

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
TEZLİ YÜKSEK LİSANS PROGRAMI**

**METAMALZEME KULLANILARAK EŐ BENZETİM İLE  
MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI VE OPTİMİZASYONU**

**HAZIRLAYAN**

**TÜRKER DİRLİK**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**ANKARA - 2020**

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
TEZLİ YÜKSEK LİSANS PROGRAMI**

**METAMALZEME KULLANILARAK EŐ BENZETİM İLE  
MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI VE OPTİMİZASYONU**

**HAZIRLAYAN**

**TÜRKER DİRLİK**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**TEZ DANIŞMANI**

**DR. ÖĞR. ÜYESİ ALPARSLAN ÇAĞRI YAPICI**

**ANKARA - 2020**

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı çerçevesinde Türker DİRLİK tarafından hazırlanan bu çalışma, aşağıdaki jüri tarafından Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Savunma Tarihi: 28 /05 / 2020

**Tez Adı:** Metamalzeme Kullanılarak Eş Benzetim İle Mikroşerit Anten Tasarımı ve Optimizasyonu

**Tez Jüri Üyeleri (Unvanı, Adı-Soyadı, Kurumu)**

**İmza**

Dr. Öğr. Üyesi Çağlar ARPALI (Çankaya Üniversitesi)

Dr. Öğr. Üyesi Alparslan Çağrı YAPICI (Başkent Üniversitesi)

Dr. Öğr. Üyesi Murat ÜÇÜNCÜ (Başkent Üniversitesi)

**ONAY**

Prof. Dr. Ömer Faruk ELALDI  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Tarih: ... /... / .....

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**  
**YÜKSEK LİSANS TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU**

Tarih: 23/05/2020

Öğrencinin Adı, Soyadı : Türker DİRLİK  
Öğrencinin Numarası : 21210076  
Anabilim Dalı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Programı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı  
Danışmanın Adı, Soyadı : Dr. Öğr. Üyesi Alparslan Çağrı YAPICI  
Tez Başlığı : Metamalzeme Kullanılarak Eş Benzetim İle Mikroşerit Anten  
Tasarımı ve Optimizasyonu

Yukarıda başlığı belirtilen Yüksek Lisans tez çalışmamın; Giriş, Ana Bölümler ve Sonuç Bölümünden oluşan toplam 57 sayfalık kısmına ilişkin, 23/05/2020 tarihinde tez danışmanım tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı %9'dur.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1.Kaynakça hariç
- 2.Alıntılar hariç
- 3.Beş (5) kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

“Başkent Üniversitesi Enstitüleri Tez Çalışması Orijinallik raporu Alınması ve Kullanılması Usul ve Esaslarını” inceledim ve bu uygulama esaslarında belirtilen azami benzerlik oranlarına tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Öğrenci İmzası:

Onay

23/05/2020

Öğrenci Danışmanı

Dr. Öğr. Üyesi Alparslan Çağrı YAPICI

## TEŞEKKÜR

Tez çalışmamın tamamlanması sürecinde gösterdiği anlayıő ve destekleri için değerli hocam ve tez danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Alparslan ağrı YAPICI'ya, eğitim hayatım boyunca her zaman beni destekleyen annem Nurten DİRLİK ve babam Kasım DİRLİK'e, yüksek lisans eğitimim ve tez çalıőmalarım süresince her zaman yanımda olan ve beni destekleyen sevgili eőim Gamze DİRLİK'e, çalıőmalarım esnasında yanımdan ayrılmayan kızlarım Beril DİRLİK ve Bilge DİRLİK'e sonsuz teőekkürlerimi sunarım.



## ÖZET

**Türker DİRLİK**

### **METAMALZEME KULLANILARAK EŞ BENZETİM İLE MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI VE OPTİMİZASYONU**

**Başkent Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**2020**

Kapsama alanı ve yüksek veri iletim hız dengesi açısından 3.00-4.00 GHz frekans bandı 5G şebekesinin ana frekans bandını oluşturacaktır. Bu çalışmada 3.00-4.00 GHz frekans bandı için geri dönüş kaybı -10dB'den küçük mikroşerit anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. Anten tasarımları MATLAB ve CST MW Studio yazılımları arası oluşturulan eş benzetim ile sağlanmıştır. Mikroşerit antenlerin geometrik ölçüleri için genetik algoritma uygulanarak optimizasyon gerçekleştirilmiştir. Optimizasyon sonucunda 3.5 GHz rezonans frekansında geniş bantlı antenler elde edilmiştir. Karesel yarık halka rezonatör tasarımı yapıp, geometrik ölçüleri için genetik algoritma uygulanarak optimizasyon gerçekleştirilmiştir. Optimizasyon sonucunda 3.00-4.00 GHz frekans bandında negatif elektriksel geçirgenliğe ve manyetik geçirgenliğe sahip birim hücre metamalzeme elde edilmiştir. Elde edilen birim hücre metamalzeme 4x4 dizi yapıda bir araya getirilip mikroşerit anten ile birlikte kullanılarak anten kazancı arttırılmıştır. Genetik algoritma ile optimize edilen antenler ve metamalzeme ile birlikte kullanılan mikroşerit anten benzer frekans aralığında yapılan bazı çalışmalar ile anten parametreleri açısından karşılaştırılmıştır.

**ANAHTAR KELİMELER:** Mikroşerit Anten, Metamalzeme, Genetik Algoritma, 5G

## **ABSTRACT**

**Türker DİRLİK**

### **COSIMULATON AND OPTIMIZATION OF PATCH ANTENNA USING METAMATERIAL**

**Baskent University Institute of Science**

**Department of Electrical and Electronics Engineering**

**2020**

In terms of coverage area and high data transmission speed balance, the frequency band of 3.00-4.00 GHz will constitute the main frequency band of the 5G network. In this study, microstrip antennas with a less than -10 dB return loss are designed for the frequency band of 3.00-4.00 GHz. Antenna designs are provided with co-simulation between MATLAB and CST MW Studio software. The geometric dimensions of microstrip antennas have been optimized using genetic algorithm. As a result of the optimization process, wideband antennas with 3.5 GHz resonance frequency are obtained. Square split ring resonator is designed and geometric dimensions of it have been optimized using genetic algorithm. As a result of the optimization process, a metamaterial unit cell with negative permittivity and negative permeability is obtained between the 3.00-4.00 GHz frequency band. Metamaterial unit cell is combined as a 4x4 array form and antenna gain is increased by using metamaterial with microstrip antenna. Antennas optimized by genetic algorithm and microstrip antenna used with metamaterial are compared in terms of antenna parameters with some studies in the similar frequency range.

**KEYWORDS:** Microstrip Antenna, Metamaterial, Genetic Algorithm, 5G

# İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
ÖZET.....	ii
ABSTRACT .....	iii
İÇİNDEKİLER .....	iv
TABLolar LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ .....	x
1. GİRİŞ.....	1
2. BEŞİNCİ NESİL (5G) MOBİL HABERLEŞME.....	3
3. TEMEL ANTEN PARAMETRELERİ .....	5
3.1. Işımın Örüntüsü .....	5
3.2. Bant Genişliği .....	6
3.3. Işıma Güç Yoğunluğu.....	7
3.4. Işıma Şiddeti.....	9
3.5. Yönlülük .....	9
3.6. Hüzme Genişliği .....	10
3.7. Anten Verimi .....	11
3.8. Geri Dönüş Kaybı.....	12
3.9. Anten Kazancı .....	12
4. METAMALZEMELER .....	14
4.1. Elektriksel Geçirgenliğe ve Manyetik Geçirgenliğe Göre Malzemeler .....	14
4.2. Metamalzemelerin Anten Uygulamalarında Kullanılması .....	18
4.3. Nicholson -Ross-Weir (NRW) Yöntemi.....	18
4.4. Birim Hücre Metamalzeme Tasarımı .....	20
4.4.1. Dairesel yarık halka rezonatör birim hücre tasarımı .....	21
4.4.2. Karesel yarık halka rezonatör birim hücre tasarımı .....	24
5. GENETİK ALGORİTMA .....	28
5.1. Genetik Algoritma Tanımı ve Tarihçesi.....	28
5.2. Genetik Algoritma Temel Kavramları .....	28
5.2.1. Gen.....	28
5.2.2. Kromozom (Birey, Dizi) .....	28
5.2.3. Popülasyon (Topluluk, Yığın).....	29



5.3. Uygunluk Fonksiyonu .....	29
5.4. GA Seçim Yöntemleri.....	30
5.4.1. Rulet tekerleği seçim yöntemi .....	30
5.5. Genetik Algoritma Operatörleri.....	31
5.5.1. Çaprazlama operatörü .....	31
5.5.2. Mutasyon operatörü.....	32
5.6. Elitizm (Saklama) Yöntemi.....	32
5.7. Genetik Algoritma Uygulama Adımları .....	32
6. GA UYGULANARAK MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI.....	34
6.1. 5G Orta Frekans Bandı İçin Mikroşerit Anten Tasarımı.....	34
6.2. Rezonans Frekans 3.5 GHz İçin Metamalzeme Tasarımı.....	45
6.3. Mikroşerit Anten ve S-SRR Metamalzemenin Birlikte Kullanılması .....	47
7. SİMÜLASYON VE SONUÇLAR.....	49
8. SONUÇ .....	56
KAYNAKLAR.....	58

## TABLULAR LİSTESİ

	<b>Sayfa</b>
Tablo 3.1. Anten uzak alan ve yakın alan sınırları .....	7
Tablo 4.1. Birim hücre dairesel yarık halka rezonatör (C-SRR) ölçüleri .....	21
Tablo 4.2. Birim hücre karesel yarık halka rezonatör (S-SRR) ölçüleri.....	24
Tablo 5.1. Genetik algoritmaya ait popülasyon yapısı.....	29
Tablo 5.2. Örnek kromozomlara ait uygunluk değerleri.....	30
Tablo 6.1. Anten Parametrelerinin GA için alt ve üst limitleri .....	36
Tablo 6.2. Anten 1 ölçü parametreleri .....	40
Tablo 6.3. Anten 2 ölçü parametreleri .....	42
Tablo 6.4. Anten 3 ölçü parametreleri .....	43
Tablo 6.5. Anten 4 ölçü parametreleri .....	44
Tablo 6.6. Anten 1-4 karşılaştırma tablosu .....	45
Tablo 6.7. S-SRR uzunluk parametrelerine ait alt ve üst limitler.....	46
Tablo 6.8. Optimize edilen S-SRR uzunluk parametreleri.....	47
Tablo 6.9. Mikroşerit anten ile metamalzeme arasındaki mesafeye göre anten parametreleri .....	48
Tablo 7.1. Anten 1,2,3,4 için kazanç, hüzme yönü ve yarı güç hüzme genişliği tablosu ....	50
Tablo 7.2. Tasarlanan antenlerin benzer frekanslarda yapılan bazı çalışmalar ile karşılaştırılması.....	55

## ŞEKİLLER LİSTESİ

	<b>Sayfa</b>
Şekil 2.1. Nesillere göre mobil haberleşme teorik veri indirme hızları .....	4
Şekil 2.2. Avrupa’da 5G denemelerinde test edilen frekansların oranı .....	4
Şekil 3.1. Bir $\lambda$ boyutlu dipol antenin 3 boyutlu ışınma örüntüsü.....	5
Şekil 3.2. Uzunluğu $\lambda$ olan dipol antenin E-düzleminde ki ve H-düzleminde ki örüntüleri	6
Şekil 3.3. Geri dönüş kaybı bant genişliği.....	6
Şekil 3.4. Antenin ışınma alan bölgeleri .....	7
Şekil 3.5. İzotropik anten ışınma örüntüsü ve koordinat sistemi.....	8
Şekil 3.6. Anten yarı güç hüzmeye genişliğinin X-Y ekseninde 2 boyutlu gösterimi .....	10
Şekil 3.7. Verici anten eşdeğer devresi .....	11
Şekil 4.1. $\epsilon$ ve $\mu$ 'nün işaretine göre elektromanyetik malzeme sınıfları .....	14
Şekil 4.2. Negatif ve pozitif kırılma indisine sahip ortamlarda ilerleyen elektromanyetik dalga.....	16
Şekil 4.3. Negatif ve pozitif kırılma indisine sahip ortamlarda $E$ , $H$ , $k$ ve $S$ vektörleri..	17
Şekil 4.4. a) Karesel yarık halka rezonatör b) Dairesel yarık halka rezonatör .....	18
Şekil 4.5. Elektriksel sisteme (kara kutu) gelen, yansıyan ve ilerleyen dalgalar .....	18
Şekil 4.6. Saçılma parametreleri ( $S_{11}$ , $S_{21}$ , $S_{12}$ , $S_{22}$ ).....	19
Şekil 4.7. NRW Algoritması .....	20
Şekil 4.8. Birim hücre dairesel yarık halka rezonatör a) önden görünüşü b) arkadan görünüşü c) yandan görünüşü.....	21
Şekil 4.9. Birim hücre C-SRR simülasyon görüntüsü .....	22
Şekil 4.10. Tablo 4.1 için birim hücre iletim ( $S_{21}$ ) genlikleri .....	22
Şekil 4.11. Tablo 4.1 için birim hücre yansıma ( $S_{11}$ ) genlikleri.....	23
Şekil 4.12. Tablo 4.1 için birim hücre etkin elektriksel geçirgenlik ( $\epsilon_r$ ) gerçek bileşenleri	23
Şekil 4.13. Tablo 4.1 için birim hücre etkin manyetik geçirgenlik ( $\mu_r$ ) gerçek bileşenleri	24

Şekil 4.14. Birim hücre karesel yarık halka rezonatör a) önden görünüşü, b) arkadan görünüşü, c) yandan görünüşü.....	25
Şekil 4.15. Birim hücre S-SRR simülasyon görüntüsü.....	25
Şekil 4.16. Tablo 4.2 için birim hücre iletim (S21) genlikleri .....	26
Şekil 4.17. Tablo 4.2 için birim hücre yansıma (S11) genlikleri.....	26
Şekil 4.18. Tablo 4.2 için birim hücre etkin elektriksel geçirgenlik ( $\epsilon_r$ ) gerçek bileşenleri	27
Şekil 4.19. Tablo 4.2 için birim hücre etkin manyetik geçirgenlik ( $\mu_r$ ) gerçek bileşenleri	27
Şekil 5.1. İkili sistem ve gerçek sayı olarak gen kodlaması.....	28
Şekil 5.2. Örnek popülasyona ait rulet tekerleği.....	31
Şekil 5.3. Tek nokta çaprazlama.....	31
Şekil 5.4. Mutasyon ile gen değişimi.....	32
Şekil 6.1. Mikroşerit antenin önden ve yandan görünüşü .....	34
Şekil 6.2. MATLAB ve CST MW Studio yazılımları arası oluşturulan eş benzetim.....	36
Şekil 6.3. GA uygulanacak mikroşerit antenin geometrisi ve önden, yandan, arkadan görünüşü.....	37
Şekil 6.4. Mikroşerit anten GA akış diyagramı .....	38
Şekil 6.5. F1 uygunluk fonksiyonu için iterasyon ile uygunluk değerinin değişimi .....	39
Şekil 6.6. Anten 1 geri dönüş kaybı.....	40
Şekil 6.7. Anten 2 geri dönüş kaybı.....	41
Şekil 6.8. Anten 3 geri dönüş kaybı.....	43
Şekil 6.9. Anten 4 geri dönüş kaybı.....	44
Şekil 6.10. Birim S-SRR metamalzemenin üstten, yandan ve alttan görünüşü .....	45
Şekil 6.11. Birim S-SRR metamalzeme etkin elektriksel ve manyetik geçirgenlik gerçek bileşenleri .....	46
Şekil 6.12. Birim S-SRR metamalzeme ile 4x4 yapıda oluşturulan metamalzeme .....	47
Şekil 6.13. 4x4 S-SRR yapı ile kullanılan Anten 4'ün üst yandan ve alt yandan görünüşü	48
Şekil 7.1. Anten 1, 2, 3 ,4 geri dönüş kaybı .....	49

Şekil 7.2. Anten 1, 2, 3 ,4 için 3.00-4.00 GHz arası kazanç .....	50
Şekil 7.3. Anten 1,2,3,4 için 3.5 GHz'de kutupsal koordinat sisteminde kazanç gösterimi (y-z düzlemi) .....	51
Şekil 7.4. Anten 1,2,3,4 için 3.5 GHz'de kutupsal koordinat sisteminde kazanç gösterimi (x-z düzlemi) .....	51
Şekil 7.5. Anten 1,2,3,4 için 3.5 GHz'de kutupsal koordinat sisteminde kazanç gösterimi (x-y düzlemi) .....	52
Şekil 7.6. Anten 4 ve Anten ile 4x4 S-SRR yapıya ait kazanç.....	53
Şekil 7.7. Anten 4 ve Anten ile 4x4 S-SRR yapıya ait geri dönüş kaybı.....	53
Şekil 7.8. Anten 4 ve 4x4 S-SRR yapı ile kullanılan Anten 4 için 3.5 GHz'de kutupsal koordinat sisteminde kazanç gösterimi .....	54

## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

1G	Birinci nesil mobil haberleşme
2G	İkinci nesil mobil haberleşme
3G	Üçüncü nesil mobil haberleşme
4G	Dördüncü nesil mobil haberleşme
5G	Beşinci nesil mobil haberleşme
BW	Bant genişliği (Bandwidth)
$c_0$	Boş uzaydaki ışık hızı
C-SRR	Dairesel Yarık Halka Rezonatör (Circular Split Ring Resonator)
D	Anten yönlülüğü
$D_0$	Antenin en büyük yönlülüğü
E	Elektrik alan şiddeti
$e_0$	Toplam anten verimliliği
$e_{cd}$	Anten ışınım verimliliği
EMD	Elektro manyetik dalga
ENG	Epsilon negatif
$e_r$	Anten yansımaya verimliliği
$f_r$	Rezonans frekansı
G	Anten kazancı
GA	Genetik algoritma
H	Manyetik alan şiddeti
HPBW	Yarı güç hüzmeye genişliği
LTE	Long Term Evolution
MNG	Mu negatif
$n$	Kırılma indisi
NRW Yöntemi	Nicholson -Ross-Weir Yöntemi
P	Poynting vektörü
PEC	Mükemmel elektrik iletken
PMC	Mükemmel manyetik iletken
RL	Geri dönüş kaybı (Return Loss)
S-SRR	Karesel yarık halka rezonatör (Square Split Ring Resonator)
T	İletim katsayısı
U	Anten ışınım şiddeti
$U_0$	İzotropik anten ışınım şiddeti
VSWR	Duran dalga oranı
$W_{av}$	Ortalama ışınım güç yoğunluğu
$\Gamma$	Yansımaya katsayısı
$\epsilon$	Elektriksel geçirgenlik
$\epsilon_0$	Serbest uzayın elektriksel geçirgenliği
$\epsilon_r$	Bağıl elektriksel geçirgenlik (Dielektrik sabit)
$\epsilon_{reff}$	Etkin elektriksel geçirgenlik
$\lambda$	Dalga boyu
$\mu$	Manyetik geçirgenlik
$\mu_0$	Serbest uzayın manyetik geçirgenliği
$\mu_r$	Bağıl manyetik geçirgenlik
$\mu_{reff}$	Etkin manyetik geçirgenlik
$\omega$	Açısal frekans

# 1. GİRİŞ

Birinci nesil mobil haberleşme 1979 yılında ticari olarak kullanılmaya başlandıktan sonra, yaklaşık her 10 yılda bir yeni nesil mobil haberleşme teknolojilerine ait standartlar oluşturulmuş ve ticari kullanımına başlanmıştır. Endüstri ve bilişim sektöründeki hızlı gelişmelere karşılık verebilmek için daha düşük gecikme süreleri ile daha hızlı veri iletiminin önemi her geçen gün daha da artmaktadır. Özellikle dördüncü (4G) ve beşinci (5G) nesil mobil haberleşme bu amaca karşılık verebilmek için ortaya çıkmıştır.

Günümüzde sürücüsüz araçlar ve insansız hava araçlarının birbirleri ile iletişimi, sanal gerçeklik ve artırılmış sanal gerçeklik uygulamalarının başarısı, nesnelerin interneti gibi çok yüksek hız ve çok düşük gecikme süresi talep eden ihtiyaçların mevcut 4G altyapısı ile karşılanması zorlaşmıştır. Bu nedenle ultra geniş frekans bandına sahip 5G teknolojisi ile bu tür teknolojik ihtiyaçların karşılanması beklenmektedir.

5G'de kullanılacak frekans bantları 1.00 GHz altı, 1.00- 6.00 GHz ve 6.00 GHz üstü olmak üzere üç ana kategoriye ayrılmaktadır. 5G standartları için yapılan çalışmalara paralel olarak bu üç ana kategori için geniş frekans bantlarını destekleyecek anten geliştirme çalışmaları da hızla ilerlemektedir. Dünya genelinde hizmet veren mobil haberleşme operatörleri ve bu operatörler için ekipman sağlayan tedarikçiler 5G alanında iş birliği anlaşmaları imzalayarak son yıllarda 5G denemeleri yapmaktadır. Avrupa'da operatörler ve tedarikçileri tarafından yapılan 5G denemelerinde 3.00-4.00 GHz bandının en çok 5G denemesi yapılan frekans bandı olduğu görülmüştür [1].

3.00-4.00 GHz bandının kapsama ve yüksek veri hızı için denge bandı olması ve bu frekans bandının en çok lisanslanan 5G frekans bandı olması nedeniyle bu frekans bandının 5G şebekesinin omurgasını oluşturacağı anlaşılmaktadır. 3.00-4.00 GHz frekans bandında geniş bantlı anten tasarım ihtiyacı bu tez çalışmasının ana motivasyonu olmuştur.

N. Kaur, S. Sharma ve J. Kaur (2019) tarafından yapılan çalışmada; karşılıklı iç bükey şekle sahip yama ve toprak kısmında dairesel yarık halka rezonatör olan mikroşerit anten ile 3.60 GHz'de rezonans frekans olmak üzere 400 MHz bant genişliği elde etmişlerdir [2].

N. Ferdous, G. C. Hock, S. H. A. Hamid, M. N. A. Raman, T. S. Kion ve M. Ismail T. S (2018) tarafından yapılan çalışmada; yama kısmı eliptik şekle sahip mikro şerit anten ile 3.50 GHz'de rezonans frekansta yaklaşık 660 MHz bant genişliği elde etmişlerdir [3].

R. Li, Q. Zhang, Y. Kuang, X. Chen, Z. Xiao ve J. Zhang (2019) tarafından yapılan çalışmada; koaksiyel beslemeye sahip mikro şerit antenin yama yüzeyinde 2x4 matris

şeklinde dairesel yarık halka rezonatör kullanarak 3.50 GHz rezonans frekansında 100 MHz bant genişliği elde etmişlerdir [4].

A. Baviskar, A. Mulla, J. Baviskar ve S. Rathod (2016) tarafından yapılan çalışmada; 4x4 mikro şerit anten dizisinin yama yüzeyine belirli bir mesafede üst üste 3 sıra şeklinde 10x10 metamalzeme kullanılarak 3.50 GHz rezonans frekansında 219 MHz bant genişliği elde etmişlerdir [5].

Y. E. M. Ali ve K. A. S. Jasim (2015) yama kısmında simetrik yarık ve delikler olan, kısmi toprak yüzey uyguladıkları mikro şerit anten ile 2.40 GHz ve 3.50 GHz'de rezonans frekans olmak üzere 1768 MHz bant genişliği elde etmişlerdir [6].

Yukarıdaki paragraflarda özetlenen çalışmalardan farklı olarak bu tezde 3.00-4.00 GHz frekans aralığında çalışacak mikroşerit anten tasarımı, antenin geometrik uzunluklarına uygulanan genetik algoritma optimizasyon yönetimi ile yapılmıştır. Mikroşerit antenin geometrik uzunlukları farklı uygunluk fonksiyonları kullanılan genetik algoritmalar ile optimize edilerek 4 farklı mikroşerit anten elde edilmiştir. Genetik algoritma kullanılarak tasarlanan antenler kazanç, geri dönüş kaybı, bant genişliği açısından karşılaştırılmıştır.

Genetik algoritmaya ait program MATLAB yazılımında programlanıp, anten tasarım ve simülasyon yazılımı olan CST MW Studio yazılımı ile eş benzetim gerçekleştirilmiştir. CST MW Studio yazılımında elde edilen simülasyon sonuçları MATLAB yazılımında programlanan genetik algoritmada kullanılarak hedeflenen mikroşerit anten ve birim hücre metamalzeme tasarımları yapılmıştır.

Yapılan bu eş benzetim ile çok değişkenli geometrik ölçülere sahip mikroşerit anten ve birim hücre metamalzeme için, genetik algoritmada ki her bir iterasyonda daha iyi çözüm kümeleri elde edilmesi sağlanmıştır.

Eş benzetim sonucu tasarlanan 4 antenden en düşük kazançta sahip olan anten, metamalzeme yapı ile birlikte kullanılarak anten kazancının artırılması sağlanmıştır.



## 2. BEŞİNCİ NESİL (5G) MOBİL HABERLEŞME

Sadece ses haberleşmesi için kullanılan ve 1G olarak isimlendirilen birinci nesil mobil haberleşme ilk kez 1979 yılında Japonya’da ticari olarak kullanılmaya başlandı [7].

1982 yılında Fransa’da Avrupa Posta ve Telekomünikasyon Konfederasyonu (CEPT) tarafından Avrupa mobil haberleşme teknolojisini düzenlemek için GSM (o dönemki adı Groupe Special Mobile, şimdiki adı Global System for Mobiles) oluşturuldu ve ikinci nesil (2G) mobil haberleşme standartları ve özellikleri çalışılmaya başlandı. 1 Temmuz 1991 yılında ilk 2G ses görüşmesi Finlandiya’da 900MHz bandında gerçekleştirildi.

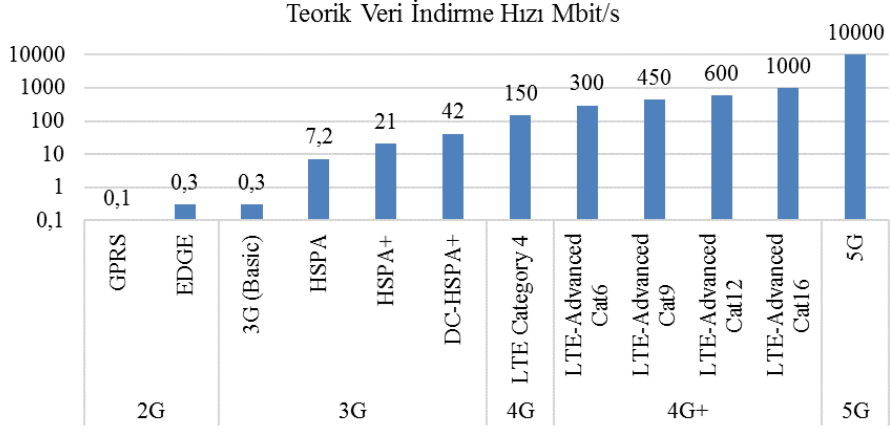
2001 yılında üçüncü nesil mobil haberleşme (3G) ticari olarak kullanılmaya başlandı. Veri iletim hızı 2G’ye göre 4 kat daha hızlı olması ile video konferans gibi servislerin gerçekleştirilmesi sağlandı.

2008 yılında dördüncü nesil mobil haberleşme (4G), diğer adı ile LTE (Long Term Evolution), standartları tamamlandı ve 2009 yılında ilk kez ticari olarak kullanılmaya başlandı [8].

Yüksek veri iletim hızı ihtiyacı, veri iletiminde çok düşük gecikme süresi talepleri ve endüstrideki makineler arası iletişim, sanal gerçeklik, artırılmış gerçeklik, sürücüsüz araçlar gibi gelişmeler yeni nesil bir mobil haberleşme teknolojinin oluşturulmasını tetikledi. 2019 yılında beşinci nesil mobil haberleşme (5G) çalışmaları hız kazandı ve 5G’de ilk ticari kullanımlar başladı [9].

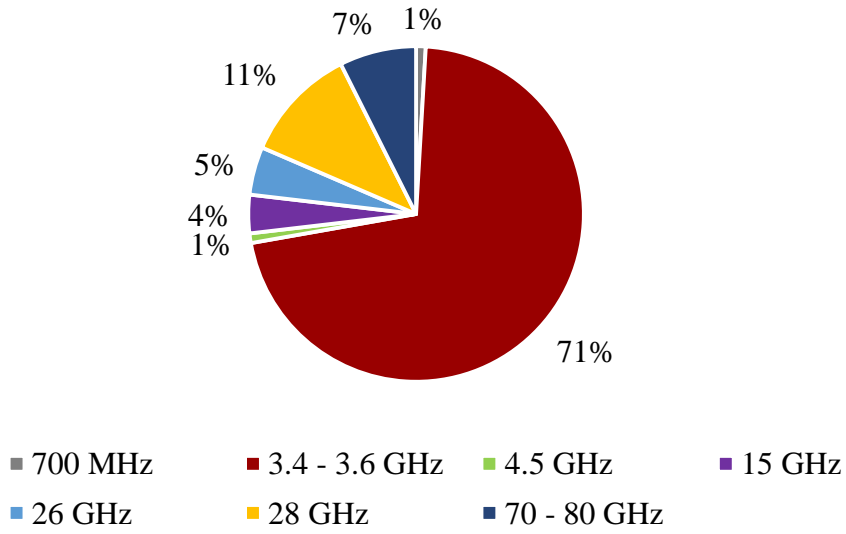
Şekil 2.1’de 2G-5G mobil haberleşmede teorik veri indirme hızları gösterilmiştir [10]. Yüksek veri iletim hızlarına olan talep ve bu talebin karşılanabilmesi için, daha geniş bant genişliğine sahip yeni frekansların kullanılmasına ihtiyaç vardır. Türkiye’de 800 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz ve 2600 MHz frekans bantlarında 2G, 3G ve 4G mobil haberleşme gerçekleşmektedir.

5G’de kullanılacak frekans bantları 1.00 GHz altı, 1.00- 6.00 GHz ve 6.00 GHz üstü olarak 3 ana kategoriye ayrılmaktadır. 1.00 GHz altı frekanslar kapsama ve daha çok nesnelerin internet (IoT) servisini sağlamak amaçlı, 1.00- 6.00 GHz arasında kullanılacak frekanslar kapsama ve hızlı veri transferi sağlamak amaçlı planlanmış olup, 6.00 GHz üstü frekanslar çok yüksek hızda veri transferi sağlamak amaçlı planlanmıştır.



Şekil 2.1. Nesillere göre mobil haberleşme teorik veri indirme hızları

Avrupa 5G Gözlem Komisyonu Şekil 2.2’de görüleceği üzere, Avrupa’da yapılan 5G denemelerinde 3.4-3.6 GHz frekans bandının en çok test edilen frekans bandı olduğu raporlanmıştır [1]. 108 adet 5G denemesinin 77’si 3.4-3.6 GHz frekanslarında yapılmıştır. Hem kapsama hem de yüksek veri iletim hızı dikkate alındığında, bu bandın en çok tercih edilecek 5G frekans bandı olacağı görülmektedir.



Şekil 2.2. Avrupa’da 5G denemelerinde test edilen frekansların oranı

### 3. TEMEL ANTEN PARAMETRELERİ

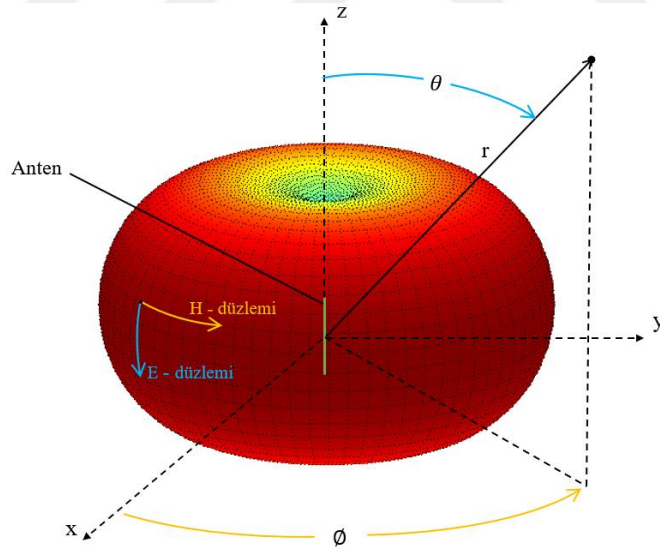
Elektromanyetik dalgaları elektrik işaretine, elektrik işaretini de elektromanyetik dalgaya dönüştüren yapılara anten denir. Haberleşme sistemlerinde kimi zaman verinin kablosuz olarak iletilmesi gerekir. Veri içeren elektromanyetik dalganın gönderilmesi ve alınması antenler ile sağlanarak kablosuz haberleşme gerçekleştirilir.

Bir antenin diğer antenlerden farkını, karakteristiğini belirleyen temel özelliklere anten parametreleri denir ve başlıca anten parametreleri 3.1-3.9 'de açıklanmıştır.

#### 3.1. Işınım Örüntüsü

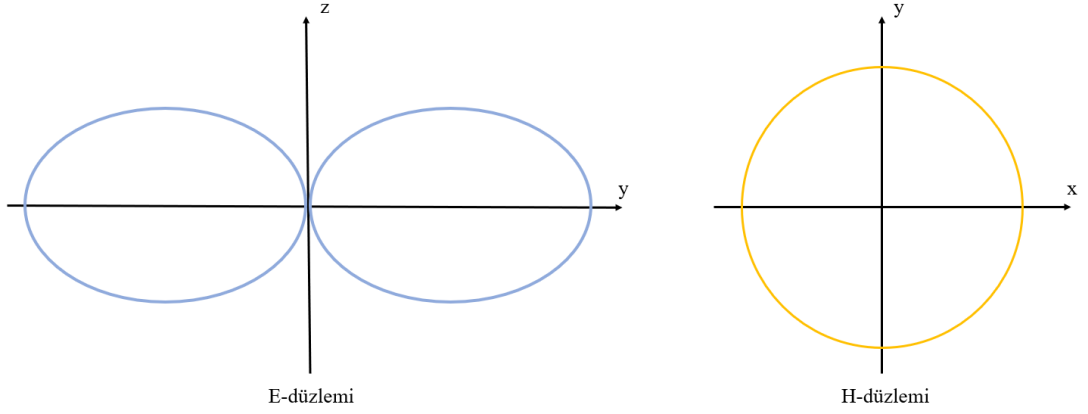
Antenden yayılan elektromanyetik alan şiddetinin antenin uzak alanında grafiksel ya da matematiksel fonksiyon olarak gösterimine ışınım örüntüsü denir.

Şekil 3.1'de dipol uzunluğu dalga boyu ( $\lambda$ ) kadar olan antenin ışınım örüntüsü gösterilmiştir. Işınım örüntüsünden antenin hangi yönde ya da yönlerde ışınım yaptığı anlaşılabilir.



Şekil 3.1. Bir  $\lambda$  boyutlu dipol antenin 3 boyutlu ışınım örüntüsü

E-düzlemi elektrik alan vektörünü, H-düzlemi manyetik alan vektörünü içinde bulundurur.  $\lambda$  boyutlu dipolün E-düzlemi ve H-düzlemi örüntüleri Şekil 3.2'de gösterilmiştir.

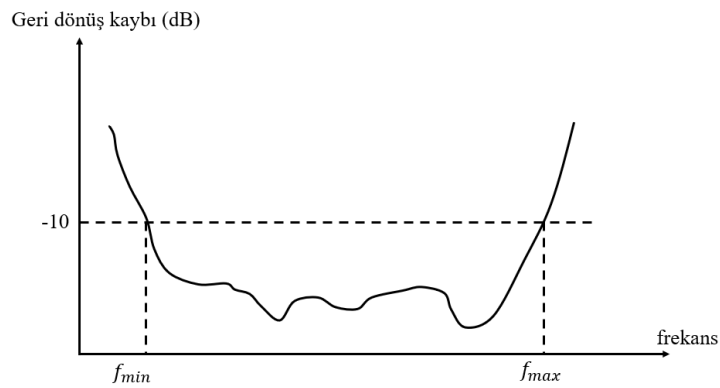


Şekil 3.2. Uzunluğu  $\lambda$  olan dipol antenin E-düzleminde ki ve H-düzleminde ki örüntüleri

Tüm yönlerde eşit ışınım örüntüsüne sahip olduğu kabul edilen, yön bağımsız antene izotropik anten denir. Pratikte var olmayan izotropik anten, gerçek antenlere ait anten parametrelerinde referans olarak kullanılır.

### 3.2. Bant Genişliği

Anten parametreleri frekans ile doğrudan ilintilidir. Anten parametrelerinin kabul edilebilir başarımlar değerleri içinde olduğu frekans aralığına bant genişliği denir [11]. Örneğin antenin geri dönüş kaybı, anten kazancı ya da hüzme genişliği gibi çeşitli anten parametrelerinin hedeflenen değeri sağladığı frekans aralığı olarak da ifade edilebilir.



Şekil 3.3. Geri dönüş kaybı bant genişliği

Şekil 3.3'de antenler için kabul edilebilir başarımlar sınırı olan -10 dB'den küçük geri dönüş kaybına sahip en düşük ( $f_{min}$ ) ve en yüksek ( $f_{max}$ ) frekans aralığı örneği gösterilmiştir. Bant genişliği (3.1) denklemi ile hesaplanır.

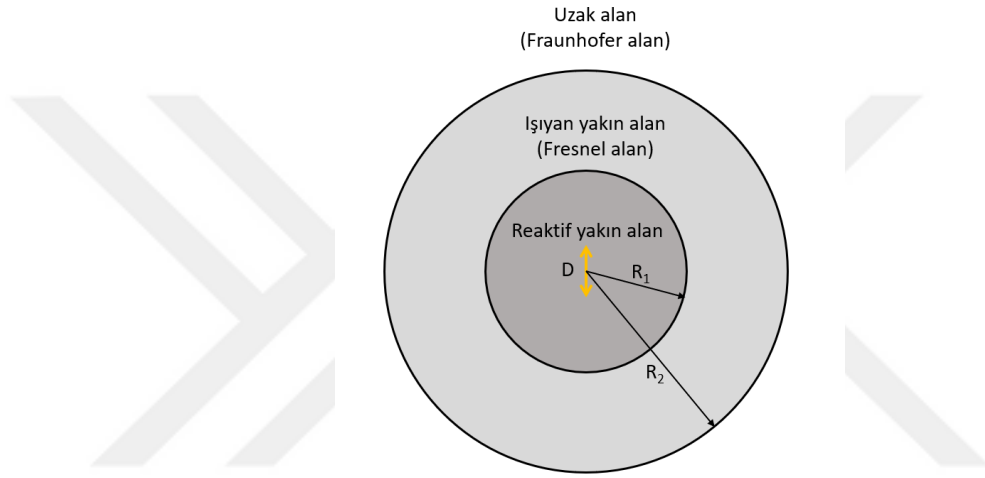
$$\text{Bant Genişliği (BW)} = f_{\max} - f_{\min} \quad (3.1)$$

Bant genişliği yüzde olarak denklem (3.2) ile hesaplanır.

$$\text{BW(\%)} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}} \times 200 \quad (3.2)$$

### 3.3. Işıma Güç Yoğunluğu

Antenin uzak alan bölgesinde birim yüzey alandan ışıyan güce ışıma güç yoğunluğu denir.



Şekil 3.4. Antenin ışıma alan bölgeleri

Anteni çevreleyen uzay ışıma alanı açısından Şekil 3.4'de gösterildiği üzere 3 bölgeye ayrılır. Antenin en büyük boyutunun uzunluğu D, dalga boyu λ ile ifade edildiğinde bu 3 bölgeye ait Şekil 3.4'de yer alan R1 ve R2 sınır değerleri Tablo 3.1'de gösterildiği gibidir [12].

Tablo 3.1. Anten uzak alan ve yakın alan sınırları

Anten boyutu D	$D \ll \lambda$	$D \approx \lambda$	$D \gg \lambda$
Reaktif yakın alan	$R_1 < \lambda / (2\pi)$	$R_1 < \lambda / (2\pi)$	$R_1 < \lambda / (2\pi)$
Işıyan yakın alan	$\lambda / (2\pi) < R_2 < 3 \lambda$	$\lambda / (2\pi) < R_2 < 3 \lambda$ ya da $\lambda / (2\pi) < R_2 < 2D^2 / \lambda$	$\lambda / (2\pi) < R_2 < 2D^2 / \lambda$
Uzak alan	$R_2 > 3 \lambda$	$R_2 > 3 \lambda$ ya da $R_2 > 2D^2 / \lambda$	$R_2 > 2D^2 / \lambda$

İzotropik antenin uzak alanında ve antenden r uzaklıktaki birim yüzey alanı ds Şekil 3.5'de gösterilmiştir. Birim yüzey alan denklem (3.3) ile hesaplanır.

$$ds = r^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (\text{m}^2) \quad (3.3)$$

$r$  : yarıçap yada gözlem noktasının antene uzaklığıdır.

$\theta$  : z-ekseni ve  $r$  arasındaki açıdır ve  $0 \leq \theta \leq \pi$  aralığında tanımlıdır.

$\phi$  : x-ekseni ile  $r$ 'nin  $xy$ -düzlemine izdüşümü arasındaki açıdır ve  $0 \leq \phi \leq 2\pi$  aralığında tanımlıdır.

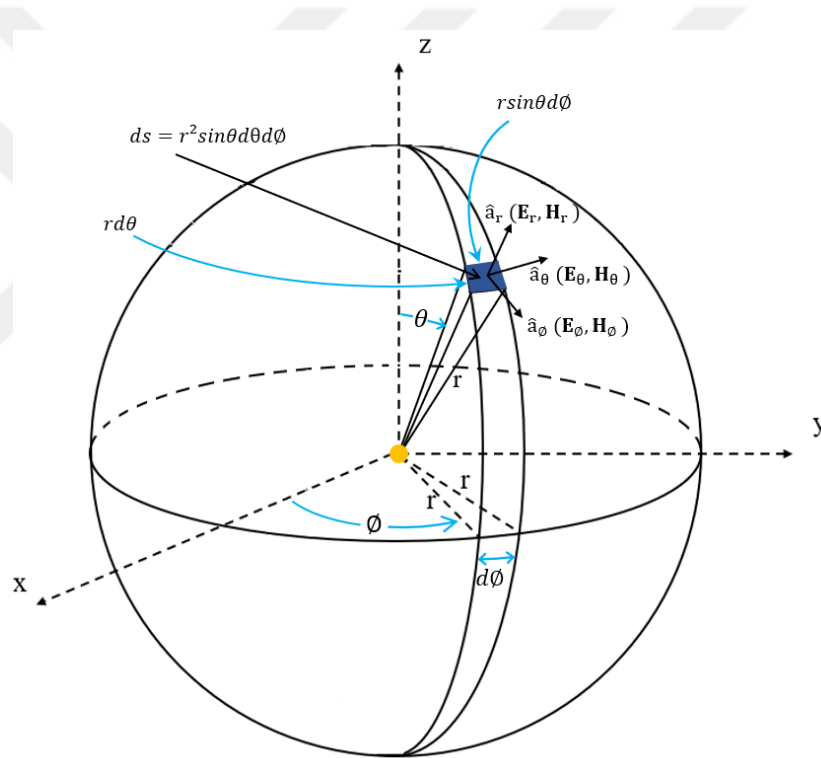
$\hat{\mathbf{a}}_r$ ,  $\hat{\mathbf{a}}_\theta$  ve  $\hat{\mathbf{a}}_\phi$  sırasıyla  $r$ ,  $\theta$ ,  $\phi$  eksenleri boyunca olan birim vektörlerdir.

$E(r, \theta, \phi)$  antenin  $r$  gözlem noktasındaki elektrik alan şiddetidir.

$E_r, E_\theta, E_\phi$  antenin  $r$  gözlem noktasındaki elektrik alan bileşenleridir.

$H(r, \theta, \phi)$  antenin  $r$  gözlem noktasındaki manyetik alan şiddetidir.

$H_r, H_\theta, H_\phi$  antenin  $r$  gözlem noktasındaki manyetik alan bileşenleridir.



Şekil 3.5. İzotropik anten ışınma örüntüsü ve koordinat sistemi

Birim yüzey alandan ( $ds$ ) geçen gücü gösteren vektöre Poynting vektörü denir.

$$\hat{\mathbf{P}} = \hat{\mathbf{E}} \times \hat{\mathbf{H}} \quad (\text{W/m}^2) \quad (3.4)$$

Poynting vektörü, ortalama ışınma güç yoğunluğu olarak da ifade edilir ve denklem (3.5)'de gösterildiği gibi de hesaplanabilir [11].

$$\mathbf{W}_{av}(x,y,z) = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \quad (\text{W/m}^2) \quad (3.5)$$

Denklem (3.5) yer alan \* karmaşık eşleniği göstermektedir.

İzotropik anten tarafından ışınan toplam güç, anteni çevreleyen küresel kapalı yüzeyin tamamında oluşan güç yoğunluğunun toplanması ile elde edilebilir. Işınan toplam güç;

$$P_{\text{rad}} = \oiint_S \mathbf{W}_0 \cdot d\mathbf{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\hat{\mathbf{a}}_r W_0(r)] \cdot [\hat{\mathbf{a}}_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi] = 4\pi r^2 W_0 \quad (\text{W}) \quad (3.6)$$

Birim yüzey alandaki güç yoğunluğu;

$$\mathbf{W}_0 = \hat{\mathbf{a}}_r W_0 = \hat{\mathbf{a}}_r \left( \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi r^2} \right) \quad (\text{W/m}^2) \quad (3.7)$$

### 3.4. Işıma Şiddeti

Belirli bir yönde ve antenin uzak alanında, 1 steradyan içinden ışıyan güce ışıma şiddeti denir. Işıma şiddeti  $U(\theta, \phi)$  ile ifade edilir ve denklem (3.8) ile hesaplanır. Burada  $W_{\text{rad}}$  ışıma güç yoğunluğunu gösterir ve birimi  $(\text{W/m}^2)$ 'dir [11].

$$U(\theta, \phi) = r^2 W_{\text{rad}} \quad (\text{W/Steradyan}) \quad (3.8)$$

Denklem (3.7)'da verilen izotropik anten güç yoğunluğu denklem (3.8)'de kullanıldığında, izotropik antene ait ışıma şiddeti denklem (3.9) gösterildiği gibi oluşur [11].

$$U_0(\theta, \phi) = r^2 W_0 = r^2 \left( \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi r^2} \right) = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi} \quad (\text{W/Steradyan}) \quad (3.9)$$

### 3.5. Yönlülük

İzotropik, yönsüz, antenin ışıma şiddeti tüm yönler ve açılar için aynıdır. Yönlü anten ise bazı yönlerde yönsüz antene göre daha fazla ışıma yaparken diğer yönlerde de daha az ışıma yapar.

Verilen bir yöndeki antenin ışıma şiddetinin, tüm yönlerdeki ortalama ışıma şiddetine olan oranına yönlülük denir ve denklem (3.10) ile hesaplanır [11].

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0(\theta, \phi)} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{\text{rad}}} \quad (3.10)$$

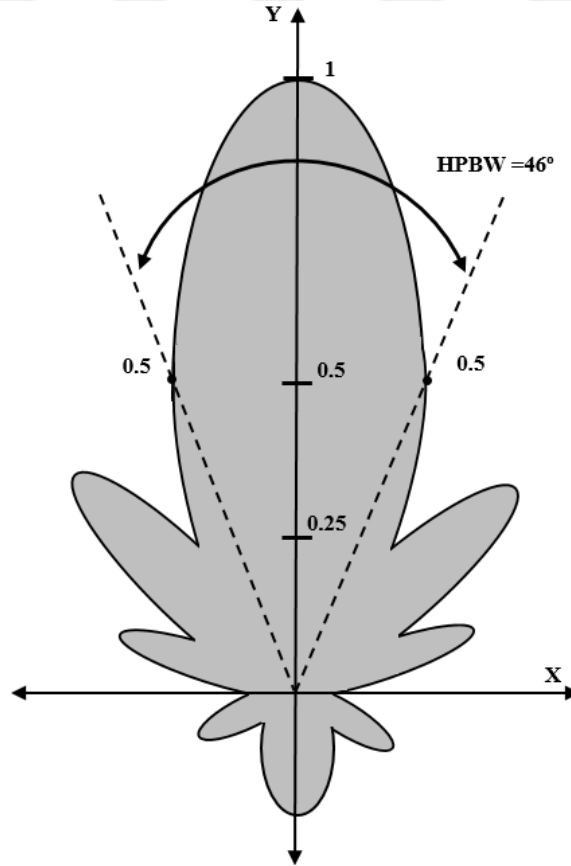
Maksimum yönlülük olan  $D_0$  ise, antenin en yoğun ışımaya yaptığı yöndeki ışımaya şiddetinin tüm yönlerdeki ortalama ışımaya şiddetine oranıdır ve denklem (3.11) ile hesaplanır.

$$D_0(\theta, \phi) = \frac{U_{\max}(\theta, \phi)}{U_0(\theta, \phi)} = \frac{4\pi U_{\max}(\theta, \phi)}{P_{\text{rad}}} \quad (3.11)$$

$D$  yönlülük,  $D_0$  en büyük yönlülük,  $U$  ışımaya şiddeti (W/steradyan),  $U_0$  izotropik antenin ışımaya şiddeti (W/steradyan),  $U_{\max}$  maksimum ışımaya şiddeti (W/steradyan),  $P_{\text{rad}}$  toplam ışımaya gücüdür (W).

### 3.6. Hüzme Genişliği

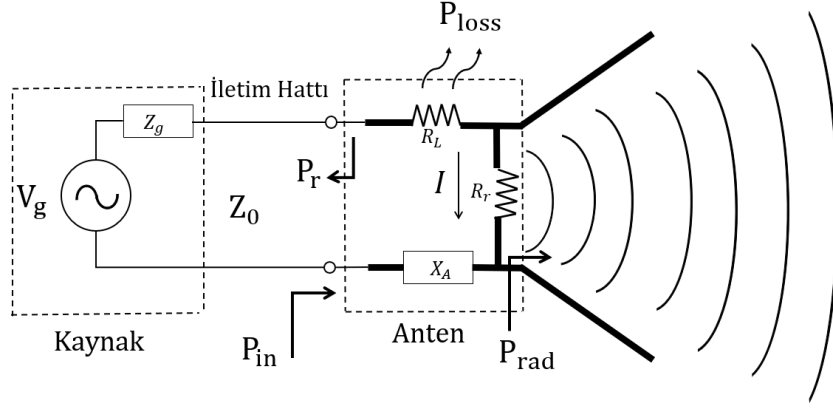
Yönlü bir antene ait maksimum ışımaya gücünün yarıya düştüğü yönler arasındaki açıya anten yarı güç hüzme genişliği (HPBW) denir. Şekil 3.6'da iki boyutlu örnek bir anten hüzmesi ve yarı güç hüzme genişliği gösterilmiştir.



Şekil 3.6. Anten yarı güç hüzme genişliğinin X-Y ekseninde 2 boyutlu gösterimi



### 3.7. Anten Verimi



Şekil 3.7. Verici anten eşdeğer devresi

$P_{in}$ : Antene giriş yapılan toplam güç (Watt)

$P_{rad}$ : Antenden ışınan toplam güç (Watt)

$P_{loss}$ : Antende kaybolan güç (Watt)

$P_r$ : Antenden kaynağa geri dönen güç (Watt)

$R_r$ : Işıma direnci (Ohm)

$R_L$ : Kayıp direnci (Ohm)

$X_A$ : Anten reaktansı (Ohm)

$Z_g$ : Kaynağın empedansı (Ohm)

$Z_0$ : İletim hattı empedansı (Ohm)

$Z_{in}$ : Anten giriş empedansı (Ohm)

$A$ : Antenin giriş akımı (Amper)

Antenden ışınan toplam gücün, antene uygulanan giriş gücüne oranına anten ışınma verimliliği denir. Işınma verimliliği denklem (3.12) ile hesaplanır [11].

$$e_{cd} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (3.12)$$

Işınma verimliliği güç oranı olduğundan birimsizdir ve  $0 \leq e_{cd} \leq 1$  aralığındadır.

Kayıpsız bir antende anten girişine uygulanan gücün tamamı anten tarafından yayımlanır. Anten kaybı arttıkça, anten girişine uygulanan güç anten tarafından harcanarak ortama yayılan elektromanyetik dalganın gücü azalır.

Yansıma katsayısı ( $\Gamma$ ) denklem (3.13) ile hesaplanır.

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (3.13)$$

Duran dalga oranı (VSWR) denklem (3.14) ile hesaplanır.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.14)$$

Anten yansıma verimliliği ( $e_r$ ) denklem (3.15) ile hesaplanır.

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad (3.15)$$

Toplam anten verimliliği ( $e_0$ ) denklem (3.16) ile hesaplanır.

$$e_0 = e_r e_{cd} = (1 - |\Gamma|^2) \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (3.16)$$

### 3.8. Geri Dönüş Kaybı

Antene iletilen gücün, antenden yansıyan güce oranına geri dönüş kaybı (Return Loss (RL)) denir ve denklem (3.17) ile hesaplanır.

$$RL \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{P_{in}}{P_r} \quad (3.17)$$

Geri dönüş kaybı, yansıma katsayısı ile de denklem (3.18) gösterildiği gibi hesaplanabilir.

$$RL \text{ (dB)} = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (3.18)$$

Geri dönüş kaybının -10 dB'den daha düşük olması tercih edilir. Anten bant genişliği -10 dB'den düşük geri dönüş kaybına sahip frekans aralığı olarak ifade edilir.

### 3.9. Anten Kazancı

Antenin belirli bir yön için kazancı, bu yöndeki ışıma şiddetinin aynı giriş gücü uygulanan izotropik anten tarafından yapılan ışıma şiddetine oranı olarak ifade edilir ve denklem (3.19) ile hesaplanır.

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0(\theta, \phi)} = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{P_{rad}}{4\pi}} \quad (3.19)$$

İzotropik antenin kayıpsız olduğu kabul edilir ve antene uygulanan giriş gücü  $P_{in}$  ve antenden ışılan güç  $P_{rad}$  izotropik antende birbirine eşittir. Bu durumda anten kazancı (3.20) denkleminde dönüştürülebilir.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (3.20)$$

(3.10) ve (3.12) denklemleri kullanılarak (3.20) denkleminde hesaplanan kazanç, yönlülük ve anten ışılma verimliliği ile de denklem (3.21)'deki gibi hesaplanabilir.

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[ \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (3.21)$$

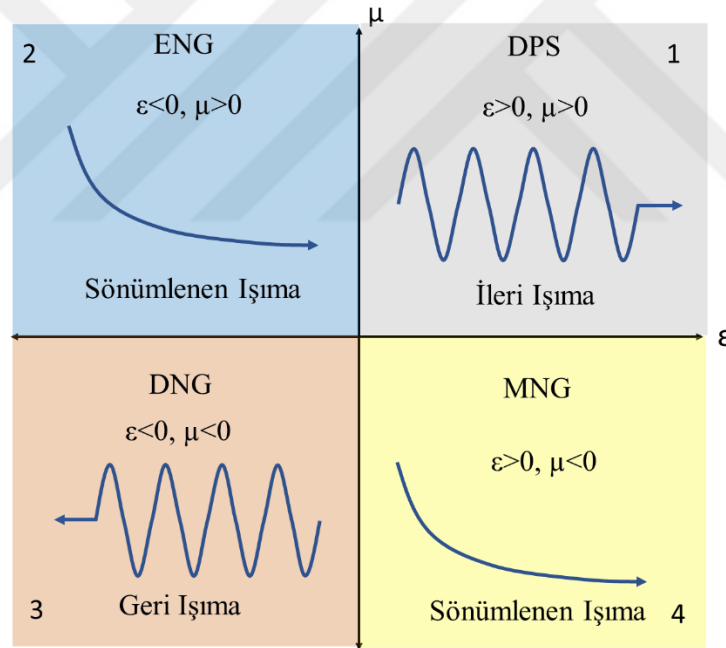
Antenin kazancı, denklem (3.20)'de hesaplandığı üzere anten yönlülüğüne ve ışılma verimliliğine bağlıdır.

## 4. METAMALZEMELER

Metamalzemeler doğal yollar ile doğada bulunmayan, yapay olarak tasarlanıp üretilen negatif elektriksel geçirgenliğe ( $\epsilon$ ) ve negatif manyetik geçirgenliğe ( $\mu$ ) sahip yapay malzemelerdir. Bu malzemelere hem elektriksel geçirgenliğin hem de manyetik geçirgenliğin negatif olması nedeniyle çift negatif malzemeler (double-negative (DNG)), sol el malzemeler (left-handed), negatif kırılma indisli malzemeler gibi çeşitli isimler verilmiştir [13].

### 4.1. Elektriksel Geçirgenliğe ve Manyetik Geçirgenliğe Göre Malzemeler

Elektriksel geçirgenliğe ( $\epsilon$ ) ve manyetik geçirgenliğe ( $\mu$ ) göre elektromanyetik malzemeler Şekil 4.1’de gösterildiği gibi dört bölüme ayrılmaktadır. [14].



Şekil 4.1.  $\epsilon$  ve  $\mu$ 'nün işaretine göre elektromanyetik malzeme sınıfları

Birinci bölgedeki malzemeler için elektriksel geçirgenlik ve manyetik geçirgenlik sıfırdan büyüktür ( $\epsilon > 0, \mu > 0$ ) ve bu bölgeye çift pozitif alan (double positive; DPS) denir. Doğadaki birçok malzeme, örneğin dielektrik malzemeler, bu alanda yer alır.

İkinci bölgedeki malzemeler için elektriksel geçirgenlik sıfırdan küçük, manyetik geçirgenlik sıfırdan büyüktür ( $\epsilon < 0, \mu > 0$ ). Bu bölgedeki malzemeler epsilon negatif (ENG) malzeme olarak adlandırılır. Örneğin, plazma epsilon negatif bir malzemedir.

Üçüncü bölgedeki malzemeler için elektriksel geçirgenlik ve manyetik geçirgenlik sıfırdan küçüktür ( $\epsilon < 0$ ,  $\mu < 0$ ) ve bu bölge çift negatif alan (double negative; DNG) olarak tanımlanır. Bu alandaki malzemeler doğada bulunmayıp yapay yollar ile üretilen malzemelerdir.

Dördüncü bölgedeki malzemeler için elektriksel geçirgenlik sıfırdan büyük, manyetik geçirgenlik sıfırdan küçüktür ( $\epsilon > 0$ ,  $\mu < 0$ ). Bu bölgedeki malzemeler mu negatif (MNG) malzeme olarak adlandırılır.

Birinci bölgede  $\epsilon$  ve  $\mu$  pozitifdir ve elektromanyetik dalga sağ el kuralına göre ilerler. İkinci ve dördüncü bölgede  $\epsilon$  ve  $\mu$  zıt işaretlidir, bu bölgelerde elektromanyetik dalga sönümlenir. Üçüncü bölgede  $\epsilon$  ve  $\mu$  negatifdir ve bu bölgede elektromanyetik dalga sol el kuralına göre ilerler [15].

Elektriksel geçirgenlik ( $\epsilon$ ) ve manyetik geçirgenlik ( $\mu$ ), maddede elektromanyetik dalgaların yayılmasını belirleyen temel karakteristik parametrelerdir [16]. Şekil 4.2'de negatif ve pozitif kırılma indisine sahip ortamlarda elektromanyetik dalganın ilerleyişi gösterilmiştir.

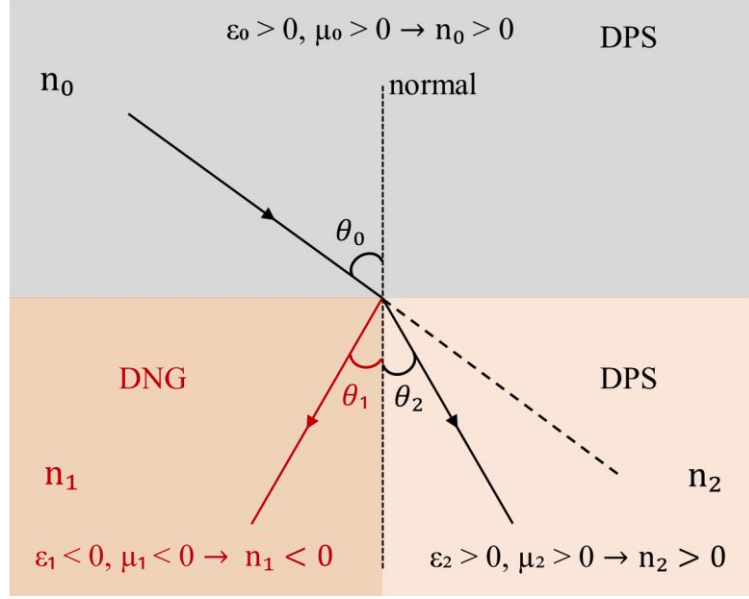
Kırılma indisi ( $n$ ) ile elektriksel geçirgenlik ( $\epsilon$ ) ve manyetik geçirgenlik ( $\mu$ ) arasındaki ilişki denklem (4.1) -(4.3) ile gösterilebilir.

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (4.1)$$

$$\epsilon_0 = \epsilon / \epsilon_r = 8.854 \cdot 10^{-12} \quad \text{F/m} \quad (4.2)$$

$$\mu_0 = \mu / \mu_r = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad \text{H/m} \quad (4.3)$$

$\epsilon_r$  bağıl elektriksel geçirgenlik (dielektrik sabit),  $\epsilon_0$  boş uzayın elektrik geçirgenliği,  $\mu_r$  bağıl manyetik geçirgenlik ve  $\mu_0$  boş uzayın manyetik geçirgenliğidir.



Şekil 4.2. Negatif ve pozitif kırılma indisine sahip ortamlarda ilerleyen elektromanyetik dalga

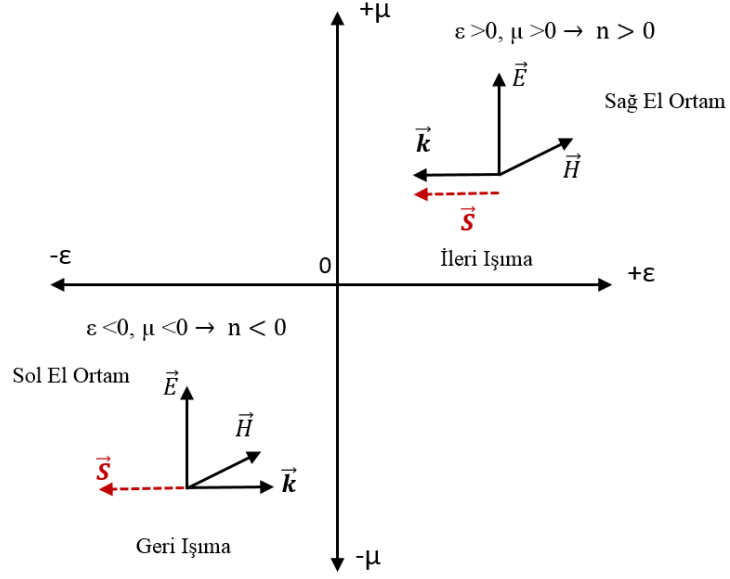
Denklem (4.1)'e göre Şekil 4.2'de yer alan DNG bölgesinin kırılma indisi negatif, DPS bölgesinin kırılma indisi pozitifdir. Denklem (4.4)'de verilen Snell yasası uygulandığında  $\theta_1$  açısının negatif,  $\theta_2$  açısının da pozitif olduğu gözlenir.

$$\frac{\sin\theta_0}{\sin\theta_1} = \frac{n_1}{n_0} = \frac{\sqrt{\varepsilon_1\mu_1}}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} \quad (4.4)$$

Elektriksel geçirgenlik ( $\varepsilon$ ) ve manyetik geçirgenlik ( $\mu$ ) belirli bir frekans aralığında her ikisi de negatif ise o frekans aralığında kırılma indisi de negatiftir ve elektrik alan şiddet vektörü  $\vec{E}$ , manyetik alan şiddet vektörü  $\vec{H}$ , elektromanyetik dalganın (EMD) ilerleme vektörü  $\vec{k}$  sol el kuralına göre belirlenir [17]. Elektromanyetik alanın güç yoğunluğu vektörü olan Poynting vektörü  $\vec{S}$  denklem (4.5) ile hesaplanır [11].

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (4.5)$$

Poynting vektörü  $\vec{S}$  ve EMD ilerleme vektörü  $\vec{k}$  pozitif kırılma indisli ortamda aynı yönlere iken, negatif kırılma indisli ortamda zıt yöndedirler.



Şekil 4.3. Negatif ve pozitif kırılma indisine sahip ortamlarda  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{k}$  ve  $\vec{S}$  vektörleri

$\epsilon$  ve  $\mu$  pozitif olduğu durumda sağ el kuralının geçerli olduğu ortam vardır. Düzlemsel dalgaya ait elektrik alan  $\vec{E}$  ve manyetik alan  $\vec{H}$  denklem (4.6) ve (4.7) ile hesaplanır [11].

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (4.6)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \epsilon \vec{E} \quad (4.7)$$

$\epsilon$  ve  $\mu$  negatif olduğu durumda ise sol el kuralının geçerli olduğu ortam vardır. Bu durumda düzlemsel dalganın elektrik alan  $\vec{E}$  ve manyetik alan  $\vec{H}$  denklem (4.8) ve (4.9) ile hesaplanır [11].

$$\vec{k} \times \vec{E} = -\omega |\mu| \vec{H} \quad (4.8)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = \omega |\epsilon| \vec{E} \quad (4.9)$$

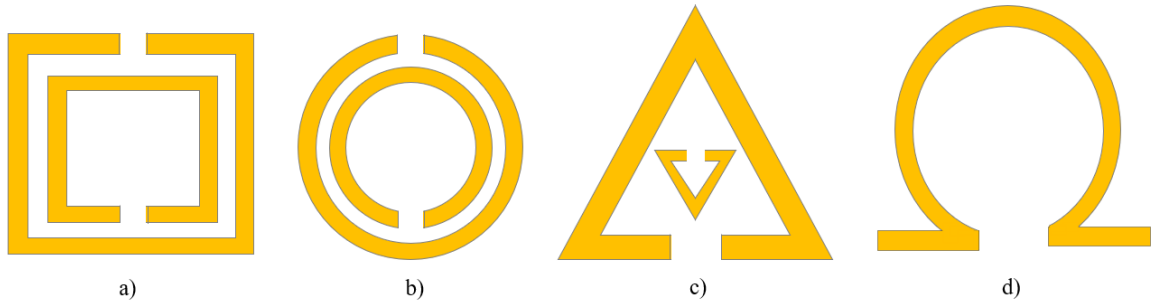
Denklem (4.6) -(4.9)'da yer alan  $\omega$  açısal frekansı ifade etmektedir.

Şekil 4.3 gösterildiği üzere pozitif kırılma indisli ortamda (Sağ El Ortamı) Poynting vektörü  $\vec{S}$  ve elektromanyetik dalganın (EMD) ilerleme vektörü olan  $\vec{k}$  aynı yönde iken negatif kırılma indisli ortamda (Sol El Ortamı) zıt yönlere sahiptir.

#### 4.2. Metamalzemelerin Anten Uygulamalarında Kullanılması

Boyut, hüzme genişliği, yönlülük, kazanç, bant genişliği gibi anten parametrelerinin iyileştirilmesi ve anten performansının artırılması amacıyla metamalzemeler antenlerde son zamanlarda sıklıkla kullanılmaya başlanmıştır [18-21]. Metamalzeme ile anten parametrelerinde yapılacak iyileştirme çalışmaları birim hücre metamalzemeler ya da birim hücrelerin periyodik sıralanması ile oluşturulan dizi metamalzemeler ile yapılır.

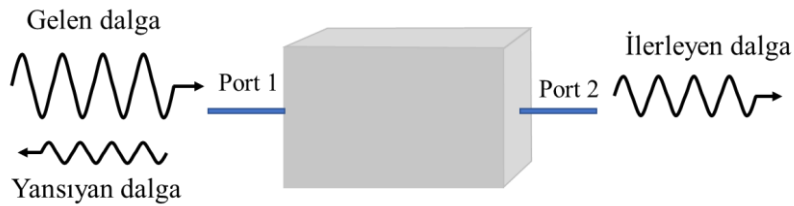
Çalışmalarda sıklıkla kullanılan birim hücre metamalzemeler Şekil 4.4'de gösterilmiştir [14, 17, 21, 22].



Şekil 4.4. a) Karesel yarık halka rezonatör b) Dairesel yarık halka rezonatör  
c) Üçgensel yarık halka rezonatör d) Omega rezonatör

#### 4.3. Nicholson -Ross-Weir (NRW) Yöntemi

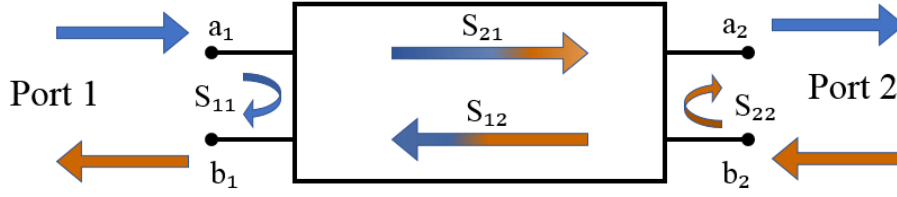
S parametreleri (saçılma parametreleri) bir elektrik sistemini ya da devresini kara kutu olarak gösterir ve bu kara kutunun kapıları (portları) arasındaki giriş, çıkış ilişkisini açıklar.



Şekil 4.5. Elektriksel sisteme (kara kutu) gelen, yansıyan ve ilerleyen dalgalar

Port 1'den gelen sinyalin bir kısmı Port 2'den ilerlerken, bir kısmı da Port 1'den geri yansır. Şekil 4.6'da gösterilen sistem Port 1'den beslendiğinde;  $S_{11}$  port 1'den geri yansıyan sinyali,  $S_{21}$  port 2'den ilerleyen sinyali ifade eder. Sistem Port 2'den beslendiğinde;  $S_{22}$  port 2'den geri yansıyan sinyali,  $S_{12}$  port 1'den ilerleyen sinyali ifade eder.





Şekil 4.6. Saçılma parametreleri ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ )

Nicolson, Ross ve Weir saçılma parametreleri (S parametreleri) kullanılarak elektriksel geçirgenliğin ( $\epsilon$ ), manyetik geçirgenliğin ( $\mu$ ) ve kırılma indisinin ( $\eta$ ) hesaplanabileceği bir yöntem geliştirmiştir [22]. Bu yöntem isimlerinin baş harflerinden oluşan NRW yöntemi olarak adlandırılır. Şekil 4.7 ile açıklanan NRW algoritması (4.10) - (4.16) denklemleri kullanılarak gerçekleştirilir [23].

Yansıma katsayısı olan  $\Gamma$ , saçılma parametreleri ile denklem (4.10) ve (4.11) ile hesaplanmıştır.

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (4.10)$$

Denklem (4.10)'da yer alan X işlem kolaylığı için tanımlanmıştır ve saçılma parametreleri olan  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  ile gösterimi denklem (4.11)'de hesaplanmıştır.

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (4.11)$$

İletim katsayısı olan T, saçılma parametreleri ve yansıma katsayısı ile denklem (4.12)'de hesaplanmıştır.

$$T = \frac{(S_{11} + S_{21}) - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (4.12)$$

Manyetik geçirgenlik ( $\mu$ );

$$\mu = \frac{1 + \Gamma}{(1 - \Gamma)\Lambda \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (4.14)$$

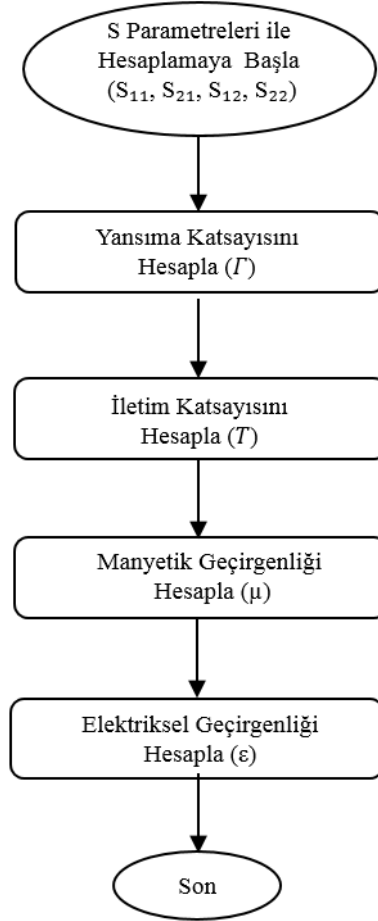
Elektriksel geçirgenlik ( $\epsilon$ );

$$\epsilon = \frac{\lambda_0^2}{\mu \left[ \frac{1}{\lambda_c^2} - \frac{1}{\Lambda^2} \right]} \quad (4.15)$$

Denklem (4.14) ve (4.15)'de yer alan  $\Lambda$  işlem kolaylığı için tanımlanmıştır ve denklem (4.16) ile hesaplanır.  $\lambda_0$  serbest uzay dalga boyu,  $\lambda_c$  kesim frekanslı dalga boyudur.

$$\frac{1}{\Lambda^2} = - \left[ \frac{1}{2\pi L} \ln \left( \frac{1}{T} \right) \right]^2 \quad (4.16)$$

Denklem (4.16)'da yer alan L malzemenin kalınlığıdır.



Şekil 4.7. NRW Algoritması

#### 4.4. Birim Hücre Metamalzeme Tasarımı

Bu yüksek lisans tezinde; yüksek frekanslı bileşenlerin 3 boyutlu elektromanyetik simülasyonu için kullanılan CST Microwave Studio 2018 yazılımı ile metamalzeme birim

hücre örnekleri oluşturulmuştur. Simülasyon sonucu elde edilen birim hücre saçılma parametreleri ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ), MATLAB yazılımında (4.10) -(4.16) denklemleri ile oluşturulan NRW algoritmasında kullanılarak metamatuzemenin elektriksel geçirgenliği ( $\epsilon$ ), manyetik geçirgenliği ( $\mu$ ) ve kırılma indisi ( $n$ ) hesaplanmıştır.

Metamatuzeme birim hücre uzunluğu genellikle çalışma frekansına ait dalga boyunun  $1/10$ 'undan daha küçük tercih edilmektedir [14].

Tablo 4.1 ve Tablo 4.2'de 3500 MHz çalışma frekansı için, dalga boyu  $\lambda \cong 86$  mm, birim hücre uzunluğu ( $L$ );  $\lambda/5$ ,  $\lambda/10$ ,  $\lambda/15$ ,  $\lambda/20$  olan birim hücelere ait örnek ölçüler verilmiştir. Birim hücrelerin elektriksel geçirgenliği ( $\epsilon$ ) ve manyetik geçirgenliği bölüm 4.4.1 ve 4.4.2'de incelenmiştir.

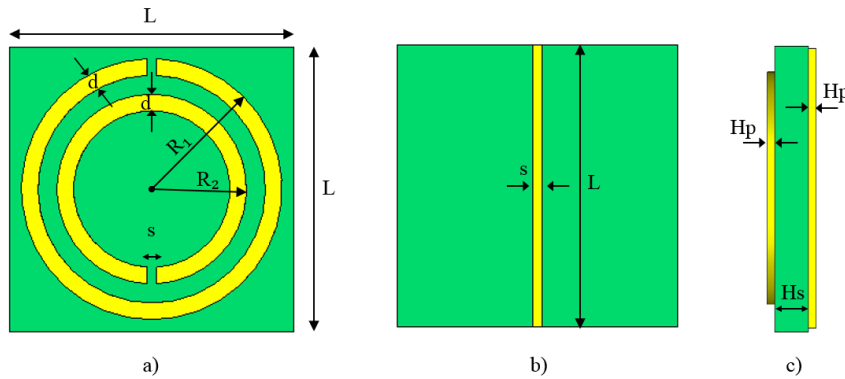
#### 4.4.1. Dairesel yarık halka rezonatör birim hücre tasarımı

Tablo 4.1'de Şekil 4.8'de yer alan dairesel yarık halka rezonatör (Circular Split Ring Resonator: C-SRR) için ölçüler verilmiştir.

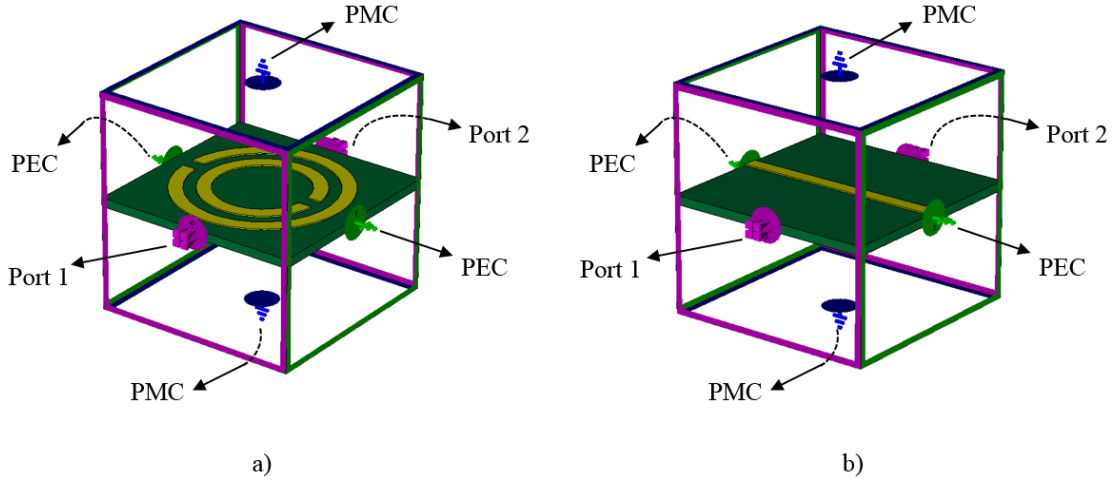
Birim hücrelerin hepsinde dielektrik olarak; elektriksel geçirgenliği 4.3 F/m, yüksekliği ( $H_s$ ) 0,25 mm olan FR-4 malzeme ve iletken olarak; elektriksel iletkenliği  $5.8 \times 10^7$  S/m, kalınlığı ( $H_p$ ) 0.035 mm olan bakır kullanılmıştır.

Tablo 4.1. Birim hücre dairesel yarık halka rezonatör (C-SRR) ölçüleri

Birim Hücre	$L$ ( $\lambda$ cinsinden)	$L$ (mm)	$R_1$ (mm)	$R_2$ (mm)	$d$ (mm)	$s$ (mm)
C-SRR 1	$L = \lambda / 5$	17.2	7.8	5.8	1.0	0.6
C-SRR 2	$L = \lambda / 10$	8.6	3.9	2.9	0.5	0.3
C-SRR 3	$L = \lambda / 15$	6.45	2.93	2.18	0.38	0.23
C-SRR 4	$L = \lambda / 20$	4.3	1.95	1.45	0.25	0.15



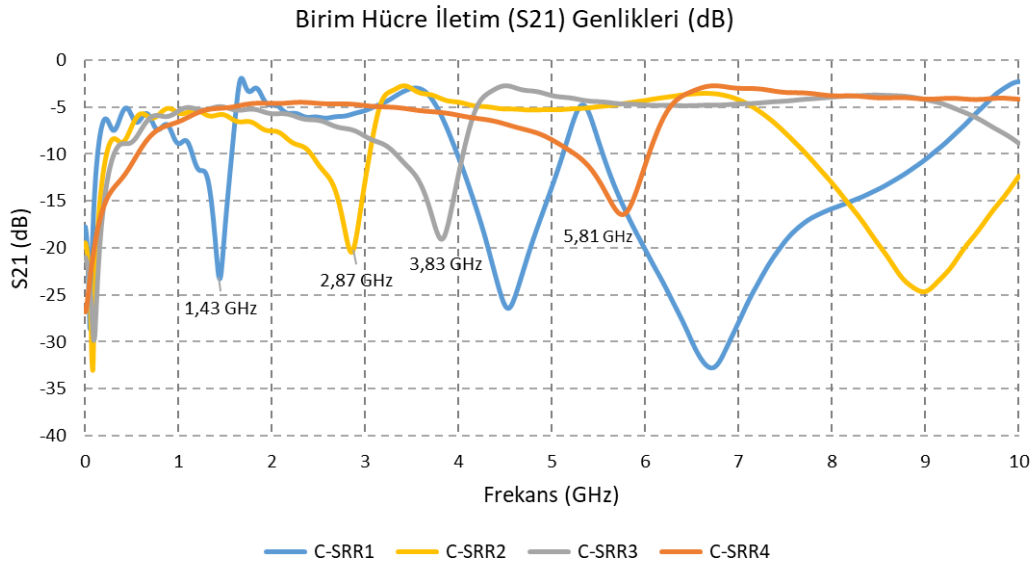
Şekil 4.8. Birim hücre dairesel yarık halka rezonatör a) önden görünüşü b) arkadan görünüşü c) yandan görünüşü



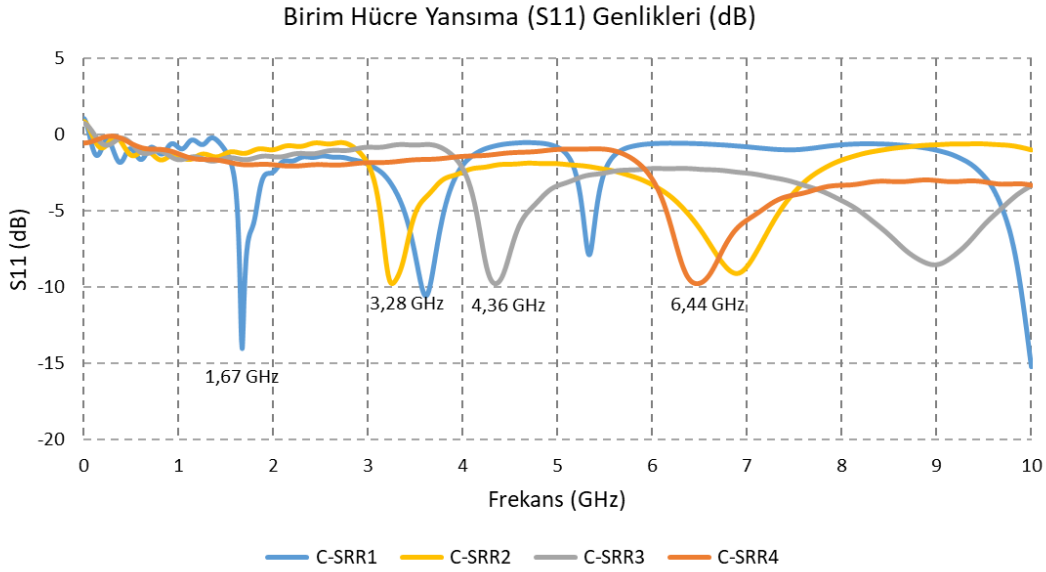
Şekil 4.9. Birim hücre C-SRR simülasyon görüntüsü

Tasarlanan birim metamalzemenin CST Microwave Studio yazılımındaki görüntüsü Şekil 4.9’da gösterilmiştir. Simülasyonda sınır yüzey üzerinde teğetsel elektrik alan bileşenleri sıfır olan ( $\epsilon_r \rightarrow \infty$ ) mükemmel elektrik iletken (PEC) ve sınır yüzey üzerinde dik manyetik alan bileşenleri sıfır olan ( $\mu_r \rightarrow \infty$ ) mükemmel manyetik iletken (PMC) sınır koşulları uygulanmıştır.

Birim hücre metamalzemelerin simülasyon sonucuna göre elde edilen iletim ( $S_{21}$ ) ve yansıma ( $S_{11}$ ) parametreleri Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de gösterilmiştir. Birim hücre boyutu küçüldükçe iletim ve yansıma parametrelerine ait rezonans frekansların da arttığı gözlenmiştir.



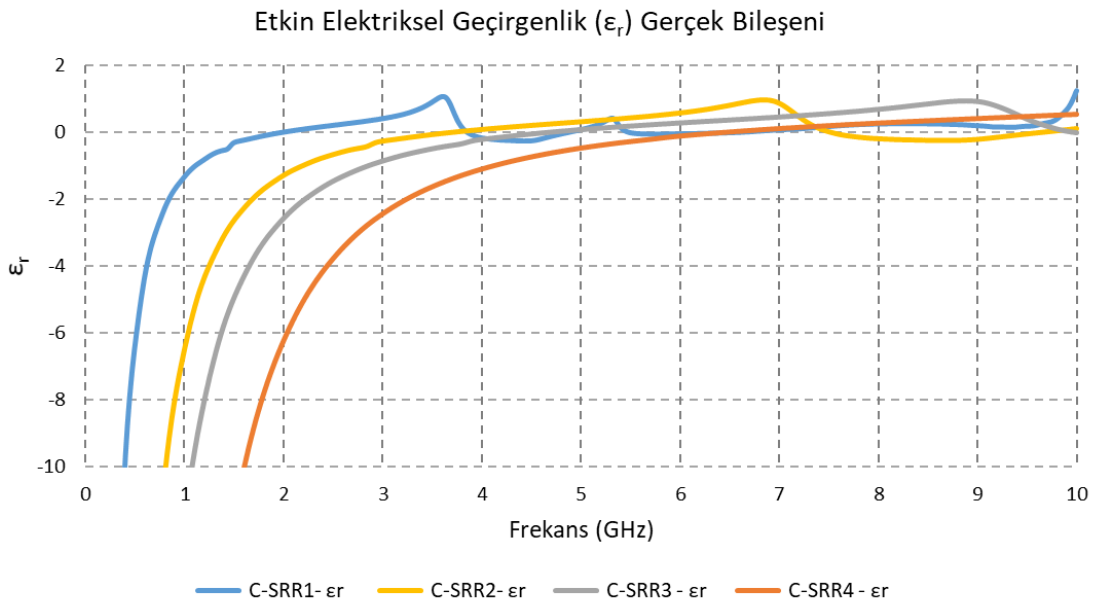
Şekil 4.10. Tablo 4.1 için birim hücre iletim ( $S_{21}$ ) genlikleri



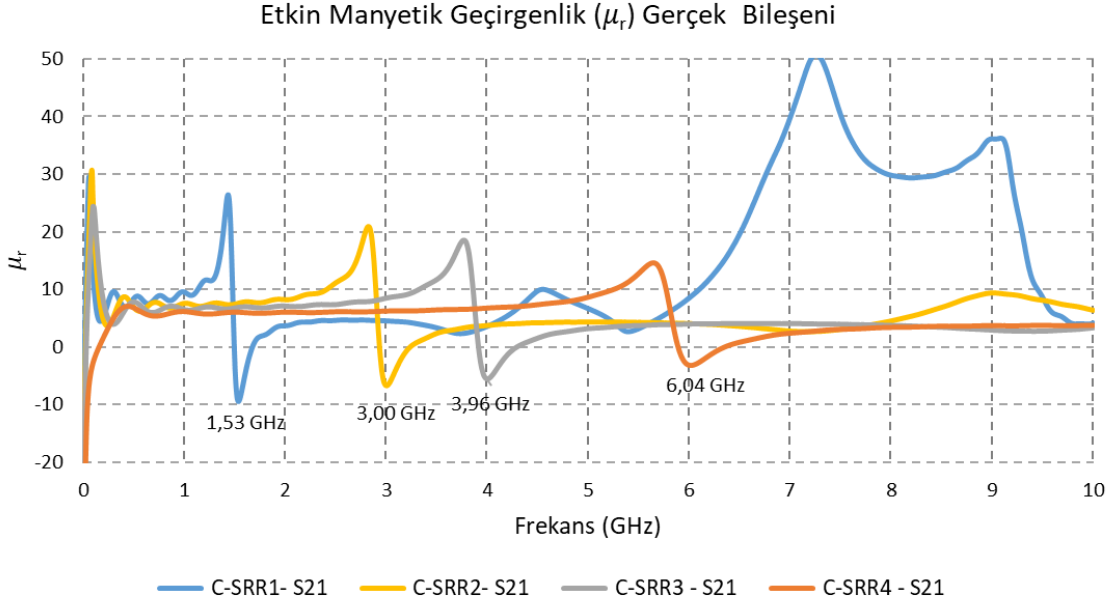
Şekil 4.11. Tablo 4.1 için birim hücre yansımaya (S11) genlikleri

Elde edilen S11 ve S21 parametrelerine NRW algoritması uygulanarak elektriksel ve manyetik geçirgenlik katsayıları elde edilmiştir. Birim hücrenin ilgili frekans bölgesinde metamalzeme olarak değerlendirilmesi için elektriksel ve manyetik geçirgenlik katsayılarının her ikisine ait gerçek bileşeni sıfırdan küçük olmalıdır.

Tablo 4.1’de yer alan örnek birim hücreler için elde edilen  $\epsilon_r$  ve  $\mu_r$  Şekil 4.12 ve Şekil 4.13’de gösterilmiştir. İletim ve yansımaya katsayılarından elde edilen  $\epsilon_r$  ve  $\mu_r$  için birim hücre boyutu küçüldükçe  $\epsilon_r < 0$ ,  $\mu_r < 0$  olma koşullarına ait frekansların arttığı gözlenmiştir.



Şekil 4.12. Tablo 4.1 için birim hücre etkin elektriksel geçirgenlik ( $\epsilon_r$ ) gerçek bileşenleri



Şekil 4.13. Tablo 4.1 için birim hücre etkin manyetik geçirgenlik ( $\mu_r$ ) gerçek bileşenleri

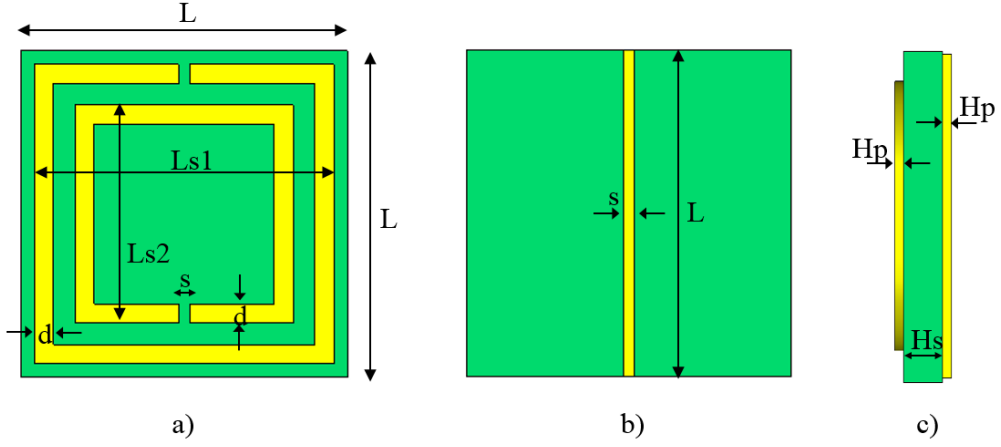
#### 4.4.2. Karesel yarık halka rezonatör birim hücre tasarımı

Tablo 4.2’de Şekil 4.14’da yer alan karesel yarık halka rezonatör (Square Split Ring Resonator: S-SRR) için ölçüler verilmiştir.

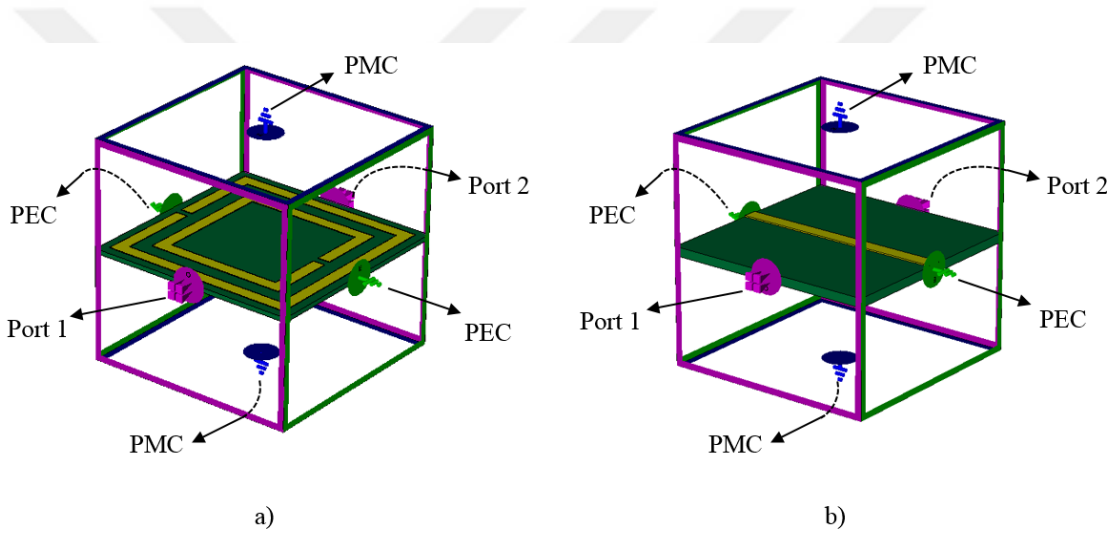
Birim hücrelerin hepsinde dielektrik olarak; elektriksel geçirgenliği 4.3 F/m, yüksekliği ( $H_s$ ) 0,25 mm olan FR-4 malzeme ve iletken olarak; elektriksel iletkenliği  $5.8 \times 10^7$  S/m, kalınlığı ( $H_p$ ) 0.035 mm olan bakır kullanılmıştır.

Tablo 4.2. Birim hücre karesel yarık halka rezonatör (S-SRR) ölçüleri

Birim Hücre	L ( $\lambda$ cinsinden)	L (mm)	Ls1 (mm)	Ls2 (mm)	d (mm)	s (mm)
S-SRR 1	$\lambda / 5$	17.2	7.8	5.8	1	0.6
S-SRR 2	$\lambda / 10$	8.6	3.9	2.9	0.5	0.3
S-SRR 3	$\lambda / 15$	6.45	2.925	2.175	0.375	0.225
S-SRR 4	$\lambda / 20$	4.3	1.95	1.45	0.25	0.15



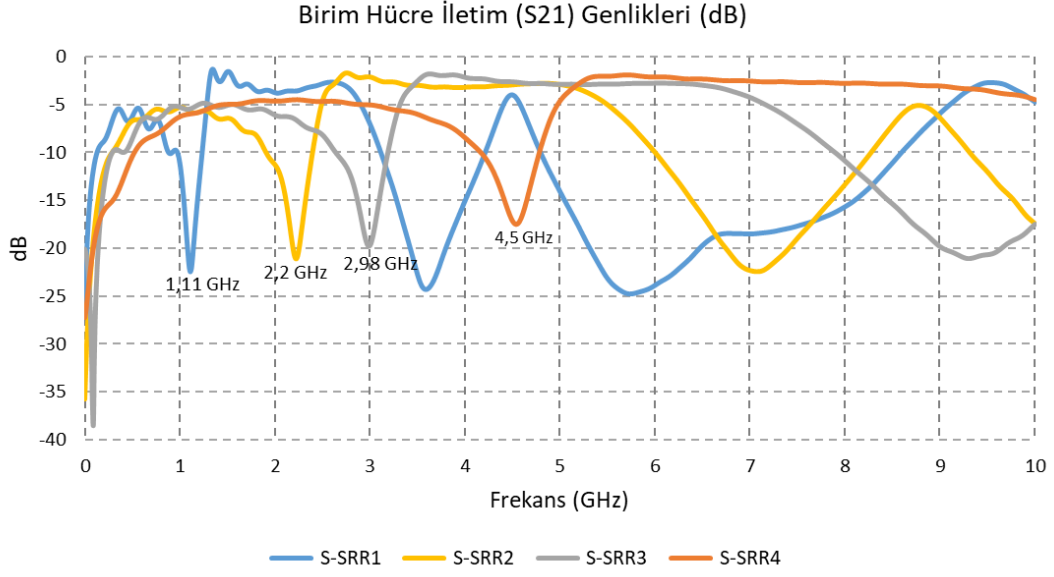
Şekil 4.14. Birim hücre karesel yarık halka rezonatör a) önden görünüşü, b) arkadan görünüşü, c) yandan görünüşü



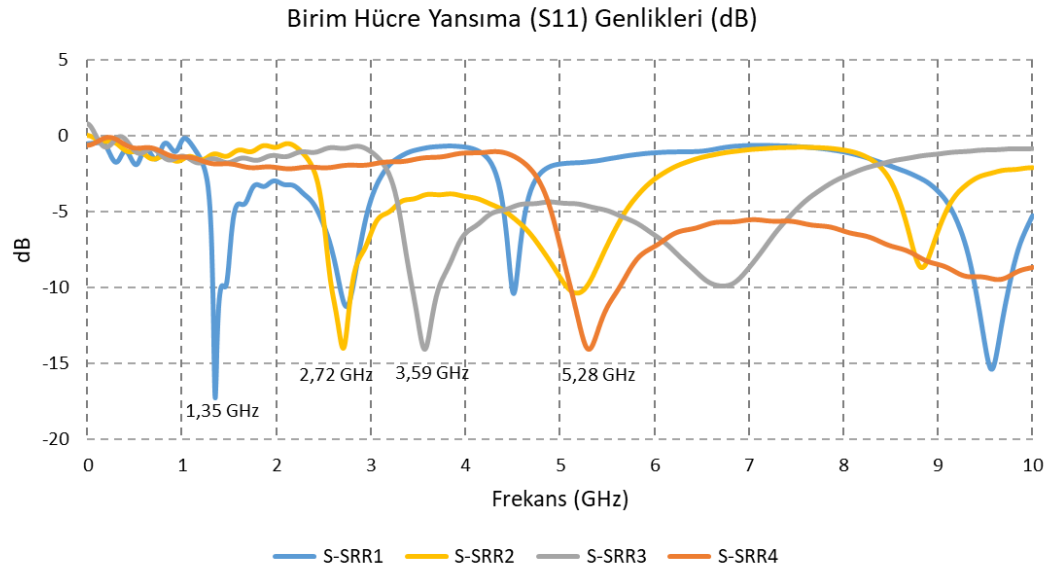
Şekil 4.15. Birim hücre S-SRR simülasyon görüntüsü

Tasarlanan birim metamalzemenin CST Microwave Studio yazılımındaki görüntüsü Şekil 4.15’de gösterilmiştir. Simülasyonda sınır yüzey üzerinde teğetsel elektrik alan bileşenleri sıfır olan ( $\epsilon_r \rightarrow \infty$ ) mükemmel elektrik iletken (PEC) ve sınır yüzey üzerinde dik manyetik alan bileşenleri sıfır olan ( $\mu_r \rightarrow \infty$ ) mükemmel manyetik iletken (PMC) sınır koşulları uygulanmıştır.

Birim hücre metamalzemelerin simülasyon sonucuna göre elde edilen iletim (S21) ve yansımaya (S11) parametreleri Şekil 4.16 ve Şekil 4.17’de gösterilmiştir. Birim hücre boyutu küçüldükçe iletim ve yansımaya parametrelerine ait rezonans frekansların da arttığı gözlenmiştir.



Şekil 4.16. Tablo 4.2 için birim hücre iletim (S21) genlikleri

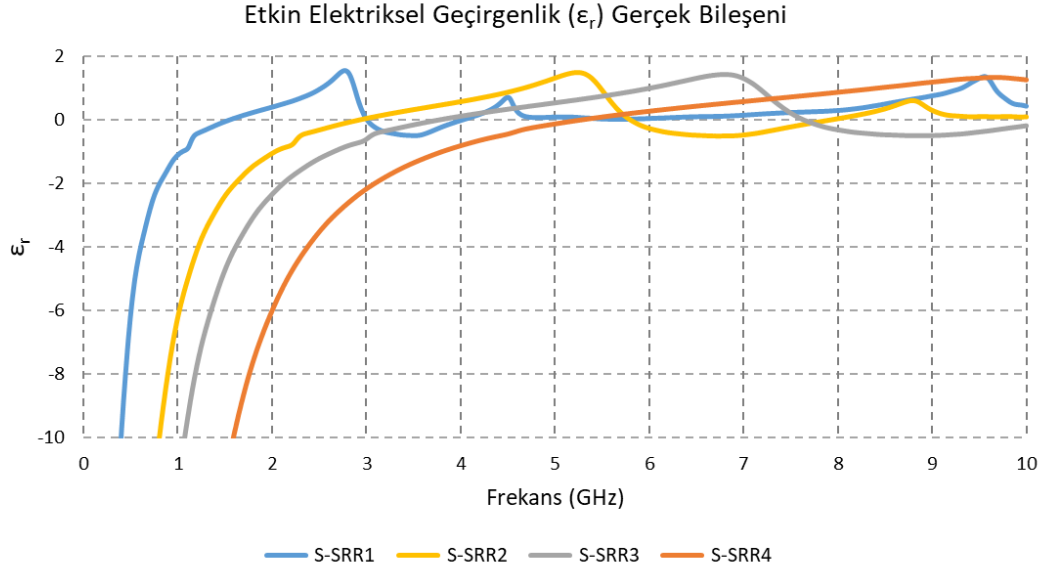


Şekil 4.17. Tablo 4.2 için birim hücre yansımaları (S11) genlikleri

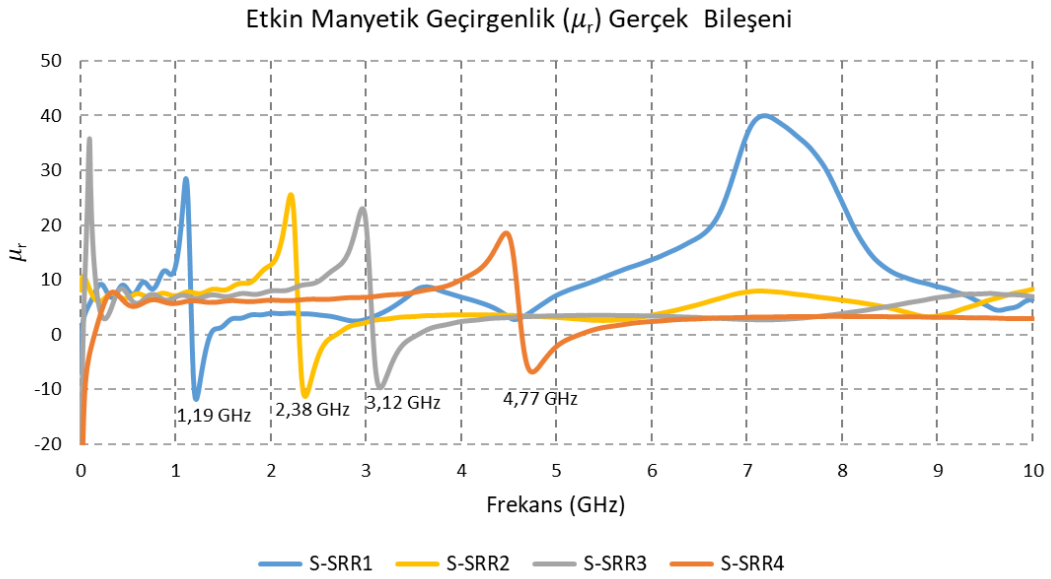
Elde edilen S11 ve S21 parametrelerine NRW algoritması uygulanarak elektriksel ve manyetik geçirgenlik katsayıları elde edilmiştir. Birim hücrenin ilgili frekans bölgesinde metamalzeme olarak değerlendirilmesi için elektriksel ve manyetik geçirgenlik katsayılarının her ikisine ait gerçekteki bileşeni sıfırdan küçük olmalıdır.

Tablo 4.2’de yer alan örnek birim hücreler için elde edilen  $\epsilon_r$  ve  $\mu_r$  Şekil 4.18 ve Şekil 4.19’da gösterilmiştir. İletim ve yansımaya katsayılarından elde edilen  $\epsilon_r$  ve  $\mu_r$  için birim hücre boyutu küçüldükçe  $\epsilon_r < 0$ ,  $\mu_r < 0$  olma koşullarına ait frekansların arttığı gözlenmiştir.





Şekil 4.18. Tablo 4.2 için birim hücre etkin elektriksel geçirgenlik ( $\epsilon_r$ ) gerçek bileşenleri



Şekil 4.19. Tablo 4.2 için birim hücre etkin manyetik geçirgenlik ( $\mu_r$ ) gerçek bileşenleri

## 5. GENETİK ALGORİTMA

### 5.1. Genetik Algoritma Tanımı ve Tarihçesi

Genetik algoritma (GA) doğadaki canlıların geçirdiği süreci örnek alarak, topluluktaki zayıf nesillerin yok olmasına ve güçlü nesillerden daha güçlü nesiller oluşması ilkesine dayanan bir optimizasyon algoritmasıdır. Matematiksel modellemenin yapılamadığı, kesin çözümün olmadığı problemlerde genetik algoritma kullanılarak en iyi çözüm veya en iyi çözüme yakın bir sonuç elde edilebilir [24].

John Holland makine öğrenmesi üzerine yaptığı çalışmalarda genetik algoritmayı geliştirmiş ve 1975 yılında yayınladığı “Adaptation in Natural and Artificial System” isimli kitabında GA’dan bahsetmiştir. Holland’ın öğrencisi olan Goldberg 1989 yılında yayınladığı “Genetic Algorithm in Search, Optimization and Machine Learning” kitabında GA uygulamalarına yer vererek sonraki yıllarda GA ile yapılacak çalışmalara ışık tutmuştur [25].

### 5.2. Genetik Algoritma Temel Kavramları

#### 5.2.1. Gen

Genetik bilgi taşıyan en küçük birime gen denir. Uygulamalarda genler yaygın olarak ikili sistemde 1 ya da 0 olarak kodlanır. Bazı uygulamalarda ise geliştiriciler gerçek sayı olarak da genlerin kodlanması yöntemini tercih etmektedir. Şekil 5.1’de genleri ikili sistemden ve gerçek sayılardan oluşan kromozom örnekleri gösterilmiştir.

İkili sistem kullanımı	1	0	1	1	0	1	1	0
Gerçek sayı kullanımı	6.5	8.0	-12.70	0.01	15.30	-6.87	3.20	-6.45

Şekil 5.1. İkili sistem ve gerçek sayı olarak gen kodlaması

#### 5.2.2. Kromozom (Birey, Dizi)

Genler bir araya gelerek kromozomları oluşturur ve her bir kromozom problem için olası bir çözümü temsil eder.

### 5.2.3. Popülasyon (Topluluk, Yığın)

Kromozomlar bir araya gelerek popülasyonu oluşturur. Popülasyon probleme ait olası çözüm kümesini temsil eder. GA çalışmasının başlangıcında algoritmanın kaç kromozomdan oluşacağı belirlenir. Popülasyon büyüklüğü, problemin çözüm süresini etkilediğinden, genellikle 30 ile 100 arası kromozom olacak şekilde belirlenir [25].

GA'nın temel kavramları olan gen, kromozom ve popülasyon Tablo 5.1'de örnek olarak gösterilmiştir. Genin taşıdığı bilgi ikili tabanda olabildiği gibi, gerçek sayılar olarak da temsil edilebilir.

Tablo 5.1. Genetik algoritmaya ait popülasyon yapısı

	Gen 1	Gen 2	.....	Gen 8				
Kromozom 1	1	0	0	1	0	1	0	1
Kromozom 2	1	0	1	1	0	1	1	0
Kromozom 3	0	1	1	1	0	1	1	1
Kromozom 4	1	1	0	0	1	0	0	1
.....								
.....								
.....								
Kromozom N	0	1	1	1	0	1	0	1

Tablo 5.1'deki örnek popülasyon, N adet kromozomdan ve her bir kromozom 8 adet genden oluşmaktadır. Her bir kromozom probleme ait aday bir çözümü gösterirken, popülasyon da aday çözümlerin kümesidir.

### 5.3. Uygunluk Fonksiyonu

Her bir kromozom, problem için olası bir çözümdür ve farklı kromozomlara ait çözümler farklı sonuç verir. Kromozomların çözüm için ne kadar iyi olduğunu belirleyen fonksiyona uygunluk fonksiyonu denir. Uygunluk fonksiyonu probleme özel belirlenir ve uygunluk değeri yüksek olan kromozomun bir sonraki nesle aktarılma olasılığı diğer kromozomlara göre daha yüksektir.

#### 5.4. GA Seçim Yöntemleri

GA teorisi gereği uygunluk değeri iyi olan, güçlü kromozomlar popülasyondaki varlığını sürdürmeli ve bu kromozomlardan yeni kromozomlar elde edilmelidir. Hangi kromozomların bir sonraki nesle aktarılacağına seçilmesi için bazı seçim yöntemleri kullanılır. Uygulanan seçim yöntemleri ile uygunluk değeri iyi olan kromozomların seçilme olasılığı daha fazladır.

Rulet tekerleği, turnuva, sabit durum ve sıralama yöntemleri sıklıkla kullanılan GA seçim yöntemleridir [25].

##### 5.4.1. Rulet tekerleği seçim yöntemi

Popülasyondaki her bir kromozomun uygunluk değerine göre seçilme olasılığı vardır. Kromozomların seçilme olasılığı denklem (5.1) ile hesaplanır.

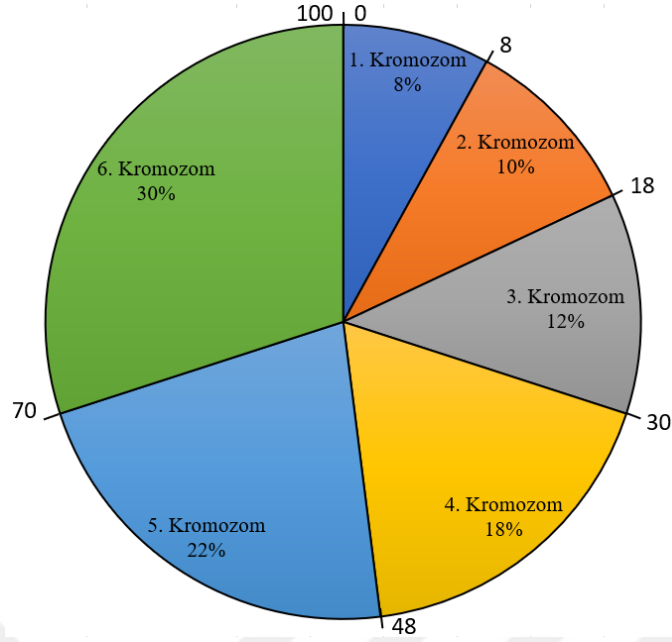
$$\text{Kromozom olasılığı (\%)} = \frac{\text{Kromozom uygunluk değeri}}{\text{Tüm kromozomlara ait uygunluk değerleri toplamı}} \quad (5.1)$$

Tablo 5.2’de örnek bir popülasyondaki kromozomlara ait uygunluk değerleri ve seçilme olasılıkları gösterilmiştir. Tablo 5.2’deki her bir kromozom uygunluk değerine göre Şekil 5.2’de gösterilen rulet tekerleğinin yüzeyinde bir alan kaplar.

Tablo 5.2. Örnek kromozomlara ait uygunluk değerleri

Kromozom	Kromozom Uygunluk Değeri	Kromozom Olasılığı
1. Kromozom	8	8%
2. Kromozom	10	10%
3. Kromozom	12	12%
4. Kromozom	18	18%
5. Kromozom	22	22%
6. Kromozom	30	30%

Kromozomların seçimi için 0 -100 aralığında rastgele bir sayı seçilir. Rastgele seçilen bu sayı rulet tekerleği üzerinde hangi kromozomun alanında ise o kromozom seçilmiştir. Yüksek uygunluk değerine sahip kromozom rulet tekerleğinde daha fazla alan kaplayacağı için seçim şansı daha fazladır.



Şekil 5.2. Örnek popülasyona ait rulet tekerleği

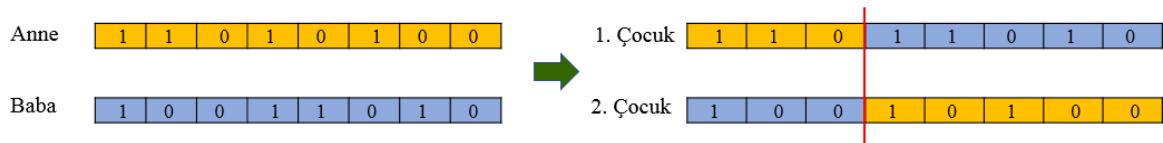
## 5.5. Genetik Algoritma Operatörleri

Genetik algoritmanın lokal en iyi çözümlerde kalmasını engellemek için nesil çeşitliliğinin sağlanması gerekmektedir. Bu amaçla kromozomlara çaprazlama ve mutasyon operatörleri uygulanır.

### 5.5.1. Çaprazlama operatörü

GA seçim yöntemleri ile seçilen kromozom çiftlerinin, karşılıklı genlerinin değişimi ile yeni kromozomlar oluşturmalarına çaprazlama işlemi denir. Kromozom çiftleri, belirlenen çaprazlama olasılığına göre çaprazlama işlemine tabii tutulur. Çaprazlama olasılığı %50- %95 arasında uygulanmaktadır [25]. Çaprazlama olasılığının yüksek seçilmesi, bir sonraki nesle aktarılacak iyi uygunluk değerine ait kromozomların yok olmasına neden olur. Düşük seçilmesi ise nesil çeşitliliğinin artmasını engeller.

Çaprazlama işlemi yapılan kromozomlara anne ve baba kromozom, çaprazlama sonucu oluşan kromozomlara çocuk kromozom benzetmesi yapılır.

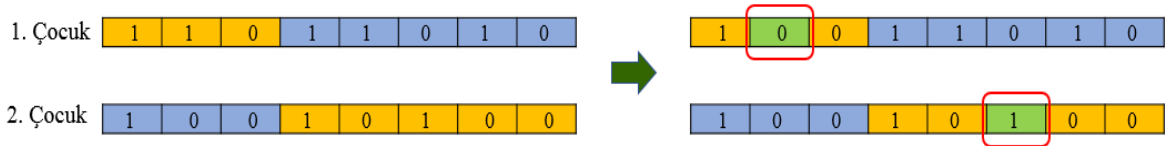


Şekil 5.3. Tek nokta çaprazlama

Şekil 5.3’de anne ve baba kromozom 3. genden sonra karşılıklı genlerini değiştirerek yeni bireyler oluşmasını sağlamıştır. Çaprazlama işleminde karşılıklı gen değişimi herhangi bir genden sonra tek noktadan olabileceği gibi, birden çok genden sonra da uygulanarak çok noktalı çaprazlama işlemi yapılabilir.

### 5.5.2. Mutasyon operatörü

GA’da iterasyon sayısı arttıkça kromozomlar birbirine benzemeye başlar. Bu benzerliğin önüne geçmek ve kromozom çeşitliliğinin artmasını sağlamak için belirlenen mutasyon olasılığına göre kromozomlara ait genlerde değişim uygulanır. Mutasyon işleminin uygulanma oranı %0.5-%15 arasında değişmektedir [25].



Şekil 5.4. Mutasyon ile gen değişimi

Şekil 5.4’de yer alan örnekte birinci kromozomun ikinci genine, ikinci kromozomun da altıncı genine mutasyon işlemi uygulanarak gen bilgisi değiştirilmiştir. Şekil 5.3’de çaprazlama işlemi ile elde edilen 1. ve 2.çocuk kromozomlarına mutasyon işlemi uygulanarak kromozom çeşitliliği arttırılmıştır.

### 5.6. Elitizm (Saklama) Yöntemi

Elitizm en iyi bireylerin korunarak sonraki nesle aktarılma işlemidir. Belirlenen elitizm oranına göre en iyi uygunluk değerine sahip kromozomlar herhangi bir değişikliğe uğramadan sonraki nesle aktarılır.

### 5.7. Genetik Algoritma Uygulama Adımları

1. adım: Popülasyonun kromozom (birey) sayısı belirlenir ve başlangıç popülasyonu rastlantısal olarak üretilir. Popülasyondaki kromozom sayısı küçük seçildiğinde GA iterasyonu hızlı olur fakat istenen çözüme ulaşılamayıp lokal çözümde kalma ihtimali artar. Kromozom sayısının fazla olması GA iterasyonunun çok yavaş olmasına neden olur. Kromozom sayısının 30 – 100 arası olması önerilir [25].

2. adım: GA'nın hangi kritere göre durdurulacağı belirlenir. Bu kriter algoritma döngüsünün belirlenen bir iterasyon sayısına ulaşması ya da algoritma sonucu elde edilen çözüm ya da çözümlerin belirli bir sonuca yaklaşması olabilir.

3. adım: Belirlenen uygunluk fonksiyonuna göre popülasyondaki her bir kromozomun uygunluk değeri hesaplanır. Uygunluk fonksiyonu, probleme özeldir.

4. adım: Sonraki nesilleri oluşturacak kromozomlar uygunluk değerlerine göre seçilir. GA güçlü kromozomların sonraki nesillere aktarılması temeline dayandığı için, uygunluk değeri yüksek olan kromozomların eşleşme için seçilme olasılığı daha yüksektir.

5. adım: Eşleşme için seçilen kromozomlara GA operatörleri olan çaprazlama ve mutasyon operatörleri uygulanarak sonraki nesile ait yeni kromozomlar elde edilir.

6. adım: Elde edilen yeni kromozomların uygunluk değeri hesaplanır.

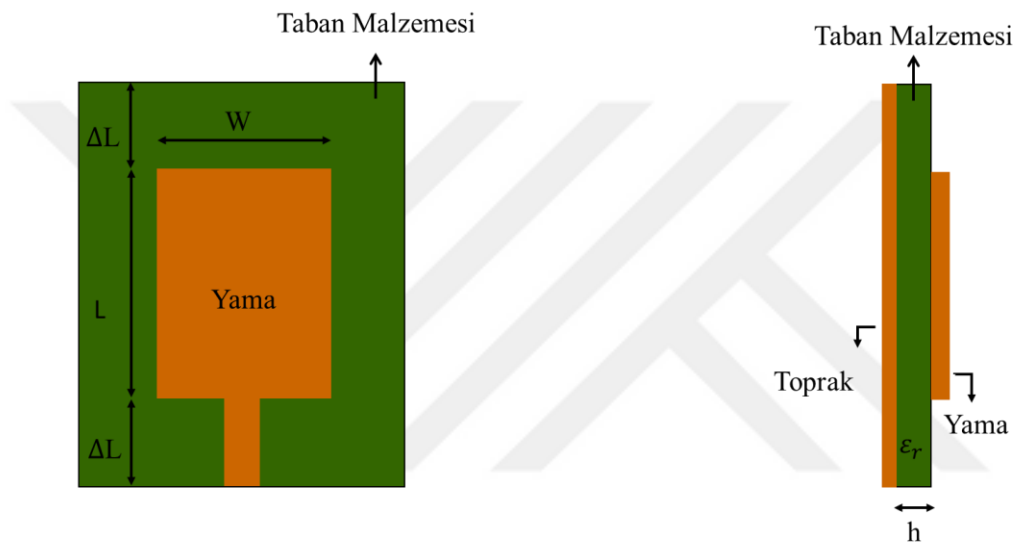
7. adım: Mevcut kromozomlar ile yeni kromozomlar uygunluk değerine göre sıralanır. Popülasyon sayısı korunacak şekilde düşük uygunluk değerine sahip kromozomlar popülasyondan çıkartılır.

8. adım: 2. adımda belirlenen kriterler sağlanana kadar 4-7 adımları tekrar edilir.

## 6. GA UYGULANARAK MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI

### 6.1. 5G Orta Frekans Bandı İçin Mikroşerit Anten Tasarımı

5G'de kapsama alanı ve veri iletim hızı açısından orta frekans bandı (1.00- 6.00 GHz) yüksek öneme sahiptir. Orta frekans bandında ise 3.40-3.60 GHz frekans aralığı birçok 5G servisinin temelini oluşturacaktır [26]. Bu çalışmada, 3.40-3.60 GHz frekans aralığının önemi nedeniyle bu frekanslarda çalışacak mikroşerit anten tasarlanarak, antenin bant genişliği ve kazancının artırılması, boyutunun azaltılması amaçlanmıştır.



Şekil 6.1. Mikroşerit antenin önden ve yandan görünüşü

Mikroşerit antenler için yama genişliği (W) ve yama uzunluğu (L) yaklaşık olarak (6.1) -(6.4) denklemleri ile hesaplanır [11].

Taban malzemesinin dielektrik sabiti  $\epsilon_r$ , taban yüksekliği h, rezonans frekans  $f_r$  ve boş uzaydaki ışık hızı  $c_0$  olduğu kabul edilir.

Yama genişliği olan W, denklem (6.1) ile hesaplanır [11].

$$W = \frac{c_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (6.1)$$

Etkin dielektrik sabiti  $\epsilon_{\text{reff}}$  denklem (6.2) ile hesaplanır [11].



$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left( \frac{h}{W} \right)}} \right] \quad \frac{W}{h} > 1 \text{ ise} \quad (6.2)$$

Yama uzunluğu (L) denklem (6.3) ile hesaplanır [11].

$$L = \frac{c_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} - 2\Delta L \quad (6.3)$$

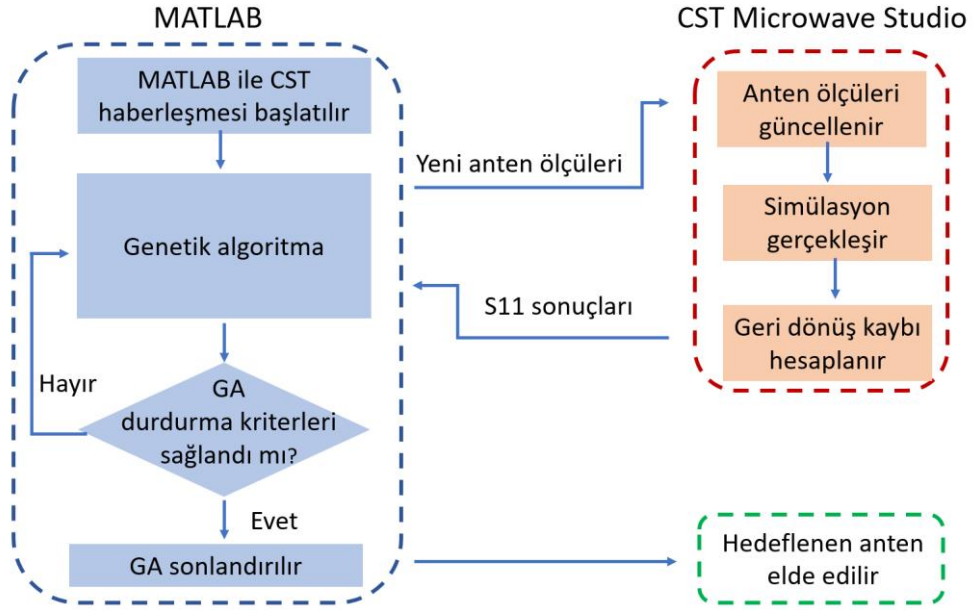
$\Delta L$ 'nin yaklaşık değeri denklem (6.4) ile hesaplanır [11].

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.300) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (6.4)$$

Rezonans frekansı ( $f_r$ ) 3500 MHz, taban malzemesi yüksekliği (h) 1.6 mm ve taban malzemesi olarak FR-4 (dielektrik sabiti ( $\epsilon_r$ ) 4.3) kullanılan mikroşerit anten için (6.1) -(6.4) denklemleri ile yama genişliği (W) 26.3 mm, yama uzunluğu (L) 20.2 mm hesaplanmıştır.

3500 MHz rezonans frekansına ve 3.00- 4.00 GHz arasında -10 dB'den daha düşük geri dönüş kaybına sahip mikroşerit anten elde edebilmek için anten geometrik ölçülerine genetik algoritma uygulanmıştır. Genetik algoritmanın her aşamasını kontrol edebilmek için GA'ya ait program MATLAB yazılımında oluşturulmuştur.

Mikroşerit antene ait simülasyonlar CST MW Studio yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. MATLAB yazılımında GA ile elde edilen mikroşerit anten ölçülerinin CST MW Studio'ya gönderilmesi ve CST MW Studio ile elde edilen simülasyon sonuçlarının MATLAB yazılımına gönderilebilmesi için her iki yazılım arasında bir haberleşme protokolü kurulmuştur. Bu protokol ile iki yazılım arasında veri iletimi yapılarak Şekil 6.2'de gösterildiği gibi eş benzetim gerçekleştirilmiş ve mikroşerit anten optimizasyonu sağlanmıştır.



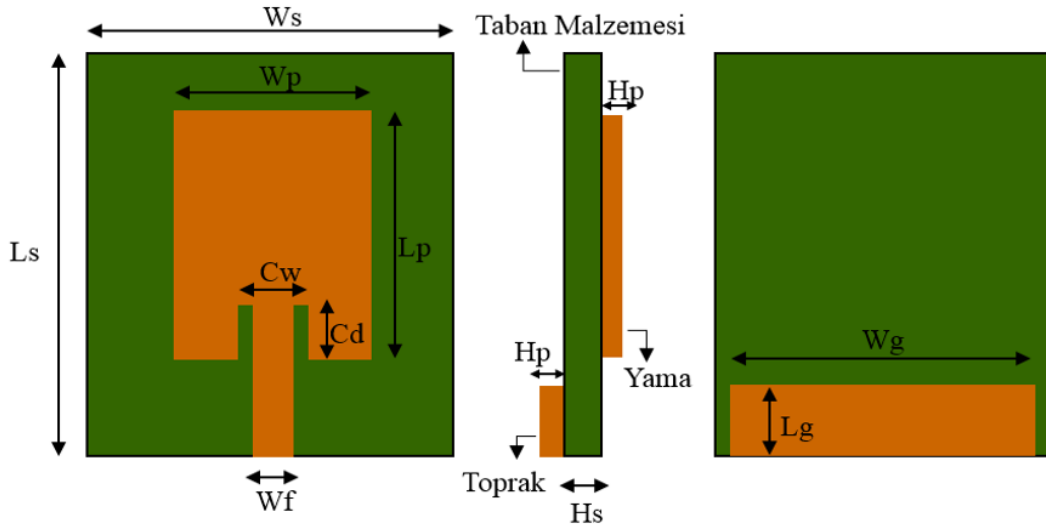
Şekil 6.2. MATLAB ve CST MW Studio yazılımları arası oluşturulan eş benzetim

Denklem (6.1) ve (6.3) ile hesaplanan yama genişliğinin ve yama uzunluğunun yaklaşık iki katı genetik algoritma ile optimize edilecek anten ölçü parametrelerinin üst limiti olarak Tablo 6.1’de gösterildiği gibi belirlenmiştir.

Tablo 6.1. Anten Parametrelerinin GA için alt ve üst limitleri

Parametre	Üst Limit (mm)	Alt Limit (mm)
Ws	60	10
Ls	60	10
Wp	60	10
Lp	60	10
Wg	60	10
Lg	60	2
Cw	20	2
Cd	20	2
Wf	6	2

Tasarlanan mikroserit anten için Şekil 6.3’de yer alan uzunluk parametrelerine GA uygulanarak 3.3-3.8 GHz bandına -10 dB’den daha küçük geri dönüş kaybı (S11) olması amaçlanmıştır.



Şekil 6.3. GA uygulanacak mikroşerit antenin geometrisi ve önden, yandan, arkadan görünüşü

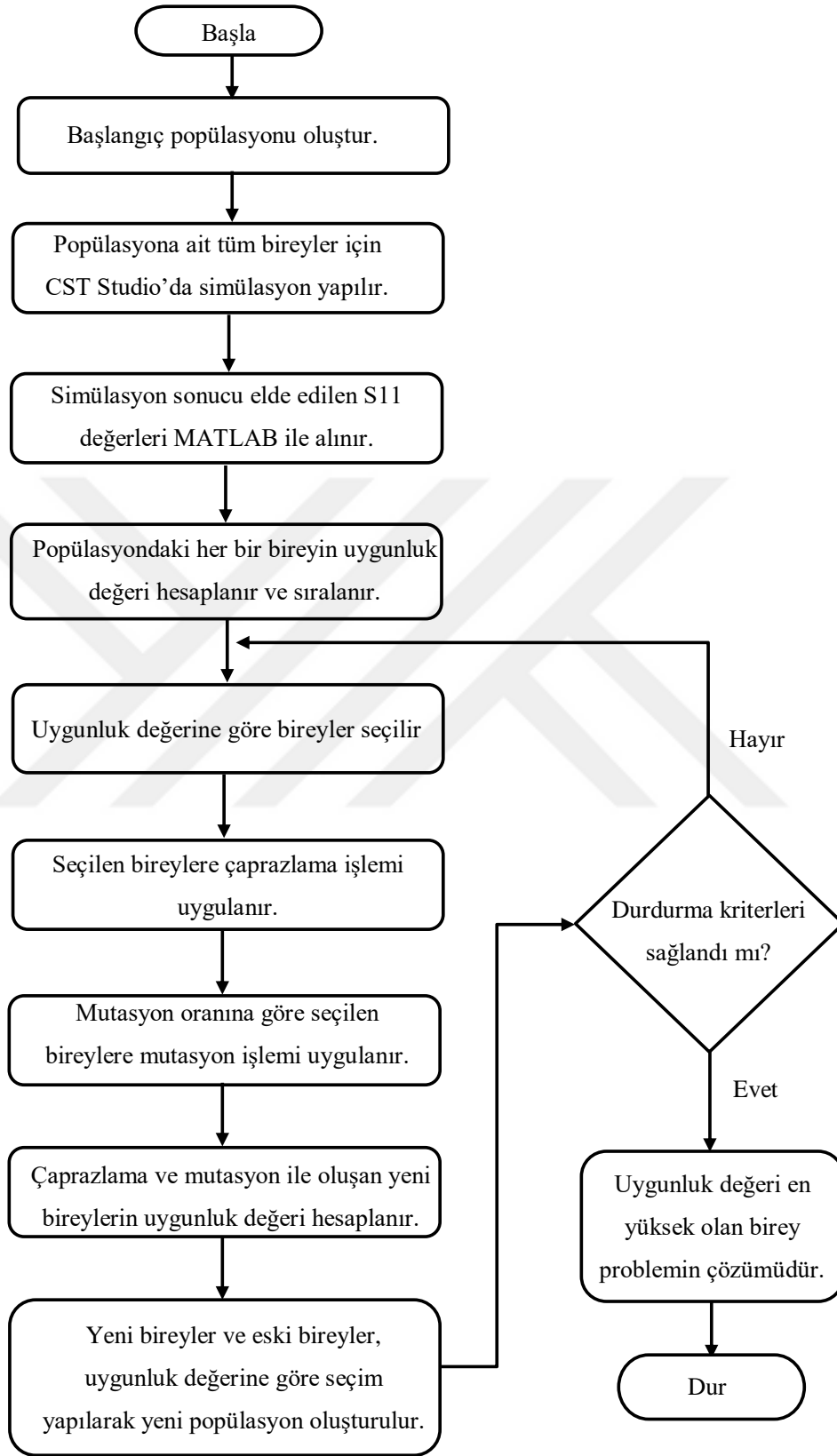
Mikroşerit anten optimizasyonu için uygulanan genetik algoritma akış diyagramı Şekil 6.4'de verilmiştir. Genetik algorithmada 50 bireyden oluşan başlangıç popülasyonu ve algoritmanın durdurma kriteri olarak da 60 adet iterasyon olması tercih edilmiştir.

Şekil 6.4'de ki akış diyagramında görüleceği üzere popülasyondaki her bir birey için CST Microwave Studio yazılımında simülasyon gerçekleştirilip, simülasyon sonucu elde edilen geri dönüş kaybı MATLAB yazılımına aktarılır. Geri dönüş kaybı değerine göre popülasyondaki her birey için uygunluk değeri hesaplanır.

Popülasyondaki tüm bireylerin uygunluk değeri hesaplandıktan sonra, bireyler uygunluk değerine göre seçilerek çaprazlama ve mutasyon işlemi uygulanır. Çözüme yakın olan yüksek uygunluk değerine sahip bireylerin seçilme olasılığı daha fazladır.

Çaprazlama ve mutasyon sonucu elde edilen yeni bireyler ve popülasyondaki eski bireyler uygunluk değerlerine göre sıralanarak popülasyonun birey sayısı korunacak şekilde yeni popülasyonu oluşturur.

Akış diyagramında görüleceği üzere bireylerin uygunluk değeri hesaplanıp çaprazlama ve mutasyon işlemleri uygulanarak yeni popülasyon elde edilme döngüsü, algoritmanın durdurma kriteri olan 60 adet iterasyon tamamlanıncaya kadar devam eder.



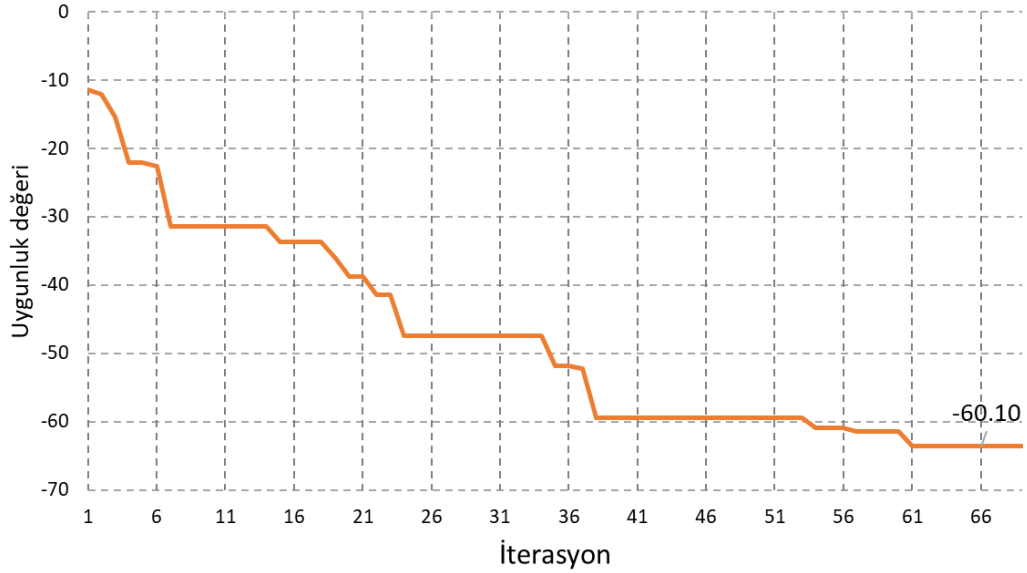
Şekil 6.4. Mikroşerit anten GA akış diyagramı

Genetik algoritmada yer alan uygunluk fonksiyonu probleme özeldir ve uygunluk fonksiyonun başarısı genetik algoritmanın başarısında önemli bir yere sahiptir.

Rezonans frekansı ( $f_r$ ) 3500 MHz olan ve bu frekansta düşük geri dönüş kaybına (S11) sahip mikroşerit anten elde etmek için (6.5)'de yer alan uygunluk fonksiyonu  $F_1$  kullanılmıştır. Popülasyonda bulunan her bir bireyin 3500 MHz'de ki geri dönüş kaybı uygunluk fonksiyonu olarak alınmıştır. GA her bir döngüde 3500 MHz frekansı için daha düşük geri dönüş kaybına sahip bireyler bulmayı amaçlar.

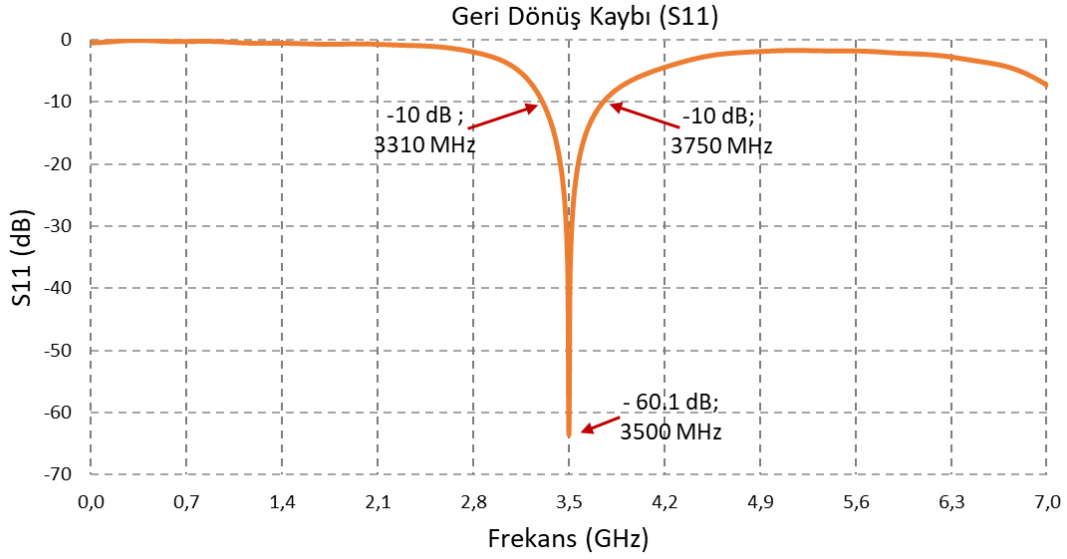
$$F_1 = f_r (S11) \quad (6.5)$$

(6.5)'de yer alan uygunluk fonksiyonuna sahip GA'nın, her bir iterasyonda elde ettiği en iyi uygunluk değerleri Şekil 6.5'de gösterilmiştir.



Şekil 6.5. F1 uygunluk fonksiyonu için iterasyon ile uygunluk değerinin değişimi

(6.5)'de yer alan uygunluk değeri aynı zamanda popülasyondaki bireylerin 3500 MHz'de ki geri dönüş kaybıdır. GA iterasyon sayısı artıkça 3500 MHz frekansında elde edilen geri dönüş kaybının da azaldığı Şekil 6.5'de gösterilmiştir. Son popülasyonda 3500 MHz frekansta elde edilen en düşük geri dönüş kaybı -60.1 dB olmuştur.



Şekil 6.6. Anten 1 geri dönüş kaybı

Denklem (6.5)'de yer alan uygunluk fonksiyonu kullanılan GA'da en başarılı birey olan Anten 1'e ait geri dönüş kaybı Şekil 6.6'da, bu bireye ait anten ölçü parametreleri de Tablo 6.2'de gösterilmiştir. Genetik algoritma, iterasyonun ilk adımında rezonans frekans olan 3500 MHz'de -11 dB geri dönüş kaybına sahip birey bulundururken iterasyon sayısı arttıkça daha düşük geri dönüş kaybına sahip bireyler elde edilmiştir. Belirlenen iterasyon sayısına ulaşıldığında da -60.1 dB geri dönüş kaybı elde edilmiştir. Bu ilerleme GA'nın başarısını göstermektedir.

Tablo 6.2. Anten 1 ölçü parametreleri

Parametre	Değer (mm)	Parametre	Değer (mm)
Ws	48.8	Cw	12.32
Ls	46.4	Cd	22.16
Wp	24.56	Wf	3.10
Lp	37.96	Hs	1.6
Wg	40.06	Hp	0.035
Lg	23.54		

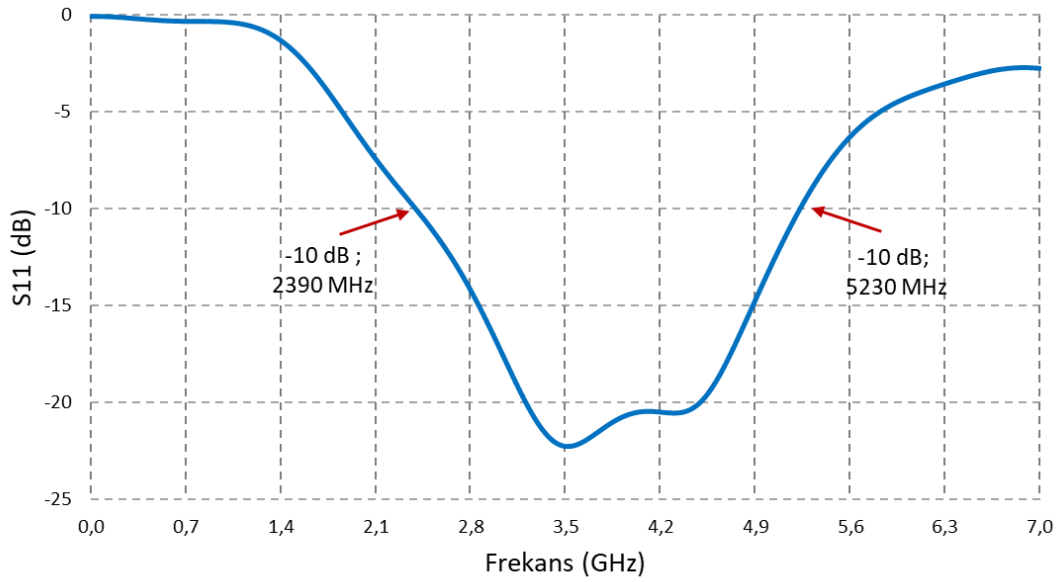
Geniş bantlı bir mikroşerit anten elde etmek için (6.6) -(6.7)'da yer alan uygunluk fonksiyonu kullanılmıştır. Bu uygunluk fonksiyona sahip GA ile popülasyondaki her birey için  $f_1 = 3.0$  GHz ile  $f_2 = 4.0$  GHz frekansları arasında -10 dB'den küçük geri dönüş kaybına sahip frekans sayısı artırılmaya çalışılmıştır.  $f_1$  örnekleme frekansıdır ve  $f_1 = 3.0$  GHz ile

$f_2=4.0$  GHz aralığında her 10 MHz'de alınan örnek frekanslardır. ( $f_i = 3.010, 3.020, 3.030, \dots, 4.0$  GHz'dir.)

Geniş bant mikroşerit anten için kullanılan uygunluk fonksiyonu ( $F_2$ ) denklem (6.6) ve (6.7) ile hesaplanmıştır.

$$L(f_i) = \begin{cases} S11(f_i) & -10 \text{ dB} \leq S11(f_i) \\ -10 & S11(f_i) < -10 \text{ dB} \end{cases} \quad (6.6)$$

$$F_2 = \sum_{f_1}^{f_2} L(f_i) \quad (6.7)$$



Şekil 6.7. Anten 2 geri dönüş kaybı

Uygunluk fonksiyonu  $F_2$  kullanılan genetik algoritma ile 2390- 5230 MHz frekansları arasında geri dönüş kaybı -10 dB'den küçük olan Anten 2 elde edilmiştir. Elde edilen mikroşerit antene ait geri dönüş kaybı Şekil 6.7'da gösterilmiştir. GA ile optimize edilen Anten 2 için 2840 MHz bant genişliği ve 3.5 GHz'de -22.35 dB geri dönüş kaybı elde edilmiştir. Anten 2'ye ait ölçüler Tablo 6.3'de belirtilmiştir.

Tablo 6.3. Anten 2 ölçü parametreleri

Parametre	Değer (mm)	Parametre	Değer (mm)
Ws	38.78	Cw	2.32
Ls	50.96	Cd	4.76
Wp	19.94	Wf	2.14
Lp	20.12	Hs	1.6
Wg	25.94	Hp	0.035
Lg	11.44		

Hem geniş bantlı hem de 3.5 GHz civarında -40 dB'den daha küçük geri dönüş kaybına sahip bir mikroşerit anten elde etmek için (6.8) -(6.12) denklemleri ile hesaplanan uygunluk fonksiyonu ( $F_3$ ) kullanılmıştır.  $f_i$  örnekleme frekansıdır ve  $f_1= 3.0$  GHz ile  $f_2= 4.0$  GHz aralığında her 10 MHz'de alınan örnek frekanslardır. ( $f_i = 3.010, 3.020, 3.030, \dots, 4.0$  GHz'dir.)

Örneklenen  $f_i$  frekans sayısı denklem (6.8)'de hesaplanmıştır.

$$\frac{(f_2 - f_1)}{10 \text{ MHz}} = \frac{4000 \text{ MHz} - 3000 \text{ MHz}}{10 \text{ MHz}} = 100 \quad (6.8)$$

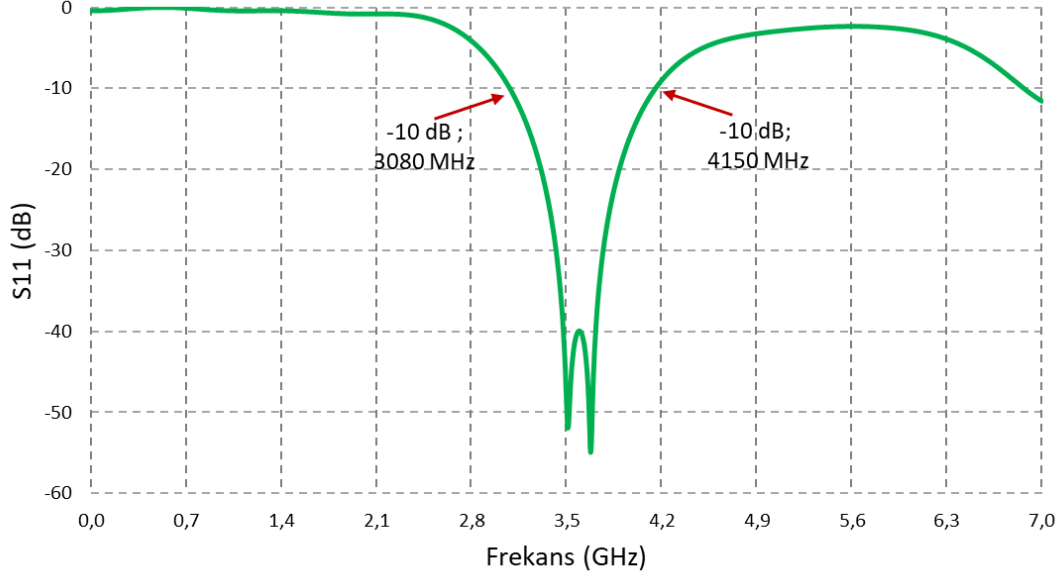
$$L(f_i) = \begin{cases} 0 & -10 \text{ dB} \leq S_{11}(f_i) \\ 1 & S_{11}(f_i) < -10 \text{ dB} \end{cases} \quad (6.9)$$

$$BW = \sum_{i=f_1}^{i=f_2} L(f_i) \quad (6.10)$$

$$S_{11_{\min}} = \begin{cases} -40 & \min(S_{11}(f_i)) < -40 \\ S_{11}(f_i) & -40 \leq \min(S_{11}(f_i)) \end{cases} \quad (6.11)$$

$$F_3 = \frac{-BW * 40}{(f_2 - f_1)/f_i} + S_{11_{\min}} \quad (6.12)$$





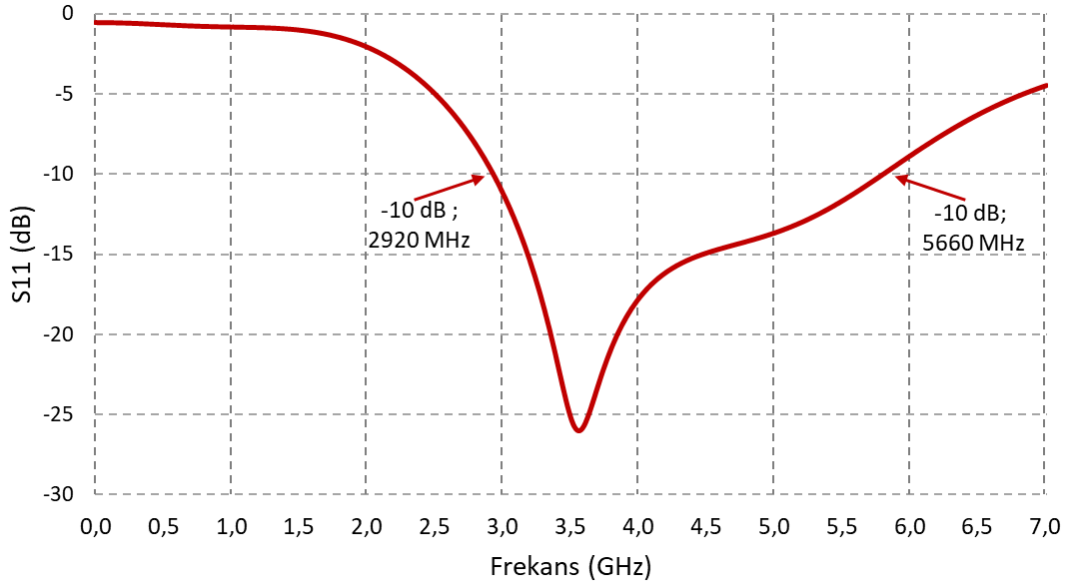
Şekil 6.8. Anten 3 geri dönüş kaybı

Uygunluk fonksiyonu  $F_3$  kullanılan genetik algoritma ile 3080- 4150 MHz frekansları arasında geri dönüş kaybı -10 dB'den küçük olan Anten 3 elde edilmiştir. Elde edilen Anten 3'ün geri dönüş kaybı Şekil 6.8'de gösterilmiştir. Anten 3'ün 1070 MHz bant genişliğine ve 3.5 GHz'de -52.8 dB geri dönüş kaybına sahip olduğu görülmüştür. Antene 3'e ait ölçüler Tablo 6.4 belirtilmiştir.

Tablo 6.4. Anten 3 ölçü parametreleri

Parametre	Değer (mm)	Parametre	Değer (mm)
Ws	43.40	Cw	7.32
Ls	53.90	Cd	21.28
Wp	13.46	Wf	2.82
Lp	38.80	Hs	1.6
Wg	38.44	Hp	0.035
Lg	26.92		

Tablo 6.1'de yer alan taban malzeme genişliği  $W_s$  ve uzunluğu  $L_s$  için üst limit değerleri 30 mm'ye azaltılarak, GA ile daha küçük boyutlu anten elde edilmeye çalışılmıştır. İkinci uygunluk fonksiyonu olan  $F_2$  GA'da uygulandığında elde edilen Anten 4'a ait geri dönüş kaybı Şekil 6.9'da, anten uzunluk parametreleri de Tablo 6.5'de gösterilmiştir.



Şekil 6.9. Anten 4 geri dönüş kaybı

Daha küçük ölçülerde elde edilen Anten 4'ün bant genişliği 2740 MHz, 3500 MHz'de ki geri dönüş kaybı -26.85 dB elde edilmiştir.

Tablo 6.5. Anten 4 ölçü parametreleri

Parametre	Değer (mm)	Parametre	Değer (mm)
Ws	28	Cw	3.17
Ls	28	Cd	4.64
Wp	11.8	Wf	2.8
Lp	17.2	Hs	1.6
Wg	24.8	Hp	0.2
Lg	4.7		

Aynı genetik algorithmanda uygulanan birbirinden farklı 3 uygunluk fonksiyonuna ait sonuçlar incelendiğinde, uygunluk fonksiyonunun problemin çözümü için kritik öneme sahip olduğu anlaşılmaktadır.  $F_1$  ile rezonans frekans olarak belirlenen 3500 MHz'de -60.1 dB geri dönüş kaybına ve 440 MHz bant genişliğine sahip anten elde edilirken,  $F_2$  ile 2840 MHz bant genişliğine sahip bir mikroşerit anten elde edilmiştir.  $F_1$  ve  $F_2$ 'nin birleşimi gibi değerlendirilen  $F_3$  ile de nispeten geniş bant ve düşük geri dönüş kaybına sahip mikroşerit anten elde edilmiştir. Anten taban malzemesinin uzunluğu ve genişliği azaltılarak elde edilen Anten 4 için 3.00-4.00 GHz bandında amaçlanan -10 dB'den düşük geri dönüş kaybının korunduğu görülmüştür.

Tablo 6.6’da GA ile elde edilen 4 antene ait yüzey alanı, bant genişliği, 3500MHz için kazanç ve geri dönüş kaybı ile geri dönüş kaybının en düşük olduğu rezonans frekanslar gösterilmiştir. Anten alanı en küçük olan Anten 4 Bölüm 6.3.’de metamalzeme yapı ile birlikte kullanılacak anten olarak seçilerek anten kazancının artırılması amaçlanmıştır.

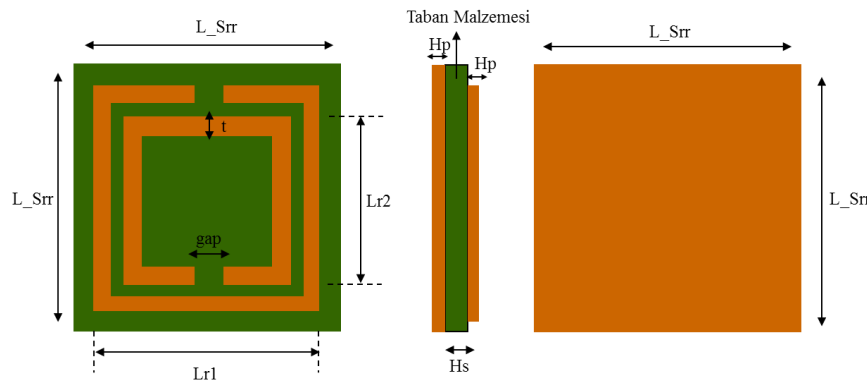
Tablo 6.6. Anten 1-4 karşılaştırma tablosu

Anten Numarası	$W_s$ (mm)	$L_s$ (mm)	Anten Alanı ( $mm^2$ )	Bant Genişliği (MHz)	Bant Genişliği (%)	3500 MHz’de Kazanç (dBi)	3500 MHz’de Geri Dönüş Kaybı (S11) (dB)	Rezonans Frekans (GHz)
Anten 1	48.80	46.40	2264.32	440	12.5	2.76	-60.10	3.50
Anten 2	38.80	51.0	1978.80	2840	74.5	2.31	-22.35	3.51
Anten 3	43.40	53.90	2339.26	1070	29.6	3.41	-52.80	3.50
Anten 4	28.00	28.00	784.00	2740	63.9	1.41	-26.85	3.54

## 6.2. Rezonans Frekans 3.5 GHz İçin Metamalzeme Tasarımı

Metamalzemeler antenler ile birlikte kullanılarak, bant genişliği artışı, yönlülük iyileştirmesi, boyut küçültme, kazanç artışı gibi anten parametrelerinde iyileşme sağlanabilmektedir. Bölüm 6.1.’de tasarlanan Anten 4’e ait kazancın metamalzeme kullanılarak artırılması amaçlanmıştır. Tasarlanan antenin rezonans frekansı 3540 MHz olduğu için bu frekansta negatif elektrik ve manyetik geçirgenlik katsayısına sahip metamalzeme GA ile tasarlanmıştır.

Birim hücre metamalzeme için S-SRR geometrisi kullanılmıştır. Farklı geometrik yapıda birim hücre kullanılarak da optimizasyon ile hedeflenen frekans aralığında metamalzeme özellik göstermesi sağlanabilir.



Şekil 6.10. Birim S-SRR metamalzemenin üstten, yandan ve alttan görünüşü

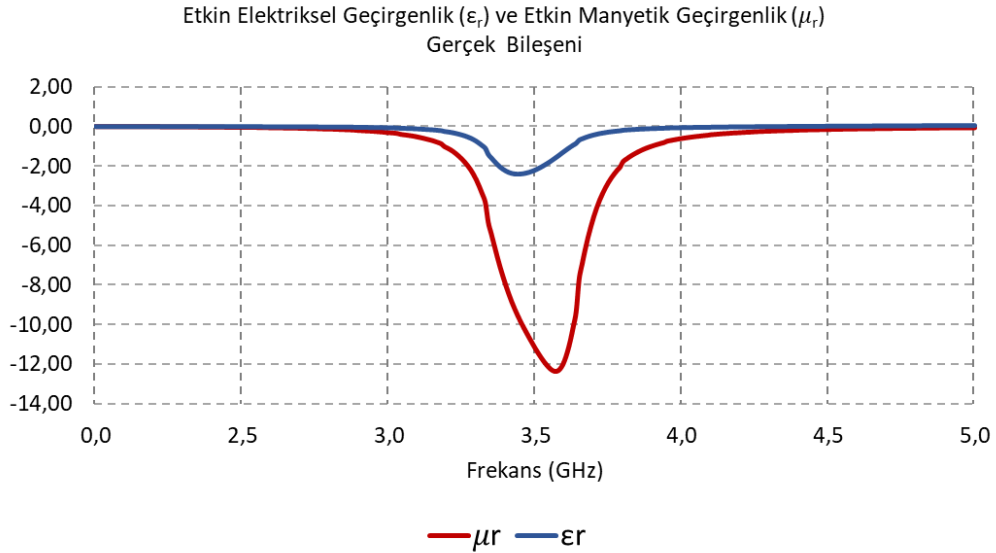
Taban malzemesi olarak dielektrik sabiti 4.3 ve kalınlığı 1.6 mm olan FR-4 belirlenmiştir.

Şekil 6.10'da gösterilen birim hücre S-SRR uzunluk parametrelerine Tablo 6.7'de belirlenen limit değerler aralığında GA uygulanarak 2.52-4.27 GHz frekans aralığında negatif elektriksel geçirgenlik ve negatif manyetik geçirgenlik katsayısı elde edilmiştir. Birim hücreye ait elektriksel geçirgenlik ve manyetik geçirgenlik katsayılarına ait gerçek bileşenler Şekil 6.11'da gösterilmiştir.

Tablo 6.7. S-SRR uzunluk parametrelerine ait alt ve üst limitler

Parametre	Üst Limit (mm)	Alt Limit (mm)
L_Srr	8	2
Lr1	8	2
Lr2	8	2
t	8	0.1
gap	8	0.1

Birim hücre S-SRR 2.52-4.27 GHz frekans aralığında  $\epsilon < 0$  ve  $\mu < 0$  durumunu sağladığı için bu frekans aralığında negatif kırılma indisine sahiptir ve elektromanyetik dalganın ilerleme vektörü ile Poynting vektörü zıt yönlere sahiptir.



Şekil 6.11. Birim S-SRR metamateryel etkin elektriksel ve manyetik geçirgenlik gerçek bileşenleri

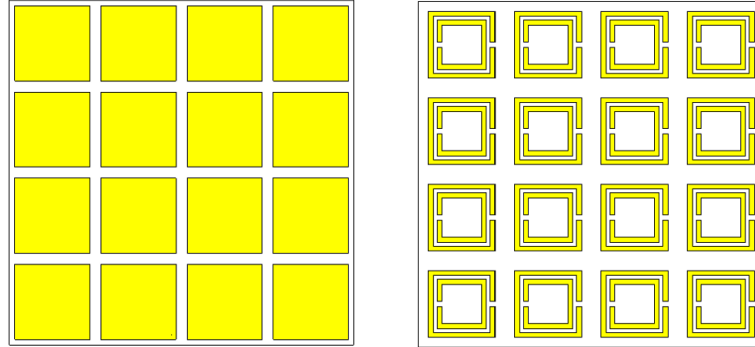
Birim hücre S-SRR için elde edilen uzunluk parametreleri Tablo 6.8’de gösterilmiştir.

Tablo 6.8. Optimize edilen S-SRR uzunluk parametreleri

Parametre	Değer (mm)
L_Srr	6.1
Lr1	5.4
Lr2	4.0
t	0.4
gap	0.4
Hs	1.6
Hp	0.2

### 6.3. Mikroşerit Anten ve S-SRR Metamalzemenin Birlikte Kullanılması

Bölüm 6.2.’de tasarlanan birim hücre S-SRR metamalzeme ile Şekil 6.12’de gösterilen 4x4 yapı oluşturulmuştur. Bu yapı Bölüm 6.1.’de tasarlanan Anten 4 ile birlikte kullanılarak anten kazancına etkisi incelenmiştir.



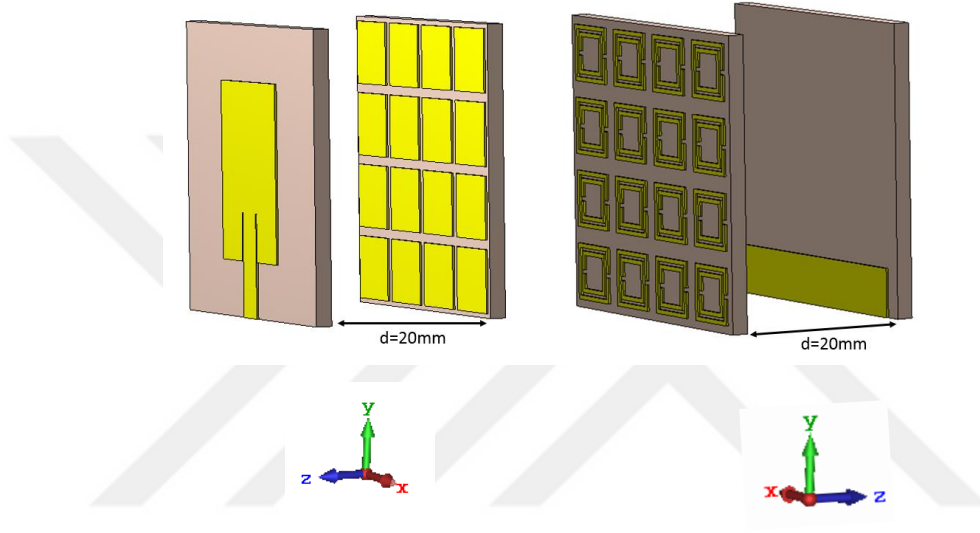
Şekil 6.12. Birim S-SRR metamalzeme ile 4x4 yapıda oluşturulan metamalzeme

Şekil 6.13’de gösterildiği gibi x-y düzleminde konumlandırılan Anten 4 için 4x4 S-SRR yapı z ekseninde çeşitli uzaklıklara konumlandırılarak Anten 4’ün bant genişliğine, kazancına ve rezonans frekansına olan etkisi incelenmiştir.

4x4 S-SRR yapı ile Anten 4 arasındaki mesafe değiştikçe bant genişliği, kazanç ve rezonans frekansın da değiştiği gözlenmiştir. Şekil 6.13’de gösterildiği gibi x-y düzleminde konumlandırılan Anten 4 için z ekseninde -20 mm mesafede konumlandırılan 4x4 S-SRR ile 3.50 GHz frekansında en yüksek anten kazancı elde edilmiştir. Farklı mesafelerde elde edilen simülasyon sonuçları Tablo 6.9’da gösterilmiştir.

Tablo 6.9. Mikroşerit anten ile metalmalzeme arasındaki mesafeye göre anten parametreleri

d (mm)	Bant Genişliği (GHz) (<-10 dB S11)	3.5 GHz için		Rezonans frekans (GHz)
		Kazanç (dBi)	S11 (dB)	
-5	0.63	2.41	-13.0	4.6
-10	2.66	3.06	-13.78	4.11
-15	2.26	3.43	-16.0	4.18
-20	2.17	3.64	-18.06	3.745
-25	2.28	3.34	-22.9	3.59

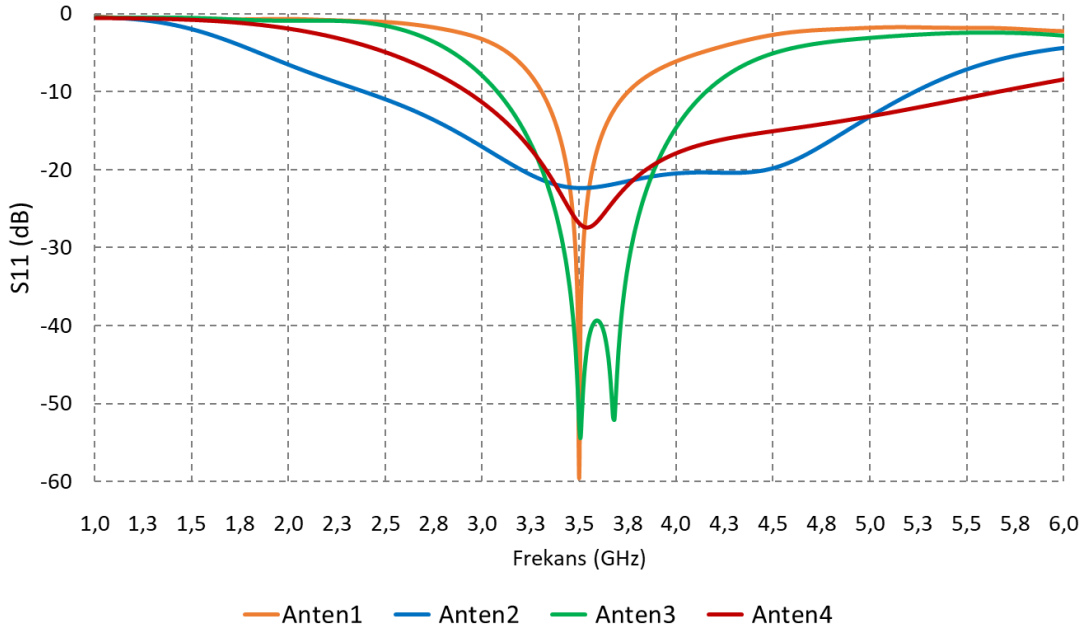


Şekil 6.13. 4x4 S-SRR yapı ile kullanılan Anten 4'ün üst yandan ve alt yandan görünüşü

## 7. SİMÜLASYON VE SONUÇLAR

Genetik algoritma ile tasarlanan 4 anten için, CST MW Studio yazılımı simülasyon sonuçlarına göre geri dönüş kayıpları Şekil 7.1’de ve 3.00-4.00 GHz arası anten ana hüzmesinin kazançları da Şekil 7.2’de gösterilmiştir.

Genetik algortmada farklı uygunluk fonksiyonları kullanılarak 3.5 GHz frekans civarı en düşük geri dönüş kaybına ve farklı bant genişliklerine sahip antenler elde edilmesi amaçlanmıştır. Doğru belirlenen uygunluk fonksiyonu ile istenilen geri dönüş kaybının ya da bant genişliğinin sağlanabileceği görülmüştür. Belirlenen uygunluk fonksiyonları ile bant genişliği artırıldıkça geri dönüş kaybı da artmaktadır.

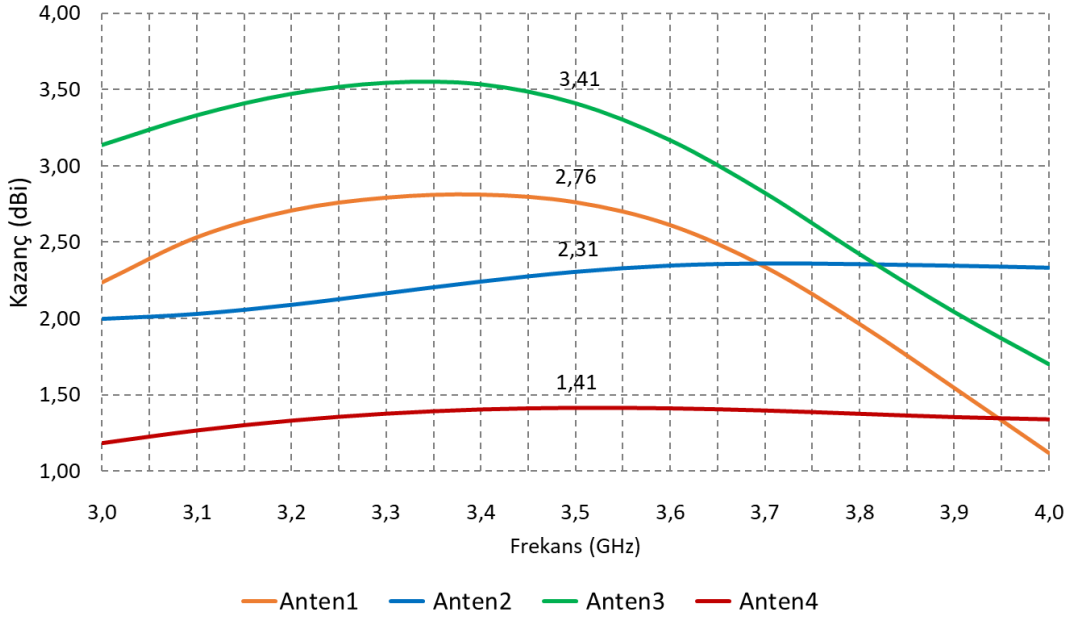


Şekil 7.1. Anten 1, 2, 3 ,4 geri dönüş kaybı

Tasarlanan 4 anten arasında anten kazancı ve bant genişliği açısından en uygun antenin Anten 3 olduğu görülmüştür.

Anten 3; 3080 - 4150 MHz arasında -10dB'den küçük geri dönüş kaybına (1070 MHz bant genişliği) ve 3500 MHz'de 3.41 dBi kazanca sahip olduğu simülasyon sonuçlarından elde edilmiştir.

3310- 3750 MHz frekans aralığında -10 dB'den düşük geri dönüş kaybına sahip olan Anten 1, en dar bant genişliğine (440 MHz) sahip anten olsa bile, 5G denemelerinin en çok yapıldığı 3400- 3600 MHz frekans bandını kapsadığı ve bu frekans bandında 2.81 dBi ile 2.61 dBi arasında kazanca sahip olduğu görülmüştür.



Şekil 7.2. Anten 1, 2, 3, 4 için 3.00-4.00 GHz arası kazanç

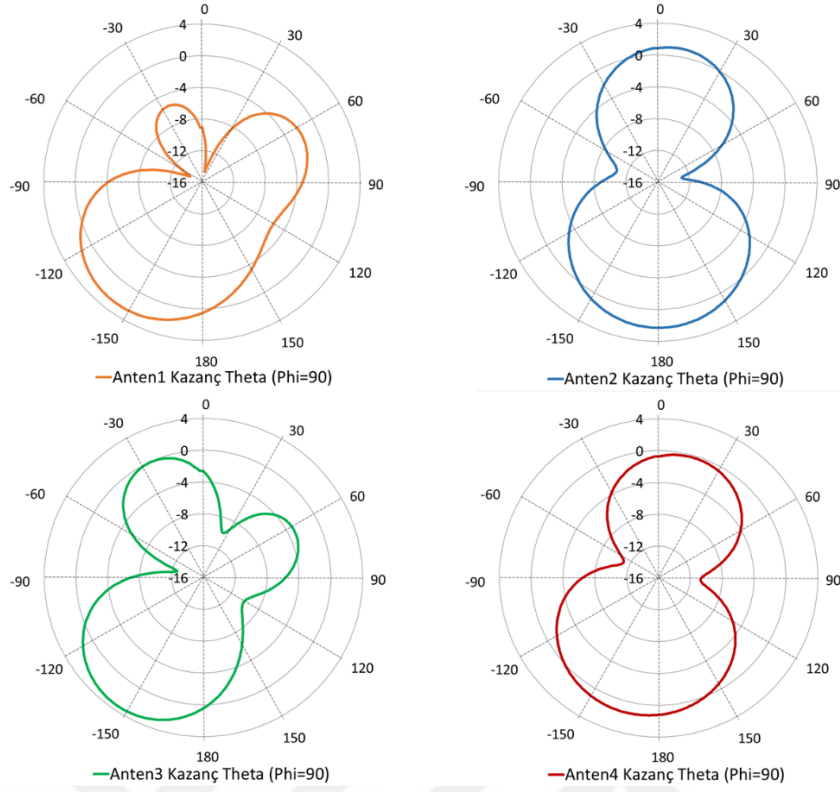
Tasarlanan 4 anten için 3.50 GHz’de kutupsal koordinat sisteminde kazançları Şekil 7.3, Şekil 7.4 ve Şekil 7.5 de gösterilmiştir. Hüzme yönü açısından incelendiğinde y-z düzleminde  $144^0$  ile  $180^0$  arasında ana hüzme yönüne sahip oldukları görülmüştür. Antenlerin bant genişliğinin artırılabilmesi için antenlere ait toprak yüzeyler dielektrik malzeme olan FR-4’ü tamamen kaplamadığından, kısmi toprak yüzey uygulandığından beklenen ana hüzme yönleri gerçekleşmiştir.

Her bir antene ait kazanç, ana hüzme genişliği ve yarı güç hüzme genişliği Tablo 7.1’de gösterilmiştir. Tasarlanan antenlere ait kazançların 3.50 GHz frekansı için 1.41 dBi ile 3.41 dBi arasında yer aldığı görülmüştür.

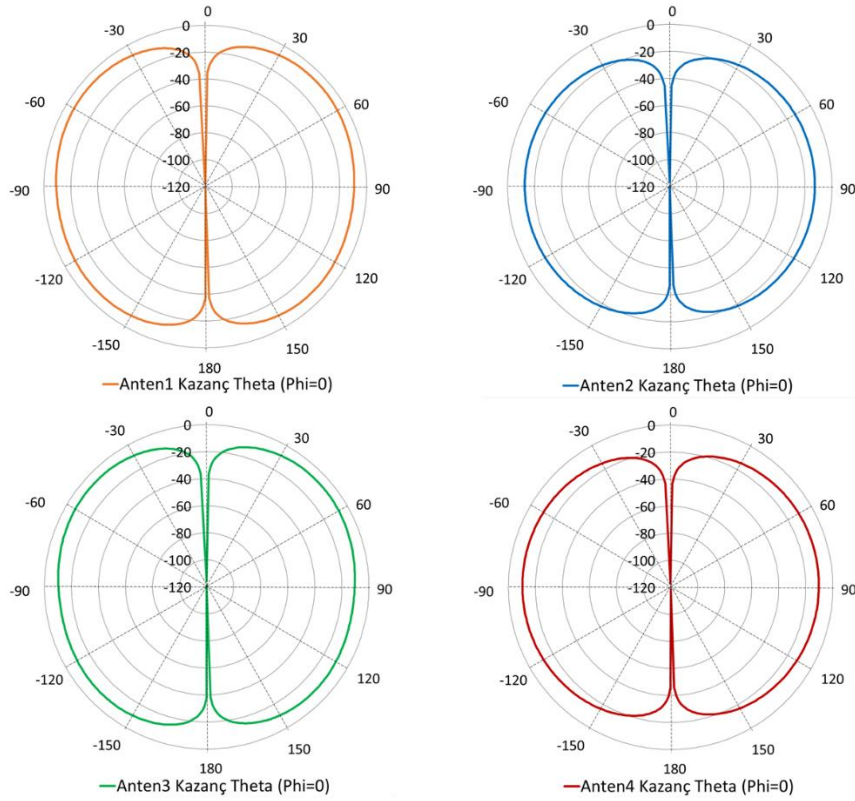
Tablo 7.1. Anten 1,2,3,4 için kazanç, hüzme yönü ve yarı güç hüzme genişliği tablosu

Anten	Frekans (GHz)	Kazanç (dBi)	Ana Hüzme Yönü	Yarı Güç Hüzme Genişliği
Anten 1	3.50	2.76	$144^0$	$79.7^0$
Anten 2	3.50	2.31	$180^0$	$90.6^0$
Anten 3	3.50	3.41	$146^0$	$66.8^0$
Anten 4	3.50	1.41	$166^0$	$10.7^0$

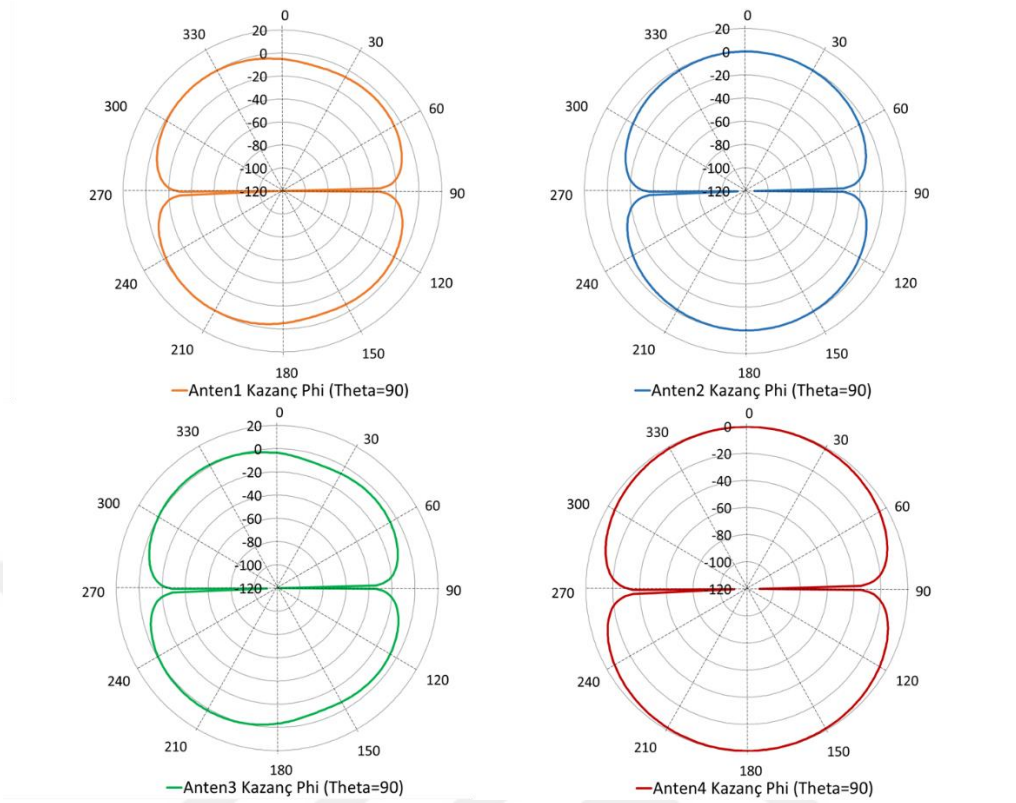




Şekil 7.3. Anten 1,2,3,4 için 3.5 GHz'de kutupsal koordinat sisteminde kazanç gösterimi (y-z düzlemi)



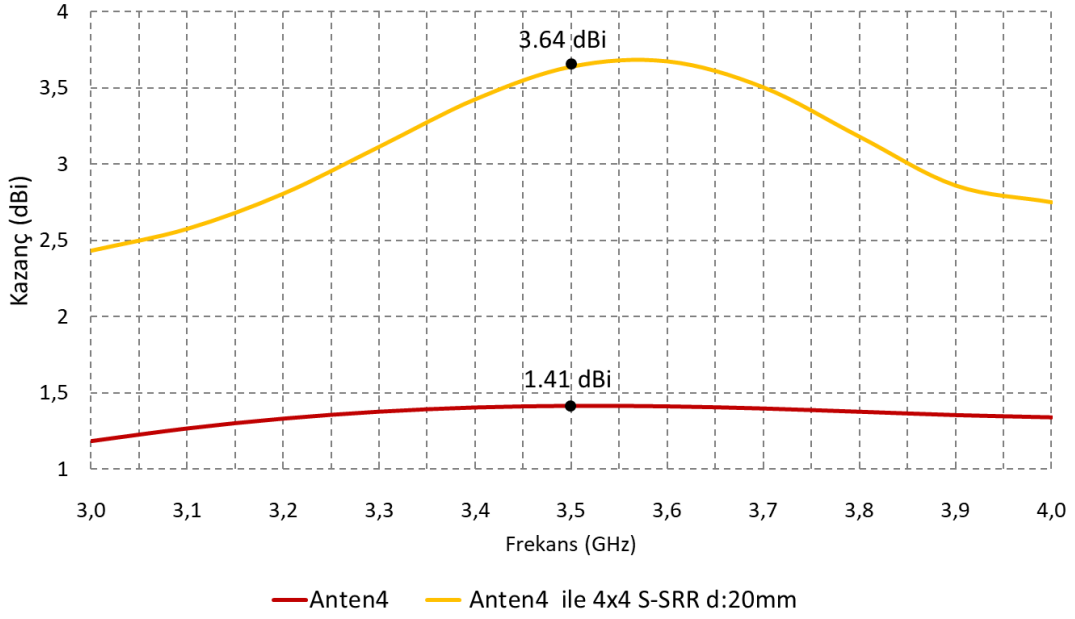
Şekil 7.4. Anten 1,2,3,4 için 3.5 GHz'de kutupsal koordinat sisteminde kazanç gösterimi (x-z düzlemi)



Şekil 7.5. Anten 1,2,3,4 için 3.5 GHz'de kutupsal koordinat sisteminde kazanç gösterimi (x-y düzlemi)

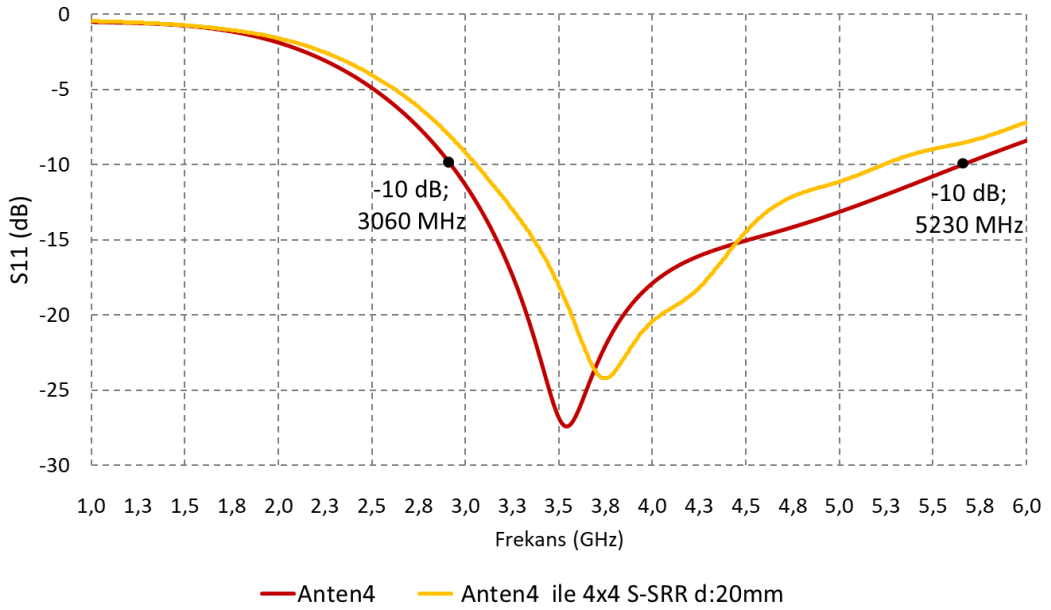
Tasarlanan antenler arasında kazancı en düşük olan Anten 4, 4x4 S-SRR yapı ile birlikte kullanılarak kazancının artırılması amaçlanmıştır. Anten 4 x-y düzleminde konumlandırılıp 4x4 S-SRR yapı da z ekseninde çeşitli uzaklıklara yerleştirilerek geri dönüş kaybına ve anten kazancına olan etkisi incelenmiştir.

Anten 4 ile 4x4 S-SRR yapı arasında 20mm uzaklık olduğunda 3.50 GHz frekansında en yüksek kazanç elde edilmiştir. 3.50 GHz'de Anten 4'e ait kazancın 1.41 dBi'den 3.64 dBi'ye yükseldiği görülmüştür. 3.00- 4.00 GHz frekansları arasında kazanç değişimi Şekil 7.6'de gösterilmiştir.



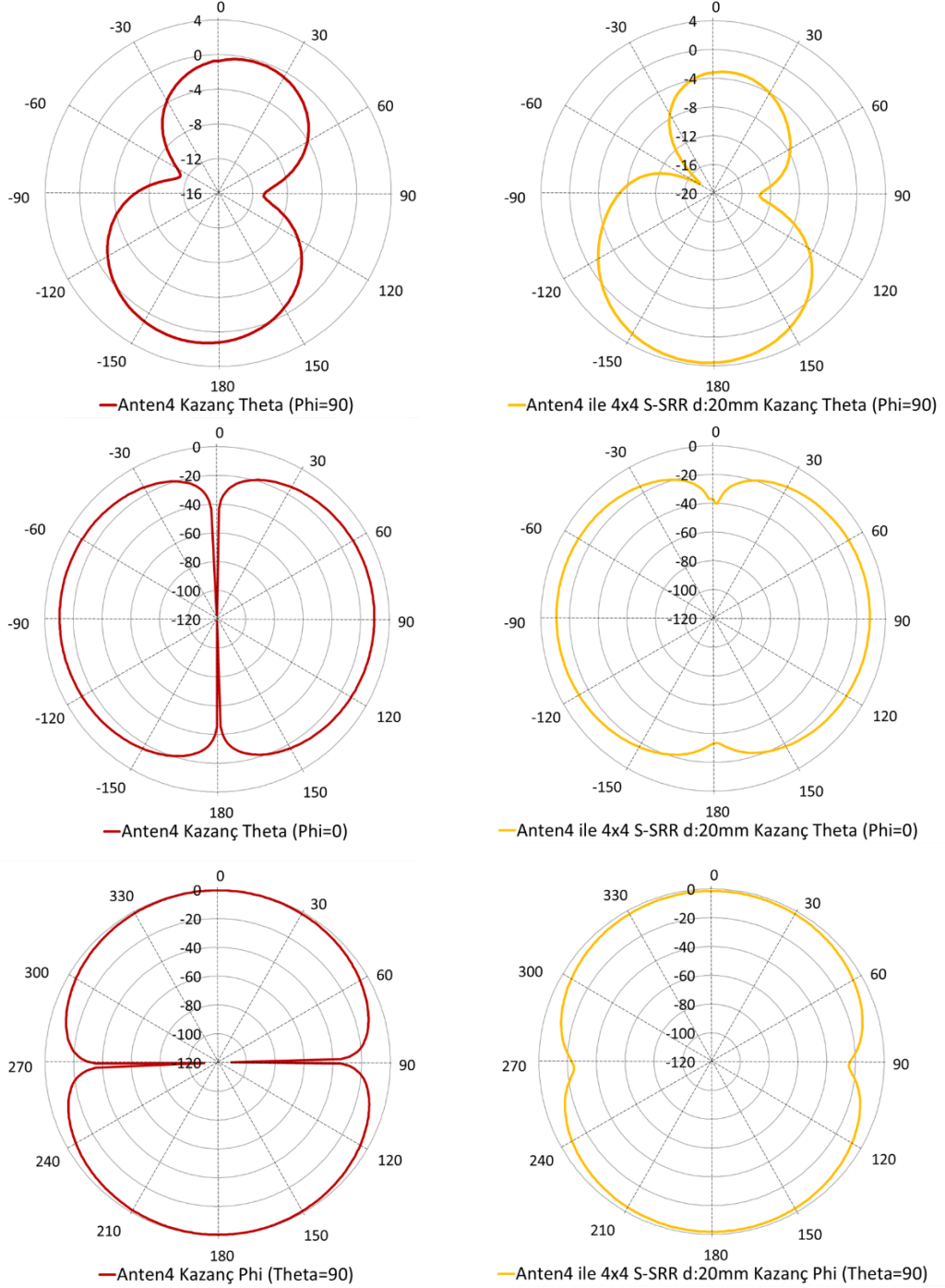
Şekil 7.6. Anten 4 ve Anten ile 4x4 S-SRR yapıya ait kazanç

Geri dönüş kaybındaki değişim incelendiğinde 4x4 S-SRR yapı kullanılarak bant genişliğinin bir miktar daraldığı ve rezonans frekansın 3.542 GHz'den 3.745 GHz'e geçtiği Şekil 7.7'de gösterilmiştir. Anten 4'ün bant genişliği yüzdesi %63.9 iken, Anten 4 ile 4x4 S-SRR yapı Şekil 6.13'de gösterildiği gibi birlikte kullanıldığında bant genişliği yüzdesi %52.5'e düşmüştür. Bu değişimlere rağmen halen 5G için kullanılacak frekans bandını kapsamaktadır.



Şekil 7.7. Anten 4 ve Anten ile 4x4 S-SRR yapıya ait geri dönüş kaybı

Anten 4 ve 4x4 S-SRR yapı 20 mm uzaklıkta kullanıldığında ana hüzme yönünün y-z düzleminde 166°'den 174°'ye yöneldiği ve yan kulakçık seviyesinin de -1.7 dBi'den -6.6 dBi'e düştüğü görülmüştür. Antenlerin 3.50 GHz için kutupsal koordinat sisteminde ki kazançları Şekil 7.8'da gösterilmiştir.



Şekil 7.8. Anten 4 ve 4x4 S-SRR yapı ile kullanılan Anten 4 için 3.5 GHz'de kutupsal koordinat sisteminde kazanç gösterimi

Tasarlanan mikroşerit antenler literatürde benzer frekans bandında tasarlanan anten çalışmalarından bazıları ile bant genişliği, kazanç, yönlülük, anten boyutu ve geri dönüş kaybı açısından karşılaştırılmış ve karşılaştırma sonuçları Tablo 7.2’de gösterilmiştir.

Tasarlanan antenlerde 3.00- 4.00 GHz frekans bandında -10 dB’den küçük geri dönüş kaybı elde edilmesi ana motivasyon olduğundan, elde ettiğimiz sonuçların bant genişliği açısından karşılaştırılan çalışmalara göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür.

Anten 4 ile 4x4 S-SRR yapı birlikte kullanılarak anten kazancı artırıldı ve karşılaştırılan çalışmalar arasında en geniş bant genişliğine sahip çalışmadan [6] anten kazancı yönünden de üstünlük sağlamıştır.

Anten boyutu açısından değerlendirildiğinde Anten 4 karşılaştırma grubunda yer alan en küçük boyuta sahip antendir. Kazancı artırmak için 4x4 S-SRR yapı kullanıldığında antenin yüksekliği artmasına rağmen en ve boy değişmediğinden 2 boyutta da üstünlük korunmuştur.

Tablo 7.2. Tasarlanan antenlerin benzer frekanslarda yapılan bazı çalışmalar ile karşılaştırılması

Referanslar	Bant Genişliği (MHz)	Bant Genişliği (%)	Kazanç (dBi)	Yönlülük	Anten Boyutu (mm)	Taban Malzemesi	Geri Dönüş Kaybı (dB)	Rezonans Frekans (GHz)
Anten 1	440	12,5%	2.76	4.42	48.8x46.4x1.6	FR-4	-60.1	3.5
Anten 2	2840	74,5%	2.31	3.07	38.8x51x1.6	FR-4	-22.35	3.514
Anten 3	1070	29,6%	3.41	4.47	43.4x53.9x1.6	FR-4	-54.5	3.5
Anten 4	2740	63,9%	1.41	2.62	28x28x1.6	FR-4	-27.41	3.542
Anten 4 ve 4x4 S-SRR yapı	2175	52,5%	3.64	5.02	28x28x23.2	FR-4	-24.21	3.745
[2]	400	11,1%	3.2	.....	34x28x1.6	FR-4	-25	3.6
[3]	660	18,9%	5.01	5.15	25.2x48x1.6	FR-4	-30	3.5
[4] Metamalzemesiz	82	2,3%	7.43	.....	40x45x1.57	Rogers RT/duroid 5880	-25.94	3.5
[4] Metamalzemeli	100	2,9%	7.0	.....	35x40x1.57	Rogers RT/duroid 5880	-20.38	3.5
[5] Metamalzemesiz	157,46	4,5%	4.78	5.30	29.5x36x3	FR-4	-22.688	3.5
[5] Metamalzemeli	171,31	4,9%	6.02	6.74	29.5x36x4	FR-4	-22.34	3.5
[6]	1768	61,6%	3.3	.....	50x40x1.6	FR-4	-30.8	3.5

## 8. SONUÇ

Bu çalışmada 5. nesil mobil haberleşme (5G) şebekesinde kullanılması planlanan orta frekans bantlarından 3.00-4.00 GHz bandında çalışabilecek mikroşerit anten tasarımı ve metamalzeme ile tasarlanan mikroşerit antene ait kazancın artırılması hedeflenmiştir.

Mikroşerit antenlerin dar bant genişliği sorunu antenin geometrik parametrelerine genetik algoritma uygulanarak giderilmiştir. MATLAB yazılımında genetik algoritma programı kodlanarak, anten simülasyon yazılımı olan CST MW Studio ile eş benzetim gerçekleştirilmiştir. MATLAB yazılımında genetik algoritma ile üretilen antene ait geometrik parametreler, CST MW Studio yazılımına gönderilerek simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları MATLAB yazılımına geri alınarak genetik algortmada kullanılmıştır. Genetik algoritma simülasyon sonuçlarına göre iterasyon gerçekleştirerek, iterasyonlar sonunda hedeflenen antene ait geometrik parametreler elde edilmiştir.

3.00-4.00 GHz frekans bandında -10 dB'den küçük geri dönüş kaybı elde etmek için genetik algortmada farklı uygunluk fonksiyonları belirlenmiş ve 4 farklı anten tasarlanmıştır. Geniş bantlı anten elde etmek için belirlenen farklı uygunluk fonksiyonlarının başarılı olduğu görülmüştür.

Antenlerin geniş bantlı olmasının yanında, kazançlarının da yüksek olması istenir. Tasarlanan mikroşerit antenlerden kazancı en az olan Anten 4, metamalzeme ile birlikte kullanılarak anten kazancının artırılması amaçlanmıştır. S-SRR yapıdaki malzemenin geometrik parametrelerine genetik algoritma uygulanarak 3.5 GHz frekansında negatif elektriksel ve manyetik geçirgenlik katsayısına sahip metamalzeme oluşturulmuştur.

Genetik algoritma kullanılarak elde edilen negatif kırılma indisine sahip S-SRR ile 4x4 yapı oluşturulmuştur. 4x4 S-SRR yapı Anten 4'den farklı uzaklıklarda konumlandırılarak anten kazancına, geri dönüş kaybına olan etkisi incelenmiş ve en yüksek kazancın olduğu uzaklık belirlenmiştir. Anten 4'e ait kazancın 1.61 dBi'den 3.63 dBi'e artırılacağı görülmüştür. En yüksek kazancın elde edildiği durumda bant genişliği yüzdesi %52,5 olarak hesaplanmıştır.

Tasarlanan mikroşerit antenler literatürde benzer frekans bandında tasarlanan anten çalışmalarından bazıları ile bant genişliği, kazanç, yönlülük, anten boyutu ve geri dönüş kaybı açısından karşılaştırılarak anten boyutu ve bant genişliği açısından daha iyi sonuçlar elde edilebileceği görülmüştür.

CST MW Studio gibi elektromanyetik simülasyon yazılımlarının MATLAB ve benzeri programlama yazılımları ile birlikte kullanılarak yapılan eş benzetimin, tasarım kolaylığı ve hız açısından faydalı olduğu görülmüştür. Eş benzetimde genetik algoritma gibi optimizasyon algoritmalarının kullanılması da kesin çözümün olmadığı, çok değişkenli problemlerde faydalı olduğu görülmüştür.

İlerleyen çalışmalarda tasarımı yapılan mikroşerit antenlerin ve metamalzemenin üretimini yaparak simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması, kazancın artırılması için faz dizili anten uygulamasının simülasyonu ve üretiminin yapılması, 5. Nesil mobil haberleşme şebekesinde ultra yüksek hızlı haberleşme için kullanılması planlanan 26 GHz ve 28 GHz frekans bandında çalışabilecek mikroşerit anten tasarım ve üretiminin yapılmasının uygun olacağı ve müteakip çalışma olarak faydalı olacağı değerlendirilmektedir.

## KAYNAKLAR

- [1] F. Pujol, C. Manero, B. Carle, S. Remis “5G observatory quarterly report 6 up to december 2019,” *Idate Digiworld*, Jan. 2020
- [2] N. Kaur, S. Sharma and J. Kaur, “Concave shape microstrip patch antenna using SRR for 5G applications,” *IJITEE*, vol.8, pp. 743-746, 2019, doi: 10.35940/ijitee.I1120.0789S19
- [3] N. Ferdous, G. C. Hock, S. H. A. Hamid, M. N. A. Raman, T. S. Kion and M. Ismail T. S. “Design of a small patch antenna at 3.5 GHz for 5G application,” *International Conference on Sustainable Energy and Green Technology*, 2018, doi: 10.1088/1755-1315/268/1/012152
- [4] R. Li, Q. Zhang, Y. Kuang, X. Chen, Z. Xiao and J. Zhang, “Design of a miniaturized antenna based on split ring resonators for 5G wireless communications,” *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*, 2019, doi: 10.1109/CSQRWC.2019.8799332
- [5] A. Baviskar, A. Mulla, J. Baviskar and S. Rathod, “Performance metrics enhancement of patch antennas with meta-material lens incorporation,” *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2016, doi: 10.1109/APS.2016.7696693
- [6] Y. E. M. Ali and K. A. S. Jasim, “Design of broadband microstrip patch antenna for WLAN/WiMAX applications,” *Al-Rafidain Engineering Journal (AREJ)*, vol.23, pp. 154-163, 2015, doi: 10.33899/rengj.2015.101047
- [7] M. Danesi, *Encyclopedia of media and communication*. Toronto, University of Toronto Press, 2013
- [8] “Brief History of GSM & the GSMA.” GSMA.com.  
<https://www.gsma.com/aboutus/history> (Accessed: Jan. 1, 2020).



- [9] “Archive For The ‘5G Commercial Launch.’ Category” 5gobservatory.eu. <https://5gobservatory.eu/category/5g-commercial-launch/page/2/> (Accessed: Jan. 1, 2020).
- [10] K. Lo. “Download Speeds:What Do 2G,3G,4G&5G Actually Mean.” kenstechtips.com. <https://kenstechtips.com/index.php/download-speeds-2g-3g-and-4g-actual-meaning> (Accessed: Jan. 1, 2020).
- [11] C. Balanis, Antenna theory analysis and design. New Jersey, Wiley-Interscience Third Edition, 2005
- [12] A. Pandey, *Practical microstript and printed antenna design*. Boston, Artech House, 2019
- [13] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, *Metamaterials Physics and Engineering Explorations*. New Jersey, Wiley-Interscience, 2006
- [14] W. Krzysztofik and T. N. Cao, “Metamaterials in Application to Improve Antenna Parameters,” *intechopen.com*, 2018, doi: 10.5772/intechopen.80636
- [15] M. Karaaslan, F. Karadag and M. Z. Kurt, “Negatif manyetik etkiye sahip yapay malzemeler kullanılarak dalga kılavuzu ebatlarının azaltılması,” Available: [http://www.emo.org.tr/ekler/4c454d8cf5539e5\\_ek.pdf](http://www.emo.org.tr/ekler/4c454d8cf5539e5_ek.pdf) (Accesssed: Jan 03, 2020).
- [16] V. G. Veselago, “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\mu$  and  $\epsilon$ ,” *Soviet Physics Uspekhi*, pp.509-514, 1968, doi: doi.org/10.1070/PU1968v010n04ABEH003699
- [17] S. Çiğdem, C. Tunca, S. Can and A. E. Yılmaz, “Negatif kırılma indisi özelliği gösteren karesel ve dairesel yarık halka rezonatörlerin analizi ve karşılaştırılması,” *URSI 7. Ulusal Kongresi Türkiye Elazığ*, 2014, Available: [http://www.ursi.org.tr/2014-Kongre/bildiriler/TAM\\_74.pdf](http://www.ursi.org.tr/2014-Kongre/bildiriler/TAM_74.pdf) (Accesssed: Nov. 08, 2019).
- [18] A. K. Singh, M. P. Abegaonkar and S. K. Koul, “High-Gain and high-aperture-efficiency cavity resonator antenna using metamaterial superstrate,” *IEEE Antenna*

*and Wireless Propagation Letters*, vol.16, pp. 2388-2391, Jun. 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2719864

- [19] M. Aminu-Baba, M. K. A. Rahim, F. Zubir, M. F. M. Yusoff, O. Ayop and N. A. Samsuri, "Planar monopole antenna with offset square split ring resonator," *2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Oct. 2018,
- [20] Z. Mahmud, M. T. Islam, N. Misran, M. J. Singh and K. Mat, "A negative index metamaterial to enhance the performance of miniaturized UWB antenna for microwave imaging applications," *Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI)*, vol.7, pp. 1149-1165, Nov. 2017, doi: 10.3390/app7111149
- [21] B. Tütüncü, H. Torpi and B. Urul, "A comparative study on different types of metamaterials for enhancement of microstrip patch antenna directivity at the Ku-band (12 GHz)," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 26, pp. 1711-1179, Jan. 2018, doi:10.3906/elk-1711-50
- [22] M. Ülgü, "Anten parametrelerinin iyileştirilmesinde omega şekilli metalmalzeme uygulamaları," Yüksek lisans tezi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, İskenderun Teknik Üniv., Hatay, Türkiye, 2017
- [23] M. Durmuş, A. O. Salman and T. Ş. Yıldırım, "NRW metodu ile malzemelerin elektromanyetik parametrelerinin bulunması," *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, vol. 1, pp. 13-19, 2018
- [24] M. Negnevitsky, *Artificial intelligence a guide to intelligent systems*. Essex, Addison-Wesley, 2005
- [25] Ç. Elmas, *Yapay zeka uygulamaları yapay sinir ağları-bulanık mantık-genetik algoritma*. Ankara, Seçkin, 2011
- [26] GSMA, "5G spectrum GSMA public policy position march 2020," Mar. 2020. [Online]. Available: [www.gsma.com/spectrum/wp-content/uploads/2020/03/5G-Spectrum-Positions.pdf](http://www.gsma.com/spectrum/wp-content/uploads/2020/03/5G-Spectrum-Positions.pdf)