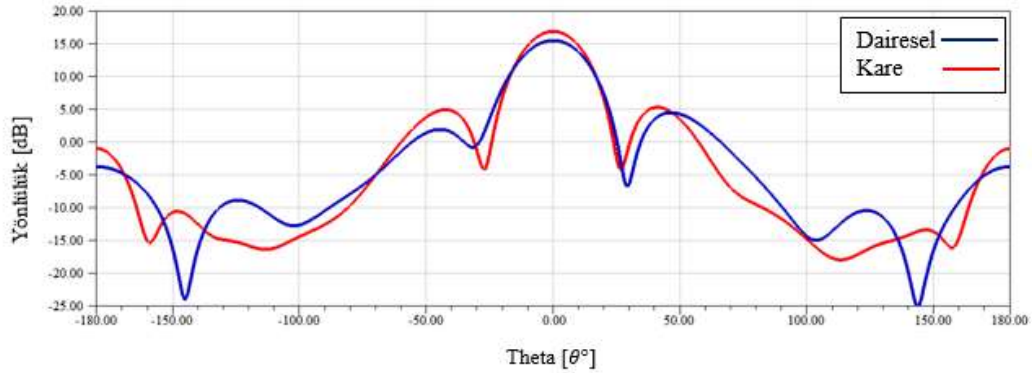
Şekil 4.55’de önerilen her iki antenin yapılan simülasyonlar sonucunda elde edilen $|S_{11}|$ grafikleri gösterilmiştir.



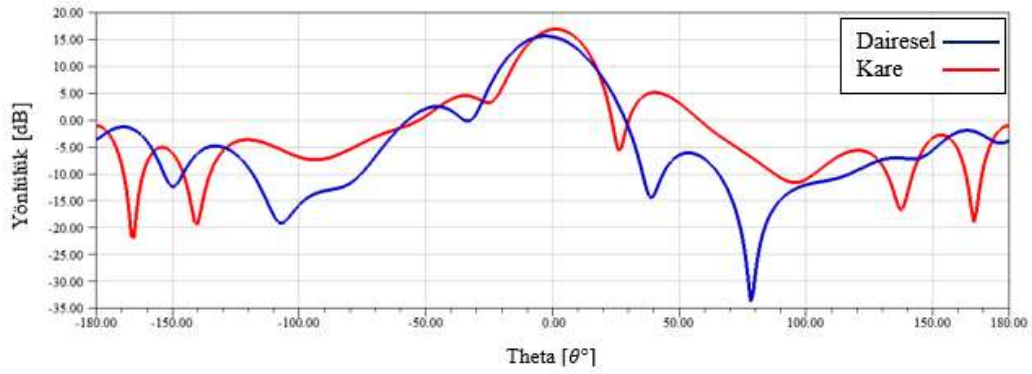
Şekil 4.55 : Simülasyonu yapılan önerilen kare ve dairesel antenlerin $|S_{11}|$ sonuçları.

Şekil 4.55’de verilen, her iki anten sisteminin de 5.8 GHz ISM bandında çalıştıkları görülmektedir. Metamalzeme dizisi entegre edilmiş önerilen kare antenin $|S_{11}|$ değeri, metamalzeme entegre edilmiş önerilen dairesel antenin değerinden daha düşük çıkmasına rağmen, daha dar bir bant genişliğinde çalıştığı sonucuna varılmıştır.

Şekil 4.56’de her iki anten sistemi için E- ve H-düzlemlerindeki yönlülük davranışlarının grafiği verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 4.56 : Simülasyonu yapılan önerilen antenlerin yönlülük grafikleri: (a)E-düzlemi. (b)H-düzlemi.

Önerilen kare antenin E-düzlemindeki ışınma örüntüsünün, önerilen dairesel antene göre daha simetrik olduğu görülmektedir. H-düzleminde ise her iki anteninde ışınma örüntüsündeki simetri bozulmuştur. Bu bozulmanın sebebi, fiziksel kayıpların yanı sıra, her iki antenin yüzey geometrilerinden kaynaklandığı düşünülmektedir. Bu nedenlere ek olarak, önerilen her iki antene eklenen metamalzeme dizisinin, ışınma örüntüsündeki simetrideki bu bozulmada etkili olabileceği de diğer bir ihtimal olarak görülmektedir. Ayrıca, önerilen antenlerin ışınma örüntüsündeki simetrisinin bozulmasında, simülasyon programından kaynaklanan hata payı da göz önüne alınmalıdır.

Simülasyon sonuçlarına göre, önerilen kare antenin her iki düzlemde de yönlülük değerinin önerilen dairesel antenden yüksek çıktığı açıkça görülmektedir. Kare antenin fiziksel boyutunun ve metamalzeme dizisinde kullanılan birim hücre sayısının daha fazla olmasının, iki antenin yönlülük değerleri arasındaki bu farka neden olduğu sonucuna varılmıştır. Aradaki oluşan bu fark, metamalzeme dizi katmanının +z-ekseninde farklı yüksekliğe yerleştirilmesi, birim metamalzeme dizisinde kullanılan hücre sayısının artırılması ve ya dizinin xy-ekseninde farklı bir yönde yerleştirilmesiyle kapanabilir.

Çizelge 4.13’de, MTM-5 birim hücresi kullanılarak oluşturulan metamalzeme dizisinin entegre edilerek simülasyonları yapılan önerilen dairesel ve kare antenin rezonans frekanslarındaki simülasyon sonuçları yer almaktadır.

Çizelge 4.13 : Önerilen kare ve dairesel antenlerin simülasyon sonuçları

<i>Anten Modeli</i>	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	G_{maks} [dBi]	D_{maks} [dBi]	SLL [dB]	$HPBW$ [°]	ϵ_{ap} [%]	BW [MHz]
<i>Dairesel</i>	5.81	-19.27	15.79	15.57	-11.00	25.92	96.50	110
<i>Kare</i>	5.77	-25.23	16.75	16.85	-11.53	23.35	94.12	90

Simülasyon sonuçlarından görüldüğü üzere, üç halkalı metamalzeme birim hücresi kullanılarak oluşturulan dizilerin, önerilen antenlere entegre edilmesi sonucunda performanslarında artış tespit edilmiştir. Her iki antenin rezonans frekansındaki $|S_{11}|$ değerleri -10 dB’nin altında, iyi bir antenden beklenen seviyede çıkmıştır. Yüksek kazanç ve yönlülük değerlerine ek olarak, her iki anteninde yan lob seviyesi (SLL) -10 dB’nin altında kalmıştır. Yönlü bir anten için ideal yarı güç hüzme genişliği ($HPBW$) değerlerine sahip olan her iki antenin, özellikle açıklık verimlilikleri iki halkalı metamalzeme birim hücresi ile oluşturulan dizinin entegre edildiği antenlerin performanslarından daha yüksek seviyede olduğu görülmüştür. Önerilen dairesel antenin bant genişliği, yarıklı iki kare halkalı metamalzeme dizisinin kullanıldığı tasarıma

kıyasla artmış, fakat metamalzeme dizisi entegre edilmemiş tasarıma göre düşmüş göstermiştir. Önerilen kare antenin bant genişliği ise, iki halkalı metamalzeme dizisi entegre edilmiş tasarım ile aynı değerde kalmış, ancak metamalzeme dizisinin kullanılmadığı ilk tasarıma göre daha düşük değerde olduğu görülmüştür.



5. SONUÇLAR

Bu tezde, 5.8 GHz ISM bandında çalışan, nümerik hesaplama yöntemi ile evrimsel optimizasyon algoritmasının birbirine entegre edilmesiyle oluşan GA/MoM optimizasyon yöntemi kullanılarak, iki adet yönlü antenin otomatik tasarımı yapılmıştır. Modellemesi yapılan bu optimum antenlere metamateryal teknolojisi eklenerek antenlerin yönlülük değerlerinin artması sağlanmıştır. Sunulan bu yöntem sayesinde, hem diğer yönlü anten geometrilerine göre fazla alan kaplamayan, hemde dizi antenlerin besleme ağındaki karmaşıklığından uzak yeni bir anten modeli elde edilebileceği gösterilmiştir.

Bu tezde ilk olarak, GiD çizim programı kullanılarak kare ve dairesel olmak üzere iki antenin ana geometrisi oluşturulmuştur. Sonraki adımda antenlerin ışınım yapan yüzeyi, çalışacağı dalga boyunun onda biri ölçütlerede hücrelere ayrılmıştır. Hücreleme işlemi tamamlandıktan sonra, optimizasyon sürecine dahil olacak hücreler seçilmiştir ve her bir hücre indekslenmiştir. Bir sonraki aşamada, antenlerin tüm bilgileri MATLAB programına aktarılmıştır. Optimizasyon sürecinde kullanılacak, antenlerin aynı anda hem yüksek yönlü hemde düşük giriş yansıma katsayısına sahip karakteristikte olmasını sağlayan yüzey geometrisini arayacak uygunluk fonksiyonu türetilmiştir. Daha sonra, uygunluk fonksiyonu MATLAB programında aktarılmış ve optimizasyon kodlarına başarılı bir şekilde entegre edilmiştir. Son aşamada, 5.8 GHz’de sırasıyla kare ve dairesel antenler için optimizasyon süreci gerçekleştirilmiştir. MATLAB programında nümerik kodlar ve genetik algoritma kodları birleştirilerek otomatik olarak tasarımı yapılan antenlerin ortaya çıkan geometrileri, tam dalga simülatörü HFSS programında tekrar çizilmiştir. Bu tasarım prosedürü her iki anten için sırasıyla uygulanmıştır.

Optimizasyon süreci sonucunda elde edilen antenlerin, tasarımda hedeflendiği gibi yüksek yönlü ve düşük giriş yansıma katsayısına sahip ışınım karakteristiklerine olduğu görülmüştür. Önerilen dairesel antenin 5.8 GHz’de $|S_{11}|$ değeri -14.68 dB ve maksimum yönlülük değeri 14.83 dBi seviyesinde çıkmıştır. Önerilen kare antenin 5.8 GHz’deki $|S_{11}|$ değeri ise -17.01 dB ve maksimum yönlülük değeri 16.28 dBi seviyesinde olduğu görülmüştür. Aynı zamanda hem önerilen dairesel hem önerilen kare antenin ISM bandı içerisinde yüksek kazançlı ve yüksek açıklık verimlilik karakteristiklerine sahip oldukları belirlenmiştir. Sırasıyla önerilen dairesel ve kare antenin 5.8 GHz’de maksimum kazançları 14.73 dBi ve 16.16 dBi değerinde çıkmıştır. Yine sırasıyla önerilen dairesel ve kare antenlerin açıklık verimlilikleri 75.40% ve 82.16% oranında oldukları görülmüştür.

Bu tez çalışmasının diğer aşamasında, ilk aşamada tasarımları tamamlanan antenlerin yönlülük değerleri başta olmak üzere diğer ışınım karakteristik özelliklerini daha iyi bir seviyeye çıkartmak amacıyla, altı farklı çift negatif indeksli metamalzeme birim hücreleri tasarlanmıştır. Bu metamalzemelerin halkaları sırasıyla kendi eksenleri etrafında döndürülerek, birbirinden farklı yeni birim hücre tasarımları yapılmıştır. Her birim hücrenin simülasyonları aynı prosedür adımları uygulanarak yapılmış ve rezonans frekansları ile birlikte $|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$ değerleri incelenmiştir. Bir sonraki adımda bu tasarımlardan, önerilen antenlerle uyumlu bir şekilde çalışacak birim hücreler seçilmiştir. Daha sonra, seçilen birim hücreler kullanılarak dizi yapısı tasarlanmış ve önerilen antenlerin çalıştığı dalga boyunun yarısı mesafeye yerleştirilerek HFSS programında simülasyonları yapılmıştır. Bu aşamada, sadece yarıklı iki kare halkalı ve yarıklı üç kare halkalı metamalzeme birim hücrelerinden türetilen yeni birim hücreler, antenlere diziler halinde entegre edilmek üzere kullanılmıştır. Diğer yarıklı dairesel ve altıgen halkalı metamalzemeler kullanılarak türetilen birim hücreler ile oluşturulan dizi yapılarının antenlere entegre edilmiş sistemlerin analizi, simülasyonun yapıldığı bilgisayarın sınırlı işlemci özelliklerinden dolayı yapılamamıştır. Bu birim hücreler kullanılarak oluşturulan dizilerin antenlere entegre edilmiş yapıların simülasyonları, daha sonraki çalışmalarda güçlü işlemci gücüne sahip bilgisayar kullanılarak yapılması hedeflenmektedir.

Simülasyon sonucunda metamalzeme dizi yapısı entegre edilmiş önerilen her iki anteninde rezonans frekanslarında düşüş kaydedilmiştir. Yarıklı iki kare halkalı metamalzeme dizisi entegre edilmiş kare anten rezonansa 5.77 GHz'de düşmüş ve bu rezonans frekansındaki $|S_{11}|$ değeri ise -23.40 dB çıkmıştır. Önerilen kare antenin rezonans frekansındaki maksimum yönlülük değeri 16.71 dBi ve açıklık verimliliği ise 91.49% gibi yüksek bir oranda olduğu görülmüştür. Yarıklı iki kare halkalı metamalzeme dizisi entegre edilmiş dairesel antenin ise, rezonansa 5.80 GHz frekansında düşmüştür. Önerilen dairesel antenin rezonans frekansındaki $|S_{11}|$ değeri ise -20.37 dB çıkmıştır. Önerilen kare antende olduğu gibi dairesel anteninde yarıklı iki kare halkalı metamalzeme dizisi entegre edilmesiyle yönlülük değerinde ve açıklık verimliliği oranında artış gözlemlenmiştir. Önerilen dairesel antenin 5.8 GHz'de, maksimum yönlülüğünün 15.26 dBi ve açıklık verimliliğinin ise 88.85% gibi yüksek bir değerde olduğu görülmüştür. Yarıklı iki halkalı metamalzeme dizisi entegre edilmesiyle her iki antenin yönlükleri ile paralel olarak kazançları da artmıştır. Sırasıyla önerilen kare ve dairesel anten modellerinin maksimum kazançları, 16.62 dBi ve 15.45 dBi değerinde çıkmıştır. Önerilen her iki anteninde bant genişliklerinde ise, ilk tasarıma kıyasla düşüş gözlenmiştir.

Yarıklı iki halkalı metamalzeme tasarımından sonra, halka sayısı bir arttırılarak yarıklı üç halkalı metamalzeme birim hücresi tasarlanmıştır. Tasarlanan birim hücrenin halkaları kendi ekseninde, bir önceki birim hücre tasarımında olduğu gibi, 90°'lik bir açıyla döndürülmüş ve her birim hücrenin tek tek analizi yapılmıştır. Daha sonra, optimimizasyon sonucunda elde edilen kare ve dairesel anten ile verimli bir şekilde çalışacak hücre seçilmiştir. Seçilen metamalzeme birim hücreleri daha sonra dizi haline getirilerek antenlere entegre edilmiş ve sırasıyla simülasyonları yapılmıştır. Beklendiği gibi yarıklı üç kare halkalı metamalzeme dizisi entegre edilmiş önerilen antenlerin ışımaya karakteristik değerleri, hem ilk tasarımdan hemde yarıklı iki halkalı metamalzeme dizisi entegre edilmiş tasarımlardan daha iyi çıkmıştır. Yarıklı üç kare halkalı metamalzeme dizisi entegre edilmiş önerilen kare antenin rezonans frekansının 5.77 GHz olduğu görülmüştür. Bu frekanstaki $|S_{11}|$ değeri -25.23 dB, maksimum yönlülük değeri 16.85 dBi ve maksimum kazanç değeri 16.75 dBi olarak kaydedilmiştir. Rezonans frekansındaki açıklık verimliliği ise, 94.12% gibi yüksek bir değerde olduğu görülmüştür. Yarıklı üç kare halkalı metamalzeme dizisi daha sonra önerilen dairesel antene entegre edilmiş ve analizi HFSS programında yapılmıştır. Simülasyonu tamamlanan önerilen dairesel antenin rezonans frekansı 5.81 GHz değerinde çıkmıştır. Önerilen dairesel antenin rezonansa düştüğü frekanstaki $|S_{11}|$ değeri -19.27, maksimum yönlülüğü değeri 15.57 dBi ve maksimum kazanç değeri 15.79 dBi seviyesinde çıkmıştır. Açıklık verimliliğinin ise 96.50% gibi çok yüksek bir değerde olduğu görülmüştür.

Gelecek çalışmalarda, daha düşük yüzey alanına sahip hücreler belirlenerek, optimizasyon sürecinde daha detaylı yüzey analizi yapılabilir ve tasarımda hedeflenen radyasyon karakteristiklerine sahip anten elde edilebilir. Ancak, bu modelleme sonucunda moment matrisinin boyutunda artış meydana geleceğinden dolayı, optimizasyon sürecini makul bir seviyede tutmak için çok fazla işlemci gücüne ihtiyaç duyulacaktır. Optimizasyon sürecinde, daha fazla parametreler içeren uygunluk fonksiyonu oluşturularak daha detaylı bir analiz yapılabilir. Bunun sonucunda, tasarımcının amaçladığı daha yüksek performanslı antenler elde edilebilir. Fakat, uygunluk fonksiyonunun detaylandırılmasının algoritmanın akışında yavaşlamaya neden olacağı ve bunun sonucunun da optimizasyon süresindeki artışa neden olacağı göz önüne alınmalıdır. Ek olarak, metamalzeme birim hücre yapılarında optimizasyon sürecine dahil edilerek, tasarımcının amaçladığı parametrelere sahip optimum anten tasarımı yapılabilir. Buna ek olarak, antenin üstünde konumlandırılan metamalzemelerin hücre sayısı ve katman sayısı arttırılarak, antenlerin yönlülük değerlerinin arttırılması sağlanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **R. Harrington** (1958). On the gain and beamwidth of directional antennas, in *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 6, no. 3, pp. 219-225, July 1958, doi: 10.1109/TAP.1958.1144605.
- [2] **J. M. Johnson and Y. Rahmat-Samii** (1999). Genetic algorithms and method of moments (GA/MOM) for the design of integrated antennas, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 10, pp. 1606-1614, doi: 10.1109/8.805906.
- [3] **N. Jin and Y. Rahmat-Samii** (2005). Parallel particle swarm optimization and finite-difference time-domain (PSO/FDTD) algorithm for multiband and wide-band patch antenna designs, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 11, pp. 3459-3468, doi: 10.1109/TAP.2005.858842.
- [4] **K. Kunz and R. Luebbers** (1993). *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*. CRC Press.
- [5] **J. L. Volakis, A. Chatterjee, and L. C. Kempel** (1998). *Finite Element Method for Electromagnetics*. IEEE Press.
- [6] **Constantine A. Balanis** (2012). *Advanced Engineering Electromagnetics*. Wiley.
- [7] **N. Jin and Y. Rahmat-Samii** (2007). Advances in Particle Swarm Optimization for Antenna Designs: Real-Number, Binary, Single-Objective and Multiobjective Implementations, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 3, pp. 556-567, doi: 10.1109/TAP.2007.891552.
- [8] **O. Quevedo-Teruel and E. Rajo-Iglesias** (2006). Ant Colony Optimization in Thinned Array Synthesis With Minimum Sidelobe Level, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 349-352, doi: 10.1109/LAWP.2006.880693.
- [9] **W. Wang, S. Gong, X. Wang, Y. Guan and W. Jiang** (2010). Differential Evolution Algorithm and Method of Moments for the Design of Low-RCS Antenna, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 295-298, doi: 10.1109/LAWP.2010.2047837.
- [10] **Haupt, R. L. & Werner, D. H.** (2007). *Genetic Algorithms in Electromagnetics*. Wiley, Boca Raton.
- [11] **R. L. Haupt** (1994). Thinned arrays using genetic algorithms, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 7, pp. 993-999, doi: 10.1109/8.299602.
- [12] **F. J. Ares-Pena, J. A. Rodriguez-Gonzalez, E. Villanueva-Lopez and S. R. Rengarajan** (1999). Genetic algorithms in the design and optimization of antenna array patterns, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 3, pp. 506-510, doi: 10.1109/8.768786.
- [13] **Beng-Kiong Yeo and Yilong Lu** (1999). Array failure correction with a genetic algorithm, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 5, pp. 823-828, doi: 10.1109/8.774136.

- [14] **L. Alatan, M. I. Aksun, K. Leblebicioglu and M. T. Birand** (1999). Use of computationally efficient method of moments in the optimization of printed antennas, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 4, pp. 725-732, doi: 10.1109/8.768813.
- [15] **S. Chakravarty, R. Mittra and N. R. Williams** (2002). Application of a microgenetic algorithm (MGA) to the design of broadband microwave absorbers using multiple frequency selective surface screens buried in dielectrics, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 3, pp. 284-296, doi: 10.1109/8.999618.
- [16] **Bilotti, F., Castellana, F. and Vegni, L.** (2002). Multi-frequency patch antenna design via the method of moment and genetic algorithm. *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 35: 184-186.
- [17] **F. J. Villegas, T. Cwik, Y. Rahmat-Samii and M. Manteghi** (2004). A parallel electromagnetic genetic-algorithm optimization (EGO) application for patch antenna design, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 9, pp. 2424-2435, doi: 10.1109/TAP.2004.834071.
- [18] **Khuntia, B., Pattnaik, S.S., Panda, D.C., Neog, D.K., Devi, S. and Dutta, M.** (2005). Genetic algorithm with artificial neural networks as its fitness function to design rectangular microstrip antenna on thick substrate. *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 44: 144-146.
- [19] **H. Lu and W. Fang** (2007). Joint Transmit/Receive Antenna Selection in MIMO Systems Based on the Priority-Based Genetic Algorithm, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 588-591, doi: 10.1109/LAWP.2007.911387.
- [20] **Y. Ge, K. P. Esselle and Y. Hao** (2007). Design of Low-Profile High-Gain EBG Resonator Antennas Using a Genetic Algorithm, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 480-483, doi: 10.1109/LAWP.2007.907054.
- [21] **A. J. Kerkhoff and H. Ling** (2007). Design of a Band-Notched Planar Monopole Antenna Using Genetic Algorithm Optimization, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 3, pp. 604-610, doi: 10.1109/TAP.2007.891563.
- [22] **S. H. Son, S. Y. Eom, S. I. Jeon and W. Hwang** (2008). Automatic Phase Correction of Phased Array Antennas by a Genetic Algorithm, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 8, pp. 2751-2754, doi: 10.1109/TAP.2008.927575.
- [23] **J. Leonardo Araque Quijano and G. Vecchi** (2009). Optimization of an Innovative Type of Compact Frequency-Reconfigurable Antenna, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 1, pp. 9-18, doi: 10.1109/TAP.2008.2009649.
- [24] **A. H. Hussein, H. H. Abdullah, A. M. Salem, S. Khamis and M. Nasr** (2011). Optimum Design of Linear Antenna Arrays Using a Hybrid MoM/GA Algorithm, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1232-1235, doi: 10.1109/LAWP.2011.2174189.
- [25] **Rengarajan, S.R.** (2013). Genetic algorithm optimization of a planar slot array using full wave method-of-moments analysis. *Int J RF and Microwave Comp Aid Eng*, 23: 430-436.

- [26] **S. Song and R. D. Murch** (2014). An Efficient Approach for Optimizing Frequency Reconfigurable Pixel Antennas Using Genetic Algorithms, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 2, pp. 609-620, doi: 10.1109/TAP.2013.2293509.
- [27] **D. Shin, K. Kim, J. Kim and S. Park** (2014). Design of Null-Filling Antenna for Automotive Radar Using the Genetic Algorithm, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 738-741, doi: 10.1109/LAWP.2014.2316300.
- [28] **B. V. Ha, M. Mussetta, P. Pirinoli and R. E. Zich** (2016). Modified Compact Genetic Algorithm for Thinned Array Synthesis, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1105-1108, doi: 10.1109/LAWP.2015.2494839.
- [29] **K. Choi, D. Jang, S. Kang, J. Lee, T. Chung and H. Kim** (2016). Hybrid Algorithm Combining Genetic Algorithm With Evolution Strategy for Antenna Design, in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 3, pp. 1-4, March 2016, Art no. 7209004, doi: 10.1109/TMAG.2015.2486043.
- [30] **Walser RM.** (2001). Electromagnetic metamaterials. In *Proc: SPIE 4467 Complex Mediums II: Beyond Linear Isotropic Dielectrics*, San Diego, CA, USA pp. 1-15
- [31] **J. C. Bose** (1898). On the rotation of plane of polarisation of electric waves by a twisted structure, *Proc. Roy. Soc.*, vol. 63, pp. 146–152.
- [32] **I. V. Lindell, A. H. Sihvola, and J. Kurkijarvi** (1992). Karl F. Lindman: The last Hertzian, and a Harbinger of electromagnetic chirality, *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 34, no. 3, pp. 24–30.
- [33] **W. E. Kock** (1948). Metallic delay lenses, *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 27, pp. 58–82.
- [34] **V. G. Veselago** (1968). The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ , *Soviet Physics USPEKHI*, vol. 10, no. 4, pp. 509-514.
- [35] **J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart** (1998). Low frequency plasmons in thin-wire structures, *J. Physics-Condensed Matter*, vol. 10, pp. 4785-4809, 1998.
- [36] **J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart** (1999). Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084.
- [37] **D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, and S. Schultz** (2000). Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity, *Physical Review Letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187.
- [38] **R.A. Shelby, D.R. Smith, S.C. Nemat-Nasser, and S. Schultz** (2001). Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed metamaterial, *Applied Physics Letters*, vol. 78, no. 4, pp. 489-491.
- [39] **G.V. Eleftheriades, and K.G. Balmain** (2005). *Negative Refraction Metamaterials. Fundamental Principles and Applications*, IEEE Press - John Wiley & Sons.
- [40] **N. Engheta, and R.W. Ziolkowski** (2006). *Metamaterials. Physics and Engineering Explorations*, IEEE Press - John Wiley & Sons.

- [41] **Y. Hao, and R. Mittra** (2009). *FDTD Modeling of Metamaterials. Theory and Applications*, Artech House.
- [42] **L. Solymar, and E. Shamonina** (2009). *Waves in Metamaterials*, Oxford University Press.
- [43] **T.J. Cui, D.R. Smith, and R. Liu** (2010). *Metamaterials. Theory, Design and Applications*, Springer.
- [44] **I.V. Shadrivov, M. Lapine, and Y.S. Kivshar** (2015). *Nonlinear, Tunable and Active Metamaterials*, Springer.
- [45] **B. Temelkuran, M. Bayindir, E. Ozbay, R. Biswas, M. M. Sigalas, G. Tuttle, and K. M. Ho** (2000). Photonic crystal-based resonant antenna with a very high directivity, *J. Appl. Phys.*, vol. 87, no. 1, pp. 603-605.
- [46] **J. McVay, N. Engheta, and A. Hoorfar** (2004). High impedance metamaterial surfaces using Hilbert-curve inclusions, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 14, no. 3, pp. 130–132.
- [47] **B.-I. Wu, W. Wang, J. Pacheco, X. Chen, T. Grzegorzcyk, and J. A. Kong** (2005). A study of using metamaterials as antenna substrate to enhance gain, *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 51, pp. 295–328.
- [48] **B.-I. Wu, W. Wang, J. Pacheco, X. Chen, J. Lu, T. Grzegorzcyk, J.A. Kong, P. Kao, P.A. Theophilakes, and M.J. Hogan** (2006). Anisotropic metamaterials as antenna substrate to enhance directivity, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 4, pp. 680-683.
- [49] **H. Iizuka, and P.S. Hall** (2007). Left-Handed Dipole Antennas and Their Implementations, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 5, pp. 1246-1252.
- [50] **K. B. Alici and E. Ozbay** (2007). Electrically small split ring resonator antennas,” *J. Appl. Phys.*, vol. 101, no. 8, pp. 083104(1)-(4).
- [51] **F. Zhang, S. Potet, J. Carbonell, E. Lheurette, O. Vanbesien, Xiaopeng Zhao, and D. Lippens** (2008). Negative-zero-positive refractive index in a prism-like omegatype metamaterial, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 11, pp. 2566– 2573.
- [52] **Y. Yuan, L. Shen, L. Ran, T. Jiang, J. Huangfu, and J.A. Kong** (2008). Directive emission based on anisotropic metamaterials, *Physical Review A*, vol. 77, no. 053821.
- [53] **P.M.T. Ikonen, and S.A. Tretyakov** (2008). On the advantages of Magnetic Materials in Microstrip Antenna Miniaturization, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 12, pp. 3131-3134.
- [54] **F. Bilotti, A. Alu, and L. Vegni** (2008). Design of Miniaturized Metamaterial Patch Antennas with μ -Negative Loading, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1640-1647.
- [55] **Y. Lee, and Y. Hao** (2008). Characterization of Microstrip Patch Antennas on Metamaterial Substrates Loaded with Complementary Split-Ring Resonators, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 8, pp. 2131-2135.

- [56] **O. S. Kim** (2010). Low-Q electrically small spherical magnetic dipole antennas, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp. 2210–2217, 2010.
- [57] **Y. Dong and T. Itoh** (2012). Metamaterial-based antennas, *Proc. IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2271–2285.
- [58] **H. L. Zhu, S. W. Cheung, X. H. Liu and T. I. Yuk** (2014). Design of Polarization Reconfigurable Antenna Using Metasurface, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 6, pp. 2891-2898 doi: 10.1109/TAP.2014.2310209.
- [59] **T. Yue, Z. H. Jiang, A. H. Panaretos and D. H. Werner** (2017). A Compact Dual-Band Antenna Enabled by a Complementary Split-Ring Resonator-Loaded Metasurface, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6878-6888, doi: 10.1109/TAP.2017.2758821
- [60] **O. Yurduseven and D. R. Smith** (2017). Dual-Polarization Printed Holographic Multibeam Metasurface Antenna, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2738-2741, doi: 10.1109/LAWP.2017.2743710
- [61] **W. Yang, S. Chen, Q. Xue, W. Che, G. Shen and W. Feng** (2017). Novel Filtering Method Based on Metasurface Antenna and Its Application for Wideband High-Gain Filtering Antenna With Low Profile, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1535-1544, doi: 10.1109/TAP.2018.2889028
- [62] **J. Wang, H. Wong, Z. Ji and Y. Wu** (2019). Broadband CPW-Fed Aperture Coupled Metasurface Antenna, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 3, pp. 517-520, March 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2895618
- [63] **H. Zhu, Y. Qiu and G. Wei** (2019). A Broadband Dual-Polarized Antenna With Low Profile Using Nonuniform Metasurface, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 1134-1138, doi: 10.1109/LAWP.2019.2910994
- [64] **F. Liu, J. Guo, L. Zhao, G. Huang, Y. Li and Y. Yin** (2020). Dual-Band Metasurface-Based Decoupling Method for Two Closely Packed Dual-Band Antennas, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 1, pp. 552-557, doi: 10.1109/TAP.2019.2940316.
- [65] **F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, M.A.G. Laso, J. Garcia-Garcia, J.D. Baena, R. Marques, and M. Sorolla** (2004). Stop band and band pass characteristics in coplanar waveguides coupled to spiral resonators, *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. 42, pp. 386-388.
- [66] **F. Falcone, T. Lopetegi, J.D. Baena, R. Marques, F. Martin, and M. Sorolla** (2005). Effective negative- ϵ stop-band microstrip lines based on complementary split ring resonators, *IEEE Microwave Wirel. Comp. Lett.*, vol. 14, pp. 280-282.
- [67] **I. A. I. Al-Naib, C. Jansen, and M. Koch** (2008). Miniaturized bandpass filter based on metamaterial resonators: a conceptual study, *J. Phys. D: Appl. Phys.*, vol. 41, no. 20, pp. 205002(1)-(4).
- [68] **A. Ali and Z. Hu** (2008). Metamaterial Resonator Based Wave Propagation Notch for Ultrawideband Filter Applications, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 210-212, doi: 10.1109/LAWP.2008.920964.

- [69] **A. L. Borja, J. Carbonell, J. D. Martinez, V. E. Boria and D. Lippens** (2011). A Controllable Bandwidth Filter Using Varactor-Loaded Metamaterial-Inspired Transmission Lines, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1575-1578, doi: 10.1109/LAWP.2012.2183111
- [70] **Z. Zhu et al.** (2013). A Metamaterial-Based Terahertz Low-Pass Filter With Low Insertion Loss and Sharp Rejection, in *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 3, no. 6, pp. 832-837, doi: 10.1109/TTHZ.2013.2285342.
- [71] **Z. Li and Y. J. Ding** (2013). Terahertz Broadband-Stop Filters, in *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 8500705-8500705, Art no. 8500705, doi: 10.1109/JSTQE.2012.2195714.
- [72] **H. Liu, P. Wen, H. Jiang and Y. He** (2016). Wideband and Low-Loss High-Temperature Superconducting Bandpass Filter Based on Metamaterial Stepped-Impedance Resonator, in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 3, pp., Art no. 1500404, doi: 10.1109/TASC.2016.2529719.
- [73] **J. B. Pendry** (2000). Negative refraction makes a perfect lens, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 85, no. 18, pp. 3966-3969.
- [74] **J. Pendry** (2003). Comment on ‘Left-handed materials do not make a perfect lens, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 91, no. 9, pp. 099701(1).
- [75] **A. Grbic and G. Eleftheriades** (2004). Overcoming the diffraction limit with a planar left-handed transmission-line lens, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 92, no. 11, pp. 117403(1)-(4).
- [76] **N. Kundtz and D. R. Smith** (2009). Extreme-angle broadband metamaterial lens, *Nat. Mater.*, vol. 9, no. 2, pp. 129–132.
- [77] **E. Erfani, M. Niroom-Jazi and S. Tatu** (2016). A High-Gain Broadband Gradient Refractive Index Metasurface Lens Antenna, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 5, pp. 1968-1973, doi: 10.1109/TAP.2016.2526052
- [78] **S. X. Ta and I. Park** (2017). Compact Wideband Circularly Polarized Patch Antenna Array Using Metasurface, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1932-1936, doi: 10.1109/LAWP.2017.2689161.
- [79] **M. Chen, A. Epstein and G. V. Eleftheriades** (2019). Design and Experimental Verification of a Passive Huygens’ Metasurface Lens for Gain Enhancement of Frequency-Scanning Slotted-Waveguide Antennas, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 7, pp. 4678-4692, doi: 10.1109/TAP.2019.2911591
- [80] **J. Wang et al.** (2020). Metantenna: When Metasurface Meets Antenna Again, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 3, pp. 1332-1347, March 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2969246.
- [81] **J. Hao, J. Wang, X. Liu, W. J. Padilla, L. Zhou, and M. Qiu** (2010). High performance optical absorber based on a plasmonic metamaterial, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 96, no. 25, pp. 251104(1)-(3).
- [82] **Y. Cheng, H. Yang, Z. Cheng, and B. Xiao** (2011). A planar polarization-insensitive metamaterial absorber, *Photonics Nanostructures - Fundam. Appl.*, vol. 9, no. 1, pp. 8–14.

- [83] **L. Lu, S. Qu, H. Ma, F. Yu, S. Xia, Z. Xu, and P. Bai** (2012). A polarization-independent wide-angle dual directional absorption metamaterial absorber, *Prog. Electromagn. Res. M*, vol. 27, pp. 191–201.
- [84] **F. Costa, S. Genovesi, A. Monorchio and G. Manara** (2014). Low-Cost Metamaterial Absorbers for Sub-GHz Wireless Systems, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 27-30, doi: 10.1109/LAWP.2013.2294791.
- [85] **B. Wang, L. Wang, G. Wang, W. Huang, X. Li and X. Zhai** (2014). Theoretical Investigation of Broadband and Wide-Angle Terahertz Metamaterial Absorber, in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 2, pp. 111-114, doi: 10.1109/LPT.2013.2289299.
- [86] **N. Wang et al.** (2015). Novel Quadruple-Band Microwave Metamaterial Absorber, in *IEEE Photonics Journal*, vol. 7, no. 1, pp. 1-6, Art no. 5500506, doi: 10.1109/JPHOT.2015.2399356.
- [87] **B. Wang, G. Wang, X. Zhai and L. Wang** (2015). Polarization Tunable Terahertz Metamaterial Absorber, in *IEEE Photonics Journal*, vol. 7, no. 4, pp. 1-7, Art no. 4600507, doi: 10.1109/JPHOT.2015.2448718
- [88] **M. Yoo, H. K. Kim and S. Lim** (2016). Angular- and Polarization-Insensitive Metamaterial Absorber Using Subwavelength Unit Cell in Multilayer Technology, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 414-417, doi: 10.1109/LAWP.2015.2448720
- [89] **W. Zuo, Y. Yang, X. He, D. Zhan and Q. Zhang** (2017). A Miniaturized Metamaterial Absorber for Ultrahigh-Frequency RFID System, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 329-332, doi: 10.1109/LAWP.2016.2574885.
- [90] **J. Tak and J. Choi** (2017). A Wearable Metamaterial Microwave Absorber, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 784-787, doi: 10.1109/LAWP.2016.2604257.
- [91] **ANSYS-ANSOFT High Frequency Structure Simulator (HFSS)**. Erişim: 2021, <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
- [92] **Pozar, D.M.** (2011). *Microwave Engineering*. 4th Edition. Wiley, New York.
- [93] **Walton C. Gibson** (2015). *The method of moments in electromagnetics*. Chapman & Hall/CRC, Boca Raton.
- [94] **P. Ylä-Oijala, M. Taskinen, and J. Sarvas** (2005). Surface integral equation method for general compositemetallic and dielectric structureswith junctions, *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 52, pp. 81–108.
- [95] **Davidson, D. B.** (2010). *Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering* (2nd ed.). Cambridge: Cambridge University Press.
- [96] **K. Kunz and R. Luebbers** (1993). *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*. CRC Press.
- [97] **J. L. Volakis, A. Chatterjee, and L. C. Kempel** (1998). *Finite Element Method for Electromagnetics*. IEEE Press.
- [98] **S. Rao, D. Wilton, and A. Glisson** (1982). Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 30, pp. 409–418.

- [99] **C. A. Balanis** (2016). *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons.
- [100] **Holland, J.H.** (1975). *Adaption in Natural and Artificial Systems*, University of Michigan Press, Ann Arbor, MI.
- [101] **S. Chakravarty, R. Mitra, and N. R. Williams** (2001). On the application of the microgenetic algorithm to the design of broad-band microwave absorbers comprising frequencyselective surfaces embedded in multilayered dielectric media, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 6, pp. 1050–1059.
- [102] **P. Moscato** (1989). On evolution, search, optimization, genetic algorithms and martial arts: Towards memetic algorithms, *Caltech concurrent computation program, C3P Report*, vol. 826, p. 1989.
- [103] **R. Storn and K. Price** (1997). Differential Evolution – A Simple and Efficient Heuristic for global Optimization over Continuous Spaces, *Journal of Global Optimization*, vol. 11, no. 4, pp. 341–359.
- [104] **A. R. Mehrabian and C. Lucas** (2006). A novel numerical optimization algorithm inspired from weed colonization, *Ecol. Inform.*, vol. 1, no. 4, pp. 355–366.
- [105] **Holland, J.H.** (1975). *Adaption in Natural and Artificial Systems*, University of Michigan Press, Ann Arbor, MI.
- [106] **S. N. Sivanandam and N. Deepa S** (2008). *Introduction to Genetic Algorithms*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, pp. 1-425.
- [107] **Gid (The Personal Pre and Post Processor)**. Erişim: 2020, <https://www.gidhome.com/>.
- [108] **MATLAB** (Version R2019a) [Matlab]. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc.
- [109] **Doğusan S. (2021)**. Design and Optimization of Directive Circular Patch Antenna with Asymmetric Pixels Using Genetic Algorithm, (Accepted) *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*.
- [110] **Doğusan S. (2020)**. DÜŞÜK PROFİLLİ YÜKSEK KAZANÇLI MİKROŞERİT YAMA ANTENİN OPTİMİZASYONU. In *International Battalgazi Scientific Studies Congress-V Abstract Book* (pp. 66-67). Malatya: International Battalgazi Scientific Studies Congress. Retrieved from https://30d4ed98-bbfd-4215-a9ab-b3bd6c00d4b3.filesusr.com/ugd/614b1f_9e899ae036d64d52b8fb9e82809c1ef0.pdf
- [111] **Doğusan S. (2020)**. GENETİK ALGORİTMA VE MOMENTLER METODU KULLANARAK YÖNLÜ DAİRESEL YAMA ANTEN TASARIMI. In *International Battalgazi Scientific Studies Congress-V Abstract Book* (pp. 76-77). Malatya: International Battalgazi Scientific Studies Congress. Retrieved from https://30d4ed98-bbfd-4215-a9ab-b3bd6c00d4b3.filesusr.com/ugd/614b1f_9e899ae036d64d52b8fb9e82809c1ef0.pdf

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Sinan DOĞUSAN

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2016, Yeditepe Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
- **Yüksek Lisans** : 2021, İnönü Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği A.B.D., Anadal

YÜKSEK LİSANS TEZİNDEN TÜRETİLEN ÇALIŞMALAR

- **Doğusan S. (2020)**. DÜŞÜK PROFİLLİ YÜKSEK KAZANÇLI MİKROŞERİT YAMA ANTENİN OPTİMİZASYONU. In *International Battalgazi Scientific Studies Congress-V Abstract Book* (pp. 66-67). Malatya: International Battalgazi Scientific Studies Congress. Retrieved from https://30d4ed98-bbfd-4215-a9ab-b3bd6c00d4b3.filesusr.com/ugd/614b1f_9e899ae036d64d52b8fb9e82809c1ef0.pdf
- **Doğusan S. (2020)**. GENETİK ALGORİTMA VE MOMENTLER METODU KULLANARAK YÖNLÜ DAİRESEL YAMA ANTEN TASARIMI. In *International Battalgazi Scientific Studies Congress-V Abstract Book* (pp. 76-77). Malatya: International Battalgazi Scientific Studies Congress. Retrieved from https://30d4ed98-bbfd-4215-a9ab-b3bd6c00d4b3.filesusr.com/ugd/614b1f_9e899ae036d64d52b8fb9e82809c1ef0.pdf
- **Doğusan S. (2021)**. Design and Optimization of Directive Circular Patch Antenna with Asymmetric Pixels Using Genetic Algorithm, (Accepted) *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*.