
GAZİ ÜNİVERSİTESİ
Gazi
1926

5G UYGULAMALARI İÇİN DGS KULLANILARAK MİKROŞERİT YAPILARIN ANALİZİ

Burak DÖKMETAŞ

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ARALIK 2021

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmasında;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmasında yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Burak DÖKMETAŞ
28/12/2021

5G UYGULAMALARI İÇİN DGS KULLANILARAK MİKROŞERİT YAPILARIN ANALİZİ

(Doktora Tezi)

Burak DÖKMETAŞ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 2021

ÖZET

Günümüzde, kablosuz haberleşen cihaz ve kullanıcı sayısının benzeri görülmemiş bir şekilde artması, yetersiz bant genişliği ve sınırlı kanal kapasitesi gibi sorunları beraberinde getirmiştir. Bu talebi karşılamak için araştırmacılar kablosuz haberleşme ağ standartlarının geliştirilmesine odaklanmıştır. Geniş kanal kapasitesi ve yüksek veri hızı nedeniyle milimetre dalga frekansları ve 5G teknolojisi ile bu sorunun üstesinden gelinmesi planlanmaktadır. 5G teknolojisinin daha az güç tüketimi, yüksek iletim hızı ve yüksek güvenilirlik gibi özellikleri nedeniyle sürücüsüz arabalar ve akıllı evler gibi günümüzün gelişen teknolojilerine öncülük etmesi beklenmektedir. Ancak, milimetre-dalga frekans spektrumunda, özellikle tek anten elemanı kullanımı durumunda atmosferik soğurma ve sinyal zayıflaması gibi sorunlar ortaya çıkmaktadır. Gelişmiş kablosuz haberleşme sistemlerinde bu sorunun çözümü için Çok Girişli Çok Çıkışlı (Multiple Input Multiple Output - MIMO) anten sistemleri önerilmektedir. Bu sistem çok sayıda antenin eşzamanlı çalışmasına, yüksek veri hızlarına erişilmesine ve artırılmış kanal kapasitesine olanak sağlamaktadır. Bu tez çalışmasında, taban iletkeni kusurlu yapı (Defected Ground Structure - DGS) tekniği kullanılarak, milimetre dalga frekanslarında çalışabilen, 4 elemanlı bir MIMO anten tasarımı sunulmaktadır. Ölçüm sonuçlarına göre 24-31 GHz frekansları arasında 7 GHz'lik bir bant genişliği, 27 GHz'de 8.39 dBi maksimum kazanç ve anten elemanları arasında -40 dB izolasyon elde edilmiştir. Önerilen tasarımın kompakt yapısı, yüksek kazanç değeri ve geniş bant aralığı ile literatüre katkı yaptığı düşünülmektedir. Çalışmada ayrıca, yine DGS tekniği kullanılarak özgün yapıda bir Bant Söndüren Filtre (BSF) tasarlanmış ve üretilmiştir. Önerilen BSF 14.28 mm × 4 mm × 0.508 mm boyutuyla oldukça kompakt bir yapıya sahiptir ve 10.8 -11.8 GHz frekans aralığında 20 dB'nin altında bir durdurma özelliği göstermektedir. Benzetim ve ölçüm sonuçlarına ek olarak tasarımın eşdeğer devre modeli çıkarılmış ve çeşitli parametrik çalışmalar yapılmıştır.

Bilim Kodu	:	90516
Anahtar Kelimeler	:	MIMO anten sistemleri, DGS, bant söndüren filtre, 5G
Sayfa Adedi	:	118
Danışman	:	Prof. Dr. Nursel AKÇAM
İkinci Danışman	:	Prof. Dr. Erdem YAZGAN

ANALYSIS OF MICROSTRIP STRUCTURES USING DGS FOR 5G APPLICATIONS

(Ph. D. Thesis)

Burak DÖKMETAŞ

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

December 2021

ABSTRACT

Nowadays, the unprecedented increase in the number of wireless communication network users, has brought problems such insufficient bandwidth and limited channel capacity. For that, the mm-wave fifth-generation (5G) communication technology development is solicited to offer higher data rates and superior channel capacity. In addition to its several features including the less power consumption, the better reliability, and the high transmission rate, the 5G technology is a basic stone for implementing a wide range of today's emerging technologies such as self-driving cars and smart homes. However, some problems are present at the mm-waves frequency spectrum such as path loss attenuations, atmospheric absorption and signal fading that have to be fixed especially in case single antenna element. Multiple Input Multiple Output (MIMO) antenna has emerged to be a key solution for present and future wireless communication systems, proving the concurrent operation of multi-antennas, increasing channel capacity along with the advantages of high data rates. The design of a 4-element MIMO antenna using Defected Ground Structure (DGS) for milimeter-wave frequency bands is presented in this work. According to the measurement results, a 7 GHz bandwidth between 24-31 GHz frequencies, 8.39 dBi maximum gain at 27 GHz and -40 dB isolation between each antenna elements was obtained. The proposed design is expected to contribute to the literature with its compact structure, high gain value and wide bandwidth. Furthermore a Band Stop Filter (BSF) using DGS is designed and fabricated in this study. The proposed BSF has a very compact structure with a size of 14.28 mm × 4 mm × 0.508 mm and shows a reject characteristic of less than 20 dB in the frequency range of 10.8 -11.8 GHz. In addition to the simulation and measurement results, the equivalent circuit model of the design has been extracted and various parametric studies have been carried out.

Science Code	:	90516
Key Words	:	MIMO antenna systems, DGS, bandstop filter, 5G
Page Number	:	118
Supervisor	:	Prof. Dr. Nursel AKÇAM
Co-Supervisor	:	Prof. Dr. Erdem YAZGAN

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren, çalışmalarım da bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan tez danışmanım çok kıymetli hocam Sayın Prof. Dr. Nursel AKÇAM' a teşekkür ederim. Ayrıca tez çalışmalarım boyunca değerli fikirleriyle tezime katkı sunan, değerli bilgileri ile desteklerini esirgemeyen eş danışmanım Sayın Prof. Dr. Erdem YAZGAN' a teşekkürlerimi sunarım.

Tez izleme çalışmalarım boyunca yaptıkları katkılardan dolayı Sayın Prof. Dr. Erkan AFACAN ve Dr. Öğr. Üyesi Cevat RAHEBİ hocalarıma teşekkür ederim. Süreç içersinde desteğini hiç esirgemeyen ve her zaman yanımda olan çok değerli eşim Merve DÖKMETAŞ' a, hayatım boyunca destek ve dualarını eksik etmeyen sevgili aileme teşekkür ederim.

Tez kapsamında yer alan tasarımların üretim ve ölçümlerinde desteklerini esirgemeyen Sayın Dr. Galip Orkun ARICAN' a, ASELSAN A.Ş.' ye ve ODTÜ Ayaslı Araştırma Merkezi çalışanlarına teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜR vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ ix

ŞEKİLLERİN LİSTESİ x

RESİMLERİN LİSTESİ xiv

SİMGELER VE KISALTMALAR xiv

1. GİRİŞ 1

2. ANTENLER 7

2.1. Mikroşerit Antenler 9

2.2.1. Mikroşerit antenlerin temel özellikleri 10

2.2.2. Mikroşerit antenlerde besleme yöntemleri 12

2.2.3. Mikroşerit antenlerde iletim hattı modeli 14

2.2.4. Mikroşerit anten parametreleri 16

2.2. MIMO Anten Sistemleri 26

3. MİKROŞERİT FİLTRELER 29

3.1. Mikroşerit Rezonatörler 31

3.2. Filtre Tasarım Yöntemleri 32

3.2.1. Görüntü parametreleri yöntemi 32

3.2.2. Araya giriş kaybı yöntemi 33

3.3. Filtre Yaklaşım Metotları 35

3.3.1. Butterworth yaklaşımı 35

3.3.2. Chebyshev yaklaşımı 37

Sayfa

3.3.3. Eliptik yaklaşım 38

4. TABAN İLETKENİ KUSURLU YAPILAR (DGS) 41

4.1. DGS ile İlgili Literatürde Yapılmış Çalışmalar 43

4.2. DGS Modellemesi 46

4.2.1 İletim hattı modellemesi 47

4.2.2. LC ve RLC eşdeğer devre modeli 48

4.3. Mikroşerit Filtrelerde DGS Uygulanması 51

5. 5G UYGULAMALARI İÇİN DGS TABANLI GENİŞ BANT ANTEN TASARIMI 53

5.1. Tasarım ve Benzetim sonuçları 53

5.2. Üretim ve Ölçüm Sonuçları 56

5.3. Dizi Anten ve SAR Analizi 60

6. 28-36 GHZ MONOLİTİK MİKRODALGA ENTEGRE DEVRESİ (MMIC) DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇ (LNA) TASARIMI 65

7. DGS TEKNİĞİ İLE BANT SÖNDÜREN FİLTRE TASARIMI 75

7.1. Tasarım ve Benzetim Çalışması 75

7.2. Üretim ve Ölçüm Sonuçları 84

8. 5G UYGULAMALARI İÇİN DGS TABANLI 4 x 4 MIMO ANTEN TASARIMI 89

8.1. Tasarım ve Benzetim Çalışması 89

8.2. Üretim ve Ölçüm Sonuçları 94

9. SONUÇ VE ÖNERİLER 103

KAYNAKLAR 107

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 4.1. Şekil 4.4'de verilen boyutlara göre hesaplanan devre elemanları 49

Çizelge 5.1. Önerilen tekli antenin optimize edilmiş değerleri 54

Çizelge 6.1. Tasarlanan MMIC LNA'nın elektriksel özellikleri 65

Çizelge 6.2. Literatürdeki Ka-Bant LNA tasarımlarının karşılaştırması 70

Çizelge 7.1.Mikroşerit filtrenin optimize edilmiş değerleri..... 75

Çizelge 7.2. Farklı "k" değerlerinin etkisi (m = 0.2 mm, g = 0.2 mm) 78

Çizelge 7.3. Farklı "m" değerlerinin etkisi (k = 0.2 mm, g = 0.2 mm) 78

Çizelge 7.4. Farklı "g" değerlerinin etkisi (m = 0.2 mm, k = 0.2 mm) 79

Çizelge 7.5. Önerilen BSF ile literatürdeki çalışmaların performans karşılaştırması..... 86

Çizelge 8.1. Önerilen antenin optimize edilmiş değerleri..... 94

Çizelge 8.2. Ölçülen ve simüle edilen kazanç değerleri 99

Çizelge 8.3. Önerilen çalışma ile literatürdeki ilgili çalışmaların karşılaştırılması 101

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2 1. Basit anten yapısı 7

Şekil 2.2. Anten yapısının Thevenin eşdeğer devresi 8

Şekil 2.3. Yaygın olarak kullanılan çeşitli anten yapıları 9

Şekil 2.4. Mikroşerit anten üstten ve yandan görünüşü 11

Şekil 2.5. Yaygın olarak kullanılan yama türleri 12

Şekil 2.6. Mikroşerit anten besleme türleri 12

Şekil 2.7. Mikroşerit hat besleme türlerinin eşdeğer devreleri 13

Şekil 2.8. Mikroşerit hat ve elektrik alan çizgileri 14

Şekil 2.9. Dikdörtgen mikroşerit yapının etkin ve fiziksel uzunlukları 15

Şekil 2.10. Dikdörtgen mikroşerit anten için iletim hattı modeli eşdeğer devresi 24

Şekil 2.11. 5G uygulama alanı 27

Şekil 2.12. 2 x 2 MIMO anten mimarisi 27

Şekil 3.1. İki kapılı mikrodalga filtre yapısı: R(ω) ve T(ω) 29

Şekil 3.2. İdeal filtre türleri: (a) alçak geçiren filtre; (b) yüksek geçiren filtre; (c) bant geçiren filtre; (d) bant durduran filtre 30

Şekil 3.3. İdeal filtre türlerine ait eşdeğer devreler (a) alçak geçiren filtre; (b) yüksek geçiren filtre; (c) bant geçiren filtre; (d) bant durduran filtre 31

Şekil 3.4. GP ile filtre tasarımı 33

Şekil 3.5. AGK yöntemiyle filtre tasarımı 33

Şekil 3.6. AGK güç aktarım şeması 34

Şekil 3.7. Butterworth filtre frekans tepkisi 36

Şekil 3.8. Butterworth filtrenin farklı derecelerdeki zayıflama karakteristikleri 36

Şekil 3.9. Chebyshev filtre frekans tepkisi 37

Şekil 3.10. Chebyshev filtrenin farklı derecelerdeki zayıflama karakteristikleri 38

Şekil 3.11. Eliptik filtre frekans tepkisi 39

Şekil 4.1. EBG yapısının iletim karakteristiği 41

Şekil **Sayfa**

Şekil 4.2. Temel DGS sınıflandırması 42

Şekil 4.3. Farklı DGS geometrileri 42

Şekil 4.4. Halter şekilde DGS 43

Şekil 4.5. Spiral şekilli DGS 43

Şekil 4.6. H şekilli DGS 44

Şekil 4.7. U şekilli DGS 45

Şekil 4.8. Dairesel şekilli DGS 45

Şekil 4.9. Periyodik DGS 46

Şekil 4.10. Yedi hücreli periyodik DGS yapısı 47

Şekil 4.11. Periyodik DGS'nin eşdeğer devresi 47

Şekil 4.12. (a). Halter DGS LC eşdeğer devresi (b). Butterworth alçak geçiren filtre 48

Şekil 4.13. Halter DGS'nin RLC eşdeğer devresi 50

Şekil 4.14. Halter DGS'nin pi tipi eşdeğer devresi 50

Şekil 4.15. Çift Halter DGS yapısı ile filtre tasarımı 51

Şekil 4.16. Dairesel DGS uygulanan anten 52

Şekil 5.1. (a) Dikdörtgen yama anten, (b) U-şekilli yama anten (c) Önerilen anten 53

Şekil 5.2. Üç farklı anten modelinin geri dönüş kayıpları 54

Şekil 5.3. Önerilen tekli antenin boyutları (a) üstten görünümü (b) alttan görünümü 55

Şekil 5.4. Önerilen antenin 39 GHz'de yüzey akım dağılımları 55

Şekil 5.5. Önerilen antenin 39 GHz'deki ışıma örüntüsü 56

Şekil 5.6. Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması 58

Şekil 5.7. Horn anten kazanç grafiği 59

Şekil 5.8. Anten kazanç değerlerinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması 60

Şekil 5.9. Dizi anten tasarımı 61

Şekil 5.10. Dizi anten ortak etkileşim tepkisi 61

Şekil 5.11. CST paketinde yer alan Voxel Human tasarımı 62

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.12. Tekli anten SAR analizi 62

Şekil 5.13. Dizi anten SAR analizi 63

Şekil 6.1. 2 x 30 µm m-HEMT gürültü çemberleri 66

Şekil 6.2. 2 x 30 µm m-HEMT'nin kararlılık simülasyonu sonuçları 68

Şekil 6.3. Kaynak dejenerasyon tekniği 68

Şekil 6.4. Üç aşamalı MMIC LNA'nın şematiği 69

Şekil 6.5. Üç aşamalı MMIC LNA'nın şematiği 69

Şekil 6.6. MMIC LNA' nın S-Parametre simülasyon sonuçları 70

Şekil 6.7. MMIC LNA'nın gürültü katsayısı simülasyon sonuçları 71

Şekil 6.8. MMIC LNA'nın doğrusallık simülasyonu sonucu 71

Şekil 6.9. MMIC LNA'nın doğrusallık simülasyonu sonucu 72

Şekil 6.10. MMIC LNA'nın kararlılık simülasyonu sonucu 72

Şekil 7.1. Mikroşerit filtrenin geometrik yapısı (Aşama-1): (a) besleme yüzeyi (b) topraklama yüzeyi (c) önerilen taban iletkeni kusurlu yapı 75

Şekil 7.2. Önerilen taban iletkeni kusurlu yapının eşdeğer devre modeli 76

Şekil 7.3. EM simülasyon programı ile eşdeğer devre modelinin karşılaştırması (Adım-1) 77

Şekil 7.4. Farklı "k" değerleri için elde edilen S-parametreleri 77

Şekil 7.5. Bant söndüren filtrenin geometrik yapısı (Aşama-2): (a) besleme yüzeyi (b) topraklama yüzeyi 80

Şekil 7.6. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması (Aşama-2) 80

Şekil 7.7. Bant söndüren filtre tasarımının görselleri (a) besleme yüzeyi (b) topraklama yüzeyi 81

Şekil 7.8. Önerilen BSF tasarımın 3D görseli 81

Şekil 7.9. Aşama-2 ve aşama-3 BSF simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması 82

Şekil 7.10. Önerilen BSF eşdeğer devre modeli 83

Şekil 7.11. Eşdeğer devre modelin S-parametre grafiği 83

Şekil 7.12. Durdurma bandı (11 GHz) EM alan dağılımı 84

Şekil **Sayfa**

Şekil 7.13. İletim bandı (6 GHz) EM alan dağılımı 84

Şekil 7.14. Önerilen BSF'nin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması 86

Şekil 8.1. Önerilen tasarım yapısı (a) üst görünüm, (b) step-1 alt görünüm, (c) step-2 alt görünüm (d) step-3 alt görünüm (e) final tasarımın üst görünümü (f) final tasarımın alt görünümü 89

Şekil 8.2. (a) "lg" uzunluğunun yansıma katsayısına etkisi, (b) "lg" uzunluğunun izolasyona etkisi 90

Şekil 8.3. (a) "lg" uzunluğunun akım dağılımına etkisi (a) anten 1, (b) anten 2, (c) anten 3, (d) anten 4 91

Şekil 8.4. Yansıtıcı olarak tasarlanan ikinci katman 92

Şekil 8.5. Yüksekliğin (a) anten kazancına etkisi (b) bant genişliğine etkisi (c) izolasyona etkisi 93

Şekil 8.6. Ölçüm ve simülasyon sonuçları 95

Şekil 8.7. 3D ışıma örüntüsünün simülasyon sonuçları 96

Şekil 8.8. 3D ışıma örüntüsünün ölçüm sonuçları (a) 25 GHz (c) 27 GHz (e) 29 GHz . 97

Şekil 8.9. Yankısız oda (a) referans horn anten (b) önerilen anten 98

Şekil 8.10. Elde edilen kazanç ve verim grafiği (simülasyon) 98

Şekil 8.11. MIMO anten ECC grafiği 99

Şekil 8.12. MIMO anten DG grafiği 100

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim **Sayfa**

Resim 5.1. Üretilen tekli antenin görselleri 56

Resim 5.2. Test fixture cihazı 57

Resim 5.3. Ölçüm düzeneği 57

Resim 5.4. Referans horn anten 58

Resim 5.5. Anten kazanç ölçüm düzeneği 59

Resim 7.1. Üretilen bant söndüren filtre görselleri 85

Resim 7.2. Bant söndüren filtre ölçüm düzeneği 85

Resim 8.1. Üretilen MIMO antenin (a) ön, (b) arka yüzleri 94

Resim 8.2. (c) S-parametre için ölçüm düzeneği 95

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	**Açıklamalar**
mm^2	Milimetre kare
MHz	Mega Hertz
GHz	Giga Hertz
dB	Desibel
dBi	Desibel isotropic
λ	Dalga boyu
f	Frekans
ε	Dielektrik sabiti
Δ	Delta
ω	Açısal frekans
Σ	Sigma
ε_r	Bağıl dielektrik sabiti
Γ	Yansıma katsayısı
π	Pi sayısı

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
3D	Three dimension
4G	4. Generation
5G	5. Generation
ADS	Advanced Device System
AGK	Araya Giriş Kaybı
BSF	Bant durduran filtre
BW	Bandwidth (Bant genişliği)
C	Capacitance
CST	Computer Simulation Technology
DC	Direct Current

Kısaltmalar	Açıklamalar
DGS	Defected Ground Structure
DMS	Defected Microstrip Structure
DRA	Dielectric Rezonator Antenna
EBG	Electromagnetic Bandgap
EM	Elektromanyetik
GP	Görüntü Parametreleri
IL	Insertion Loss
L	Endüktans
LNA	Low Noise Amplifier
mHEMT	metamorhic High Electron Mobility Transistor
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MMW	Milimeter wave
NF	Noise Figure
OIP3	Output Third Order Intercept Point
PBG	Photonic Bandgap
R	Resistance
RB	Rejected Bandwidth
RF	Radio Frequency
RL	Return Loss
SBW	Stopband Bandwidth
SIW	Substrate Integrated Waveguide
SMA	Konektör
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
TARC	Total Active Reflection Coefficient

1. GİRİŞ

Kablosuz haberleşme, son yıllarda sayısız gelişme aşamasını başarıyla gerçekleştirmektedir. İletişim teknolojisinde yaşanan büyük gelişmelerle birlikte sürekli artan kablosuz kullanıcı sayısı, kanal kapasitesinin yetersiz kalmasına neden olmaktadır. Günümüzde hücresel iletişim, sub-6 GHz bandında yaygın olarak kullanılmaktadır ve özellikle 3 GHz spektrumunun altındaki frekanslar, tıkanıklıktan ciddi şekilde etkilenmektedir [1]. Bu yoğunluğu azaltmak için milimetre dalga (Milimeter Wave-MMW) frekansları önerilmiştir. Gelecek beşinci nesil (5.Generation-5G) teknolojisi için MMW frekansları, daha geniş kullanılabilir bant genişliği sunma konusunda oldukça elverişlidir. Bununla birlikte, MMW frekanslarında yüksek atmosferik emilim yaşanması, sinyal zayıflaması ve saçılma sorunları çözülmesi gereken sorunlardan bazılarıdır. Yüksek frekanslarda, atmosferin emme özelliği artar ve bu antenin alıcı ucundaki sinyal gücünün yüksek oranda zayıflamasına neden olur. Sinyal zayıflaması esas olarak çalışma frekansına, ışıma yapılan mesafeye ve sis, yağmur vb. hava koşullarına bağlıdır [2, 3].

Yüksek frekans spektrumunun zorlukları, anten tasarımcılarını verimli bir sinyal iletimi ve alımını sağlamak için çok yönlü antenler geliştirmeye teşvik etmiştir. 5G mimarisinde antenin rolü son derece önemlidir ve değişen koşullarda iyi performans gösterebilen uyarlanabilir antenlere ihtiyaç vardır [4]. Bir başka ihtiyaç ise kanal kapasitesini artırmaktır.

Bunun çözümü için önerilen yaklaşımlardan birisi çok girişli-çok çıkışlı (Multiple Input Multiple Output-MIMO) anten dizileri kullanmaktır. MIMO sistemleri, her bir anten elemanının ayrı ayrı performans gösterdiği birden fazla kanalı aynı anda desteklemeye olanak sağlar. MIMO sisteminde çok sayıda anten elemanına ihtiyaç vardır, bu nedenle boyutu küçültmek için anten tasarımının kompakt yapıda olması gereklidir [5, 6]. Bir baz istasyonuna kolayca monte edilebilen MMW antenlerinin sayısı tipik olarak 256 ila 1024 aralığındadır [6].

Geleneksel yama (patch) anten tasarımları, sınırlı kazanç ve sınırlı bant genişliği performansı sunar. Anten dizileri kullanılarak anten kazancı yükseltilebilir, ancak anten dizileri için bant genişliği iyileştirmesi zordur. Bu nedenle araştırmacılar, geniş frekans aralığında eşzamanlı erişimin yanı sıra yüksek kazanç sağlayan çok bantlı anten dizilerinin geliştirilmesi üzerinde yoğunlaşmıştır ve bu popüler bir konu haline gelmiştir.

Literatürde mm-dalga frekanslarında çalışan 5G uygulamaları için çeşitli anten önerileri sunulmuştur [7–30]. [7-9] arasında bildirilen çalışmalar düşük kazanç değerleri nedeniyle, mm-dalga frekansındaki yüksek atmosferik ve yayılma kayıplarıyla başa çıkmak için yeterince etkin değildir. [10-18]'deki çalışmalarda, bu zayıflama etkilerini azaltmak için güçlü sinyal gücüne sahip olan ve geniş kapsama alanı sunan yüksek kazançlı ve hüzme yönlendirmeli anten dizisi önerileri sunulmuştur. 1 GHz çalışma bant genişliğine ve simülasyon sonucu olarak 12 dBi tepe kazancına sahip, MIMO konfigürasyonlu bir PIFA anten dizisi [19]'da rapor edilmiştir. [20]'deki çalışmada 0.8 GHz bant genişliğine sahip, EBG tabanlı bir mm-dalga MIMO anteni rapor edilmiştir. Çalışma [21]'de 5G uygulamalarında kullanılmak üzere, istenen yönde ışıma yönlendirme yeteneğine sahip, çok elemanlı anten tasarımı bildirilmiştir. Bildirilen anten 27.2 GHz ile 28.7 GHz arasında 1.5 GHz' lik bir bant genişliğine ve 28 GHz'de 7.41 dBi maksimum kazanç değerine sahiptir. Sınırlı veri hızına sahip dielektrik rezonatör antenleri (Dielectric Resonator Antenna - DRA) [22,23]'de bildirilmiştir. Referans [22]'de, (Substrate Integrated Waveguide - SIW) besleme tekniği uygulanarak 7.37'lik tepe kazancı elde edilen anten rapor edilmiştir. Referans [23]'de MIMO performansını incelemek için zarf korelasyon katsayısı (Envelope Correlation Coefficient-ECC) analiz edilmiştir. Benzer şekilde, mm-dalga haberleşmesi için bir SIW beslemeli MIMO anten dizisi referans [24]'de rapor edilmiştir. Önerilen anten, 5G için 24,25–27,5 GHz ve 27,5–28,35 GHz bantlarını kapsarken, çalışma frekansındaki kazanç değeri 8,2 dBi ile 9,6 dBi arasında değişmektedir. 5G uygulamaları için toplam boyutları 12 × 50.8 × 0.8 mm^3 olan, dört elemanlı T şeklinde bir MIMO anten tasarımı sunulmaktadır [25]. Taban iletkenin bir bölümünde simetrik halka yuvalar yerleştirilmiştir. Önerilen anten, 10.6 dBi'lik bir tepe kazancı ve 25.1-37.5 GHz'lik geniş bir bant genişliğine sahiptir. Ancak, bu çalışmada yalnızca MIMO performans ölçütü olarak ECC incelenmiştir. Başka bir çalışmada, 5G cihazları için alttaş boyutu 31,2 × 31,2 × 1,57 mm^3 olan 8 × 8 MIMO anten tasarımı gösterilmektedir [26]. Önerilen MIMO yapısı, 25.2 GHz'de rezonansa girerken, -6 dB referans değerinde 5.68 GHz bant genişliğine sahiptir ve elde edilen maksimum kazanç değeri 8.732 dB'dir. Çalışmada ek olarak MIMO performans değerleri olan ECC, (Mean Effective Gain-MEG) ve çeşitlilik kazancı da incelenmiştir. Benzer şekilde, 5G haberleşme sistemleri için toplam boyutları 31.7 × 53 × 0.2 mm^3 olan ve mikroşerit besleme hattı tarafından uyarılan iki portlu bir MIMO dizisi rapor edilmiştir [27]. (Electromagnetic Band Gap-EBG) temelli reflektör kullanılan tasarımda, yüksek bir bant genişliği ve çalışma bandında 11,5 dB'ye kadar ulaşan bir kazanç değeri elde edilmiştir. Önerilen MIMO konfigürasyonu için ECC ve çeşitlilik kazancı analizi yapılmıştır. Benzer şekilde, referansta

[28]'de, üç çift meta malzeme dizisine sahip bir 5G MIMO anteni incelenmiştir. Toplam alttaş boyutu 30 × 30,5 × 0,508 mm^3 iken, antenden elde edilen maksimum kazanç 26 GHz'de 7,4 dBi'dir. [29]'daki çalışmada, 5G MIMO uygulamaları için bir üst katmana sahip Fabry Perot yüksek kazançlı anten sunulmuştur. Önerilen yapı, maksimum 14.1 dBi kazanç değeriyle 26–29,5 GHz aralığında mm-dalga spektrumunu kapsar. Buna ek olarak, önerilen anten konfigürasyonunda MIMO performansını ölçmek için ECC analiz edilmiştir. Referans [30]'da iki elemanlı bir MIMO DRA önerilmektedir. Bildirilen anten, 5G uygulamaları için 27.19–28.48 GHz bandını kapsamaktadır ve 10 dB'ye yaklaşan bir kazanç değeri elde edilmiştir. Ayrıca ECC, kanal kapasitesi ve toplam aktif yansıma katsayısı (Total Active Reflection Coefficient-TARC) performansları da bu çalışmada incelenmiştir.

Mikroşerit antenler, literatürde kompakt yapıları, kararlılıkları ve birçok farklı devre yapısına kolay montaj edilebilme gibi avantajları nedeniyle çok fazla çalışmaktadır. Geleneksel yama tasarımlarının dezavantajı düşük kazanç ve düşük bant genişliğine sahip olmalarıdır ve bu sınırlamaların üstesinden gelmek için çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden son zamanlarda en popüler olanı, taban iletkeni kazınarak zeminde "kusur" oluşturmayı konsept edinmiş, taban iletkeni kusurlu yapılarıdır (Defected Ground Structure-DGS). Düzgün mikroşerit hattan oluşan bir yapının taban iletkenine çeşitli geometrilerdeki kusurların açılması sonucunda yapının akım dağılımı, frekans karakteristiği gibi özelliklerinin değiştiği görülmüştür. Ortaya çıkan bu durum, taban iletkeni kusurlu yapıların daha geniş ölçüde araştırılmasına olanak sunmuştur. Taban iletkeninde kazınan yapılar antenin iletim hattının kapasitif ve endüktif özelliklerini değiştirir. DGS'nin, tabandaki etkin kapasitansı ve endüktansı arttırdığı ve çok bantlı bir antende [31] rezonanslar oluşturduğu ve ayrıca bir antenin veya bir filtrenin bant çentik (notch) kapasitesini [32, 33] artırdığı gözlemlenmiştir. Bir anten DGS kullanılarak antenin rezonans frekansı, tabana kazınan geometrinin şekli, boyutu ve konumuna bağlı olarak ayarlanabilir. Literatürde bildirilen DGS çalışmalarının çoğu düşük frekanslı yapılar için sunulmuştur [34] ve MMW frekanslarında bant genişliğini artırmak için DGS konseptinin daha fazla kullanılması gerekmektedir. Bu konuda çalışma sayısının az olması, bu tez konusunun tercih edilme sebeplerinden birisidir.

Bu tez kapsamında yapılan çalışmalardan birisi de mikroşerit bant söndüren filtre tasarımıdır. Mikroşerit filtreler, iletişim teknolojisinde istenmeyen sinyal ve gürültünün azaltılmasında kullanılan önemli pasif elemanlardır [35-36]. Bu nedenle, modern

haberleşme sistemlerinde istenmeyen frekans aralıklarını filtreleme ve bunu mümkün olduğunca kompakt bir yapı ile gerçekleştirme önemli bir çalışma konusudur. Bu gereksinimleri yerine getirmek için birçok filtre yapıları geliştirilmiş ve incelenmiştir [37]. İstenilen özelliklerde filtre yapısı oluşturmak için çok farklı teknikler üzerinde durulmuştur. Popülerliğini koruyan tekniklerden birisi de DGS tekniğidir. Mikroşerit filtre tasarımlarında dikkat edilmesi gereken en önemli konulardan birisi kompakt bir yapı elde etmektir. Bu amaçla literatürde son yıllarda çeşitli çalışmalar yapılmaktadır. DGS tekniğinin kullanıldığı Elftouh ve arkadaşlarının 2014'te yaptığı çalışmada, %50'ye varan bir minyatürleşme bildirilmiştir [38]. Enerji hasadı uygulamaları için kompakt bir çift bantlı üçgen şekilli DGS bant durdurucu filtre üretilmiştir [39]. Taban iletkenin kazınan yapıların boyut ve şekilleri değiştirilerek, mikroşerit filtrenin rezonans frekansının kontrol edildiği çalışmalar yapılmıştır [40, 41].

Bu tezin yedinci bölümünde sunulan bant söndüren filtre tasarımında, DGS tekniği ve (Defected Microstrip Structure-DMS) tekniği birlikte kullanılmıştır. DMS, iletim hattındaki iletken yapıdan belirli boyutta şekillerin kazınmasıyla gerçekleştirilir ve yavaş dalga etkisi (slow wave effect) sergiler [42]. Bant durdurma özellikleri ve seçicilik davranışları DGS'ye benzerdir, ancak taban iletkeninde herhangi bir hasar yoktur. DGS tekniğinin aksine, bu teknikte mikroşerit uzunluğu değiştiğinde DMS yapısının frekans yanıtı hemen hemen aynıdır [43]. Praduli ve ark. 2019 yılında çift bantlı, bant söndürücü filtre oluşturmak için T-şekilli DMS ve U-şekilli DGS önermiştir [44].

Bu tez çalışması 8 bölümden oluşmuştur. İlk bölüm giriş bölümü olup tez içeriğinde yer alan konularla ilgili yapılan literatür çalışmalarını içermektedir. Diğer bölümlerde yapılan çalışmalar ana hatlarıyla aşağıda sıralanmıştır.

İkinci bölümde anten sistemleri anlatılmıştır. Başlıca bilinen anten türlerinden kısaca bahsedilmiştir. Mikroşerit antenlerin tarihsel gelişimelerden, avantajları, dezavantajları ve literatürde yapılan çalışmalar açıklanmıştır. Mikroşerit antenlerde besleme yöntemleri incelenmiştir. Geri dönüş kaybı, kazanç, verimlilik, yönlülük ve bant genişliği gibi önemli anten parametreleri açıklanmıştır. Daha sonra MIMO anten sistemleri üzerinde durulmuş ve bu konuyla ilgili yapılan çalışmalardan bahsedilmiştir.

Üçüncü bölümde genel hatlarıyla mikroşerit filtreler incelenmiştir. Temel filtre çeşitleri ve frekans tepkileri üzerinde durulmuştur. Bu tez çalışmasının konusu olan bant söndüren filtrenin, literatürde sıkça kullanılmış olan geleneksel yapısı incelenmiştir. Daha sonra filtre tasarım yöntemleri ve alt başlıkları incelenmiştir. Araya girme kaybı yöntemi ve filtre tasarım yaklaşımlarından Butterworth, Chebyshev ve Eliptik yöntemden bahsedilmiştir.

Dördüncü bölümde DGS yapısı tüm detaylarıyla anlatılmıştır. DGS'nin tarihsel gelişimi ve bu konu ile ilgili olarak yapılan ilk çalışmalardan bahsedilmiştir. Yaygın olarak kullanılan şekiller üzerinde durulmuştur. DGS yapılarının LC ve RLC eşdeğer devre modeli detaylarıyla anlatılmıştır. Çeşitli baskı devre elemanlarında DGS uygulaması incelenmiştir. Mikroşerit antenlerde DGS ile harmonik kontrolü ve DGS ile mikroşerit beslemede empedans uyumlamasından bahsedilmiştir.

Beşinci bölümde 5G uygulamaları için DGS tabanlı geniş bant tekli (single) anten tasarımı anlatılmıştır. Üç aşamalı gerçekleşen tasarımın ilk aşamasında dikdörtgen yama anten, ikinci aşamasında u-şekilli yarık (slot) anten ve üçüncü aşamasında iletken zeminde kazınan dikdörtgen yapıların etkisi incelenmiştir. Çalışmanın detaylarında geri dönüş kayıpları, akım dağılımı ve ışıma örüntüsü incelenmiştir Anten CST elektromanyetik analiz programı kullanılarak tasarlanmış, üretilip sonuçları analiz edilmiştir. Daha sonra aynı anten yapısı kullanılarak dizi anten tasarımı yapılmış ve ortak etkileşimi incelenmiştir. Tasarlanan dizi antenin (Specific Absorption Rate-SAR) analizi simülasyon ortamında yapılmıştır.

Altıncı bölümde bu tekli antenle aynı frekans aralıklarında çalışabilecek bir monolitik mikrodalga devresi (Monolithic Microwave Integrated Circuit-MMIC) düşük gürültülü yükselteç (Low Noise Amplifier-LNA) tasarımı yapılmıştır. 70 nm OMMIC DOO7IH kullanılarak üç aşamalı Ka bant MMIC LNA tasarlanmıştır. Tasarım Keysight ADS Momentum kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Çalışmada sistemin stabilizasyon ve doğrusallık analizi yapılmıştır ve literatürdeki çalışmalarla performans karşılaştırılması yapılmıştır.

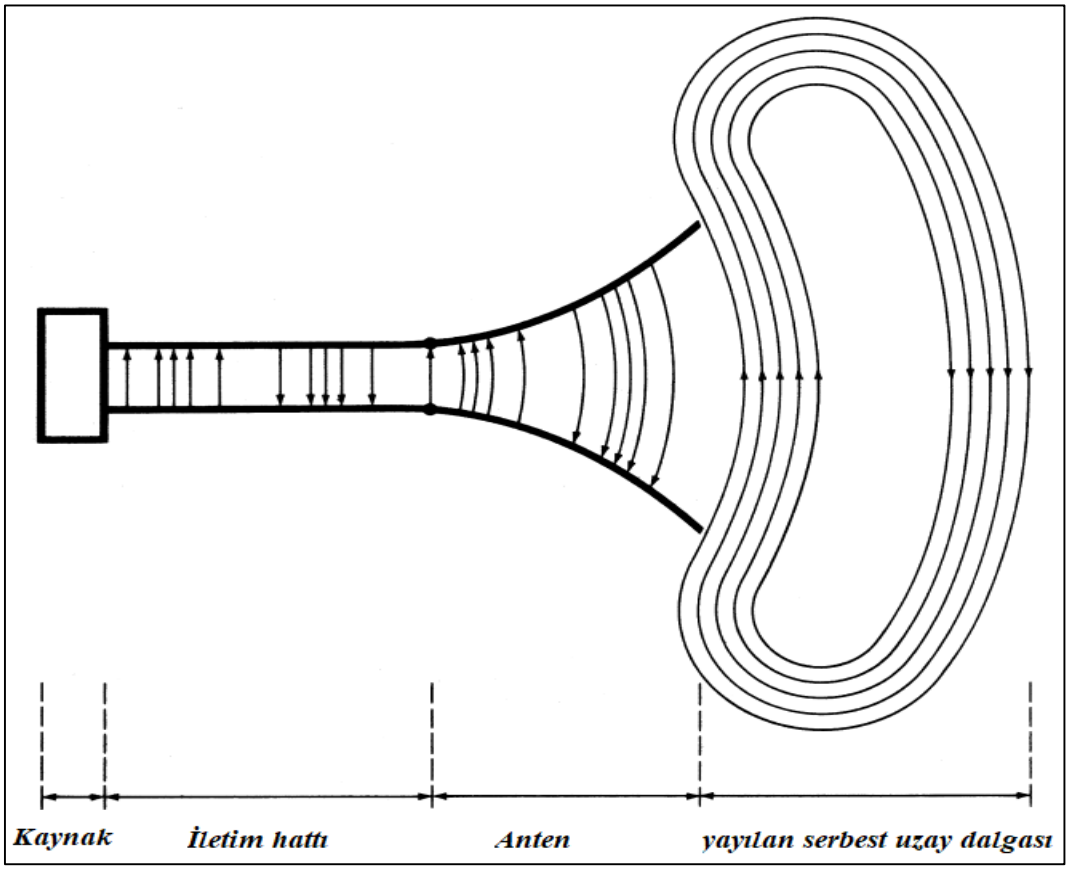
Yedinci bölümde X-bant uygulamalarında kullanılmak üzere özgün bir kompakt mikroşerit bant söndüren filtre (BSF) tasarlanmıştır. Literatürde bu konu ile ilgili yapılmış çalışmalar incelenmiş ve bant söndürme performans özellikleri bakımından onlara üstünlük sağlayacak bir tasarım üzerinde durulmuştur. Yapıda DGS ve DMS teknikleri kombine bir şekilde

beraber kullanılmıştır. Frekans alanında parametrik çalışmalar yapılmış ve boyutlar optimize edilmiştir. Çalışmada RLC temelli eşdeğer devre modeli geliştirilmiş ve her bir devre elemanı teorik olarak hesaplanmıştır. Üretilen tasarımın ölçümleri yapılmış ve sonuçlar literatürdeki çalışmalarla karşılaştırılmıştır.

Sekizinci bölümde, milimetre dalga frekanslarında çalışabilen, 4 elemanlı bir MIMO anten tasarımı sunulmaktadır. Çalışmada izlenen tasarım metodolojisi incelenmiştir. Tasarım adımları, tercih edilen DGS yapısı ve kullanılan yansıtıcı katman tekniği yapılan parametrik çalışmalar eşliğinde anlatılmıştır. MIMO anten tasarımlarında çok önemli bir yeri olan kazanç, bant genişliği ve izolasyon parametrelerine odaklanılmıştır. Her bir parametre kendi içerisinde analiz edilmiştir. Daha sonra üretilen antenin ölçüm performansı incelenmiş ve benzetim çalışmasıyla karşılaştırması yapılmıştır. MIMO sistem analizinde önemli olan zarf korelasyon katsayısı ve çeşitleme kazancı hesaplanmıştır. Elde edilen tüm veriler, literatürdeki çalışmalarla karşılaştırılmıştır.

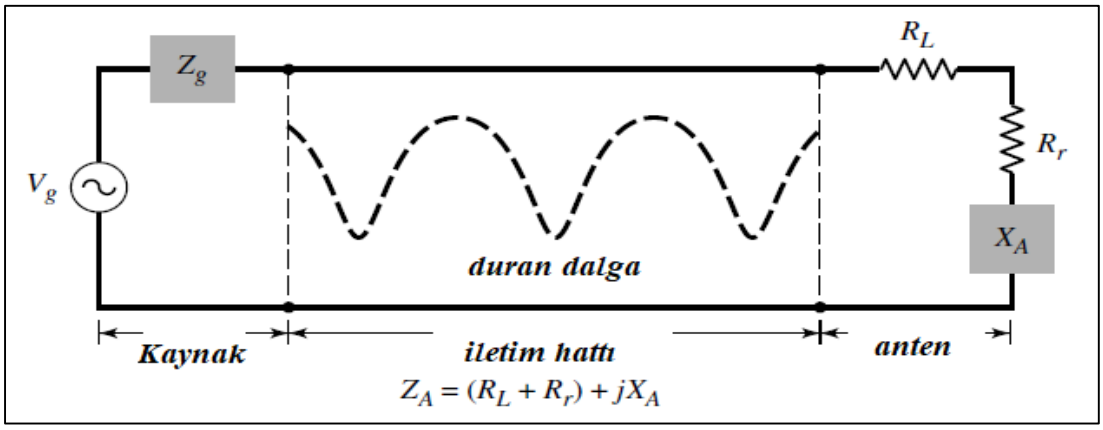
2. ANTENLER

Anten en genel tanımıyla radyo dalgalarını yaymak veya almak için kullanılan metalik bir çubuk veya tel olarak tanımlanır. Farklı bir ifadeyle anten, Şekil 2.1'de gösterildiği gibi, dalgayı ileten bir kılavuz yapı (iletim hattı) ile boş uzay arasındaki geçiş yapısıdır. İletim hattı, koaksiyel hat veya içi boş bir boru (dalga kılavuzu) şeklini alabilir ve elektromanyetik enerjiyi verici kaynaktan antene veya antenden alıcıya taşımak için kullanılır. İlk durumda bir verici anten, ikinci durumda ise bir alıcı anten olmuş olur [45].



Şekil 2 1. Basit anten yapısı

Şekil 2.1'deki anten sisteminin iletim modundaki Thevenin eşdeğer devresi Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Bu devrede kaynak ideal bir jeneratördür. İletim hattının karakteristik empedansı Zg'dir. Bu devrede anten, iletime hattına bağlı bir $Z_A = (R_L + R_r) + jX_A$ yükü olarak tanımlanabilir. Burada yük direnci R_L, antenin iletim kayıpları ve dielektrik kayıplarını temsil etmek için kullanılırken, ışıma direnci olarak adlandırılan Rr, anten ışımasını temsil etmek için kullanılır. Reaktans X_A, antenin yaptığı ışımaya ait empedansın sanal kısmını temsil etmek için kullanılır [45].



Şekil 2.2. Anten yapısının Thevenin eşdeğer devresi

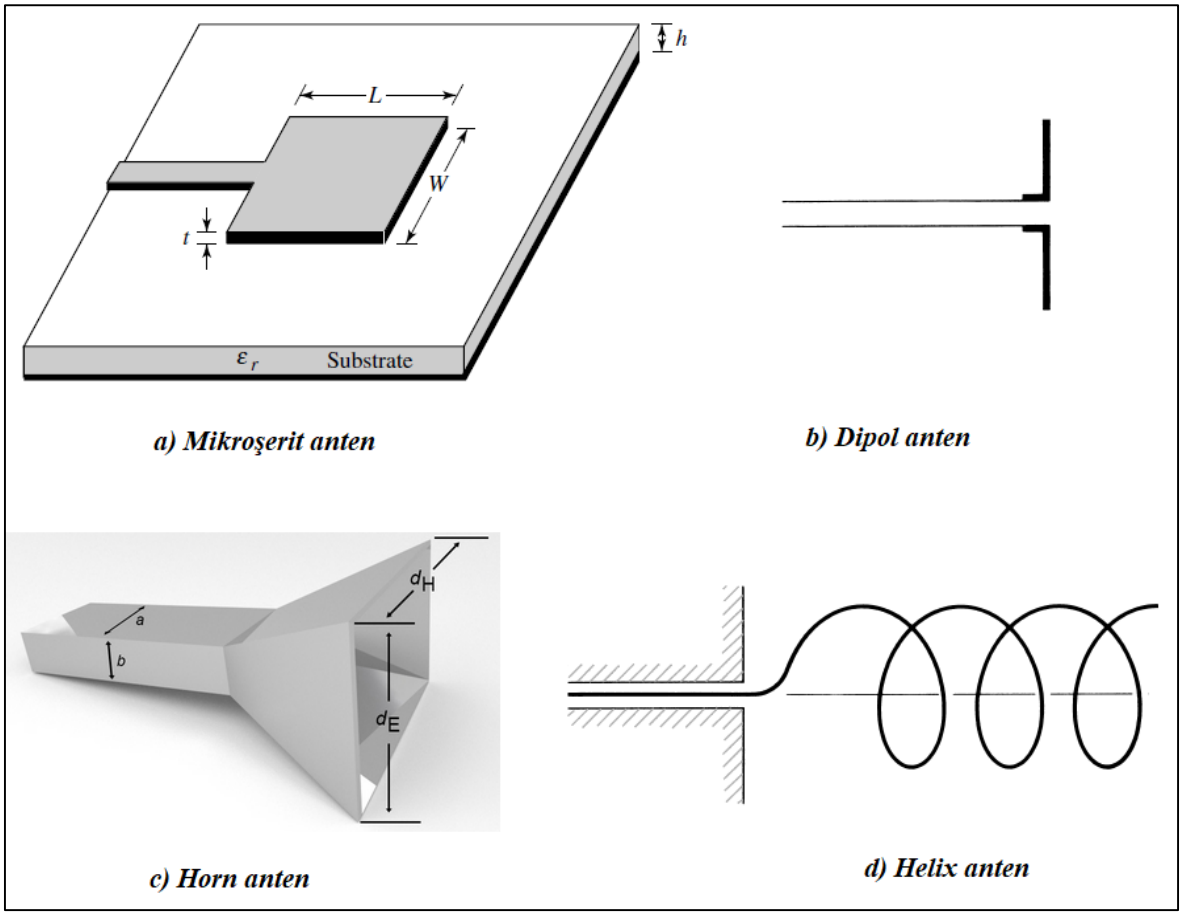
İdeal koşullarda, kaynak tarafından üretilen enerjinin tamamı ışıma direnci R_r' ye aktarılmalıdır. Ancak, pratikte anten ile iletim hattı arasındaki uyumsuzluktan dolayı iletken ve dielektrik kaynaklı kayıplar meydana gelir. Yansıyan dalgalar, kaynaktan antene doğru ilerleyen dalgalarla birlikte, iletim hattında duran dalgalar oluştururlar.

Tipik bir duran dalga örüntüsü Şekil 2.2'de kesikli olarak gösterilmiştir. Duran dalganın maksimum alan yoğunlukları yeterince büyükse, iletim hatlarında kavislenmeye neden olabilirler. İletim hattı, anten ve duran dalgalardan kaynaklanan kayıplar istenmeyen bir durumdur. Düşük kayıplı iletim hatları seçilerek, hattan kaynaklanan kayıplar en aza indirilebilir.

Şekil 2.2'de verilen antenin kayıpları R_L rezistansı düşürülerek azaltılabilir. Antenin (yükün) empedansı ile hattın karakteristik empedansı uyumlandırılarak duran dalgalar azaltılabilir ve hattın enerji depolama kapasitesi en aza indirilebilir. Kaynağın bir alıcı ile değiştirildiği alıcı modunda anten sistemini temsil etmek için Şekil 2.2'dekine benzer bir eşdeğer kullanılır. İletim hattı eşdeğerinin diğer tüm parçaları aynı kalır. Işıma direnci R_r, alıcı modda, enerjinin serbest uzay dalgasından antene transferini temsil etmek için kullanılır [45].

Kablosuz iletişim sistemleri için anten en kritik bileşenlerden biridir. İyi bir anten tasarımı, sistem gereksinimlerini karşılayabilir ve sistem performansını iyileştirebilir. Gelişmiş kablosuz haberleşme sistemlerinde antenler enerji alıp vermek dışında yönlü bir cihaz olarak da hizmet vermektedirler. Bu durumda, ortam gereksinimini karşılamak şu ana kadar anlatılan ilkel metal parçasından sıyırılıp farklı biçimler almalıdır. Literatürde yaygın olarak kullanılan birçok anten türü vardır. Bunlardan en bilinenleri Şekil 2.3' de verilen mikroşerit

yama anten, tel anten, horn anten, dipol anten, dizi anten ve helix antenlerdir. Bir sonraki alt başlıkta, bu tezin konusunu oluşturan mikroşerit antenler detaylı olarak anlatılmıştır.



Şekil 2.3. Yaygın olarak kullanılan çeşitli anten yapıları

2.1. Mikroşerit Antenler

Mikroşerit antenlerle ilgili yapılan ilk çalışma 1950'lerin başında Deschamp tarafından gerçekleştirilmiştir. 5 yıl sonra Fransa'da patent çalışmaları yapılmış ve mikroşerit antenin patenti alınmıştır. Daha sonraki geçen 15 yılda, bu konu giderek popülerlik kazanmış ve yıllar içerisinde yapılan çalışma sayısı giderek artmıştır [46, 47].

Boyut, ağırlık, maliyet, performans, kurulum kolaylığı ve aerodinamik yapının kısıtlamalar getirdiği yüksek performanslı uçak, uzay aracı, uydu ve füze uygulamalarında düşük profilli antenler gereklidir. Bu gereksinimleri karşılamak için mikroşerit antenler kullanılarak uzay mekikleri ve füzeler için yüzeye monte edilebilen antenler gerçekleştirilmiştir [48].

Bu antenler düşük profillidir, düzlemsel ve düzlemsel olmayan yüzeylere uygundur, modern baskı devre teknolojisi kullanılarak üretimi basit ve ucuzdur, sert yüzeylere monte edildiğinde mekanik olarak sağlamdır, MMIC tasarımlarıyla uyumludur. Ek olarak, yama ile taban iletkeni (ground) arasına pinler ve varaktör diyotlar gibi yapılar eklenerek, değişken rezonans frekansı, empedans, polarizasyon ve örüntüye sahip uyarlanabilir elemanlar tasarlanabilir [49- 51].

Mikroşerit antenlerin başlıca operasyonel dezavantajları, düşük verimlilikleri, düşük güçleri, yüksek kalite fakötrü (Q), zayıf polarizasyon, zayıf tarama performansı ve çok dar frekans bant genişliği olması olarak sıralanabilir. Ancak bazen güvenlik uygulamaları gibi dar bant genişliğinin istendiği sistemlerde vardır. Bununla birlikte, verimliliği (yüzey dalgaları dahil edilmezse yüzde 90'a kadar) ve bant genişliğini (yaklaşık yüzde 35'e kadar) genişletmek için kullanılabilecek, alttaş (substrate) yüksekliğini artırmak gibi yöntemler vardır [52]. Ancak, alttaş yüksekliği arttıkça arzu edilmeyen yüzey dalgaları eklenir ki bu durum toplam ışıma gücünü azaltır. Yüzey dalgaları alttaş içinde hareket eder, dielektrik ve taban iletkeninde [53-57] saçılırlar böylece antenin örüntü ve polarizasyon özelliklerinde bozulmalara sebep olurlar. [58] ve [59]'da yapılan çalışmalarda yüzey dalgaları, boşluklar kullanılarak geniş bant özellikleri değişmeden elimine edilmiştir. Literatürde bant genişliğini artırmak için mikroşerit elemanların katmanlar halinde sıralanması gibi bazı yöntemler kullanılmıştır [60-62].

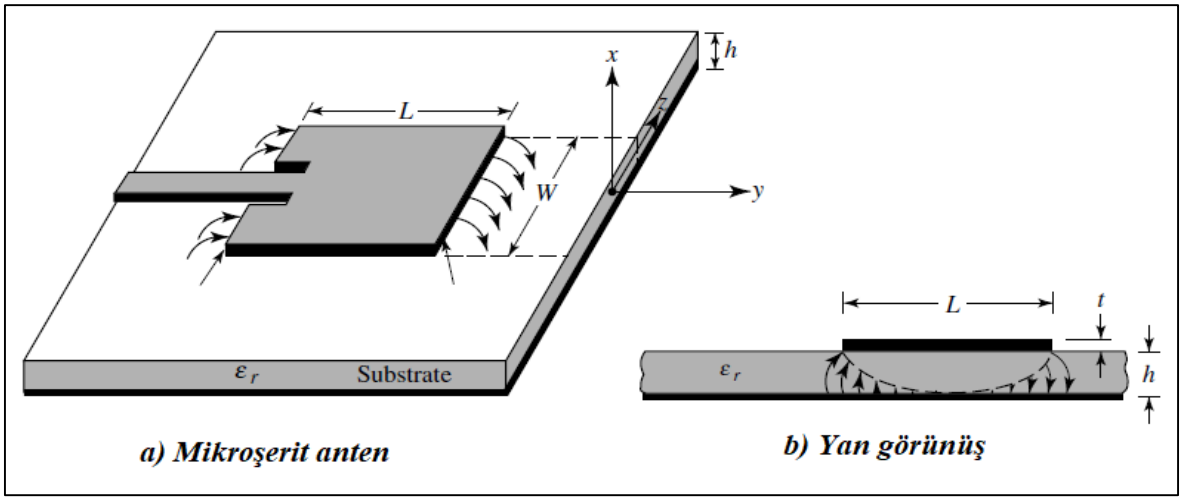
Literatürde yama geometrisinden bağımsız olarak besleme teknikleri üzerinde çalışılmalarda yapılmıştır. Örneğin koaksiyel besleme tekniğinin bant genişliğini artırmakta olumlu sonuçlar verdiği görülmüştür [63].

Antenin yamayı beslediği noktadan yarık açma tekniği kullanılarak mobil telefon sistemi için çoklu standartlarda mikroşerit anten tasarımları yapılmıştır. Bu çalışmalar sonunda üç farklı frekans bandında çalışabilen çoklu bant anten tasarımı gerçekleştirilmiştir [64].

2.2.1. Mikroşerit antenlerin temel özellikleri

Mikroşerit antenler üç katmandan meydana gelirler. En üst katmanda çok ince bir iletken metalik şerit vardır. Bu şeridin kalınlığını t olarak tanımlanırsa $t << \lambda_0$' dır. Hemen altında alttaş vardır. Alttaş "h" kalınlığında olup $0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$ olarak tanımlanabilir.

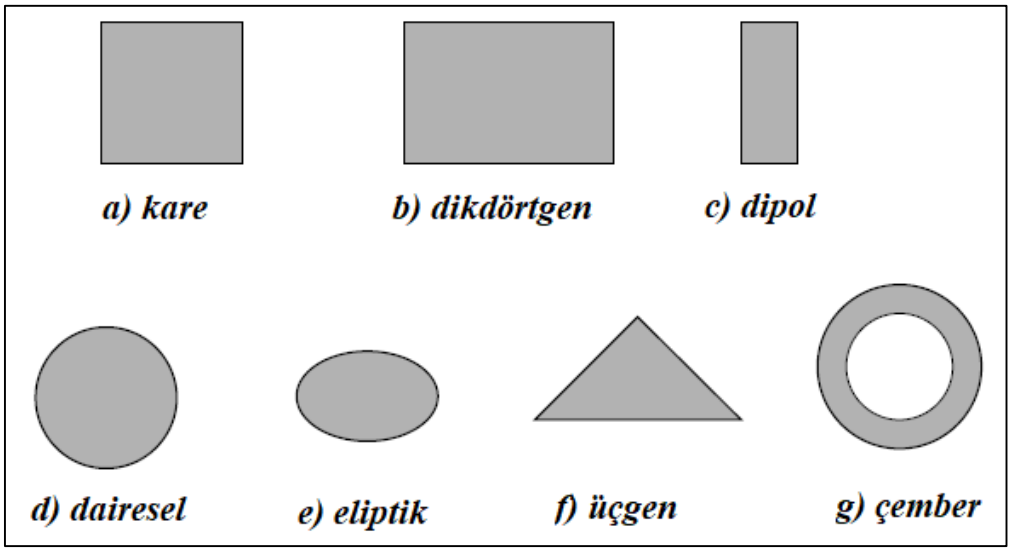
Dikdörtgen bir yama anten için eleman uzunluğu olan “L” genelde $\frac{\lambda_0}{3}$ < L <$\frac{\lambda_0}{2}$ olarak tanımlanır. Alttaşın altında tıpkı iletken yama gibi çok ince bir kalınlığı olan taban iletkeni vardır. Şekil 2.4’de bu yapının görselleri verilmiştir.



Şekil 2.4. Mikroşerit anten üstten ve yandan görünüşü

Mikroşerit antenlerin tasarımı için kullanılabilecek çok sayıda alttaş vardır ve bunların dielektrik sabitleri genellikle 2.2 < ε_r < 12 aralığındadır. İyi bir anten performansı elde etmek için, dielektrik sabiti bu aralığın alt sınırına yakın değerler olan kalın alttaşlar tercih edilir. Mikrodalga tasarımları için genelde daha yüksek dielektrik sabitleri olan ince alttaş arzu edilir, çünkü bunlar istenmeyen ışımayı ve ortak etkileşimi en aza indirmeye yardımcı olurlar ve antenlerin daha küçük eleman boyutlarında tasarımlarına izin verirler, ancak buna karşılık verimleri azdır ve nispeten daha küçük bant genişliklerine sahiptirler [52]. Mikroşerit antenler genellikle diğer mikrodalga devrelere entegre edildiğinden, anten performansı ile devre tasarımı arasında bir uyum olması gereklidir.

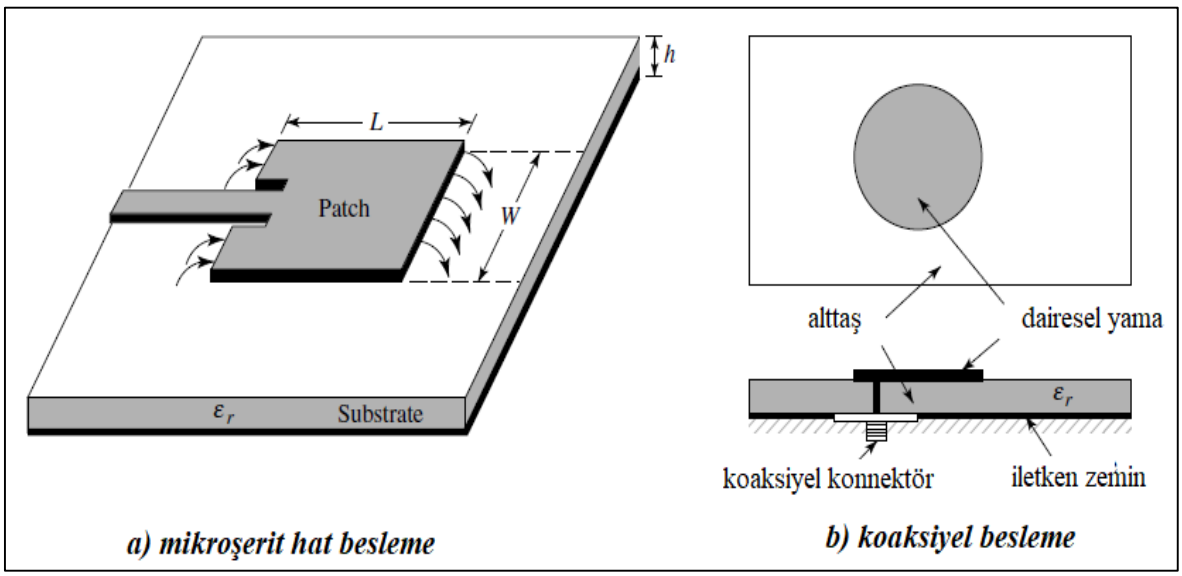
Antenin yama yapısı kare, dikdörtgen, ince şerit (dipol), dairesel, eliptik, üçgen veya başka herhangi bir konfigürasyon olarak tasarlanabilir. Bunlar ve diğer sık kullanılan yama türleri Şekil 2.5'de gösterilmiştir. Kare, dikdörtgen, şerit ve dairesel yama antenler, analiz, üretim kolaylığı ve iyi ışıma özellikleri nedeniyle en yaygın kullanılan türlerdir [65-68].



Şekil 2.5. Yaygın olarak kullanılan yama türleri

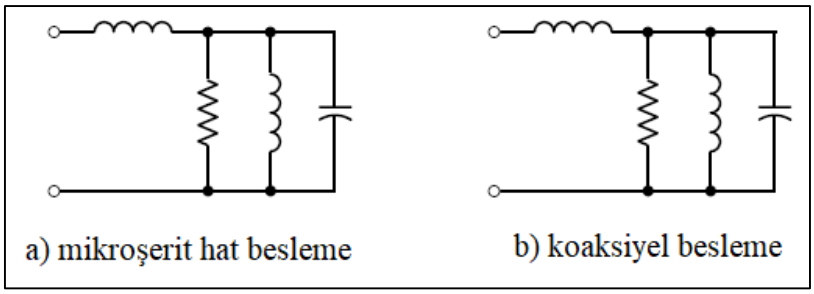
2.2.2. Mikroşerit antenlerde besleme yöntemleri

Daha önceki bölümde bahsedildiği gibi mikroşerit antenlerin düşük maliyetleri, kullanılacak zemine kolaylıkla uyum sağlamaları, hafif olmaları ve kolay üretilmeleri gibi avantajlı özelliklerinin yanında güç kapasitesinin ve kazançlarının düşük olmaları, bant genişliğinin dar olması gibi dezavantajları da vardır. Bu nedenle mikroşerit antenlerde besleme teknikleri anten performansını direkt etkiler. Bu amaçla literatürde çeşitli besleme yöntemleri üzerinde çalışılmıştır. En popüler iki yöntem, mikroşerit hat besleme ve koaksiyel (eşeksenli) prob beslemedir [69-70]. Bunlar Şekil 2.6'da gösterilmektedir.



Şekil 2.6. Mikroşerit anten besleme türleri

Mikroşerit hat ve koaksiyel besleme şekillerinin eşdeğer devreleri Şekil 2.7'de verilmektedir. Mikroşerit besleme hattı iletken bir şerittir ve genellikle yamaya kıyasla daha dar genişliktedir. Mikroşerit hat beslemenin modellemesi oldukça basittir. Ancak alttaş kalınlığı arttıkça, yüzey dalgaları ve parazit ışımalar artar, bu da pratikte bant genişliğinin büyüklüğünü %2 - %5 ile sınırlar.



Şekil 2.7. Mikroşerit hat besleme türlerinin eşdeğer devreleri

Koaksiyel besleme türünde koaksiyel silindirin iç iletkeni antenin yama iletkenine, koaksiyel silindirin dış iletkeni ise antenin taban iletkenine bağlanır. Koaksiyel prob beslemede yük ile empedans uyumlaması kolaydır ve düşük parazit ışımalara neden olur.

Koaksiyel besleme yönteminin avantajları arasında;

- Empedans değerini seçebilme,
- İstenen modda ışıma yapabilme,
- Giriş empedans değerinin uyumlanabilmesi,
- Besleme noktası pozisyonunu belirleyebilme yer almaktadır.

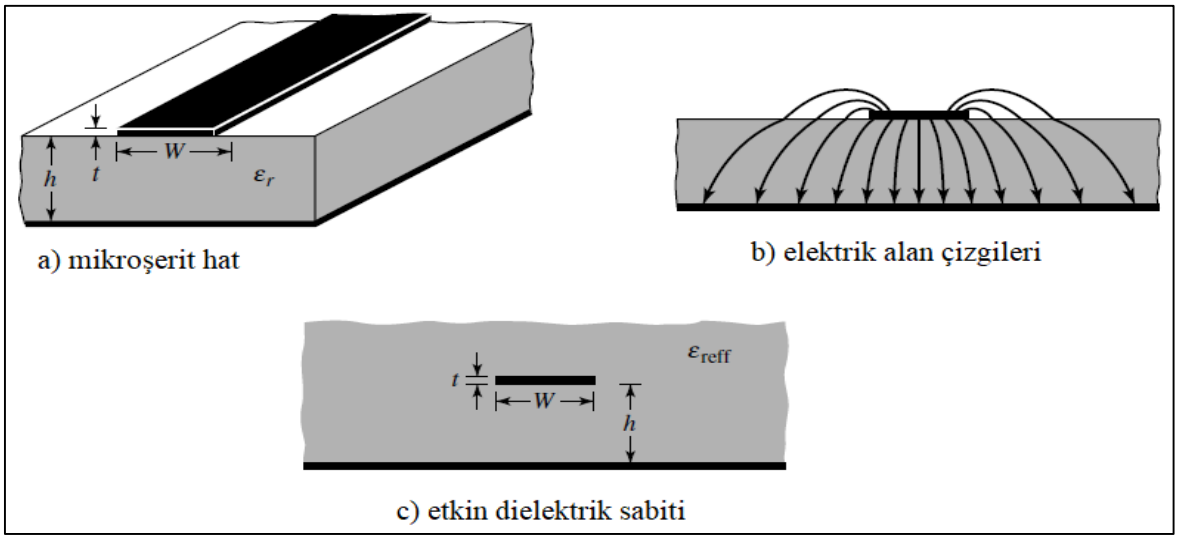
Koaksiyel besleme yönteminin dezavantajları ise;

- Yalıtkan tabanda delik açılması,
- Uyumlandırma problemi,
- Çok sayıda lehimleme noktasına duyulan ihtiyaçtan dolayı üretim aşamasında bir takım zorluklara neden olabilmesidir [1].

2.2.3. Mikroşerit antenlerde iletim hattı modeli

Mikroşerit antende yamanın boyutları uzunluk ve genişlik boyunca sonlu olduğundan, daha önce Şekil 2.4'de verildiği gibi yamanın kenarlarındaki alanlar saçılmalara uğrar. Saçılma miktarı, yamanın boyutlarının ve alttaş yüksekliğinin bir fonksiyonudur. Temel E-düzlemi (xy-düzlemi) için saçılma, L yamasının uzunluğunun alttaş yüksekliğine (L/h) oranının bir fonksiyonudur. L/h >>1 ise saçılma azalır, ancak antenin rezonans frekansını etkilediği dikkate alınmalıdır.

Şekil 2.8 (a)'da verilen bir mikroşerit hattı için, tipik elektrik alan çizgileri Şekil 2.8 (b)'de gösterilmektedir. Bu, alttaş ve havadan yani iki dielektrikten oluşan homojen olmayan bir çizgidir. Görüldüğü üzere, elektrik alan çizgilerinin çoğu alttaşta bulunur ve bir kısmı havada bulunur. W/h >>1 ve ε_r >>1 koşulunda elektrik alan çizgileri çoğunlukla alttaşta yoğunlaşır. Bu durumda saçılma, mikroşerit hattın fiziksel boyutlarına kıyasla elektriksel olarak daha geniş görünmesini sağlar. Bazı dalgalar alttaş içinde ve bazıları havada hareket ettiğinden, saçılmayı ve hattaki dalga yayılımını hesaba katmak için etkin dielektrik sabiti ε_{reff} kullanılır. Etkin dielektrik sabitini anlamak için, orijinal boyutları ve taban iletkeni üzerindeki yüksekliği ile mikroşerit hattının merkez iletkeninin Şekil 2.8 (c)'de gösterildiği gibi bir dielektrik içine gömüldüğü varsayılır. Etkin dielektrik sabiti, düzgün dielektrik malzemenin dielektrik sabiti olarak tanımlanır, böylece Şekil 2.8(c)'deki çizgi, Şekil 2.8 (b)'deki gerçek çizgiyle aynı elektriksel özelliklere ve yayılma sabitine sahiptir.

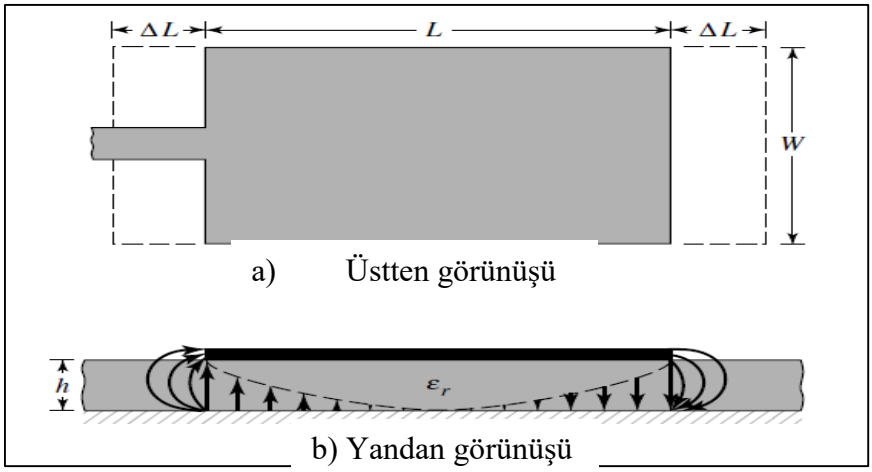


Şekil 2.8. Mikroşerit hat ve elektrik alan çizgileri

Düşük frekanslar için etkin dielektrik sabiti esasen değişmemektedir. Orta frekanslarda, değeri artmaya başlar ve sonunda alttaşın dielektrik sabitinin değerlerine yaklaşır. Düşük frekanslarda etkin dielektrik sabitinin başlangıç değerleri Eş. 2.1' den hesaplanır [71].

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r+1}{2}\left[1+12\frac{h}{W}\right]^{-1/2} \tag{2.1}$$

Burada ε_r bağıl dielektrik sabitidir. Saçılma etkisi nedeniyle, mikroşerit antenin yaması elektriksel olarak fiziksel boyutlarından daha büyük görünür. Bu büyüklük Şekil 2.9'da gösterildiği gibi dielektrik sabitinin bir fonksiyonudur ve Eş. 2.2'den hesaplanır [72].



Şekil 2.9. Dikdörtgen mikroşerit yapının etkin ve fiziksel uzunlukları

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412\frac{(\varepsilon_{reff}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\varepsilon_{reff}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)} \tag{2.2}$$

Yamanın uzunluğu her iki tarafta ΔL ile uzatıldığından, yamanın etkin uzunluğu artık Eş. 2.3 deki gibi olur.

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \tag{2.3}$$

Baskın TM_{010} modu için, mikroşerit antenin rezonans frekansı, uzunluğunun bir fonksiyonudur ve Eş.2.4'den hesaplanır.

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu_0\,\varepsilon_0\,\varepsilon_r}} = \frac{V_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.4}$$

Burada, μ_0 boşluğun geçirgenlik sabiti, ε_0 boşluğun dielektrik sabiti ve V_0 ışığın boşluktaki hızıdır. Eş. 2.4 saçaklanmayı hesaba katmadığı için kenar etkilerini içerecek şekilde eşitlik genişletilir ve Eş. 2.5 ve Eş. 2.6 kullanılarak hesaplanabilir.

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_{reff}\,\mu_0\,\varepsilon_0}} = \frac{1}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{reff}\,\mu_0\,\varepsilon_0}} = q\,\frac{V_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.5}$$

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}} \tag{2.6}$$

Burada q faktörü, saçılma faktörü (uzunluk azaltma faktörü) olarak adlandırılır. Alttaş yüksekliği arttıkça, saçılma da artar. Buraya kadar açıklanan ifadelerden faydalanarak, dikdörtgen mikroşerit antenlerin tasarımı için pratikte uygulanabilecek bir prosedür ortaya çıkarılabilir. Buna göre;

- Öncelikle uygun ışıma yapacak yama genişliğini bulmak için Eş. 2.7'den faydalanılır.

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}} = \frac{V_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}} \tag{2.7}$$

- Eş. 2.1 kullanılarak mikroşerit antenin etkin dielektrik sabiti belirlenir.
- Eş.2.7' den bulunan W değeri kullanılarak, Eş. 2.2'den ΔL uzunluğu belirlenir.
- Yamanın gerçek uzunluğu artık Eş. 2.8'den L için çözülerek belirlenir.

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{reff}\,\mu_0\,\varepsilon_0}} - 2\Delta L \tag{2.8}$$

2.2.4. Mikroşerit anten parametreleri

İdeal bir anten tasarlamak için yapılandırmayı tanımlayan bazı parametrelere ihtiyaç duyulur. Mikroşerit dikdörtgen yama anteninin tasarım parametreleri;

- Geri dönüş kaybı,
- Kazanç ve yönlülük,
- Verim ve kalite faktörü,
- Bant genişliği,
- Polarizasyon,

- Işıma yoğunluğu,
- Giriş empedans uygunluğu olarak sıralanabilir.

Geri dönüş kaybı

Bunun için öncelikle saçılma parametreleri anlaşılmalıdır. Saçılma parametreleri (S-parametreleri), bir elektrik sistemindeki portlar arasındaki giriş-çıkış ilişkilerini tanımlar. Spesifik olarak yüksek frekansta, belirli bir ağı gerilim veya akım ifadesi yerine dalgalar cinsinden tanımlanır. Bu nedenle S-parametrelerinin hesaplanmasında güç dalgaları kullanılır.

Kaynağa geri yansıyan ışık miktarının ölçümüne geri dönüş kaybı denir ve desibel (dBs) cinsinden ifade edilir. Geri dönüş kaybı (*RL*), iletim hattındaki bir süreksizlik nedeniyle sinyal yansıması veya geri dönüşü nedeniyle sinyal gücünün kaybı olarak tanımlanabilir. Bu empedans uyumsuzluğu, hat üzerinde yerleştirilmiş bir cihazla veya sonlandırma yükü nedeniyle olabilir. Yansıma katsayısı sıfır ve geri dönüş kaybı sonsuz ise verici ve anten arasında mükemmel bir uyumlama olur ve güç tamamen yüke aktarılır [73].

Geri dönüş kaybı kaynaktan antene gelen gücün ($P_{giriş}$), yansıyan güce oranı ($P_{yansıyan}$) olarak ifade edilir. İyi bir güç transferi için yansıyan gücün, giriş gücüne oranının minimum olması gerekir. Geri dönüş kaybının matematiksel ifadeleri Eş. 2.9, Eş.2.10, Eş.2.11 ve Eş. 2.12' de verilmiştir.

$$RL = 10log_{10}\frac{P_{yansıyan}}{P_{giriş}} \tag{2.9}$$

$$RL = -20log_{10}|\Gamma| \tag{2.10}$$

$$RL = -20log_{10}\left|\frac{VSWR-1}{VSWR+1}\right| \tag{2.11}$$

$$RL = -20log_{10}\left|\frac{Z_L-Z_0}{Z_L+Z_0}\right| \tag{2.12}$$

Burada Γ, yansıma katsayısını; VSWR, gerilim duran dalga oranını (Voltage Standing Wave Ratio), Z_L yük empedansını ve Z_0 antene bağlanan iletim hattının karakteristik empedansını temsil etmektedir [45].

Kazanç ve yönlülük

Yönlülük, belirli bir yönde bir antenin ışıma modelinin yoğunluğunun ölçüsüdür. Yönlülük dB cinsinden ifade edilir ve ne kadar yüksek olursa, bir anten tarafından yayılan ışıma o kadar odaklanmış olur. Yüksek bir yönlülük, ışının daha uzağa gideceği anlamına da gelir. Anten kazancı ve yönlülük birbiriyle ilişkilidir. Yönlülük ifadesi Eş. 2.13' de verilmiştir.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \tag{2.13}$$

Eğer belirli bir yön tanımlanmamış ise maksimum yönlülük, Eş. 2.14'deki gibi tanımlanır.

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \tag{2.14}$$

Burada;

- D, yönlülük (boyutsuz)
- D_0, maksimum yönlülük (boyutsuz)
- U, ışıma şiddeti (W/birim kat açısı)
- U_{max}, maksimum ışıma şiddeti (W/birim kat açısı)
- U_0, yön bağımsız kaynağın ışıma şiddeti (W/birim katı açı)
- P_{rad} , toplam ışıyan güç (w) olarak tanımlanır [45].

Küresel bir koordinat sistemi için, bir antenin ortogonal θ ve φ bileşenleri için toplam maksimum yönlülüğü Eş. 2.15' deki gibi ifade edilir.

$$D_0 = D_\theta + D_\emptyset \tag{2.15}$$

Burada D_θ ve $D_\emptyset$'yi Eş. 2.16 ve Eş. 2.17' deki gibi ifade edilir.

$$D_\theta = \frac{4\pi\, U_\theta}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\emptyset} \quad (2.16)$$

$$D_\emptyset = \frac{4\pi\, U_\emptyset}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\emptyset} \quad (2.17)$$

Burada U_θ, θ alan bileşeninde bulunan belirli bir yöndeki ışıma yoğunluğunu, $U_\emptyset$, $\emptyset$ alan bileşeninde bulunan belirli bir yöndeki ışıma yoğunluğunu ifade etmektedir.

Anten kazancı, genel olarak antenin teorik bir antene kıyasla herhangi bir yönde daha fazla veya daha az ışıma yeteneği olarak ifade edilebilir. Bir anten mükemmel bir küre olarak yapılabilseydi, her yöne eşit olarak ışıma yapardı. Böyle bir anten teorik olarak izotropik anten olarak adlandırılır ve gerçekte mevcut değildir. Bir izotropik kaynağın tepe ışıması yönünde ne kadar güç ilettiği, antende kazancın tanımını verir [73].

Başka bir ifadeyle bir antenin kazancı (*G*), "belirli bir yöndeki ışıma yoğunluğunun, anten tarafından kabul edilen gücün izotropik olarak yayılması durumunda elde edilecek ışıma yoğunluğuna, oranı olarak tanımlanır. İzotropik olarak yayılan güce karşılık gelen ışıma yoğunluğu, anten tarafından kabul edilen gücün 4π'ye bölümüne eşittir. Işıma

$$G = 4\pi\, \frac{ışıma\ şiddeti}{toplam\ giriş\ gücü} = 4\pi\, \frac{U(\theta,\emptyset)}{P_{giriş}} \quad (2.18)$$

Burada $U(\theta,\emptyset)$ ışıma şiddeti olarak ifade edilir. Çoğu durumda, "belirli bir yöndeki güç kazancının, referans antenin referans yönündeki güç kazancına oranı" olarak tanımlanan nispi kazanç olarak değerlendirilir. Güç girişi her iki anten için de aynı olmalıdır. Referans anten genellikle bir dipol, horn veya kazancı hesaplanabilen veya bilinen herhangi bir başka antendir. Ancak çoğu durumda referans anten kayıpsız bir izotropik kaynaktır. Böylece Eş. 2.19' deki eşitlik yazılabilir.

$$G = \frac{4\pi U(\theta,\emptyset)}{P_{giriş}(kayıpsız\ izotropik\ kaynak)} \quad (2.19)$$

Yön belirtilmediğinde, güç kazancı genellikle maksimum ışıma yönünde alınır. Toplam yayılan güç ($P_{ışıma}$) ile toplam giriş gücü ($P_{giriş}$) arasında Eş. 2.20'deki ilişki vardır.

$$P_{ışıma} = e_{cd} P_{giriş} \quad (2.20)$$

Burada e_{cd} verim olarak tanımlanır. Kazanç ifadesini son olarak Eş 2.21'deki gibi ifade edebiliriz.

$$G(\theta,\emptyset) = e_{cd}\left[4\pi \frac{U(\theta,\emptyset)}{P_{rad}}\right] \quad (2.21)$$

Verim ve kalite faktörü

Bir antenin verimliliği, antenden yayılan gücün, antenin giriş gücüne oranı olarak ifade edilir. Yüksek verimli bir anten, antenin girişinden gelen gücün büyük bir çoğunluğunu ışır. Düşük verimli bir antende ise gelen gücün çoğu anten içinde kayıp olarak erir veya empedans uyumsuzluğundan dolayı yansır. Anten verim ifadesi Eş. 2.22'de verilmiştir.

$$e = \frac{P_{ışıma}}{P_{giriş}} \quad (2.22)$$

Burada $P_{ışıma}$ antenden ışıyan gücü, $P_{giriş}$ ise antene verilen gücü temsil etmektedir. Verim, ayrıca, kalite faktörü Q cinsinden Eş. 2.23'deki gibi ifade edilir. [45].

$$e = \frac{1/Q_{ışıma}}{1/Q_{toplam}} = \frac{Q_{toplam}}{Q_{ışıma}} \quad (2.23)$$

Burada; Q_{toplam} toplam kalite faktörünü, $Q_{ışıma}$ ise ışıma kayıplarından kaynaklı oluşan kalite faktörünü tanımlar. Buradan hareketle toplam kalite faktörü ifadesi Eş. 2.24'te verilmiştir.

$$\frac{1}{Q_{toplam}} = \frac{1}{Q_{ışıma}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (2.24)$$

Bu eşitlikte Q_c, iletken kayıplarından kaynaklanan kalite faktörünü; Q_d, dielektrik kayıplarından kaynaklanan kalite faktörünü ve Q_{sw}, yüzey dalgalarından kaynaklanan kalite faktörünü temsil etmektedir. Mikroşerit antenlerin büyük kısmının verimi, %80 – 90 arasındadır. Kalite faktörünün yaklaşık hesaplanması için kullanılan eşitlikler Eş. 2.25, Eş. 2.26 ve Eş. 2.27'de verilmiştir [45]:

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \sigma \mu} \quad (2.25)$$

$$Q_d = \frac{1}{tan\delta} \tag{2.26}$$

$$Q_{ışıma} = \frac{2\omega\epsilon_r}{hG_t/l}K \tag{2.27}$$

Burada *h*, materyalde kullanılan alttaş yüksekliğini; *f*, rezonans frekansını; *ω*, açısal frekansı; *tanδ*, alttaşın kayıp tanjantını; *σ*, iletkenliği ve *Gt/l*, birim uzunluk başına toplam iletkenliği ifade etmektedir. TM_{010} baskın modunda çalışan bir dikdörtgen mikroşerit açıklık anten için eşitlikteki diğer ifadeler Eş 2.28 ve Eş. 2.29'da verilmiştir [45].

$$K = \frac{L}{4} \tag{2.28}$$

$$\frac{G_t}{l} = \frac{G_{ışıma}}{W} \tag{2.29}$$

Bir anten ile ilgili birkaç sayıda verimlilik ifadesi vardır. Yansıma verimi ifadesi Eş. 2.30'da verilmiştir.

$$e_r = 1 - |\Gamma^2| \tag{2.30}$$

Burada Γ, anten giriş terminalindeki gerilim yansıma katsayısını ifade etmektedir. Genel olarak toplam verimlilik Eş. 2.31'de verilmiştir. Burada e_0, toplam anten verimini; e_r, yansıma verimini; e_c iletken verimini ve e_d dielektrik verimini temsil etmektedir.

$$e_0 = e_r e_c e_d \tag{2.31}$$

Genellikle e_c ve e_d değerlerinin hesaplanması zordur ve ölçüm sonucuyla elde edilirler.

Bant genişliği

Bant genişliği diğer bir önemli temel anten parametresidir. Bant genişliği, antenin istenilen şekilde enerji yayabileceği veya alabileceği frekans aralığını tanımlar. Genellikle istenilen bant genişliği, tasarlanacak olan anten özelliklerine karar vermek için kullanılan belirleyici parametrelerden biridir. Birçok anten türü genelde çok dar bant genişliğine sahiptir ve geniş bant çalışması için kullanılamaz. Bant genişliği genellikle fraksiyonel bant genişliği (Fractional Bandwidth-FBW) cinsinden belirtilir. FBW, frekans aralığının (en yüksek

frekans ile en düşük frekans değeri arasında ki fark) merkez frekansa bölümü ile bulunur. Eş. 2.32 ve 2.33'de dar bant ve geniş bant için bant genişliği ifadeleri yer almaktadır.

$$BW_{genişbant} = \frac{f_{üst}}{f_{alt}} \tag{2.32}$$

$$BW_{darbant}(\%) = 100x\left[\frac{f_{üst}-f_{alt}}{f_{merkez}}\right] \tag{2.33}$$

Bant genişliği kabul edilebilir en yüksek frekanstan, kabul edilebilir en düşük frekans çıkarılarak belirlenir. Burada kabul edilebilirliğin ölçüsü ise yaygın olarak geri dönüş kaybının -9.54 dB ve altında olduğu durumlardır. Geniş bant kavramı uluslararası standartlarda %20 olarak değerlendirilmiştir [73 -74].

Kablosuz haberleşme teknolojisinin hızla geliştiği günümüzde kablosuz çalışan cihaz sayısı ve kullanıcı sayısı da bununla orantılı olarak artmaktadır. Bu kadar kullanıcıya sağlıklı bir şekilde haberleşme hizmeti verebilmek için daha geniş bant aralıklarına ihtiyaç vardır. Milimetre dalga frekanslarına taşınmak bu çözümlerden sadece birisidir. Bir başka yöntem ise mevcut bant genişliğini verimli kullanabilmektir. Bunun için (Quality of Service- QoS) gibi standartlar geliştirilmek zorunda kalınmıştır. Bu şekilde veri trafiği kontrol altına alınmaya çalışılır [75].

Polarizasyon

Bir anten tarafından yayınlanan elektromanyetik alanda elektrik alanının güç hatları manyetik alanınınkine diktir. Her iki alan bileşenleri antenin yer yüzeyine göre olan konumuna bağlıdır. Bir elektromanyetik dalganın elektrik alan bileşeninin yönü yayının polarizasyon yönünü belirler.

Anten polarizasyonu, kablosuz veya mobil iletişim sistemleri için bir anten tasarlarken dikkat edilmesi gereken en önemli parametrelerden birisidir. Polarizasyon ifadesi anten türlerine göre farklılık gösterir. Bazı antenler dikey olarak polarize olurken bazıları yatay polarize olur. Bir anteni tasarlarken ve anten biçimine karar verirken, hangi şekilde polarize edilmesi gerektiğini anlamak önemlidir. Belirli bir polarizasyona sahip antenler, farklı bir polarizasyona sahip elektromanyetik dalga sinyallerini almada etkili olmayacaktır. Elektromanyetik dalga için polarizasyon, elektrik dalgasının titreştiği düzlemdir. Çoğu anten

için polarizasyonu belirlemek çok kolaydır. Anten elemanları ile aynı düzlemdedir. Dikey elemanlara sahip olan anten, ancak dikey olarak polarize sinyalleri en iyi şekilde alır ve benzer şekilde yatay bir anten yatay polarize sinyalleri alır. Doğrusal, dairesel ve eliptik olmak üzere üç farklı polarizasyon tipi vardır [46].

Işıma yoğunluğu

Işıma yoğunluğu, bir antenden her katı açı başına yansıyan güç olarak tanımlanır. Birimi steradyan başına watt'tır. Bu parametre, büyük mesafelerde antenin sahip olduğu bağımsız uzaklık olarak tanımlanır [46]. Işıma yoğunluğu bir uzak alan parametresidir ve ışıma yoğunluğunu mesafenin karesiyle çarparak basitçe elde edilebilir ve matematiksel olarak Eş. 2.34'deki gibi ifade edilir.

$$U = r^2 \, W_{rad} \tag{2.34}$$

Burada U, ışıma yoğunluğu (W/ birim katı açı) ve W_{rad} ışıma şiddeti (W/m^2) olarak tanımlanır. Işıma şiddeti aynı zamanda antenin uzak elektrik alan ifadesiyle ilişkilidir ve Eş. 2.35'deki gibi ifade edilir.

$$U(\theta, \emptyset) = \frac{r^2}{2\eta}|\mathbf{E}(\mathrm{r},\theta, \emptyset)|^2 \sim \frac{r^2}{2\eta}\left[|\mathrm{E}_\theta(\mathrm{r}, \theta, \emptyset)|^2 + |\mathrm{E}_\emptyset(\mathrm{r}, \theta, \emptyset)|^2\right] \tag{2.35}$$

Burada $\mathbf{E}(\mathrm{r},\theta, \emptyset)$ antenin uzak elektrik alan şiddetini ifade eder. E_θ ve $\mathrm{E}_\emptyset$ antenin uzak elektrik alan bileşenlerini ifade eder. Bu ifadeye ışıma şiddetinin dahil edilmesiyle Eş 2.36'daki toplam güç elde edilir.

$$P_{rad} = \oiint U \, d\Omega = \int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} U \, sin\theta \, d\theta \, d\emptyset \tag{2.36}$$

Burada $d\Omega$ = katı açı elemanı = $sin\theta \, d\theta \, d\emptyset$ olarak tanımlanır.

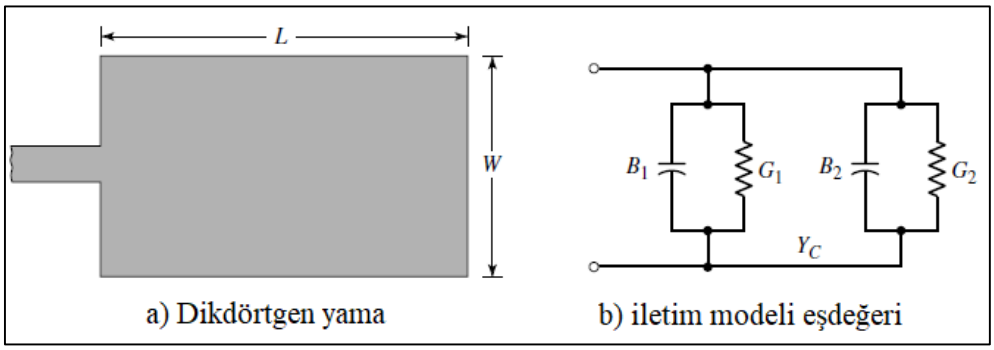
Giriş empedans uyumluluğu

Maksimum güç aktarımı teorisine göre, anten ister alıcı ister verici modda çalışsın antene ya da antende maksimum güç transferi etmek için anten empedansı ile antenin bağlı olduğu

alıcı ya da vericiyi gören empedansın, birbirleriyle karmaşık eşlenik olması gerekir. Eş. 2.37' de bu ifade verilmiştir.

$$Z_S = Z_L^* \tag{2.37}$$

Burada Z_S kaynağın empedansı, Z_L ise yük empedansı ve (*) karmaşık eşleniği ifade eder. Mikrodalga uygulamalarının çoğu 50Ω giriş empedansına göre tasarlanır, bu nedenle tasarlanacak anteni 50Ω ile eşleştirmek gerekir. Dikdörtgen mikroşerit anten için iletim hattı modeli eşdeğer devresi Şekil 2.10'da gösterilmiştir.



Şekil 2.10. Dikdörtgen mikroşerit anten için iletim hattı modeli eşdeğer devresi

Işıma yapan her yama elemanı paralel iki eşdeğer admitansa eşit olup Eş. 2.38 ile ifade edilir.

$$Y = \frac{1}{Z_L} = G + jB \tag{2.38}$$

Bu ifadede yer alan G iletkenlik ve B suseptans olarak tanımlanır. Özdeş iki admitanstan dolayı 2.39 ve 2.40 eşitlikleri yazılabilir.

$$Y_1 = Y_2 \tag{2.39}$$

$$G_1 = G_2, \quad B_1 = B_2 \tag{2.40}$$

İletkenlik genel olarak aşağıdaki eşitlik ile ifade edilebilir.

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \tag{2.41}$$

Burada P_{rad} ışıma gücü ve V_0 yarık gerilim değerini ifade etmektedir.

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0}\int_0^{\pi}\left[\frac{\sin(\frac{k_0 W}{2}cos\theta)}{COS\theta}\right]^2 sin^3\theta d\theta \quad (2.42)$$

2.42 eşitliğinde verilen P_{rad} ışıma gücü ifadesi 2.41 eşitliğinde yerine yazılırsa

$$G_1 = \frac{1}{120\pi^2}\int_0^{\pi}\left[\frac{\sin(\frac{k_0 W}{2}cos\theta)}{COS\theta}\right]^2 sin^3\theta d\theta \quad (2.43)$$

eşitliği elde edilir.

Burada k_0 serbest uzay için faz sabitidir ve $\frac{2\pi}{\lambda_0}$ olarak ifade edilir. Kaynak ve yük empedansları ayrıştırıldığında;

$$Z_S = R_s + jX_S = Z_L{}^* = R_L - jX_L \quad (2.44)$$

$$Z_s = \frac{1}{Y_S} = R_s = \frac{1}{2G_1} \quad (2.45)$$

Şekil 2.10'da gösterilen paralel eşdeğer girişin etkileri dikkate alınarak rezonans giriş direnci aşağıdaki eşitlik olarak yazılabilir [52].

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \mp G_{12})} \quad (2.46)$$

Eş. 2.46'da verilen (+) işareti, yamanın altında ve yuvalar arasında tek (asimetrik) rezonans gerilim dağılımına sahip modlar için kullanılırken, (-) işareti çift (simetrik) rezonans gerilim dağılımına sahip modlar için kullanılır. Paralel olarak verilen iletkenliklerin uzak alandaki ifadesi 2.47 eşitliği ile ifade edilir.

$$G_{12} = \frac{1}{|V_0|^2} \operatorname{Re} \iint_s \mathbf{E}_1 \mathrm{x} \mathbf{H}_2{}^* . d\mathbf{s} \tag{2.47}$$

Burada $\mathbf{E_1}$ yayılan elektirik alanını, $\mathbf{H_2}$ ise yayılan manyetik alanı ifade etmektedir.

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin(\frac{k_0 W}{2} cos\theta)}{COS\theta} \right]^2 J_0(k_0 L sin\theta)\, sin^3\theta d\theta \tag{2.48}$$

Burada J_0 sıfırıncı dereceden 1.tür Bessel fonksiyonunu ifade etmektedir.

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \mp G_{12})} cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \tag{2.49}$$

Sonuç olarak; mikroşerit yamanın besleme noktasının pozisyonu (bu noktada yamanın empedansı 50 Ω' dur) Eş. 2.50'den bulunabilir.

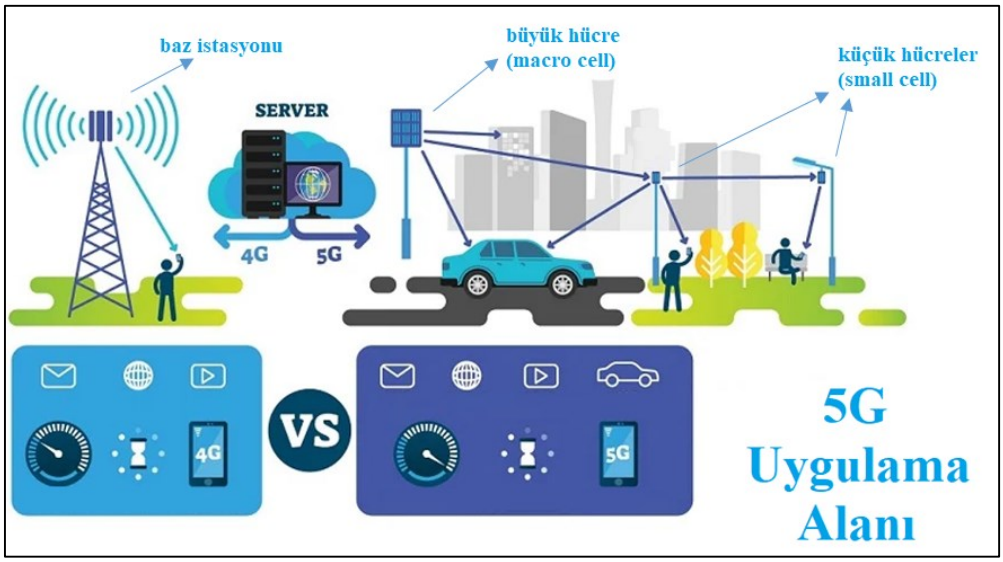
$$R_{in}(Y_0) = R_{in}(0) cos^2(\frac{\pi}{L} y_0) \tag{2.50}$$

Buraya kadar olan ifadelerden giriş empedansıyla ilgili şu sonuçlara varılabilir. Mikroşerit yama anten empedansı yalıtkan malzemenin dielektrik geçirgenliğine veya bunun kalınlığına bağlı değildir. Rezonans giriş direnci, yamanın genişliğine (W) bağlıdır, W arttıkça yamanın giriş direnci azalır [76].

2.2. MIMO Anten Sistemleri

MIMO anten teknolojisi 1990'ların ortalarında, çoklu antenlerde kullanılan hüzmeleme ve çeşitleme tekniklerini geliştirerek iletişim bağlantısının iyileştirilmesini sağlamak amacıyla Bell Laboratuvarlarında ortaya çıkarılmıştır.

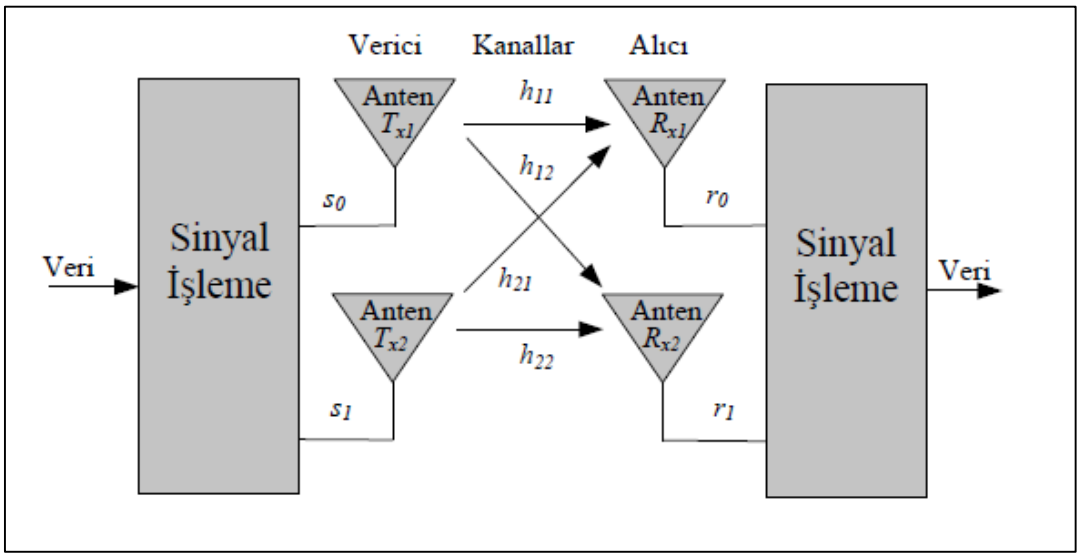
Şekil 2.11' de 4G ve 5G uygulama alanı ile ilgili görsel verilmiştir.



Şekil 2.11. 5G uygulama alanı [77]

5G ve 4G arasındaki temel fark kullandıkları frekans aralıklarıdır. 5G uygulamaları, milimetrik dalgayı ve 24 GHz'in üzerindeki frekans bölgesini kullanmaktadır. 5G, kentsel alanlar için ideal bir çözümdür çünkü bu yüksek frekanslar, çok fazla kullanıcının aynı anda haberleşmesine olanak sağlayan çok geniş bir bant aralığına sahiptir.

MIMO anten teknolojisi, sinyal sönümleme ve bozulma etkilerini azaltmaya yönelik çeşitleme ve uzaysal çoğullama tekniklerini kullanarak, bu soruna etkili çözüm üretmeyi hedefler. Uzaysal olarak çoğul duruma getirme için fiziksel ara yüz elemanları olan antenler kullanılır [77].



Şekil 2.12. 2 x 2 MIMO anten mimarisi

Şekil 2.12'de temel bir 2 x 2 MIMO anten mimarisi gösterilmiştir. MIMO mimarisini belirleyen, alıcı ve verici tarafındaki anten elemanı sayısıdır. Örneğin alıcı tarafında R adet anten ve verici tarafında P adet anten varsa bu bir P x R MIMO antendir. Böyle bir anten sisteminde P x R sayısı kadar kanal oluşturur. Şekil 2.12'de verilen MIMO anten mimarisi 4 kanallıdır. Bu mimariye göre alıcıya gelen sinyaller, matematiksel olarak Eş. 2.51 ve Eş. 2.52' deki gibi ifade edilir [78].

$$r_0 = h_{11}s_0 + h_{12}s_1 + n_0 \tag{2.51}$$

$$r_1 = h_{21}s_0 + h_{22}s_1 + n_1 \tag{2.52}$$

Burada $h_{11,}$ h_{12}, h_{21}, h_{22}, kanal karakteristiklerini n_0 ve n_1 gürültü katsayılarını ifade etmektedir. Eşitlik 2.52'nin matris formu;

$$R = HS + N \tag{2.53}$$

biçimnde ifade edilir. Bu eşitlikteki matrisler aşağıda verilmiştir.

$$R = \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \end{bmatrix}, N = \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1 \end{bmatrix} \; ve \; S = \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \end{bmatrix} \tag{2.54}$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \tag{2.55}$$

MIMO antenlerin en önemli avantajlarından birisi çeşitleme etkisidir. Ortamda bulunan yapılardan dolayı verici tarafından gönderilen sinyal saçılmaya uğrar. Ortam etkisi nedeniyle oluşan bu durum sinyalin kanallarda anlık değişimine yol açar. Literatürde yer alan çeşitleme teknikleri vasıtasıyla bu sorun giderilmeye çalışır [79- 81].

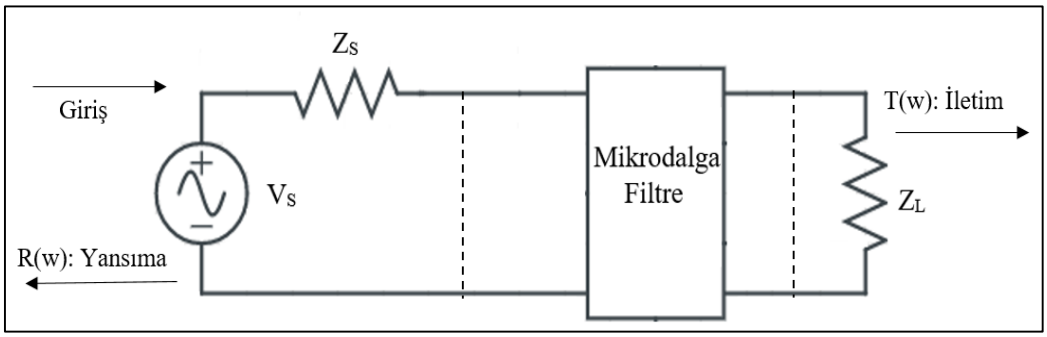
Uzaysal çoğullama (spatial multiplexing), MIMO anten sistemlerinde kullanılan tekniklerden birisidir. Uzaysal çoğullama tekniği, modülasyon yöntemi ile verinin MIMO kanalları vasıtasıyla alıcıya iletilmesidir. Böylelikle veri iletim oranı artırılır, hata oranı en aza indirilir, yüksek verim elde edilir. MIMO sistemlerinde her iki teknik yani çeşitleme ve uzaysal çoğullama hibrit olarak kullanılabilir [82].

3. MİKROŞERİT FİLTRELER

Filtreler; radyo, işaret işleme sistemleri, radar, telefon, haberleşme sistemleri, telgraf vb. gibi pek çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Kullanım amaçları çeşitlilik arz eden filtreler genellikle istenmeyen işaretleri bastırmak, gürültüyü en aza indirmek ve filtrelemek, belirli frekans değerlerini ayrıştırmak amacı ile kullanılmaktadır [83].

Filtre blokları, iletim bandında istenen sinyallerin etkin bir şekilde iletilmesinde ve geri kalan bant aralığında ise istenmeyen sinyallerin durdurulmasında kilit rol oynar. Temel olarak mikrodalga filtreler dört farklı kategoride sınıflandırılabilir. Bunlar alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtre bloklarıdır [84]. İlk iki blok tipi, bir kesim frekansının altında veya üstünde tüm frekans bölgesinde etkin iletim gerçekleştirirken, üçüncü ve dördüncü tip bloklar, alt ve üst kesim frekansları tarafından sonlandırılan belirli bir frekans bölgesi içinde sinyalleri iletir veya zayıflatır. Çalışma frekansı arttıkça, kümelenmiş elemanlar da dahil olmak üzere tüm mikrodalga devre elemanlarının reaktansı veya duyarlılığı, frekansın doğrusal olmayan bir fonksiyonu olarak değişir. Bu nedenle, yüksek frekansta çalışan mikrodalga filtrelerin tasarımı yapılırken, alçak frekans hesaplamalarından farklı olarak, daha karmaşık bir yapı dikkate alınmalıdır. Bu elemanlar, literatürde yarı-toplanmış elemanlar (quasi-lumped elements) olarak ifade edilirler.

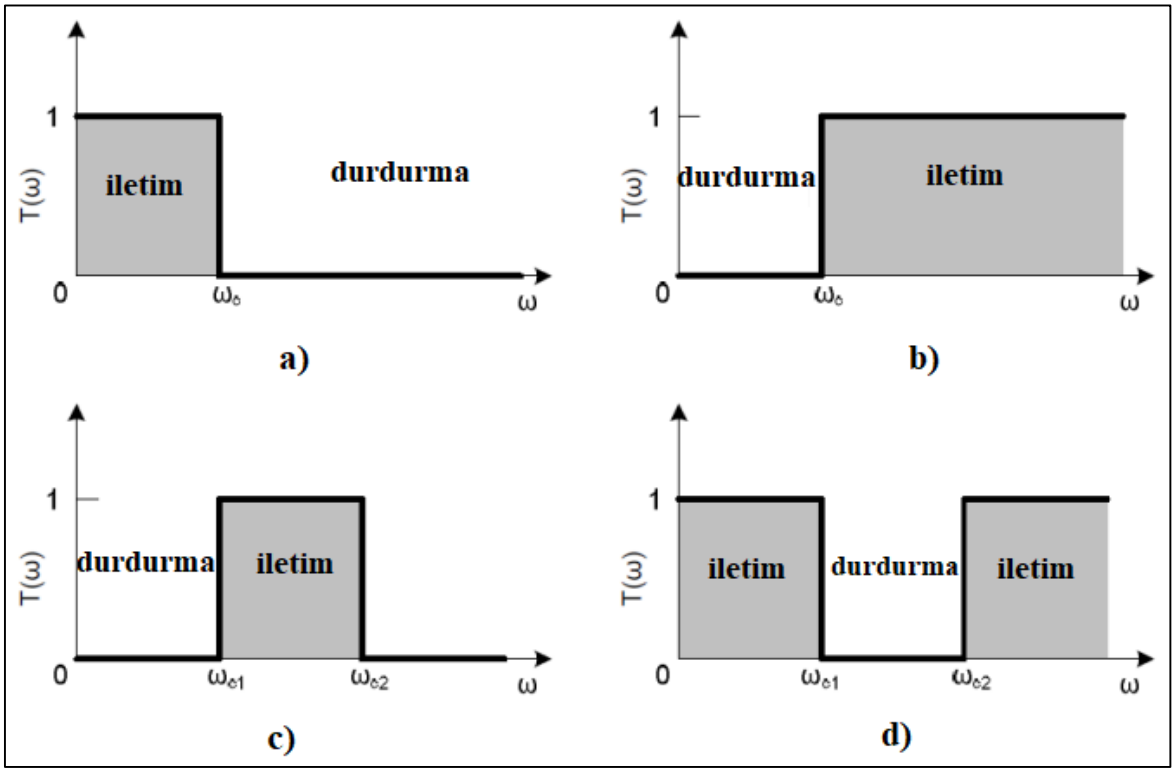
Şekil 3.1, Z_S karakteristik empedansına sahip bir gerilim kaynağı (V_S) tarafından beslenen ve yük empedansı Z_L ile sonlandırılan genel bir iki portlu filtrenin şemasını göstermektedir.



Şekil 3.1. İki kapılı mikrodalga filtre yapısı: R(ω) ve T(ω)

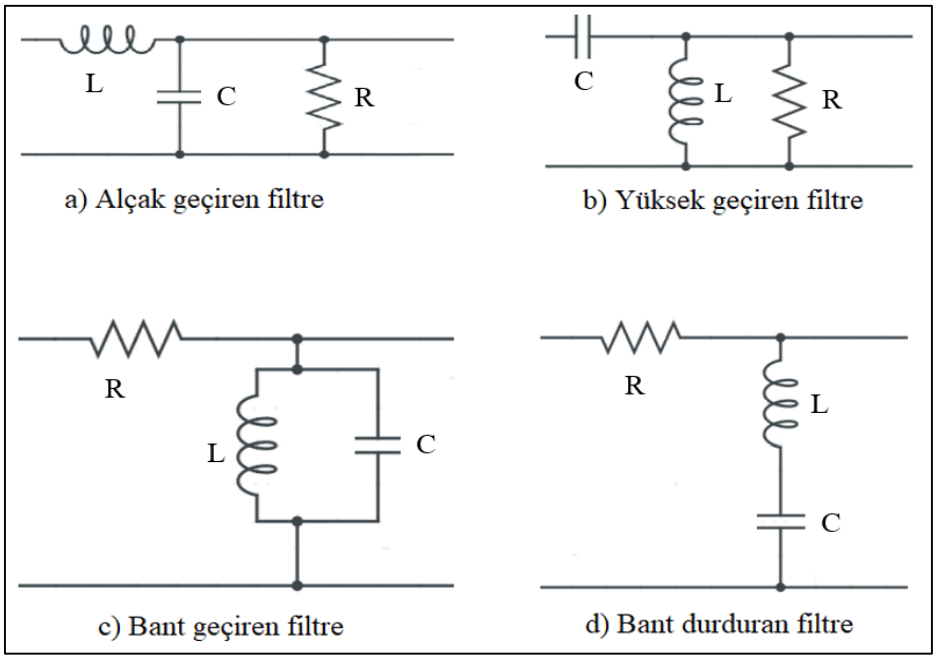
Şekil 3.1' de yansıyan ve iletilen dalgaların genliklerini sırasıyla R(ω) ve T(ω) olarak tanımlanmaktadır. Burada w, açısal frekansı temsil etmektedir. Şekil 3.1'de, iletim bandında

mükemmel iletim yapan ve durdurma bandında sonsuz zayıflama yapan, sırasıyla T(ω) = 1 ve T(ω) = 0 olan dört ideal filtre türünün, frekans tepkilerini göstermektedir. Şekil 3.2 (a) ve 3.2 (b)'de görüldüğü gibi, alçak geçiren filtreler, kesim frekansının (ω_c) altındaki tüm sinyalleri iletirken ω_c'nin üzerindekileri iletmezler. Yüksek geçiren filtreler, ω_c'nin altındaki tüm sinyalleri zayıflatır ve üzerindekileri (ω_c) geçirir. Öte yandan, ideal bant geçiren ve bant durduran filtreler, Şekil 3.2 (c) ve 3.2 (d)'de gösterildiği gibi, alt ve üst kesim frekansları, ω_{c1} ve ω_{c2} aralığındaki tüm frekansları mükemmel bir şekilde geçirirler veya zayıflatırlar.



Şekil 3.2. İdeal filtre türleri: (a) alçak geçiren filtre; (b) yüksek geçiren filtre; (c) bant geçiren filtre; (d) bant durduran filtre

Şekil 3.3'de bu dört temel filtrenin devre elemanları ile gösterimi verilmiştir. Alçak geçiren filtre seri indüktör ve paralel kapasitörlerin ardışık birleştirilmesi ile elde edilir. Bu devre elemanlarının sayısı filtrenin derecesini belirler. Düşük frekanslarda seri indüktörler düşük empedans ve paralel kapasitörler yüksek empedans üretir, böylece sinyalin filtre çıkışında görünmesi sağlanır. Kesim frekansının üstünde ise, seri indüktörler yüksek empedans gibi ve şönt kapasitörler düşük empedans gibi davranırlar, böylece yüke sinyal aktarımı engellenir. Yüksek geçiren filtreler Şekil 3.3'de görüldüğü gibi seri kapasitör ve paralel indüktörlerin ardışık birleştirilmesi ile elde edilir. Bant geçiren filtreler alçak ve yüksek geçiren filtrelerin birleşimi gibi düşünülebilir.



Şekil 3.3. İdeal filtre türlerine ait eşdeğer devreler (a) alçak geçiren filtre; (b) yüksek geçiren filtre; (c) bant geçiren filtre; (d) bant durduran filtre

Filtreler ayrıca aktif ve pasif olarak ikiye ayrılırlar. Aktif ve pasif filtre arasındaki farklar kullandıkları bileşenlerle ilgilidir. Aktif filtrenin çalışması için harici bir güç kaynağı gereklidir ve filtrelemede transistör ve op-amp gibi aktif bileşenler kullanır. Pasif filtrede kaynağa gerek yoktur ve filtrelemede direnç, indüktör ve kapasitör gibi pasif bileşenler kullanılır [83].

3.1. Mikroşerit Rezonatörler

Bir mikroşerit rezonatör, toplu, yarı toplu, yama ve dağıtılmış hat rezonatörleri olarak sınıflandırılabilir. Yarı toplu eleman ve toplu eleman rezonatörleri, toplu veya yarı toplu kapasitörler ve indüktörler kullanılarak tasarlanabilir. Bu tür rezonatörler, indüktör ve kapasitörlerden oluşan bir eşdeğer devreye dönüşüm potansiyeline sahiptir [83]. Dağıtılmış hat rezonatörü, çeyrek dalga boyu $\lambda_{g0}/4$ rezonatör olarak adlandırılır. Burada λ_0, f_0 rezonans frekansında kılavuzlanan dalgaboyudur. Bu rezonatör, kısa devreli saplama (paralel LC' ye eşdeğer) veya açık devre saplama (seri LC rezonatörüne eşdeğer) olabilir. Mikroşerit filtre uygulamasında kullanılan bir diğer tip ise $\lambda_{g0}/2$ rezonatörüdür. Dağıtılmış hat rezonatörlerinin en büyük dezavantajları, uygulanan hat uzunluklarına maruz kalan iletken kaybı, dielektrik yayılım kaybı ve ışıma kayıplarıdır [83]. Bir başka tür dağıtılmış rezonatör ise halka rezonatördür. Rezonatörün belirli bir frekans aralığında indüklendiği karmaşık

olmayan bir iletim hattıdır. Rezonans frekansında elektrik uzunluğuna bağlı olarak, rezonatörün dairesel yapı bölgesinde bir duran dalga oluşturulabilir [83]. Yama rezonatörleri, tipik mikroşerit hat rezonatörlerinden daha az iletken kayıplarına ve gelişmiş güç işleme kapasitesine sahip oldukları gerçeği göz önüne alındığında mikroşerit filtre tasarımları için önemlidir.

3.2. Filtre Tasarım Yöntemleri

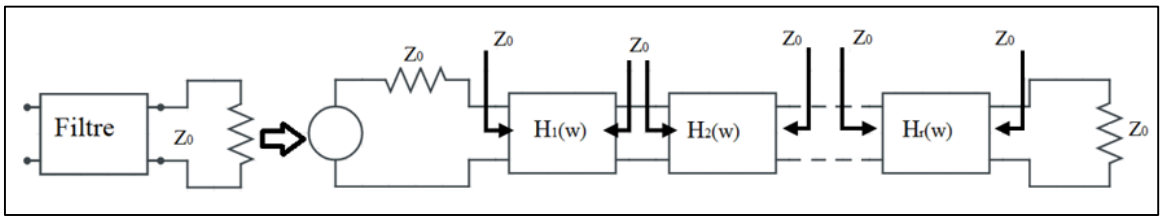
Kablosuz haberleşme, radar ve uzay sistemlerinin en önemli bileşenlerinden olan filtre devrelerinde istenen başlıca özellikleri şöyle sıralayabiliriz.

- Yüksek geri dönüş kaybı,
- Parazit etkisinin mümkün olduğunca düşük olması,
- Mümkün olduğunca az sayıda devre elemanı kullanılması,
- Filtre rezonans frekansının kolay bir şekilde ayarlanabilmesi,
- Durdurma bölgesinde dik eğim,
- Düşük araya girme kaybı,

Yukarıda sıralanan özelliklerde filtre tasarımı elde etmek için literatürde yaygın olarak kullanılan iki yöntem vardır. Bunlar görüntü parametreleri yöntemi (GP) ve araya girme kaybı (AGK) yöntemidir. Bu yöntemler alt başlıklarda incelenecektir.

3.2.1. Görüntü parametreleri yöntemi

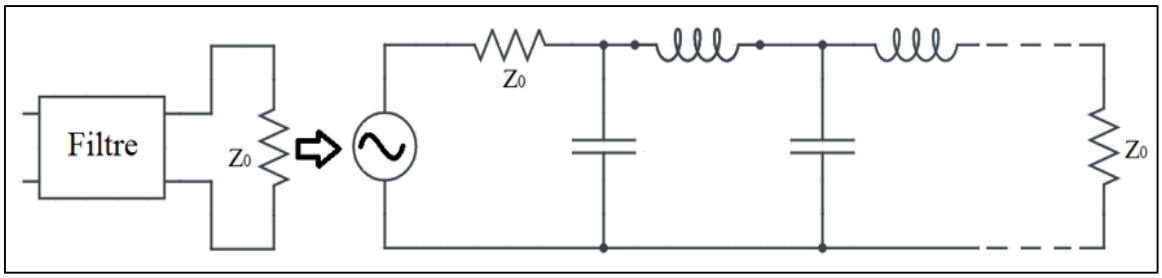
GP yöntemi, genelde karmaşık olmayan filtre tasarımları için kullanılır. Bu yöntem ile ilgili olumsuz olan durum, rastgele frekans tepkisinin hesaplanmamasıdır. Filtre kapıları ardışık olarak sıralanır ve bu durum iterasyon sayısını artırır, bu istenmeyen bir durumdur [83]. Şekil 3.4'de GP devre tasarımı verilmiştir.



Şekil 3.4. GP ile filtre tasarımı [2]

3.2.2. Araya giriş kaybı yöntemi

GP yöntemine göre daha sık tercih edilen bir yöntemdir. Araya giriş kaybı (AGK) yöntemi, istenen bir frekans cevabını sentezlemek için sistematik bir yol ile iletim bandı ve durdurma bandı genliği üzerinde yüksek derecede kontrol sağlar. Uygulama gereksinimlerini en iyi şekilde karşılamak için gerekli tasarım dengeleri (trade-off) belirlenir. Örneğin, kullanılacak sistemde öne çıkan beklenti minimum araya giriş kaybı ise, bir binom frekans cevabı kullanılabilir. Kullanılacak sistemde zayıflama oranı ikinci planda ise, lineer faz filtre tasarımı kullanılarak daha iyi bir faz tepkisi elde edilebilir. Her durumda, araya girme kaybı yöntemi, filtre performansının daha yüksek dereceli veya daha karmaşık bir filtre pahasına basit bir şekilde iyileştirilmesine izin verir. Şekil 3.5'de AGK yöntemiyle filtre tasarımı devresi verilmiştir.



Şekil 3.5. AGK yöntemiyle filtre tasarımı

Araya girme kaybı (Insertion Loss- IL), matematiksel olarak Eş. 3.1'den hesaplanabilir.

$$IL = 10_{log} \frac{P_{giriş}}{P_{yük}} \tag{3.1}$$

Bu eşitlikte yer alan, $P_{yük}$ yüke aktarılan gücü, $P_{giriş}$ kaynaktan gelen gücü ifade etmektedir. Güç kaybı oranı (P_{LR}) ise 3.2'deki eşitlikteki gibi ifade edilir.

$$P_{LR} = \frac{P_{giriş}}{P_{yük}} = \frac{Kaynakta\ bulunan\ güç}{Yüke\ aktarılan\ güç} = \frac{1}{1-|\Gamma(w)|^2} \tag{3.2}$$

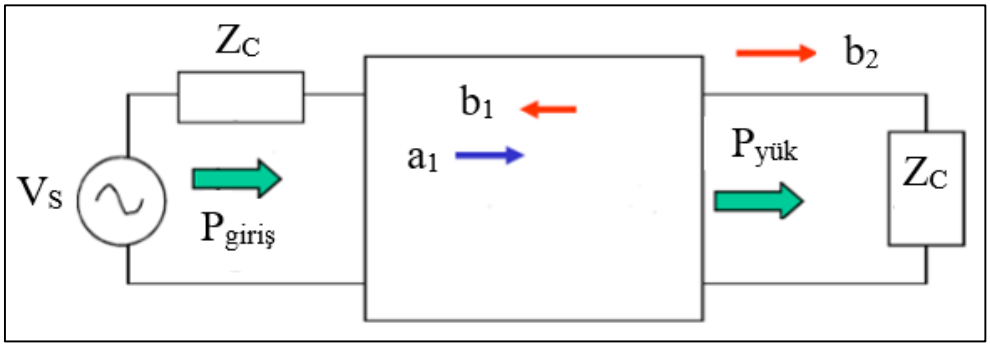
$$|\Gamma(w)|^2 = \frac{M(\omega^2)}{M(\omega^2)+N(\omega^2)} \tag{3.3}$$

Eş. 3.3'de yer alan $|\Gamma(w)|^2$, ω'nin Fourier dönüşümündeki gerçel fonksiyon değeridir. M ve N değerleri (ω^2)'nin polinom ifadesidir ve eşitlik 3.2'de yerine yazılırsa;

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \tag{3.4}$$

elde edilir.

İletilen ve yansıyan dalganın giriş ve çıkış empedansları uyumlanırsa ($Z_L = Z_S = Z_C$) Şekil 3.6'daki AGK güç aktarım şeması elde edilir.



Şekil 3.6. AGK güç aktarım şeması

Buna göre güç kaybı oranı (Power Loss Ratio- P_{LR})

$$P_{LR} = \frac{P_{giriş}}{P_{yük}} = \frac{\frac{1}{2}|a_1|^2}{\frac{1}{2}|b_1|^2} = \left|\frac{a_1}{b_1}\right|^2 = \frac{1}{|S_{21}|^2} \tag{3.5}$$

eşitliği ile elde edilir.

Bu eşitlikte, $P_{giriş}$ = kaynakta bulunan güç, $P_{yük}$ = yüke aktarılan güç, a_1 = iletilen dalga, b_2 = aktarılan dalga ve S_{21} = araya girme kaybı değerlerini ifade eder [83].

3.3. Filtre Yaklaşım Metotları

Filtre çalışmalarında hedeflenen özelliklerde bir tasarım oluşturmak için çeşitli yaklaşım metotları geliştirilmiştir. Filtre tasarımlarında en önemli konu uygun sistem için uygun filtre cevabını verecek tasarımı belirlemektir. Örneğin bazı uygulamalar için iletim bandında kısmi dalgalanmalar (ripple) filtrenin uygulanacağı sistem için rahatsız edici bir durum değildir ve tolere edilebilir. Buna karşılık o bant aralığındaki frekans tepkisinin ne kadar keskin olduğu daha çok önemlidir. Başka bir uygulama için ise belirli bir bant aralığında, dalgalanma kesin olarak istenmez ve frekans tepkisinin daha yumuşak olması tolere edilebilir bir durum olabilir. Buna göre literatürde farklı sistemler için farklı filtre yaklaşımları geliştirilmiştir. Bunların başlıcaları Butterworth, Chebyshev ve Eliptik filtre yaklaşımlarıdır.

3.3.1. Butterworth yaklaşımı

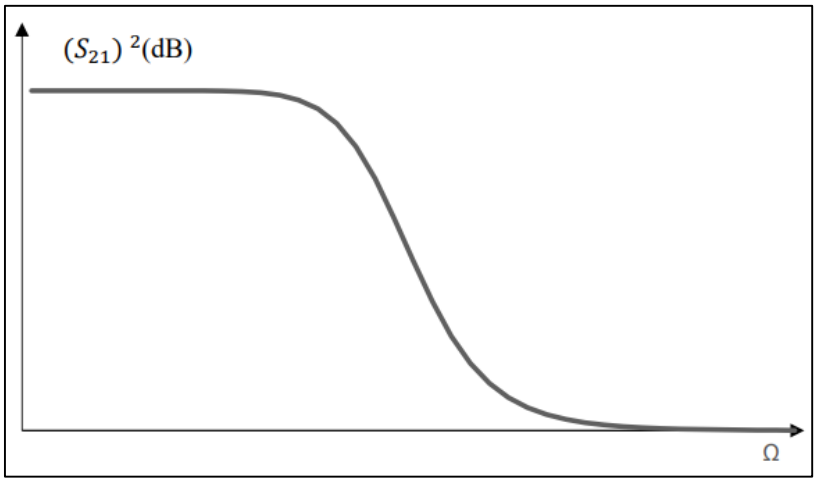
Butterworth filtresi, geçiş bandında mümkün olduğunca düz bir frekans yanıtına sahip olacak şekilde tasarlanmış bir tür sinyal işleme filtresidir. Buna karşılık dalgalanmanın çok az olduğu bir yaklaşımdır. Bu nedenle Butterworth filtresi maksimum düz bir bant aralığı istenilen tasarımlar için tercih edilir ve bu özelliğinden dolayı literatürde (Maximally Flat Filter) olarak geçmektedir. Dalgalanmadaki hassasiyetinden dolayı analog devrelerin kullanıldığı sistemlerde bu filtre cevabı önerilir. Eş. 3.6'dan sönümlenme hesaplanabilir [85].

$$A_{dB} = 10\log\left[1 + \frac{\omega}{\omega_c}^{2n}\right] \tag{3.6}$$

Bu eşitlikte verilen ω açısal sönümlenme frekansını, ω_c açısal kesim frekansını ve n filtre derecesini ifade eder.

Butterworth filtresinin frekansa bağlı tepkisi Eş. 3.7'den elde edilir. Burada Ω kesim frekansını ifade etmektedir. Beşinci dereceden bir Butterworth frekans tepkisi Şekil 3.7'de verilmiştir.

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\Omega^{2n}} \tag{3.7}$$

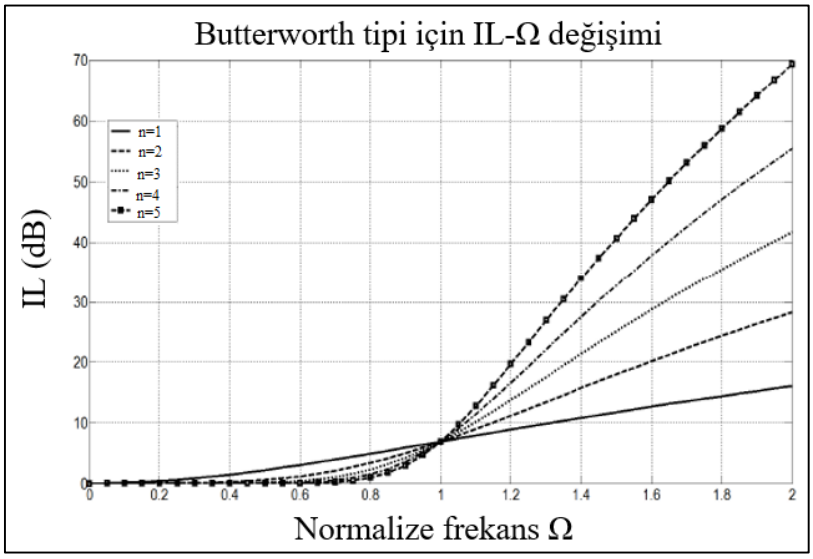


Şekil 3.7. Butterworth filtre frekans tepkisi

Butterworth filtrelerinde IL değeri Eş. 3.8'de ki gibi ifade edilir.

$$IL = -10\log(1 - |\Gamma_{in}|^2) = 10\log(LF) = 10\log(1 + a^2\Omega^{2n}) \quad (3.8)$$

Bu eşitlikte ifade edilen *LF*, kayıp faktörüdür ve istenilen zayıflama eğrisinin oluşturulmasında önemli bir role sahiptir. Eşitlik 3.8'de a=1 iken, Ω=1 olur. Bu durumda araya girme kaybı, IL=10 log(2) değerini alır. Şekil 3.8'de farklı derecelerdeki IL- Ω değişimi verilmiştir.



Şekil 3.8. Butterworth filtrenin farklı derecelerdeki zayıflama karakteristikleri [85]

3.3.2. Chebyshev yaklaşımı

Chebyshev yaklaşımı, dalgalanmanın çok önemli olmadığı RF uygulamalarında yaygın olarak kullanılır. Harmonikler ve intermodülasyon gibi istenmeyen bant dışı emisyonları önemli düzeyde zayıflatmak için kullanılır. Geçiş bandı ile durdurma bandı arasındaki hızlı geçişten dolayı bu istenmeyen sinyallerin etkin zayıflamasını sağlar**.** Chebyshev yanıtına sahip filtre tasarlandığında Butterworth yanıtındaki geçiş bandında sağlanan düz geçiş meydana gelmez. Geçiş bandında dalgalanma meydana gelir [85]. Bu dalgalanma sebebiyle Butterwoth filtre aksine sayısal devrelerde kullanım için daha uygundur. Chebyshev filtresinin frekansa bağlı tepkisi Eş. 3.9'dan elde edilir.

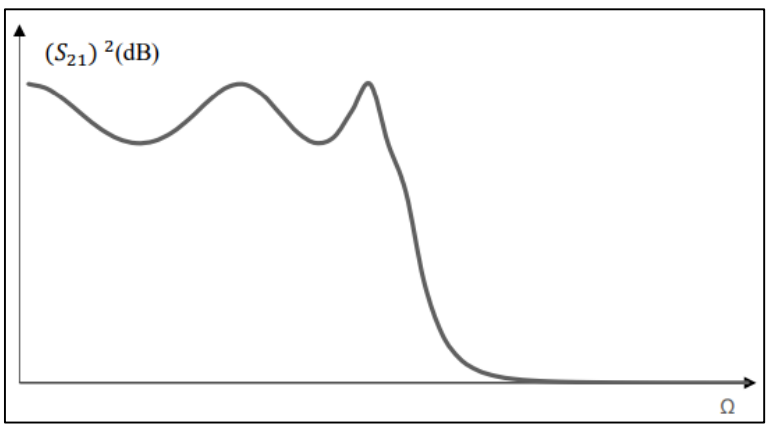
$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\ \varepsilon^2 * T_n^2\ (\Omega)} \tag{3.9}$$

"$T_n\ (\Omega)$" bu eşitlikte Chebyshev sabiti ve "ε" dalgalanma sabiti olarak ifade edilir ve Eş. 3.10'daki ve Eş. 3.11' deki gibi bulunur.

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cosh(n\ cosh^{-1}\Omega), & |\Omega|\ < 1 \\ \cosh(n\ cosh^{-1}\Omega)\ , & |\Omega| > 1 \end{cases} \tag{3.10}$$

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \sqrt{10^{\frac{L_A}{10}} - 1} \tag{3.11}$$

Burada L_A iletim bandındaki dalgalanma seviyesini ifade etmektedir. Yukarıdaki eşitliklerden faydalanarak Chebyshev frekans tepkisi Şekil 3.9'da verilmiştir.



Şekil 3.9. Chebyshev filtre frekans tepkisi [85]

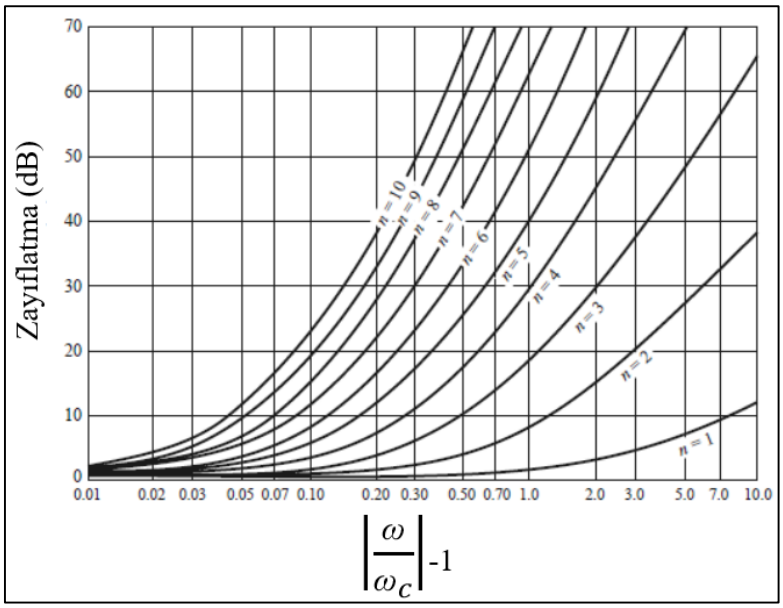
Eş. 3.12, Eş 3.13 ve Eş 3.14'den Chebyshev filtrede sönümlenme (zayıflama) hesaplanabilir.

$$A_{dB} = 10\log\left[1 + \varepsilon^2 * T_n^2 * \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)'\right] \tag{3.12}$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{R_{dB}/10} - 1} \tag{3.13}$$

$$\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)' = \frac{\omega}{\omega_c}\, cosh\left(\frac{1}{n}\, cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \tag{3.14}$$

Bu eşitlikte yer alan n filtrenin derecesini, R_{dB} geçiş bandında ki dalgalanmanın desibel olarak ifadesi, $\frac{\omega}{\omega_c}$ istenilen frekansın kesim frekansına oranını ifade etmektedir. Geçiş bandı dalgalanması 0,5 dB olan Chebyshev prototipindeki filtrelerin farklı derecelerdeki zayıflama karakteristikleri Şekil 3.10'da verilmiştir.



Şekil 3.10. Chebyshev filtrenin farklı derecelerdeki zayıflama karakteristikleri [85]

3.3.3. Eliptik yaklaşım

Eliptik filtre yaklaşımı, iletim bandı ve durdurma bandı arasında çok hızlı bir geçişin gerekli olduğu RF uygulamalarında kullanılır. Eliptik filtre, bütün filtre türlerinin içinde bantlar arası en hızlı geçişin sağlandığı, ancak aynı zamanda hem iletim bandında hem de durdurma bandında dalgalanma oluşan filtre yapısı olarak bilinir. Durdurma bandındaki dalgalanma

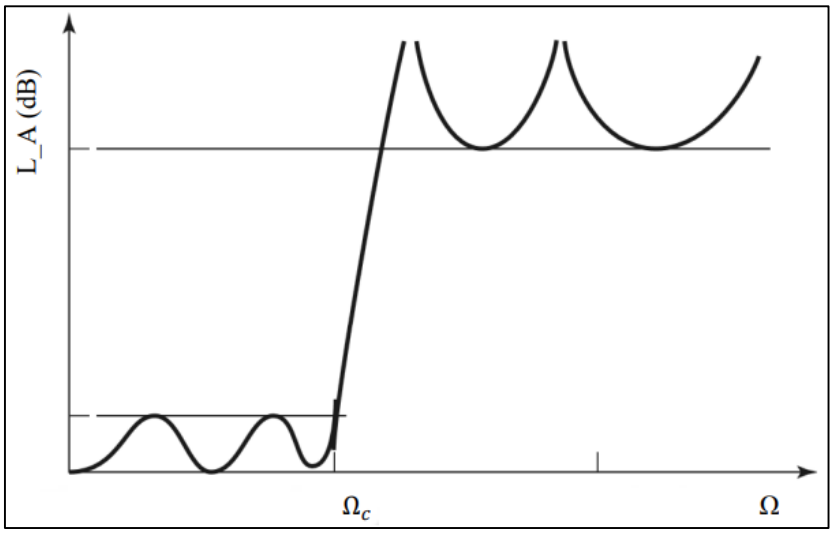
sıfıra yaklaştıkça, filtre bir Chebyshev tip I filtresi haline gelir. Hem durdurma bandındaki hem de iletim bandındaki dalgalanma sıfır olursa, filtre bir Butterworth filtresine dönüşür [86-88]. Eliptik filtre aynı zamanda geliştirilmesi en zor olan yaklaşımlardan biridir. Eliptik filtrenin frekansa bağlı tepkisi Eş. 3.15'den elde edilir.

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\ \varepsilon^2 * F_n^2\ (\Omega)} \tag{3.15}$$

Bu eşitlikte yer alan $F_n(\Omega)$ eliptik fonksiyon sabitidir. Eş. 3.16'dan hesaplanarak bulunur.

$$F_n(\Omega) = \begin{cases} M * \dfrac{\prod_{i=1}^{\frac{n}{2}} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{\frac{n}{2}} \left(\frac{\Omega_s^2}{\Omega_i^2} - \Omega^2\right)}, & \text{n çift ise} \\ N * \dfrac{\Omega * \prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_s^2/\Omega_i^2 - \Omega^2)}, & \text{n tek ise} \end{cases} \tag{3.16}$$

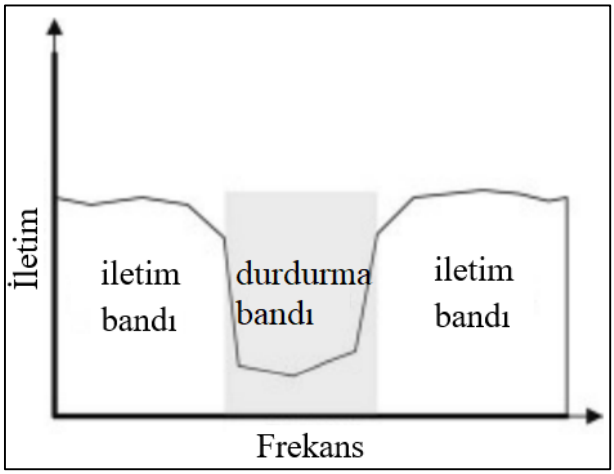
Örnek bir Eliptik yaklaşımla tasarlanmış filtrenin frekans tepkisi Şekil 3.11'de verilmiştir. Şekil 3.11'de görüldüğü üzere eliptik filtrenin frekans cevabında geçirme bandında da durdurma bandında da eşit dalgalanmalar söz konusudur. Eliptik filtrede, filtre derecesinin artması aynı zamanda boyutun artması anlamına gelmektedir ve bu istenilmeyen bir durumdur.



Şekil 3.11. Eliptik filtre frekans tepkisi [85]

4. TABAN İLETKENİ KUSURLU YAPILAR (DGS)

DGS mikroşerit anten ve mikroşerit filtre uygulamalarında nispeten yeni bir araştırma konusudur. Son yıllarda elektromanyetikte sıkça kullanılan, fotonik bant boşluğu (Photonic Bandgap-PBG) çalışmalarından türetilmiştir. Elektromanyetik uygulamalarda kullanılan PBG'ler artık elektromanyetik bant boşluğu (Electromagnetic Band Gap-EBG) yapıları olarak adlandırılır [89]. Tipik bir EBG yapısının iletim özelliklerinde bir durdurma bandı oluşması Şekil 4.1'de verilmiştir.

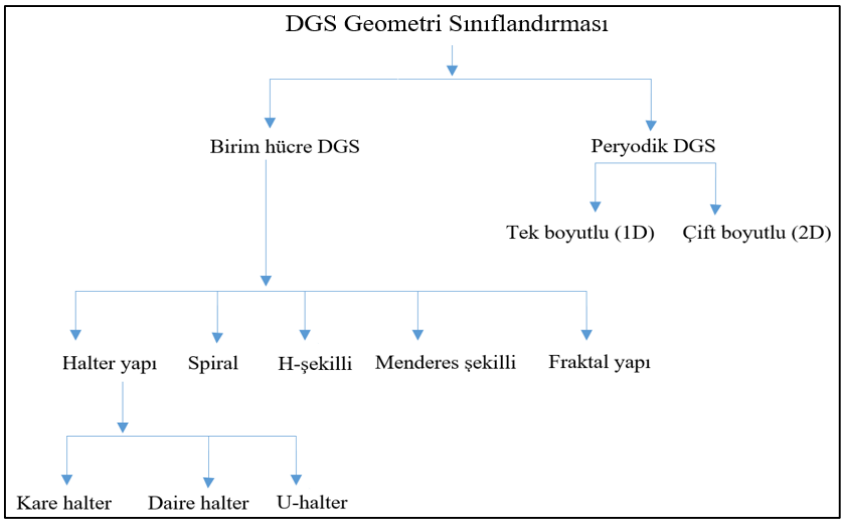


Şekil 4.1. EBG yapısının iletim karakteristiği

PBG kullanılan ilk çalışmalar optik frekanslar üzerine 1987 yılında yapılmıştır [90, 91] ve zamanla mikrodalga ve milimetre dalga uygulamalarında giderek popüler hale gelmiştir. Bir dizi araştırma sonucunda çeşitli geometrik yapılar geliştirilmiş ve DGS'nin temelini oluşturacak gelişmeler bu çalışmalar sonucunda elde edilmiştir. [92]'de yapılan çalışmada, C ve X bantlarında, durdurma bandı elde etmek için halter şeklindeki bir birim hücre kullanılmıştır ve çalışmada buna "PBG birim yapısı" adı verilmiştir. Daha sonraki çalışmalarda, aynı yapı "Taban iletkeni kusurlu yapı" olarak adlandırılmıştır. Bu nedenle DGS yapısı, taban iletkeninde basılı bir EBG yapısının basitleştirilmiş çeşidi olarak kabul edilebilir.

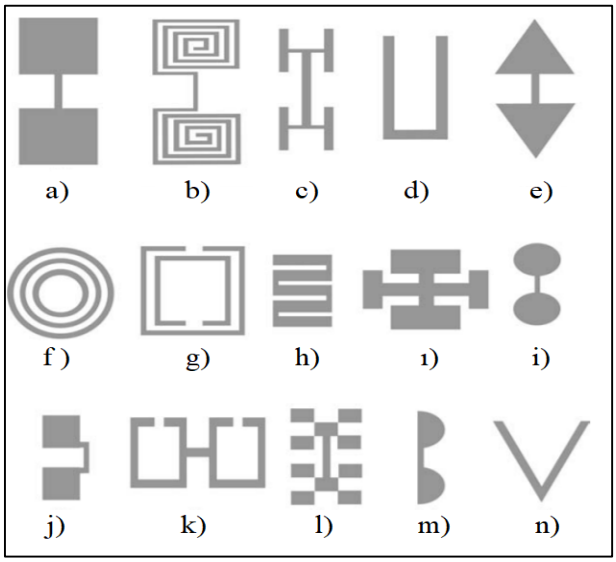
Taban iletkeninde kazınan DGS yarıkları, rezonansa neden olur. Bu yapılar farklı şekil ve boyutlara göre farklı frekans tepkilerine ve farklı eşdeğer devre parametrelerine sahiptirler. Mikroşerit yapının taban iletkeninde kazınan bir DGS yapısı, taban iletkenindeki akım dağılımını bozar ve dolayısıyla kusurlu bölge üzerindeki eşdeğer devre parametrelerini

değiştirir. Bu kılavuzlanan dalga karakteristiğini etkiler ve EBG yapılarında meydana gelen bant durdurma özelliğini ortaya çıkarmakla kalmaz aynı zamanda yapıya kompakt olma özelliği kazandıran, yavaş dalga etkisini ortaya çıkarır. DGS yapısı konfigürasyonlarına bağlı olarak farklı kategorilerde sınıflandırılabilir. Şekil 4.2'de, bazı temel DGS geometrileri sınıflandırılmıştır.



Şekil 4.2. Temel DGS sınıflandırması

En sık kullanılan temel DGS geometrileri, halter [93], dairesel halter [94], spiral [95] ve "U" [96] olarak tanımlanabilir. Ayrıca literatürde menderes veya fraktallar [97] gibi farklı karmaşık yapılar da incelenmiştir. Bazı basit ve karmaşık tipteki birim hücre DGS'leri Şekil 4.3'de gösterilmektedir.

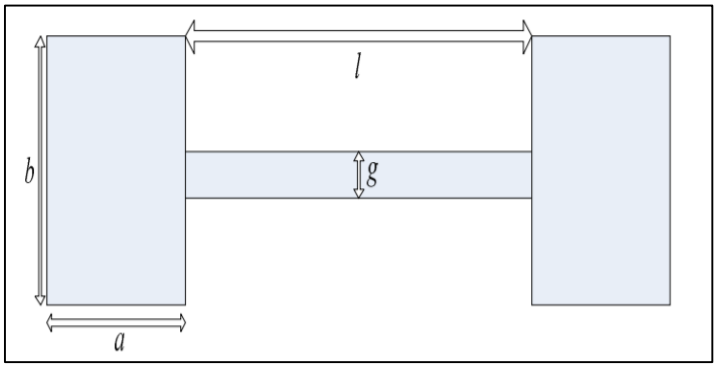


Şekil 4.3. Farklı DGS geometrileri

4.1. DGS ile İlgili Literatürde Yapılmış Çalışmalar

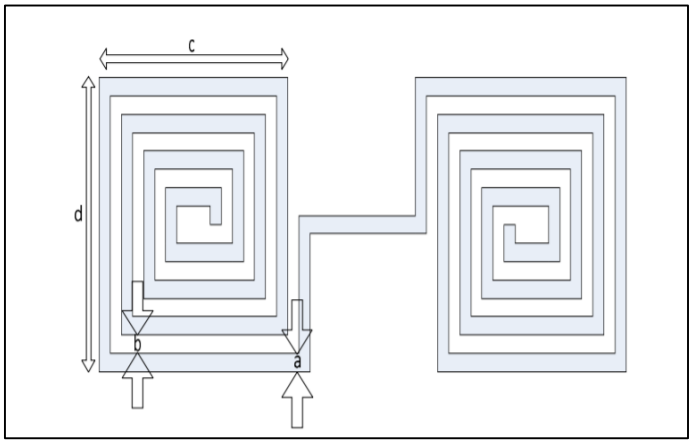
Literatürde DGS ile ilgili olarak farklı geometrik şekillerde pek çok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalardan bazıları aşağıda incelenmiştir.

Halter şekilli DGS fikri ilk olarak Park ve arkadaşları tarafından öne atılmıştır [92]. Kim ve ark. daha sonra aynı yapı üzerinde çalışmalar yapmıştır [93]. İlk çalışmalarda dar bir yarıkla birbirine bağlanan iki dikdörtgen yapı oluşturulmuştur. Sonraki çalışmalarda halter uçlarında dikdörtgen yerine farklı geometriler kullanılmıştır ve çalışma sayıları artmıştır. Şekil 4.4'de örnek bir dikdörtgen halter DGS yapısı verilmiştir.



Şekil 4.4. Halter şekilde DGS

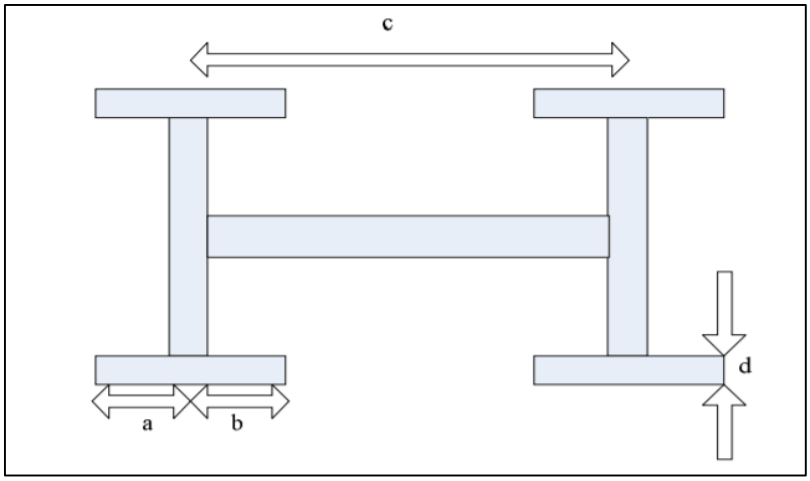
Halter şeklindeki DGS başarılı bir şekilde uygulanmış ve bu yapı ile alçak geçiren filtre tasarlanmıştır. Araştırmacılar daha yüksek performans elde etmek için farklı geometriler üzerinde yoğunlaşmışlardır. [95]'de yapılan çalışmada, Şekil 4.5'de verilen spiral şekilli DGS incelenmiştir.



Şekil 4.5. Spiral şekilli DGS

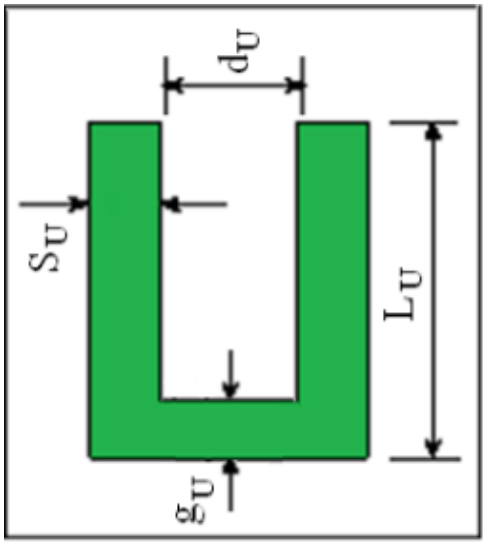
Her ikisi de aynı yüzey alanına sahip olan spiral DGS ve halter DGS yapıları karşılaştırılmıştır. Spiral DGS'de rezonans frekansının, halter DGS'ye göre çok daha düşük bir frekansta zayıflama karakteristiğine sahip olduğu tespit edilmiştir. Buna göre, spiral DGS'nin verilen frekans tepkisi için çok daha küçük bir alana ihtiyaç duyduğu sonucuna varılmıştır. Ayrıca spiral DGS yapısında daha keskin bir bant durdurma karakteristiği elde edilmiştir.

Bir DGS yapısının, frekans tepkisinden ve bant durdurma özelliklerinden ödün vermeden kapladığı yüzey alanını azaltmak hedeflenen bir durumdur. [98]'deki çalışmada Şekil 4.6'da verilen, H-şekilli DGS incelenmiş ve kompakt yapısı nedeniyle önerilmiştir. Kare halter, dairesel halter ve H-şekilli DGS' nin karşılaştırmalı bir çalışması [98]'de yapılmıştır.



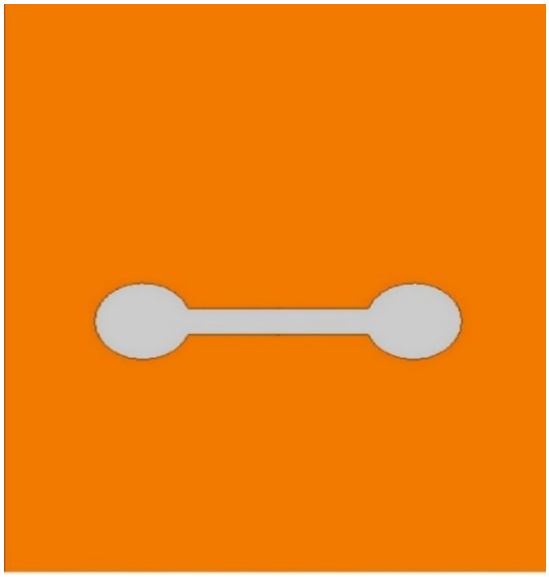
Şekil 4.6. H şekilli DGS

Keskin ve derin bant durdurma özelliklerine sahip DGS'ler genellikle istenmeyen sinyalleri bastırmak için gereklidir. H-şekilli DGS'den farklı olarak, U -DGS'ler derin bant söndürme özellikleri ve yüksek kalite faktörü (Q) değerleriyle öne çıkarlar. Geleneksel halter ve spiral şekilli DGS'ler, düşük Q' ları nedeniyle bu kadar derin durdurma özellikleri sağlamazlar. Spiral bir DGS, bir halter DGS'ye kıyasla daha dik durdurma özelliği gösterse de, Q değeri 10'dan fazla değildir ve bu nedenle gerektiği gibi çok keskin durdurma yeteneğine sahip değildir. U şekilli DGS'lerin Q faktörü, "U" şeklinin iki kolu arasındaki mesafe azaltılarak arttırılabilir. U-şekilli ve spiral şekilli DGS yapıları arasında bir karşılaştırma [96]'daki çalışmada yapılmıştır. Çalışma sonucunda aynı rezonans frekansı için birincisinde 36.05'lik bir Q değeri elde edilirken, ikincisinde bu değerin sadece 7.478 olduğu görülmüştür. Şekil 4.7'de U şekilli DGS anten tasarımı verilmiştir.



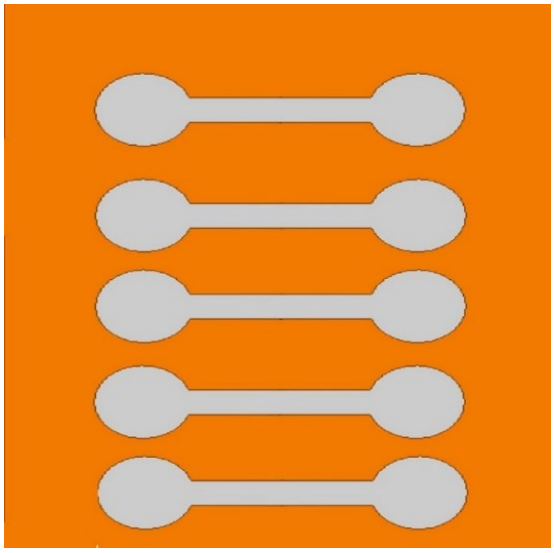
Şekil 4.7. U şekilli DGS

Bir diğer temel DGS yapısı dairesel şekilli DGS yapılarıdır. Daha önce Şekil 4.3'de gösterilen halka şekilli DGS ile ilgili olarak [99]'da yapılan çalışmada, 10 GHz civarında geniş bir durdurma bandı gösterdiği tespit edilmiştir. Şekil 4.8'de gösterilen dairesel yapının yarıçapları ve kalınlıkları değiştirilerek bant durdurma özellikleri kontrol edilebilir.



Şekil 4.8. Dairesel şekilli DGS

Taban iletkenine kazınan DGS yapılarının düzenli bir şekilde kendini tekrar etmesi ile periyodik DGS yapıları oluşturulabilir. Bu yapıların, taban iletkeninde periyodik bir şekilde tekrarı daha keskin ve daha geniş durdurma bandı özelliklerinin elde edilmesine yardımcı olmuştur. Şekil 4.9'da beş hücreli aynı formda olan periyodik DGS yapısı gösterilmektedir.



Şekil 4.9. Periyodik DGS

4.2. DGS Modellemesi

Bir DGS'nin çalışma prensibini anlamak için hem nitel hem de nicel analizler gereklidir. Taban iletkeninde kazınan kusurlu yapı, mikroşerit hattın taban iletkeninde akım dağılımını değiştirerek eşdeğer bir endüktans ve kapasitans oluşmasına yol açar. Böylece kazınan DGS yapısı, mikroşerit hatta bağlı bir LC rezonatör devresi gibi davranır. Bir RF sinyali, DGS ile entegre bir mikroşerit hattı üzerinden iletildiğinde, hat ile DGS arasında, DGS'nin rezonansa girdiği frekansta güçlü bir ortak etkileşim meydana gelir. İletilen sinyal DGS'nin rezonans frekansını kapsıyorsa bu durumda sinyalin büyük kısmı eşdeğer paralel LC rezonatörün de depolanır. Bu dolaylı olarak taban iletkenindeki bir kazınmış yapının bant durdurma özelliğini gösterir. LC parametreleri, DGS geometrisinin şekli ve boyutu ile hesaplanır. Farklı frekanslar için belirlenmiş verimli bir tasarım elde etmek için kuantatif bir analiz gereklidir. Bu konuda eşdeğer devre yardımcı olmaktadır. Alternatif olarak, bir devreyi DGS ile karakterize etmek ve optimize etmek için simülasyon programları kullanılır. Ancak bu, özellikle büyük ve karmaşık bir yapı için zaman alıcı bir süreçtir. Bu nedenle, eşdeğer devre kullanarak verimli modelleme, bu konuyu basitleştirilmiş bir şekilde ele almak için yararlı bir çözüm olabilir. Eşdeğer devre yöntemini kullanarak modelleme üç kategoride sınıflandırılabilir.

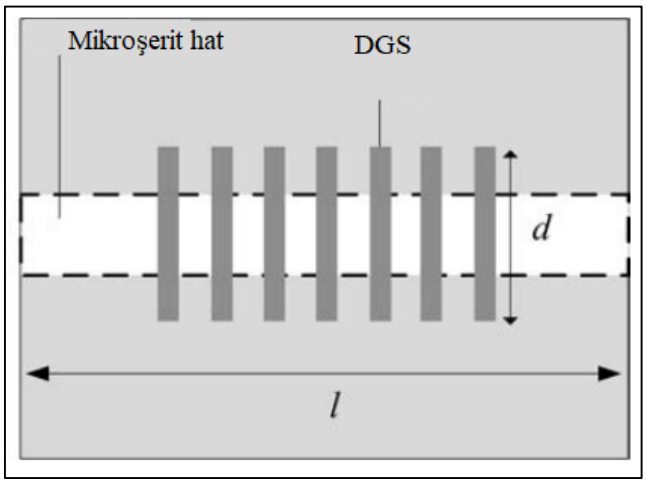
1- iletim hattı modellemesi,
2- LC ve RLC devre modellemesi,
3- yarı statik modelleme.

4.2.1 İletim hattı modellemesi

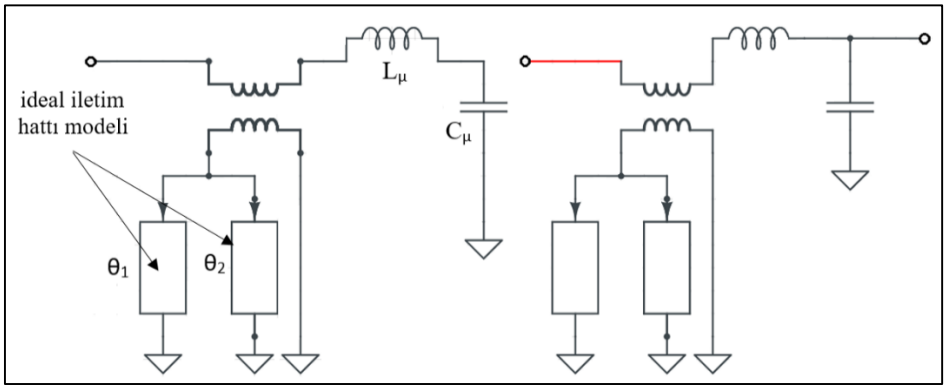
Basit dikdörtgen yapılı DGS'nin iletim hattı modellemesi [100]'de yapılmıştır. Yedi hücreli periyodik DGS'nin geometrik yapısı Şekil 4.10'da gösterilmektedir. Şekilde verilen "l" mikroşerit hat uzunluğunu, "d" ise DGS uzunluklarını ifade eder. Zeminde kazınan dikdörtgen DGS yapıları Eş. 4.1'de verilen formüle göre farklı frekanslarda rezonansa girmektedir.

$$f \cong \frac{c_0}{2d\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{4.1}$$

Burada ε_{eff} etkin dielektrik sabitini, c_0 ışık hızı sabitini ifade etmektedir. Taban iletkeninde ki yarıklar, Şekil 4.11' deki gibi $Z_0^{yarık}$ karakteristik empedansına sahiptir ve elektriksel uzunluğu $\theta = \theta 1 + \theta 2 = \beta_m^{yarık}\, d$ olan bir iletim hattı olarak modellenmiştir.



Şekil 4.10. Yedi hücreli periyodik DGS yapısı



Şekil 4.11. Periyodik DGS'nin eşdeğer devresi

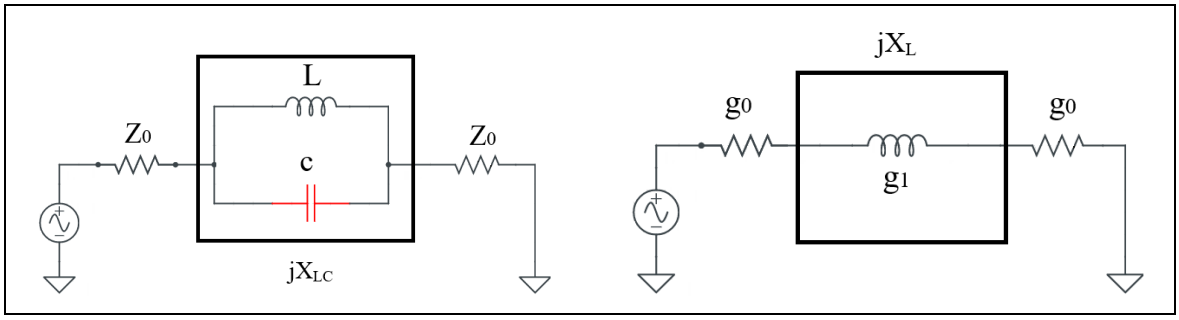
DGS yapıları ve mikroşerit hat arasındaki ortak etkileşim (kuplaj), "n" dönüş oranına sahip ideal bir transformatör ile temsil edilir ve Eş 4.2'den hesaplanır [100].

$$n \cong \sqrt{\frac{Z_0^{şerit}}{Z_0^{yarık}}} \tag{4.2}$$

Burada, $Z_0^{şerit}$ mikroşerit hattın karakteristik empedansıdır.

4.2.2. LC ve RLC eşdeğer devre modeli

Basit bir DGS yapısı için iletim hattı modelinin empedansını Z_0^{slot} olarak değerlendirebiliriz. Bu parametre frekansa bağlı olduğundan, herhangi bir DGS şeklini modellemek kolay değildir. Bu nedenle, DGS yapısını bir eşdeğer paralel LC veya RLC devresi cinsinden temsil etmek için daha genel bir yaklaşım gereklidir. Şekil 4.4'de verilen halter şeklindeki DGS yapı kullanılarak basit bir örnek verilmiştir. Şeklin her iki tarafındaki büyük dikdörtgen DGS yapıları etkin seri endüktans (L) oluşmasına neden olur ve iki dikdörtgeni birbirine bağlayan dar yapı, Şekil 4.12'de gösterildiği gibi, L ile paralel olacak şekilde bir boşluk kapasitansı olan C'yi üretir. Eşdeğer L ve C değerleri bilindiğinde, DGS özelliklerinin belirlenmesi basitleşir.



Şekil 4.12. (a). Halter DGS LC eşdeğer devresi (b). Butterworth alçak geçiren filtre

Eşdeğer L ve C değerlerinin çıkarılması aşağıda açıklanmıştır [101]. EM simülasyon programı kullanılarak Şekil 4.4'deki halter şeklindeki DGS'nin rezonans frekansı 3.5 GHz olarak ve 3 dB kesim frekansı 8 GHz olarak bulunur. Elde edilen frekans yanıtı, tek kutuplu bir alçak geçiren filtrenin yanıtına benzer ve bu nedenle Şekil 4.12 (b)'de gösterildiği gibi tek kutuplu Butterworth alçak geçiren filtrenin yanıtı ile uyumlandırılabilir. Karşılaştırma,

Butterworth öğelerini değeri bilinmeyen L ve C ifadeleriyle doğrudan ilişkilendirir. Şekil 4.12 (a)'daki eşdeğer devrenin reaktansı Eş. 4.3'den hesaplanır.

$$X_{LC} = \frac{1}{\omega_0 C}\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right) \tag{4.3}$$

Burada w_0 açısal rezonans frekansı, w ise açısal kesim frekansıdır. Şekil 4.12 (b)'deki alçak geçiren filtrenin reaktansı Eş. 4.4'de verilmiştir.

$$X_L = \omega_1 Z_0 g_1 \tag{4.4}$$

Burada w_1 kesim frekansına göre normalize edilmiş değerdir, Z_0 giriş ve çıkış kapı empedansarı ve g_1 [102]'de bahsedilen prototip elemandır. Eş.4.3 ve Eş. 4.4 kesim frekansında eşitlenirse,

$$X_{LC}|_{\omega=\omega_C} = X_L|_{\omega_1=1} \tag{4.5}$$

$$C = \frac{\omega_C}{Z_0 g_1}\left(\frac{1}{\omega_0^2 - \omega_C^2}\right) \tag{4.6}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \tag{4.7}$$

burada f_0, DGS için rezonans frekansının yanı sıra Butterworth prototipinin zayıflama kutbudur (attenuation pole). Bu çalışmaya dayalı olarak çeşitli olası tasarım parametreleri çıkarılabilir ve Şekil 4.4'deki halter DGS'ye ait boyutlar dikkate alınarak hazırlanan kapsamlı bir görünüm Çizelge 4.1'de sunulmuştur.

Çizelge 4.1. Şekil 4.4'de verilen boyutlara göre hesaplanan devre elemanları

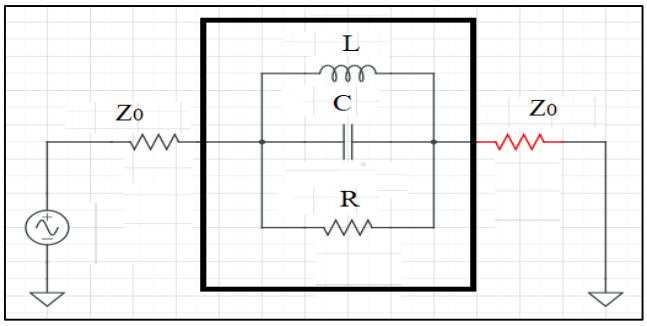
Eşdeğer devre elemanları	Halter şekilli DGS boyutları					
	g=0,2			a= b= 2,5		
	a=b= 1,3	a=b= 2,5	a=b= 4,6	g= 0,2	g= 0,4	g= 0,6
Endüktans (nH)	0,3675	0,86594	1,97725	0,81051	0,90712	0,96825
Kapasitans (pF)	0,51222	0,52845	0,53794	0,60286	0,43306	0,34247
Kesim frekansı (GHz)	10,15	6,085	3,62	6	6,4	6,72
Rezonans frekansı (GHz)	11,6	7,44	4,88	7,2	8,03	8,74

LC modellemesi, ışıma veya iletkenlik/dielektrik kayıplarını hesaba katmaz. Daha gerçeğe yakın bir model, Şekil 4.13'de gösterildiği gibi, eşdeğer kayıp direnci R'yi hesaba katarak yapılmıştır. Bu kayıp direnci R, [103]'deki ilişki kullanılarak simüle edilmiş S_{11}'den çıkarılabilir. Eş. 4.8 ve Eş. 4.9'da bu ifadeler verilmiştir.

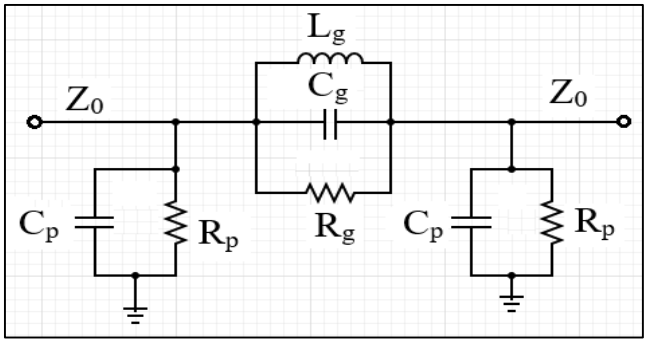
$$R = \frac{2Z_0}{\sqrt{\frac{1}{|S_{11}(\omega)|^2} - \left(2Z_0\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right)^2} - 1} \tag{4.8}$$

$$S_{11}(\omega) = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \tag{4.9}$$

Burada; Z_{in} giriş empedansını, Z_0 ise karakteristik empedansı ifade etmektedir. Eşdeğer C ve L, sırasıyla Eş. 4.6 ve Eş. 4.7'deki denklemlerde ifade edilir. RLC modelinin doğruluk oranı, modele daha fazla devre segmenti eklenerek daha da geliştirilmiştir [104]. Buna bir örnek olarak Şekil 4.14' de Halter DGS'nin pi tipi eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 4.13. Halter DGS'nin RLC eşdeğer devresi



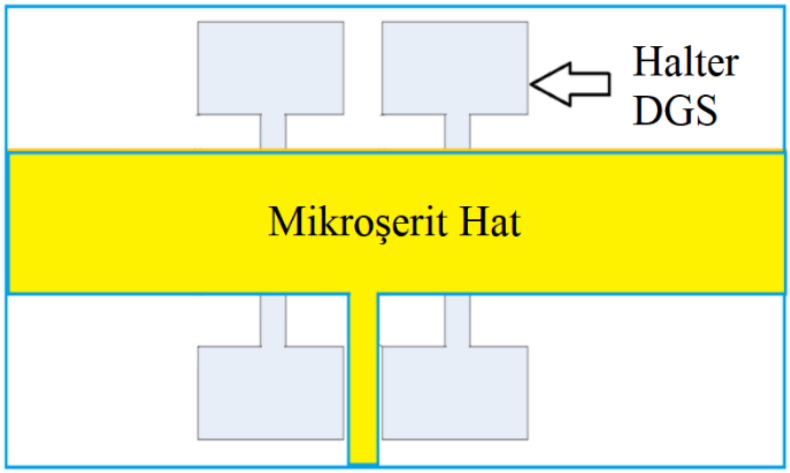
Şekil 4.14. Halter DGS'nin pi tipi eşdeğer devresi

LC/RLC yönteminin en büyük dezavantajı, DGS yapısının fiziksel boyutları ile eşdeğer L veya C arasında doğrudan bir ilişki olmamasıdır. Bu nedenle, belirli bir frekans yanıtı için,

en uygun değeri belirlemek için DGS boyutlarının bir EM simülatörü kullanılarak yinelemeli olarak tahmin edilmesi ve değiştirilmesi gerekir.

4.3. Mikroşerit Filtrelerde DGS Uygulanması

Mikroşerit filtreler muhtemelen DGS'nin en popüler uygulanma alanıdır. Düşük ekleme kaybı, daha derin ve daha geniş durdurma bandı, iletim bandında daha az dalgalanma ve keskin durdurma özellikleri gibi filtre özelliklerini geliştirmek için farklı şekillerde DGS yapıları üzerinde araştırma yapılmıştır. Çift Halter şekilli DGS yapısı [101] kullanılarak üç kutuplu alçak geçiren filtre tasarımı Şekil 4.15'de gösterilmektedir.

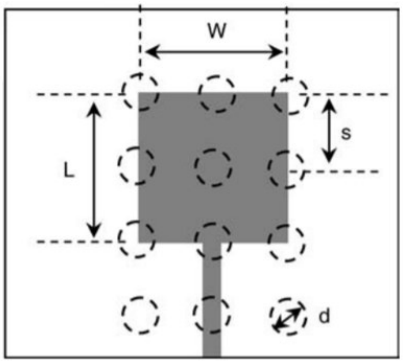


Şekil 4.15. Çift Halter DGS yapısı ile filtre tasarımı

Literatürde yapılan çalışmalarda, önerilen DGS'lerin çoğunun filtre uygulamaları için tasarlandığı görülmüştür. DGS ayrıca bant geçiren filtrelerde (Band Pass Filter-BPF) performans iyileştirmeye yardımcı olur. Geleneksel paralel kuplajlı BPF, iletim bandından durdurma bandına asimetrik geçişler sergileyerek yüksek frekanslarda istenmeyen iletim bandı oluşmasına neden olur. [105]'de yapılan çalışmada, bu tür istenmeyen iletim bandını ortadan kaldırmak ve iletim bandından durdurma bandına keskin bir geçiş elde etmek için DGS başarıyla uygulanmıştır. Başka bir çalışmada istenmeyen iletim bandı sinyallerinin seçiciliği ve bastırılmasında, U-şekilli DGS [106] ve bölünmüş halka rezonatörleri [107] kullanılmıştır. DGS'de bir başka önemli uygulama, ayarlanabilir bir bant durdurma filtresi elde edilebilmesidir. Filtre ayarlamada kullanılan eşdeğer kapasitansı kontrol etmek için DGS içine yerleştirilen varaktör diyotun etkisi incelenmiştir [108- 109].

4.4. Mikroşerit Antenlerde DGS ile Harmonik Kontrolü

DGS yapıları mikroşerit filtrelerde istenmeyen yüzey dalgalarını bastırmak ve mikroşerit antenlerde harmonikleri kontrol etmek için kullanılır. Aktif mikroşerit antenlerin çoğunda, osilatör ve amplifikatör devreleri, ışıma elemanları ile doğrudan entegredir. Burada mikroşerit yama sadece ışıma yapmak için değil, aynı zamanda bir frekans seçici devre olarak da işlev görür. Bu nedenle, istenmeyen ışımalarla sonuçlanan daha yüksek harmonikler üretmeye eğilimlidir. Bir mikroşerit elemanının girişindeki yüksek harmonikleri durdurmak için, 1999'dan beri farklı DGS konfigürasyonları kullanılarak besleme ağındaki uygun bant durdurma özellikleri araştırılmıştır [110]. Yapılan deneysel çalışmada, Şekil 4.16'da gösterildiği gibi mikroşerit beslemeli dikdörtgen bir yama için 3 x 4 dairesel taban iletkeni kusurlu bir zemin düzlemi kullanılmıştır. Kullanılan bu DGS yapıları sayesinde 1800 MHz ve 2700 MHz'de iki yüksek harmonik bastırılmıştır.



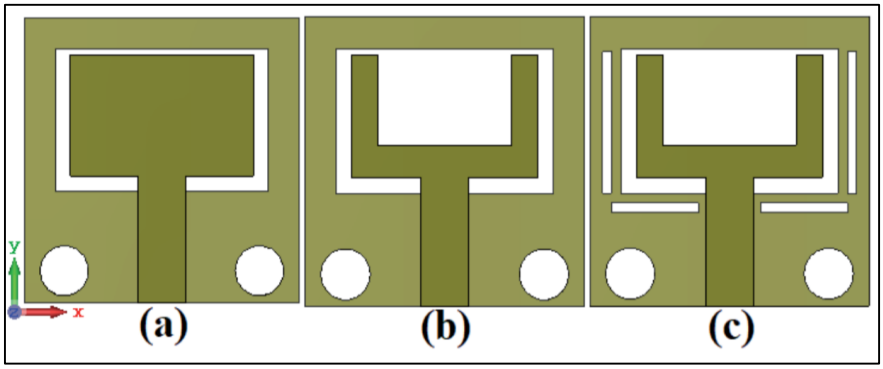
Şekil 4.16. Dairesel DGS uygulanan anten

5. 5G UYGULAMALARI İÇİN DGS TABANLI GENİŞ BANT ANTEN TASARIMI

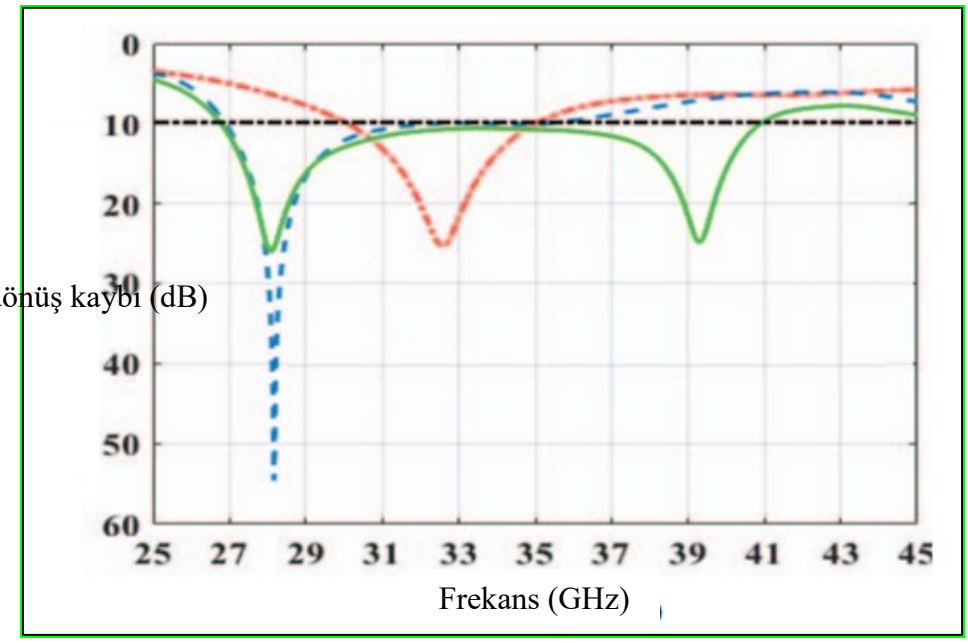
Bu tez çalışmasında, 5G uygulamalarında kullanılmak üzere U-şekilli yama anten tasarlanmış ve incelenmiştir. Antenin bant genişliğini artırmak ve kompakt yapıyı elde etmek için DGS kullanılmıştır.

5.1. Tasarım ve Benzetim sonuçları

Önerilen anten tasarımını elde etmek için üç aşamalı bir konfigürasyon geliştirilmiştir. İlk aşamada iletken yama geometrisi dikdörtgen olarak seçilmiş ve iletken zeminde 7 x 4.5 mm^2 boyutlarında dikdörtgen bir DGS yapısı kazılmıştır. Bu aşamada 32.5 GHz'de bir rezonans frekansı elde edilmiştir ve 30- 35 GHz arasında 5 GHz'lik bir bant genişliği elde edilmiştir. Daha sonra ikinci aşamada dikdörtgen iletken yama geometrisi, U-şekilli yama geometrisine dönüştürülmüştür. Böylece rezonans frekansı 28 GHz'e düşürülmüş ve frekans aralığı 26.8 – 36 GHz arası olarak belirlenmiştir. U-şekilli yama ile beraber ışıma yapılan bant aralığı yaklaşık 9 GHz olmuştur. Ancak bu milimetre dalga frekanslarında 5G uygulamalarına tahsis edilen bant genişliği için yeterli değildir. Bu nedenle son aşamada istenilen anten konfigürasyonunu elde etmek için taban iletkenine 2.8 x 0.3 mm^2 ve 4.4 x 0.3 mm^2 boyutlarında simetrik dikdörtgen DGS yapıları oluşturulmuştur. Oluşturulan yapılar sonrasında 28 GHz frekansına ek olarak 39.2 GHz'de ikinci bir rezonans frekansı oluşmuştur. Bu sayede antenin frekans aralığı 26.8-41 GHz olarak ve bant genişliği 14.2 GHz olarak elde edilmiştir. Şekil 5.1'de dikdörtgen yama anten, U-şekilli yama anten ve önerilen anten görseli verilmiştir. Şekil 5.2'de bu üç anten konfigürasyonlarına ait geri dönüş kayıpları görülmektedir.



Şekil 5.1. (a) Dikdörtgen yama anten, (b) U-şekilli yama anten (c) Önerilen anten

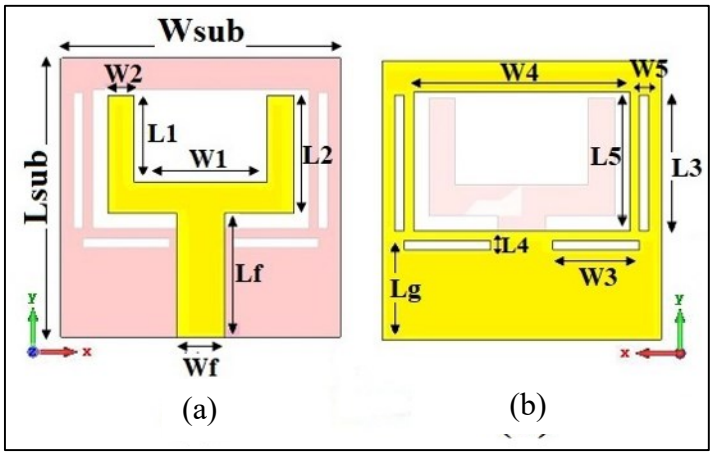


Şekil 5.2. Üç farklı anten modelinin geri dönüş kayıpları

Önerilen anten yapısı amaçlanan hedefe uygun olarak 9 x 9 mm^2'lik kompakt bir yapıda tasarlanmıştır. Anten tasarımında ve benzetim çalışmalarında CST yazılım programı kullanılmıştır. Anten 1.6 mm genişliğinde ve 4 mm uzunluğundaki mikroşerit hat ile beslenmiştir. Çizelge 5.1'de önerilen antenin optimize edilmiş boyutları verilmiştir. Şekil 5.3'de optimize edilmiş değerlere göre anten geometrisi verilmiştir.

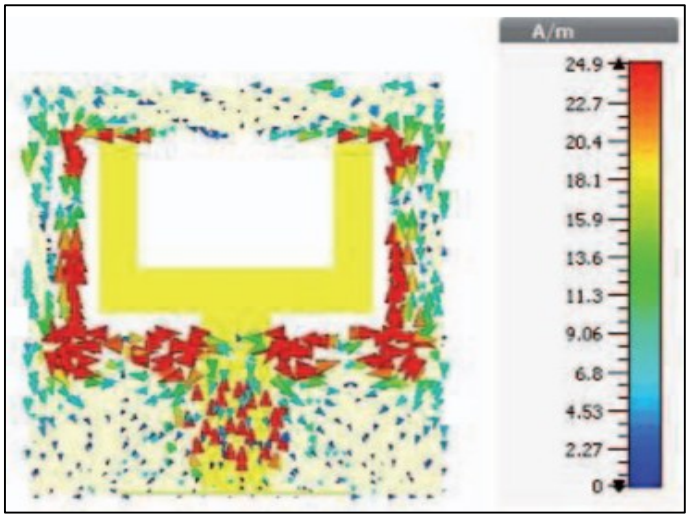
Çizelge 5.1. Önerilen tekli antenin optimize edilmiş değerleri

Parametre	mm	Parametre	mm
W_{sub}	9	L_{sub}	9
W_f	1.6	L_f	4
W1	4.3	L_g	3.5
W2	0.85	L1	2.8
W3	2.8	L2	3.8
W4	7	L3	4.4
W5	0.3	L4	0.3
H_{sub}	0.508	L5	4.5



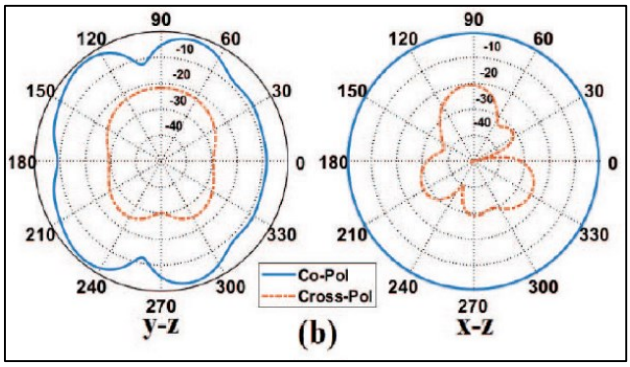
Şekil 5.3. Önerilen tekli antenin boyutları (a) üstten görünümü (b) alttan görünümü

Tasarlanan antenin 39 GHz'deki yüzey akım dağılımını görmek için CST'de [111] analiz yapılmıştır. Şekil 5.4 incelendiğinde akım yoğunluğunun zeminde kazınan dikdörtgen DGS yapıları kenarlarında yoğunlaştığı görülmektedir. Tabanda kazınan DGS yapıları, taban iletkenindeki elektrik ve manyetik alan çizgilerinde değişime neden olur ve iletkendeki akım dağılımı yön değiştirerek kazınan yapının kenarlarında yoğunlaşır. İkinci bir rezonans frekansı oluşmasının sebebi de budur. Bu sayede yapının boyutları değiştirilmeden bant genişliği artırılabilir.



Şekil 5.4. Önerilen antenin 39 GHz'de yüzey akım dağılımları

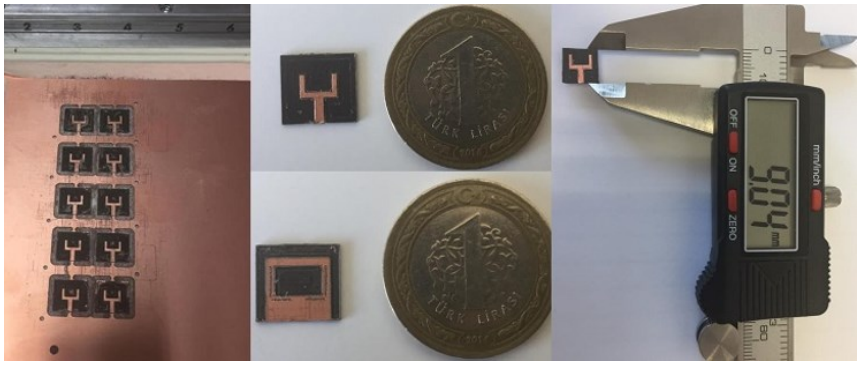
Şekil 5.5'de antenin 39 GHz'de ışıma örüntüsüne ait benzetim sonuçları görülmektedir. H-düzleminde (x-z düzlemi) ve E-düzleminde (y-z düzlemi), düz-polarizasyon (co-polarization) ve çapraz-polarizasyonu (cross-polarization) analizi yapılmıştır. Her iki düzlemde de Co- polarizasyon düşük çıktığı görülmüştür.



Şekil 5.5. Önerilen antenin 39 GHz'deki ışıma örüntüsü

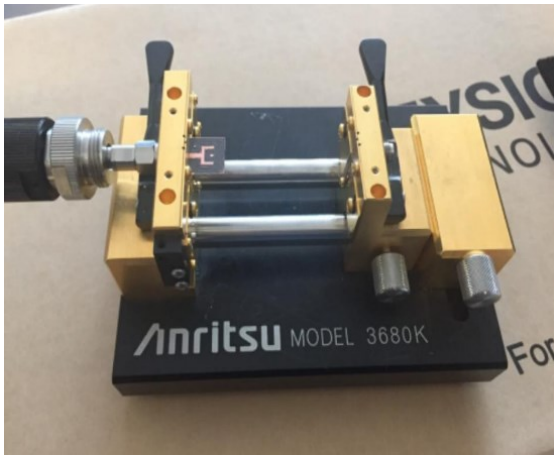
5.2. Üretim ve Ölçüm Sonuçları

Tasarlanan anten LPKF makinasında üretilmiştir. Alttaş malzeme olarak 0.508 mm kalınlığında Rogers RT5880 kullanılmıştır. Bu alttaşın tercih edilme sebebi yüksek frekanslarda düşük kayıplara neden olması ve kompakt yapı oluşmasında olumlu katkıda bulunmasıdır. Resim 5.1'de üretilen antenin görselleri verilmiştir.

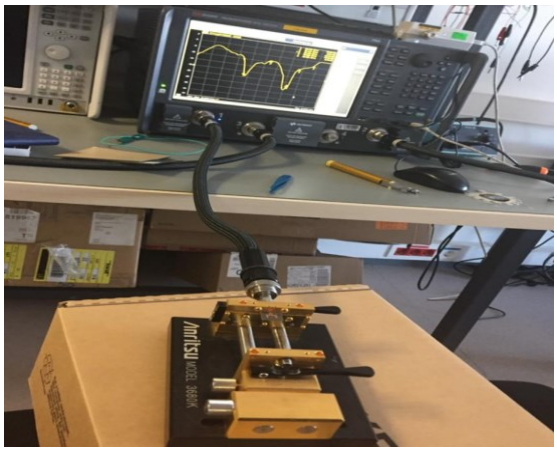


Resim 5.1. Üretilen tekli antenin görselleri

Üretimi tamamlanan antenin S-parametre ölçümü, Keysight firmasının N5224B model numaralı 10 MHz - 43.5 GHz ölçüm aralığına sahip PNA network analizörü ile gerçekleştirilmiştir. Antenin boyut olarak çok küçük olmasından dolayı 2.92 mm kart tipi konektör gereklidir. Ancak bu tip konnektör temin edilemediği için onun yerine Anritsu 3680K model text fixture kullanılmıştır. Test fixture'ın mandallı konektör yapısına üretilen anten yerleştirilmiştir. Resim 5.2'de kullanılan Anritsu 3680K cihazının görseli verilmiştir. Resim 5.3'de ölçüm düzeneği verilmiştir.

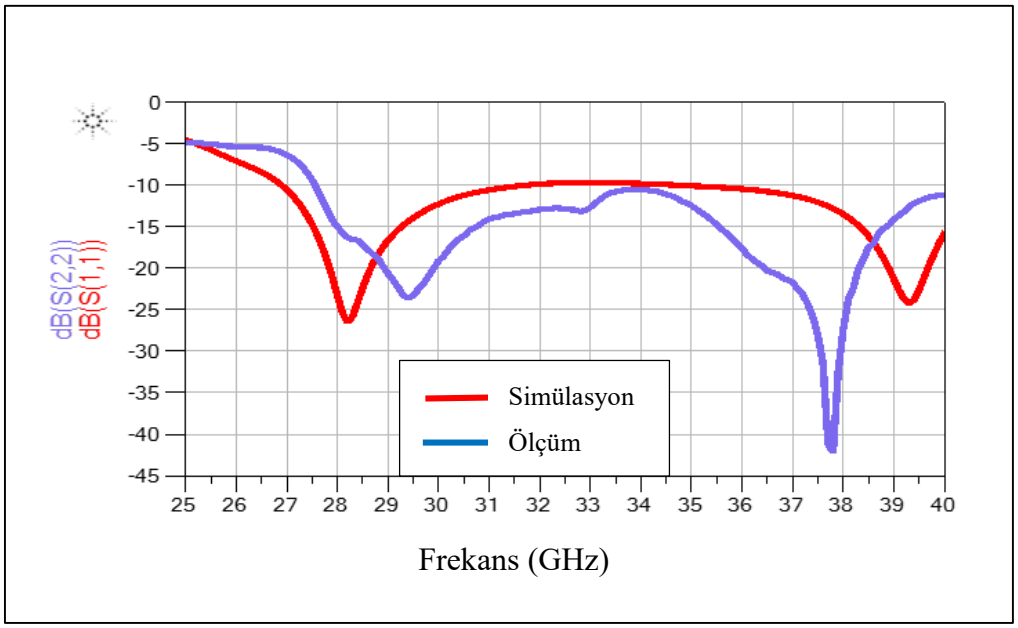


Resim 5.2. Test fixture cihazı



Resim 5.3. Ölçüm düzeneği

Şekil 5.6'da antenin ölçüm ve benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Elde edilen ölçüm sonuçlara göre önerilen anten 27.6 - 40 GHz frekans aralığında çalışmaktadır. Burada ışıma parametresi olarak -10 dB ve onun altındaki değerler kabul edilmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre üretilen anten milimetre dalga frekanslarında 12.4 GHz'lik bant genişliği sağlamaktadır. Bu oldukça iyi bir değerdir. Ayrıca benzetim ve ölçüm sonuçları arasında frekans tepkisi bakımından bir örtüşme olduğu görülmektedir.

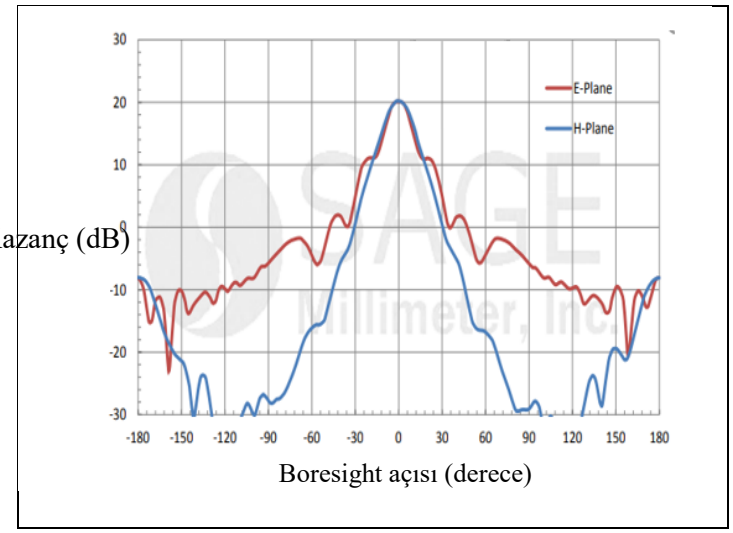


Şekil 5.6. Ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

Anten modellemesinde önemli bir diğer parametre ise kazanç değeridir. Kazanç ölçümü için kazanç değeri önceden bilinen bir referans antene ihtiyaç vardır. Bu amaçla SAGE firmasına ait SAR-2013-28-S2 model horn anten kullanılmıştır. Dikdörtgen dalga kılavuzu ara yüzüne sahip bu anten yüksek geri dönüş kaybı özelliğine sahiptir. Bu anten lineer polarizedir ve çalışma frekans aralığı 26.5 GHz - 40 GHz arasındadır. Antenin kazanç aralığı ise 18.5 dBi – 21 dBi arasındadır. Resim 5.4'de ölçümde kullanılan referans horn antene ait görsel verilmiştir. Şekil 5.7'de E ve H düzleminde bu antene ait kazanç grafiği verilmiştir.



Resim 5.4. Referans horn anten



Şekil 5.7. Horn anten kazanç grafiği

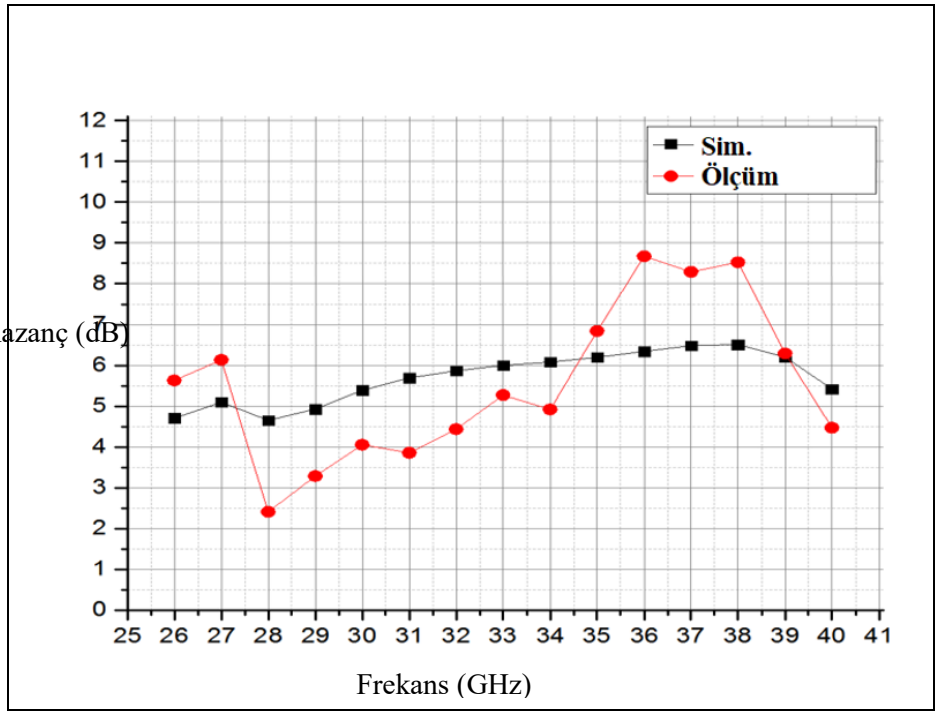
Ölçüm sırasında test kabloları vasıtasıyla önerilen anten, ölçüm düzeneğinden olabildiğince uzaklaştırılmıştır. Buna ek olarak test fixture yapısındaki metal aksamların ölçüm sonucuna etkisini asgari düzeye indirmek amacıyla test fixture'ın metal aksamına soğurucu malzeme yapıştırılmıştır. Bu ölçüm düzeneği kullanılarak Network Analizörün birinci portuna üretilen U-şekilli anten, ikinci portuna ise referans horn anten bağlanmıştır. Üretilen antenden, referans antene gönderilen sinyalin transfer katsayısı ölçülerek anten kazancı hesaplanmıştır. Resim 5.5'de ölçüm düzeneğine ait görsel verilmiştir.



Resim 5.5. Anten kazanç ölçüm düzeneği

Şekil 5.8'de önerilen antenin kazanç grafiğinin ölçüm ve benzetim sonuçlarına göre karşılaştırması verilmiştir. Şekil 5.8 incelendiğinde hem ölçüm sonuçlarında hem de

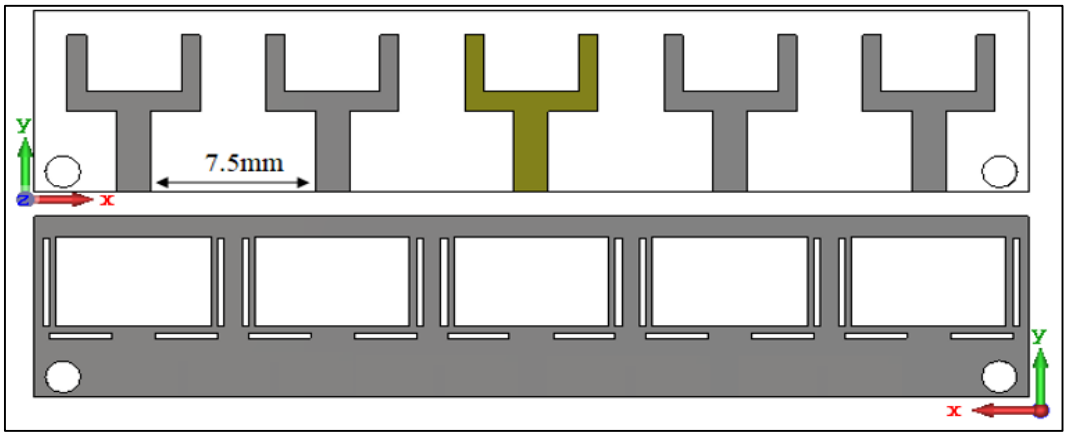
benzetim sonuçlarında 36 - 38 GHz frekans aralığında maksimum kazanç elde edildiği görülmüştür. Ölçüm sonuçlarına göre antenin bu aralıklarda 8 dB'nin üzerinde bir kazanç değeri verdiği görülmüştür. Benzetim sonuçlarında ise maksimum kazanç 6.5 dB olarak bulunmuştur. Bu sonuçlar değerlendirilirken ölçüm düzeneğinin laboratuvar ortamında yapıldığı ve yankısız odanın kullanılmadığı dikkate alınmalıdır.



Şekil 5.8. Anten kazanç değerlerinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

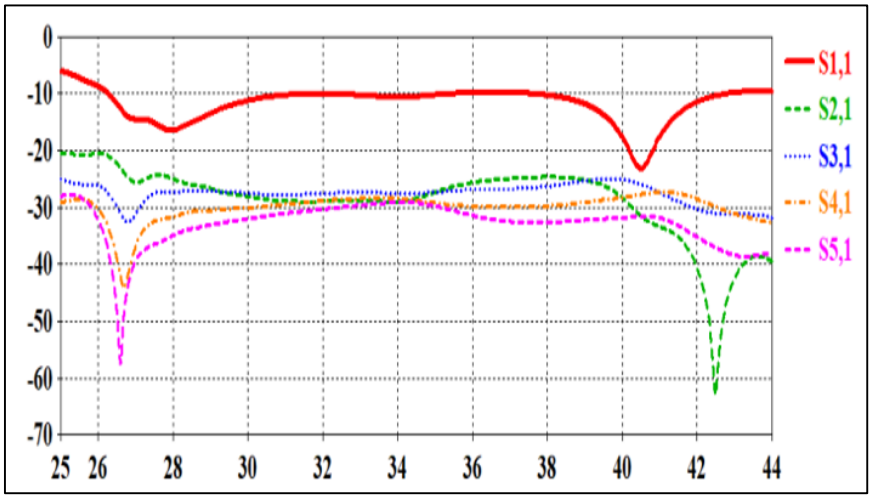
5.3. Dizi Anten ve SAR Analizi

Tekli analizleri yapılan antenin dizi anten performansını görmek için Şekil 5.9'daki tasarım oluşturulmuştur. Taban iletkenindeki DGS yapıları aynı şekilde korunmuş her bir anten elemanının altına denk gelecek şekilde konumlandırılmıştır. Her bir anten elemanı arasında 7.5 mm mesafe konulmuş ve aralarındaki ortak etkileşim incelenmiştir.

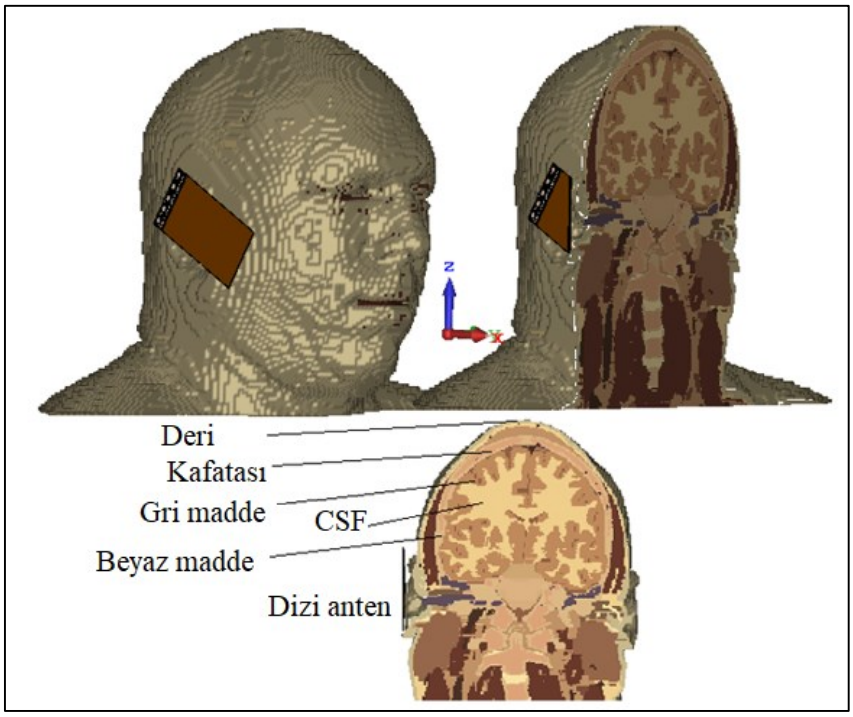


Şekil 5.9. Dizi anten tasarımı

Şekil 5.10'da dizi antenin ortak etkileşim cevapları verilmiştir. Anten 26 - 43 GHz arasında, geniş bant frekans aralığında ışıma yapmaya devam etmektedir. Ortak etkileşimin ise 28 - 40 GHz arasında -25 dB'nin altında olduğu görülmektedir. Tasarlanan dizi antenin, CST paketinde bulunan Voxel Human yardımıyla SAR analizi yapılmıştır. Şekil 5.11'de bu tasarımın üç boyutlu görseli verilmiştir. Bu tasarımda yer alan her bir dokunun dielektrik sabiti farklıdır, CST paketinde modellenmiştir ve elektromanyetik analizde bu değerlerin etkisi vardır.



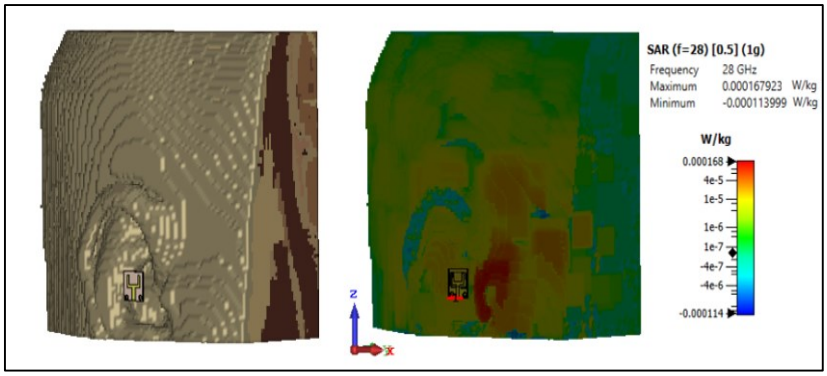
Şekil 5.10. Dizi anten ortak etkileşim tepkisi



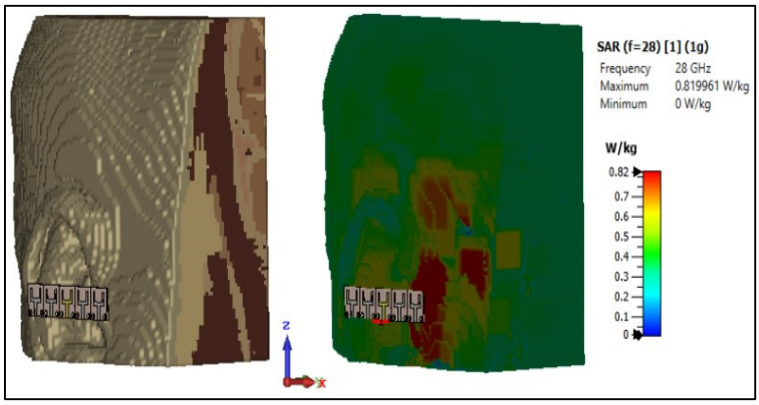
Şekil 5.11. CST paketinde yer alan Voxel Human tasarımı

Cep telefonlarının kullanımı esnasında sağlımıza olan olumsuz etkilerini en aza indirmek amacıyla uluslararası standartlar oluşturulmuştur. Bu standartlardaki en temel bileşen ise özgül soğurma oranıdır (Specific Absorption Rate - SAR). SAR ölçümlerinin sınır değerleri, ABD için IEEE C95.1 standardı ile belirlenmiştir [112]. SAR, birim kütle başına soğrulan elektromanyetik gücü ifade etmektedir ve Eş. 5.1'den hesaplanmaktadır. Bu ifadeye göre "σ" dokunun elektriksel iletkenliği (S/m), "E" elektriksel alanın tepe değeri, "ρ" ise doku yoğunluğudur (kg/m^3).

$$SAR = \frac{\sigma E^2}{2\rho} \tag{5.1}$$



Şekil 5.12. Tekli anten SAR analizi



Şekil 5.13. Dizi anten SAR analizi

FCC (Federal Communications Commission) standardına göre SAR analizinin 1.6W/kg değerinden daha düşük olması gerekir. Şekil 5.12'de tekli antende bu değer beklendiği gibi çok çok düşük çıkmaktadır. Şekil 5.13' de dizi anten sonucuna göre ise SAR değeri 0,82 W/kg olarak elde edilmiştir. Kırmızı renkle görülen yerler ışıma yoğunluğunun fazla olduğu yerleri temsil etmektedir [113].

6. 28-36 GHZ MONOLİTİK MİKRODALGA ENTEGRE DEVRESİ (MMIC) DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇ (LNA) TASARIMI

Bu bölümde, 28-36 GHz frekans aralığı için bir monolitik mikrodalga devresi (Monolithic microwave integrated circuit - MMIC) düşük gürültülü yükselteç (Low Noise Amplifier - LNA) tasarımı yapılmıştır. Alıcı sistemlerde gürültü katsayısı ve kazanç performansları en önemli parametrelerdir. Ancak minimum gürültü katsayısı ve maksimum kazanç performansları aynı anda elde edilememektedir [114]. Bu tez çalışması kapsamında yapılan tasarımda optimum kazanç elde edilirken gürültü katsayısının en aza indirilmesi hedeflenmiştir. Amaçlanan tasarımı gerçekleştirmek için 70 nm metamorfik Yüksek Elektron Hareketlilik Transistörü (metamorphic High Electron Mobility Transistor - mHEMT) kullanılarak üç aşamalı bir MMIC LNA tasarlanmıştır.

Benzetim çalışmaları Keysight ADS Momentum yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarımda endüktif kaynak dejenerasyon tekniği kullanılmıştır. Çalışmada ayrıca stabilizasyon ve doğrusallık analizi yapılmıştır. Tasarlanan LNA'nın elektriksel özelliklerinin özeti Çizelge 6.1'de verilmiştir.

Çizelge 6.1. Tasarlanan MMIC LNA'nın elektriksel özellikleri

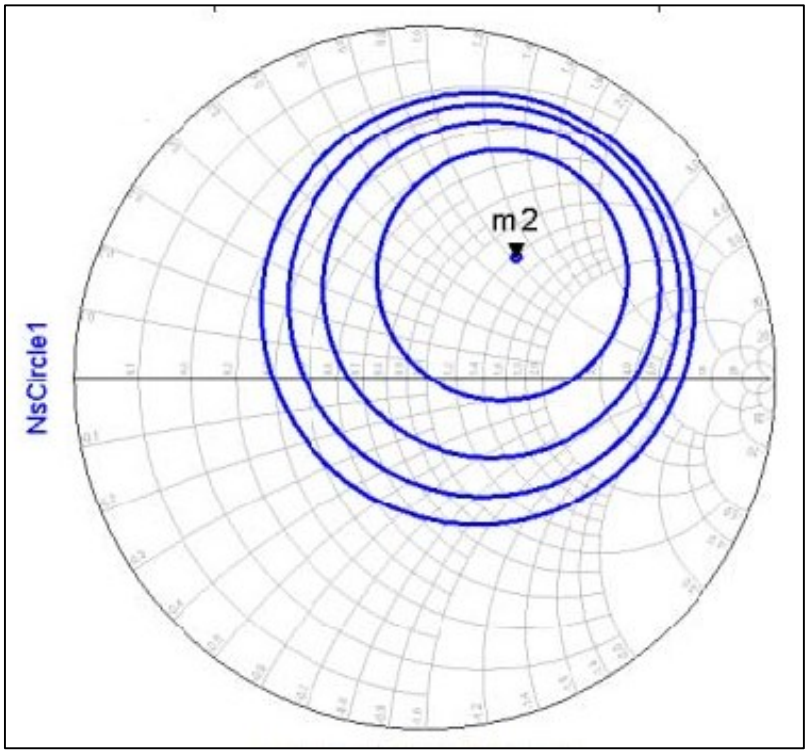
Parametre	Birim	Özellikler
Frekans Bant Genişliği	GHz	28-36
Giriş Gücü	dBm	-55
Kazanç	dB	16.4 (en az)
Gürültü Katsayısı	dB	< 1.13
Kazanç Meyili (Gain Slope)	dB/ GHz	0.19
C/I	dBc	-130
Giriş Geri dönüş Kaybı (Return Loss)	dB	< -11.5
Çıkış Geri dönüş Kaybı	dB	< -12.1

Tasarıma uygun transistörlerin seçimi ile başlanılmıştır. Daha sonra transistör seçimine göre MMIC tasarımının aşamaları belirlenmiştir. Transistörler uygun eğilimleme noktalarını (bias point) bulmak için simüle edilmiştir. Çalışmada, birinci ve ikinci aşamada düşük gürültü katsayısı hedeflenirken, çıkış aşamasında daha iyi OIP3 (üçüncü düzey kesişme

noktası) ve daha yüksek kazanç elde edilmesi hedeflenmiştir. Bu yaklaşıma göre, birinci ve ikinci aşamalar için sırasıyla 2 x 30 µm ve 4 x 30 µm transistör seçilmiştir. Birinci aşamada küçük boyutlu transistör, düşük gürültü ve yüksek kazanç özellikleri nedeniyle seçilmiştir. Ayrıca, üçüncü aşamada daha iyi bir doğrusallığın yanı sıra, daha yüksek ve daha düz küçük sinyal kazancı elde etmek için iki adet 4 x 30 µm transistör paralel bağlanmıştır. Tasarımda, dört transistörün tümü 1,2 V_d ile beslenmiş ve toplam DC (doğru akım) güç tüketimi 0,12 mW olmuştur. Kaskatlı yükselteçlerin (cascade amplifier) toplam gürültü katsayı performansı Friis formülü ile belirlenir. Friis formülünde NF_i, i' inci aşamanın gürültü katsayısıdır ve G_i, yükseltecin i'inci aşamasının küçük sinyal kazancıdır. Eş.6.1'de Friis formülü verilmiştir. Buna göre, tüm alıcı sistemin gürültü performansının belirlenmesinde birinci transistörün önemli bir role sahip olduğu görülmektedir.

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} \tag{6.1}$$

MMIC LNA tasarımında her kademe ayrı ayrı tasarlanır ve her kademenin I/O (Giriş/Çıkış) portları 50Ω empedansa eşleştirilir. Buna ek olarak, minimum gürültü katsayısını elde etmek için transistörlerin giriş portları Γ_{opt} empedansı ile eşleştirilir [115]. Birinci aşama için 2 x 30 µm transistörün gürültü çemberleri Smith abağı üzerinde Şekil 6.1'de verilmiştir.



Şekil 6.1. 2 x 30 µm m-HEMT gürültü çemberleri

Tasarımın diğer kritik noktası da koşulsuz kararlı sistemlere sahip olmaktır. Kararsız devreler istenmeyen salınımlara neden olabilir. İstenmeyen salınımlar ise hem ekipman hem de sistem seviyesinde ciddi sorunlara yol açabilir. Kararlı bir sisteme sahip olmak için, iki bağlantı noktalı ağın kararlılık koşullarını Eş. 6.2 ve Eş. 6.3 sağlaması gerekir. Eş. 6.2' de stabilite faktörü "K" ifadesi verilmiştir.

$$K = \frac{1-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2+|\Delta|^2}{2|S_{12}|\,|S_{21}|} \geq 1 \tag{6.2}$$

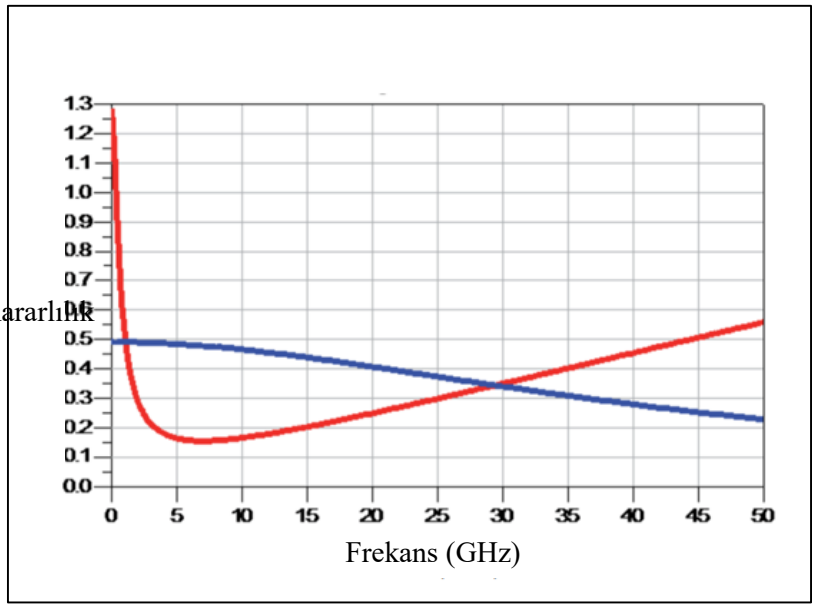
$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \tag{6.3}$$

Eş.6.2 ve Eş.6.2'de yer alan S_{ij}, 2 kapılı ağın S parametreleridir. İki kapılıda, giden ve yansıyan güç dalgaları ile saçılma matrisi arasında ilişki Eş. 6.4'deki gibi yazılabilir.

$$S_{ij} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \tag{6.4}$$

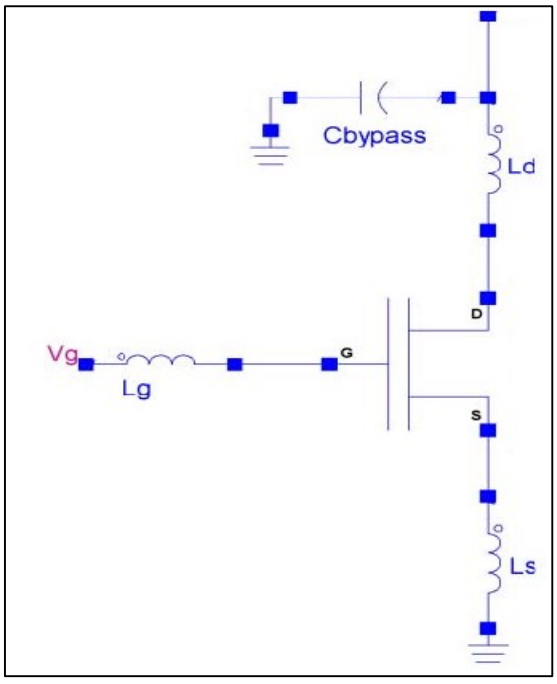
Bu eşitlikte yer alan S_{11}, S_{12}, S_{21} ve S_{22} sırasıyla giriş kapısı gerilim yansıma katsayısı, geri yönde gerilim kazancı, ileri yönde gerilim kazancı, çıkış kapısı gerilim yansıma katsayısını ifade etmektedir.

Tasarımda en önemli konulardan biri transistör boyutu ve bayas noktası seçimidir. Tasarımın başlangıcında, DC ve RF performanslarını görmek için tekli transistörler simüle edimiştir. Bundan sonra, her transistörün kararlı olup olmadığını görmek için ayrı ayrı simülasyon yapılmıştır. Transistörlerin kararlılık simülasyon sonuçlarına göre tekli transistörlerin kararlı olmadığı görülmektedir. 2 x 30 µm m-HEMT' nin kararlılık simülasyon sonuçları Şekil 6.2' de verilmiştir.



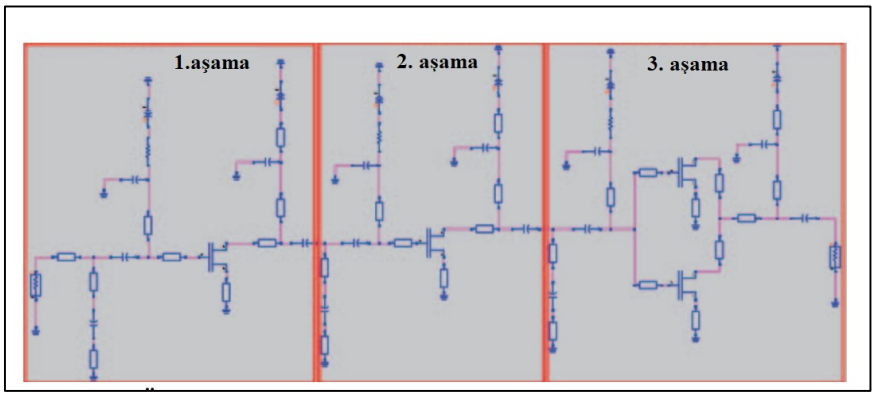
Şekil 6.2. 2 x 30 µm m-HEMT'nin kararlılık simülasyonu sonuçları

LNA tasarımında, transistörlerin kararlı bölgede çalışması için endüktif bir kaynak dejenerasyon tekniği kullanılır [115]. Endüktif kaynak dejenerasyonu tekniğinde, transistörlerin kaynağına bir spiral indüktör veya bir iletim hattı bağlanır. Endüktif kaynak dejenerasyon tekniği, giriş empedansını 50 Ω üzerinden taşır ve daha az bileşenle daha kolay uyumlandırma devresi (matching network) yapma imkanı verir [116]. Şekil 6.3'de kaynak dejenerasyon tekniği devresi verilmiştir.



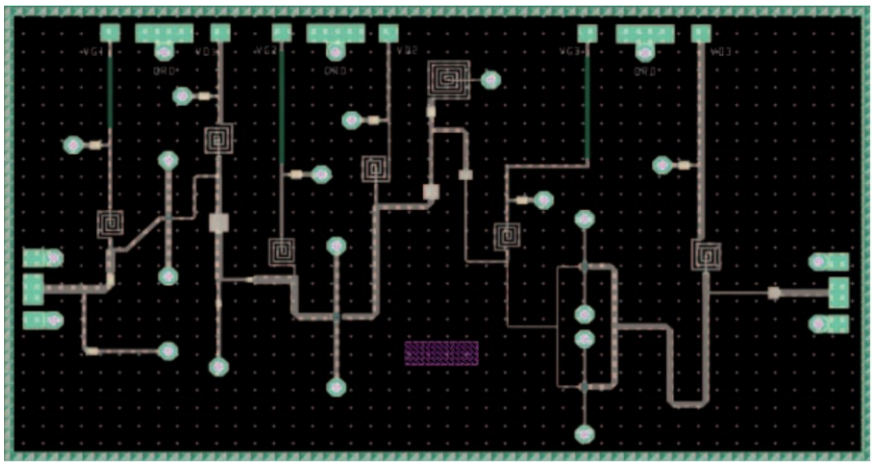
Şekil 6.3. Kaynak dejenerasyon tekniği

Uyumlandırılan ağ tasarımında, transistörlerin kaynak pinlerine paralel bağlı iki iletim hattı bağlanır. Endüktif kaynak dejenerasyonu uygulanan transistörlerin giriş empedansları Γ_{opt} empedansı ile eşleştirilir. Giriş uyumlama ağında seri direnç ve spiral indüktör kullanımından gürültü katsayısını arttırmamak için kaçınılır. Ön uyumlama ağı tasarımı, Keysight' ın ADS şematik aracı kullanılarak yapılır. Şematik tasarımda, uyumlanan ağ metodolojileri ve uyumlanan bileşenlerin değerleri belirlenir. Üç aşamalı MMIC LNA'nın şematiği Şekil 6.4'te gibi verilmiştir.



Şekil 6.4. Üç aşamalı MMIC LNA'nın şematiği

Şematik tasarım tamamlandıktan sonra, Keysight'ın ADS Momentum aracı kullanılarak eşleştirme bileşenleri normalize edilir. Yerleşim planında (layout) şematikteki toplu-elemanların her biri iletim hatları, dirençler, metal-yalıtkan-metal (Metal Insulator Metal - MIM) kapasitörler ve spiral indüktör ile normalize edilmiştir. Yerleşim planı 1,2 V besleme gerilimi ile simüle edilmiştir. Üç aşamalı MMIC LNA'nın düzeni Şekil 6.5'de gösterilmektedir. Şekil 6.5'de görseli verilen çipin boyutları 4.4 x 2.5 mm²' dir.



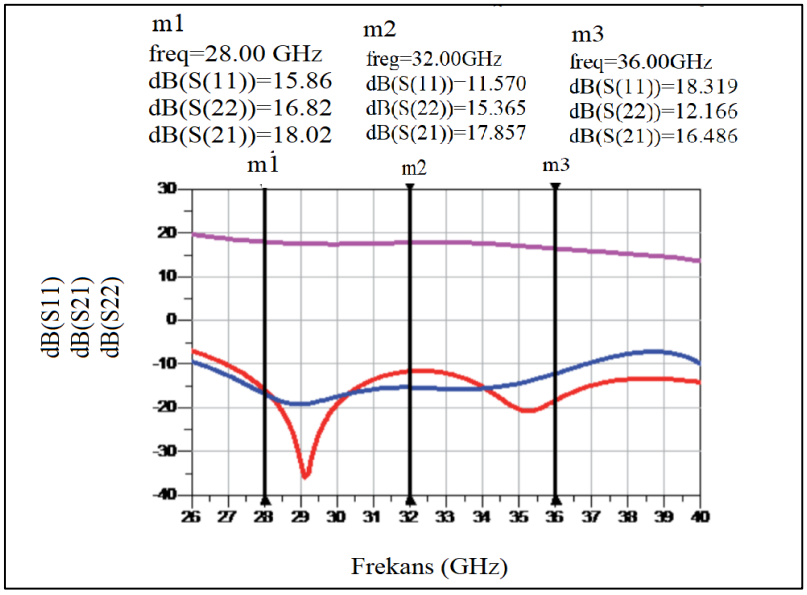
Şekil 6.5. Üç aşamalı MMIC LNA'nın şematiği

Çizelge 6.2, literatürdeki Ka-Bant MMIC LNA raporlarının karşılaştırmasını göstermektedir. Çizelge 6.2'ye göre, bu çalışma Ka-bandında minimum gürültü katsayısına sahip çalışma olarak öne çıkmaktadır.

Çizelge 6.2. Literatürdeki Ka-Bant LNA tasarımlarının karşılaştırması

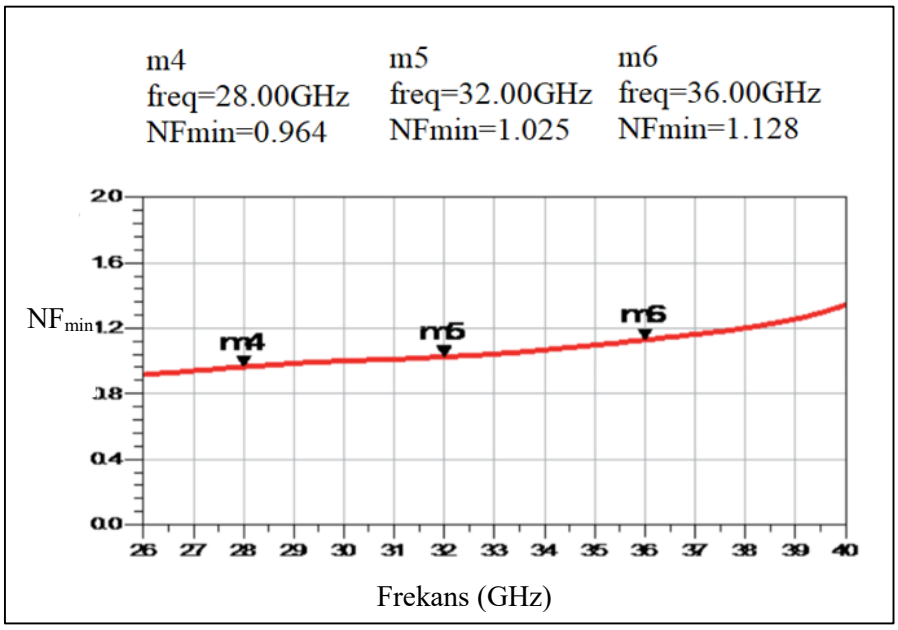
Referans	Frekans [GHz]	Kazanç [dB]	Gürültü Katsayısı (NF) [dB]	Aşama Sayısı	Boyut [mm^2]
[117]	27-31	21	1.7	3	2 x 3
[118]	26-36	33	1.8	3	1.3 x 2.8
[119]	22-40	22	3.0	4	2 x 1
[120]	30	20	3.3	3	2.6 x 0.8
[121]	23-31	26	2.8	4	2.3 x 1
Bu çalışma	28-36	16.4	1.13	3	4.4 x 2.5

MMIC LNA' nın yerleşim planı Moment Metodu tekniği kullanılarak ADS Momentum 2.5D EM yazılımında simüle edilmiştir. EM simülasyonlarda drenajlar (drain) 1,2 V besleme gerilimi ile beslenmiştir ve toplam güç kaybı 0,12 W'dir. S parametresi simülasyon sonuçlarında, LNA katı için 16.4 dB kazanç elde edilmiştir. (I/O) geri dönüş kayıpları, çalışma frekansı aralığında -11,5 dB ve -12.1 dB'den daha iyidir. Kazanç meyili 0.19 dB/GHz' dir. MMIC LNA' nın simüle edilmiş S-parametre sonuçları Şekil 6.6' da verilmiştir.



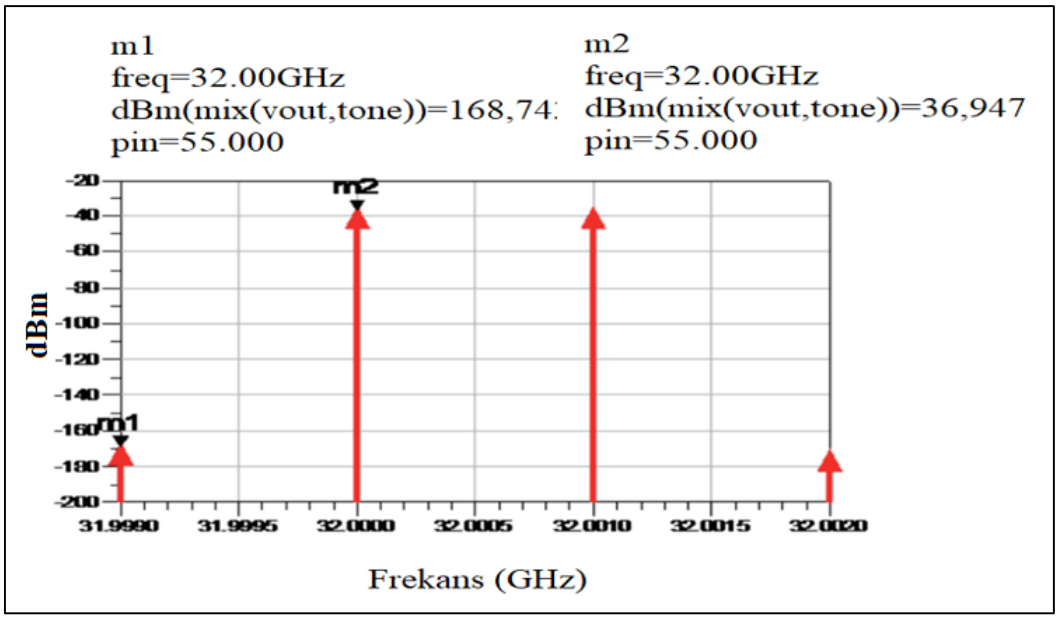
Şekil 6.6. MMIC LNA' nın S-Parametre simülasyon sonuçları

Gürültü katsayısı simülasyonu sonucunda LNA, çalışma frekansı bant genişliğinde 1,13 dB gürültü katsayısına ulaşmıştır. MMIC LNA'nın simüle edilmiş gürültü katsayısı sonucu Şekil 6.7'de verilmiştir.



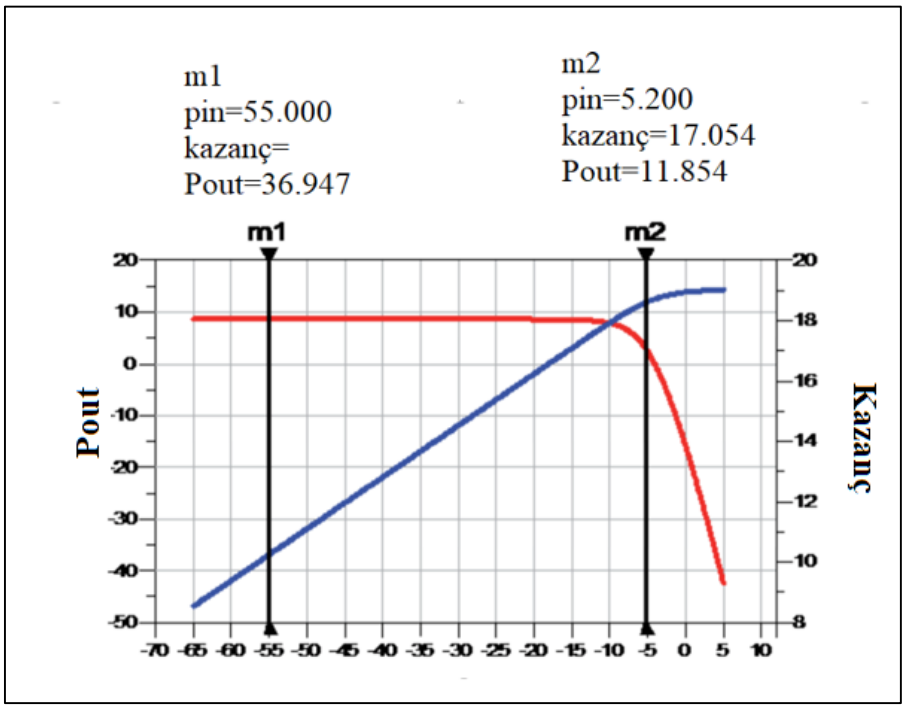
Şekil 6.7. MMIC LNA'nın gürültü katsayısı simülasyon sonuçları

Taşıyıcı girişim (Carrier Interference C/I) simülasyonlarında, MMIC LNA'nın taşıyıcı girişim oranı, merkez frekansta -130 dBc olarak elde edilmiştir. MMIC LNA'nın simüle edilmiş doğrusallık simülasyon sonucu Şekil 6.8'de verilmiştir.



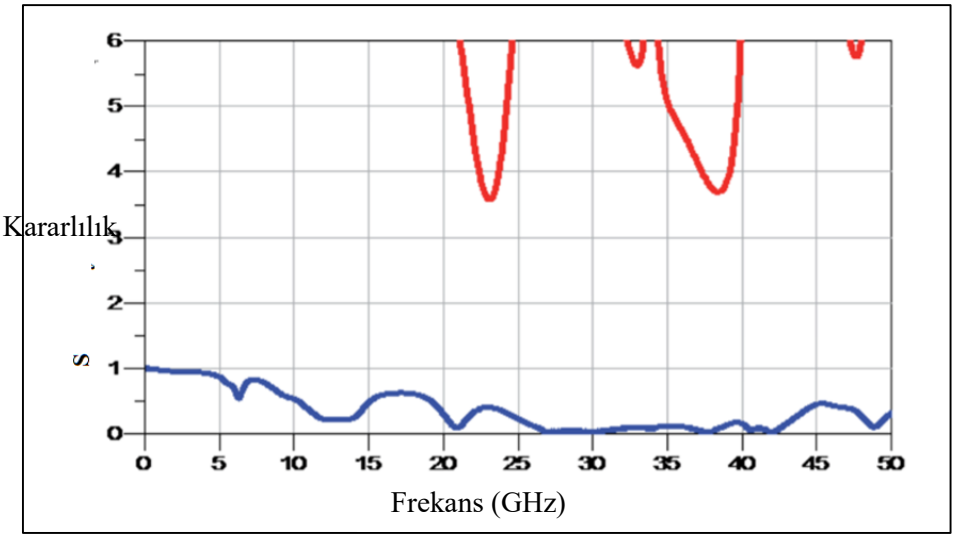
Şekil 6.8. MMIC LNA'nın doğrusallık simülasyonu sonucu

1 dB sıkıştırma noktası (P1dB) simülasyonlarında, merkez frekansta simüle edilen P1dB girişi -5,2 dBm ve simüle edilen P1dB çıkışı +11,8 dBm olarak elde edilmiştir. MMIC LNA'nın simüle edilmiş P1 dB sonuçları Şekil 6.9'da verilmiştir.



Şekil 6.9. MMIC LNA'nın doğrusallık simülasyonu sonucu

Üç aşamalı MMIC LNA tasarımında, her aşaması ayrı ayrı koşulsuz olarak kararlı hale getirilir ve üç aşamalı MMIC LNA tasarımının tamamı da koşulsuz olarak kararlı yapılır. MMIC LNA'nın kararlılık testlerinin sonucu Şekil 6.10'da verilmiştir.



Şekil 6.10. MMIC LNA'nın kararlılık simülasyonu sonucu

Bu bölümde analiz edilmiş olan benzetim çalışmalarına dayalı LNA tasarım ve sonuçları;

- 70 nm OMMIC D007IH mHEMT işlemine dayalı, üç aşamalı Ka-bant MMIC LNA tasarımı sunulmuştur.

- Endüktif kaynak dejenerasyon tekniği kullanılarak LNA MMIC tasarımı koşulsuz olarak kararlı hale getirilmiştir.

- Çalışma frekansı bant genişliğinde üç aşamalı Ka-band MMIC LNA, 16.4 dB minimum düşük sinyal kazancı ile 1.13 dB gürültü katsayısı ile çalışacak şekilde tasarlanmıştır.

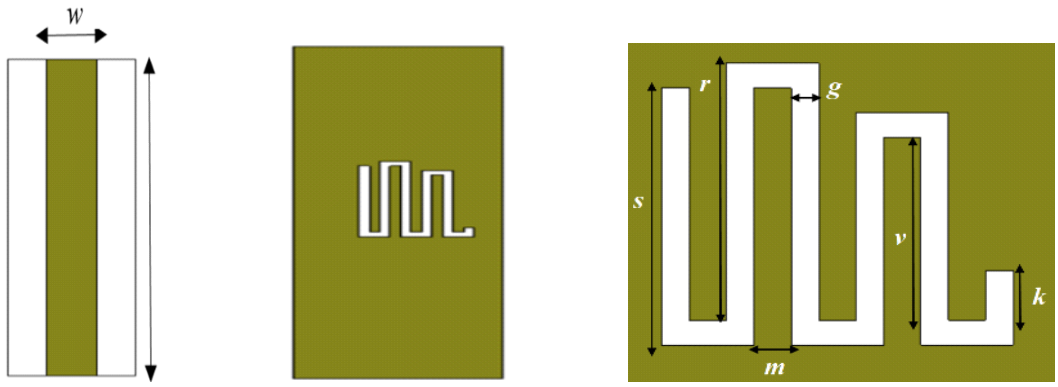
- Buna ek olarak, merkez frekansta P1 dB çıkışında +11.8 dBm ve C/I'da -130 dBc değerleri elde edilmiştir.

Bu sonuçlar, tasarlanan LNA'nın ticari olarak kullanılmaya uygun ve çok düşük gürültü sayısı performansına sahip olduğunu göstermektedir.

7. DGS TEKNİĞİ İLE BANT SÖNDÜREN FİLTRE TASARIMI

7.1. Tasarım ve Benzetim Çalışması

Önerilen mikroşerit filtre yapısı üç aşamalı olarak tasarlanmıştır. İlk aşamada, tasarımda kullanılan DGS yapısının, bant durdurma karakteristiğini analiz etmek için tekli DGS yapısı incelenmiştir. Taban iletkeni kusurlu yapı olarak menderes şekli tercih edilmiştir. Mikroşerit hattın karakteristik empedansını 50 Ω olarak elde etmek için hat genişliği w = 1.6 mm olarak ayarlanmıştır. Belirlenen menderes şekilli yapı, iletken zeminin merkezinde konumlanacak şekilde kazınmıştır. Şekil 7.1'de birinci aşama için önerilen tasarımın detaylı çizimleri verilmiştir.



(a) (b) (c)

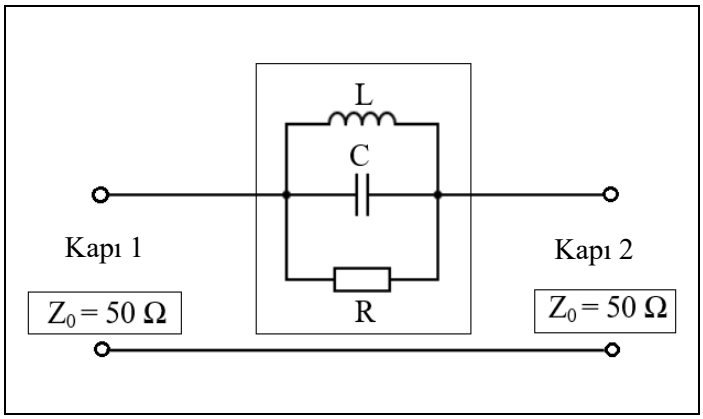
Şekil 7.1. Mikroşerit filtrenin geometrik yapısı (Aşama-1): (a) besleme yüzeyi (b) topraklama yüzeyi (c) önerilen taban iletkeni kusurlu yapı

Tasarımın üç boyutlu elektromanyetik analizi, CST Microwave Studio yazılım programı kullanarak yapılmıştır [111]. Çizelge 7.1'de mikroşerit filtrenin optimize edilmiş değerleri görülmektedir.

Çizelge 7.1.Mikroşerit filtrenin optimize edilmiş değerleri

Parametre	Değer (mm)	Parametre	Değer (mm)
w	1.60	d	6.10
l	14.50	f	1.10
k	0.20	L_x	0.80
m	0.20	L_y	2.90
v	2.54	W_x	0.40
g	0.20	W_y	1.80
s	3.10	p_x	0.50
r	3.10	p_y	7.40

Bir mikroşerit yapıda taban iletkenin kusurlu zeminin kazınması durumunda, kusurlu yapının bant durdurma karakteristiği nedeniyle, tasarımda kesim frekansı f_c ve rezonans frekansı f_0 meydana gelmektedir. Kesim frekansı, iletim bandında araya girme kaybının 3 dB'nin altında olduğu frekans olarak tanımlanabilir. Bu özellikten dolayı kusurlu zemin yapısının eşdeğer devresi Şekil 7.2'deki gibi paralel RLC devresi olarak modellenebilir [122].



Şekil 7.2. Önerilen taban iletkeni kusurlu yapının eşdeğer devre modeli

Eşdeğer devre modellemesinde, iletken zeminde kazınan kusurlu yapıların etkisiyle oluşan etkin endüktans ve etkin kapasitans ifadelerinden yararlanılmıştır (Eş.7.1, Eş.7.3).

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \tag{7.1}$$

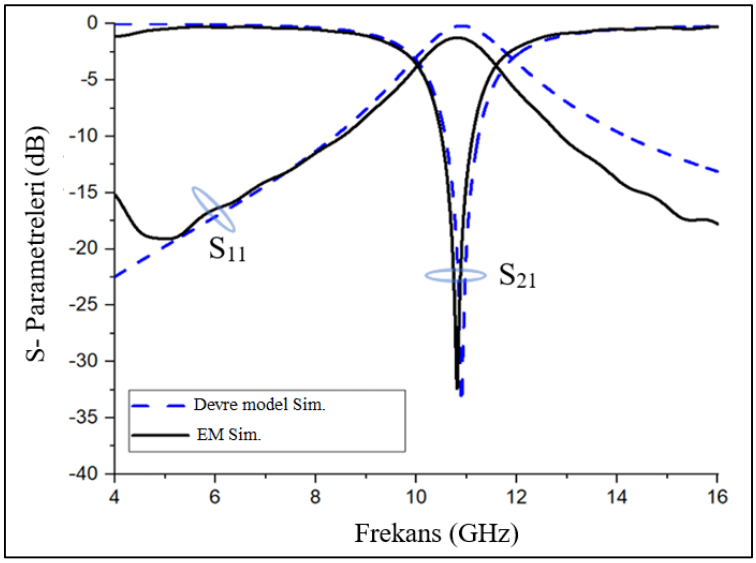
$$C = \frac{f_C}{2Z_0} \cdot \frac{1}{2\pi(f_0^2 - f_c^2)} \tag{7.2}$$

$$R = \frac{2Z_0}{\sqrt{\frac{1}{|S_{11}(\omega_0)|^2} - \left(2Z_0\left(\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L}\right)\right)^2} - 1} \tag{7.3}$$

Burada Z_0 iletim hattının karakteristik empedansını ifade etmektedir. Eşitliklerden elde edilen sonuçlara göre R, L ve C değerleri sırasıyla 4.4 kΩ, 0.26 nH ve 0.82 pF olarak belirlenmiştir.

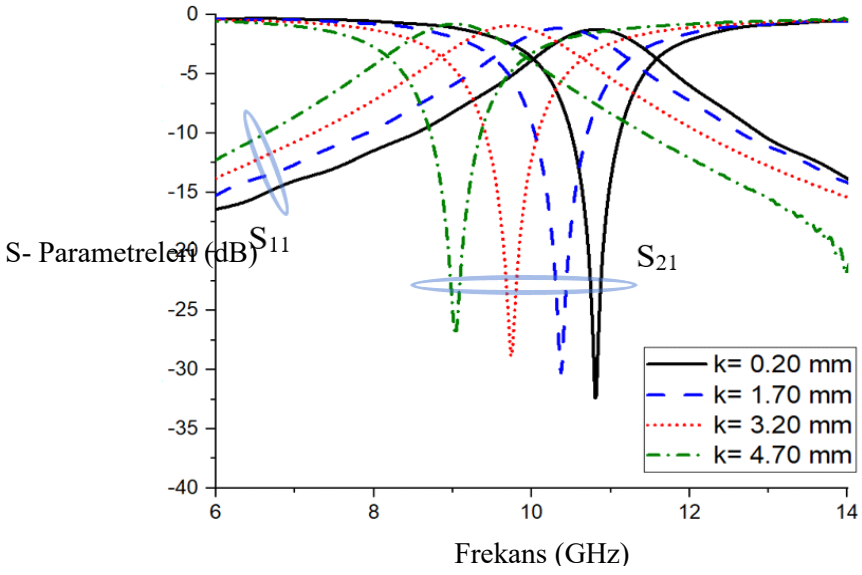
Modellenen eşdeğer devreyi doğrulamak için devre modeli ile EM simülasyon programı sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Şekil 7.3'deki sonuçlara göre rezonans ve kesim frekansları

sırasıyla f_0 = 10.81 GHz ve f_c = 9.8 GHz olarak elde edilmiştir. Şekil 7.3 incelendiğinde iki model arasında büyük bir uyum olduğu görülmektedir.



Şekil 7.3. EM simülasyon programı ile eşdeğer devre modelinin karşılaştırması (Adım-1)

Mikroşerit filtre tasarımını oluşturan Şekil 7.1 (c)'de verilen değişkenlerin farklı uzunluklarda rezonans frekansına etkisini incelemek amacıyla parametrik çalışmalar yapılmıştır. Şekil 7.4'de farklı "k" uzunluklarının S-parametresine olan etkisi incelenmiştir. Bu durumda "k" uzunluğuna farklı değerler verilirken diğer değişkenler sabit tutulmuştur. Şekil 7.4'deki sonuçlara göre "k" değeri arttıkça, araya girme kaybı düşük frekanslara doğru kaymaktadır.



Şekil 7.4. Farklı "k" değerleri için elde edilen S-parametreleri

Yapılan analizi derinleştirmek için farklı “k” değerlerine karşılık gelen rezonans frekansı (f_0), kesim frekansı (f_c), araya girme kaybının maksimum olduğu nokta (S_{21max}), 20 dB’deki bant genişliği, endüktans değeri (L), kapasitans değeri (C) ve rezistans (R) değeri hesaplanmıştır. Hesaplanan bütün bu değerler Tablo 2’de özetlenmiştir. Çizelge 7.2 incelendiğinde “k” değerinin artmasıyla birlikte, S_{21max}, rezonans frekansı (f_0) ve kesim frekansı (f_c) azalmaktadır. Ayrıca yine aynı şekilde kapasitans ve rezistans değerleri azalırken, endüktans değeri buna karşılık artmaktadır.

Çizelge 7.2. Farklı “k” değerlerinin etkisi (m = 0.2 mm, g = 0.2 mm)

k (mm)	f_0 (GHz)	f_c (GHz)	S_{21max} (dB)
0.20	10.81	9.88	-32.79
1.70	10.36	9.38	-30.04
3.20	9.74	8.73	-28.94
4.70	9.03	8.06	-27.12
BW_{20dB} (GHz)	L (nH)	C (pF)	R (kΩ)
0.18	0.26	0.82	4.40
0.19	0.30	0.77	3.27
0.18	0.35	0.74	2.85
0.22	0.40	0.77	2.15

Aynı işlemler diğer değişkenler için de tekrarlanmıştır ve elde edilen sonuçlar Çizelge 7.3. ve Çizelge 7.4.’te özetlenmiştir.

Çizelge 7.3. Farklı “m” değerlerinin etkisi (k = 0.2 mm, g = 0.2 mm)

m (mm)	f_0 (GHz)	f_c (GHz)	S_{21max} (dB)
0.20	10.81	9.88	-32.79
0.40	9.54	8.18	-24.58
0.60	7.62	6.46	-12.24
0.80	6.93	5.80	-12.04
BW_{20dB} (GHz)	L (nH)	C (pF)	R (kΩ)
0.18	0.26	0.82	4.40
0.25	0.54	0.51	1.86
0	0.63	0.69	0.65
0	0.64	0.82	0.34

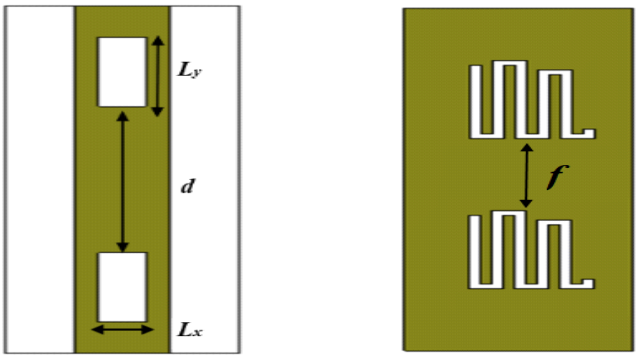
Çizelge 7.3'te "m" uzunluğunun 0.2 mm'lik periyotlarla artmasıyla diğer parametrelerin değişimi analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre "m" uzunluğunun artması, rezonans frekansı (f_0), kesim frekansı (f_c), araya girme kaybının maksimum olduğu nokta (S_{21max}) ve 20 dB' deki bant genişliği değerinin azalmasına neden olmaktadır. Buna ek olarak endüktans değeri bu peryotda 0.26 nH'den 0.64 nH'ye yükselmiştir. Kapasitans ve rezistans değerleri ise düşüş eğilimindedirler.

Çizelge 7.4. Farklı "g" değerlerinin etkisi (m = 0.2 mm, k = 0.2 mm)

g (mm)	f_0 (GHz)	f_c (GHz)	S_{21max} (dB)
0.1	10.16	9.77	-25.51
0.2	10.81	9.88	-32.79
0.3	10.81	9.32	-32.42
0.4	10.86	8.53	-28.09
BW_{20dB} (GHz)	L (nH)	C (pF)	R (kΩ)
0.04	0.12	2.00	3.95
0.18	0.26	0.82	4.40
0.28	0.46	0.45	3.86
0.44	0.70	0.30	2.73

Çizelge 7.4'de kusurlu zemin yapısının kalınlığını ifade eden "g" değerinin etkisi incelenmiştir. Tablo incelendiğinde "g" kalınlığının artmasının (g = 0.1 mm dışında) rezonans frekansı (f_0) üzerinde neredeyse hiçbir etkisinin olmadığı görülmüştür. Ayrıca kesim frekansı (f_c), rezistans ve kapasitans değerleri "g" kalınlığının artmasıyla birlikte azalmıştır. Ancak endüktans ve bant genişliği aşamalı olarak artmıştır. Tablo 4'den elde edilen verilere göre "g" kalınlığının değiştirilmesiyle istenilen kesim frekansının ayarlanabildiği görülmüştür.

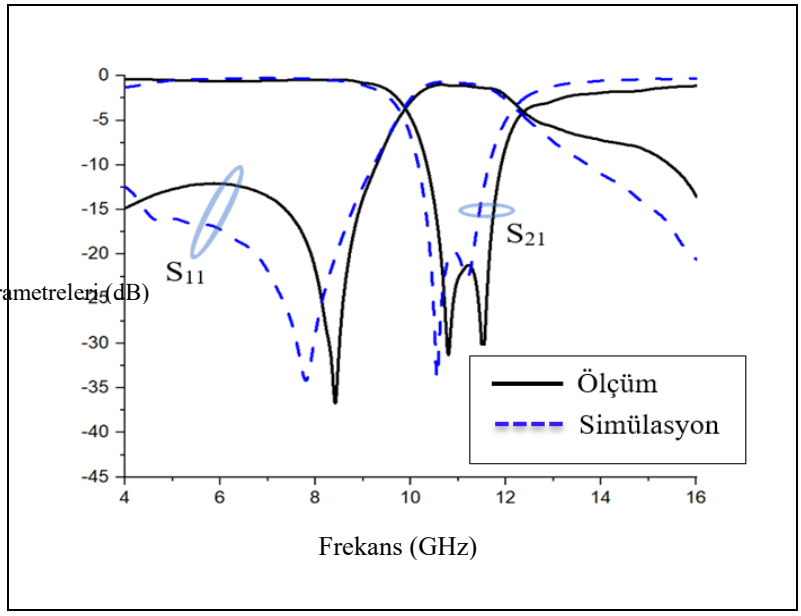
Tez çalışmasının bu bölümünde, DGS yapısına ilave olarak DMS oluşturulmuş ve bu iki yapının kombinasyonunda bant söndüren filtrenin ikinci aşamasının analizi yapılmıştır. Şekil 7.5'de geometrik yapısı verilmiş olan tasarım, mikroşerit hat üzerine kazılmış aralarında 6.1 mm mesafe bulunan iki adet 0.8 mm x 2.9 mm boyutlarına sahip özdeş dikdörtgen yapıya sahiptir. İletim hattına kazınan bu dikdörtgen yapılar, bant söndüren eleman davranışı göstermektedir.



(a) (b)

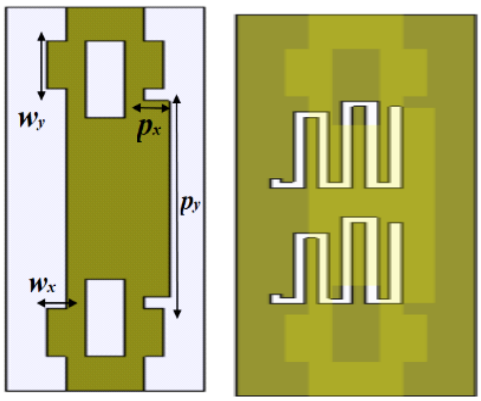
Şekil 7.5. Bant söndüren filtrenin geometrik yapısı (Aşama-2): (a) besleme yüzeyi (b) topraklama yüzeyi

Geometrik yapısı verilen tasarımın performansını görmek için öncelikle CST yazılımı ile simülasyon çalışması yapılmıştır. Daha sonra bu tasarım üretilmiş ve ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Şekil 7.6'da S-parametre temelinde yapılan bu karşılaştırma verilmiştir. Şekil 7.6 incelendiğinde zeminde kazılan iki özdeş menderes şekli (DGS) ve mikroşerit hat üzerine kazılan dikdörtgen yapıların (DMS) birlikte kombinasyon halinde kullanılması ile 960 MHz'lık bir bant durdurma özelliği elde edilmiştir. Bu hedeflenen bir durumdur. Bu sayede istenilen frekans aralığında istenilen bant söndürmenin gerçekleştiği görülmektedir. Ancak 4-8 GHz ve 12-16 GHz frekans aralıklarının iletim bandı olmasına rağmen istenilen ölçüde iletim yapmamış olması olumsuz durum olarak değerlendirilmiştir.



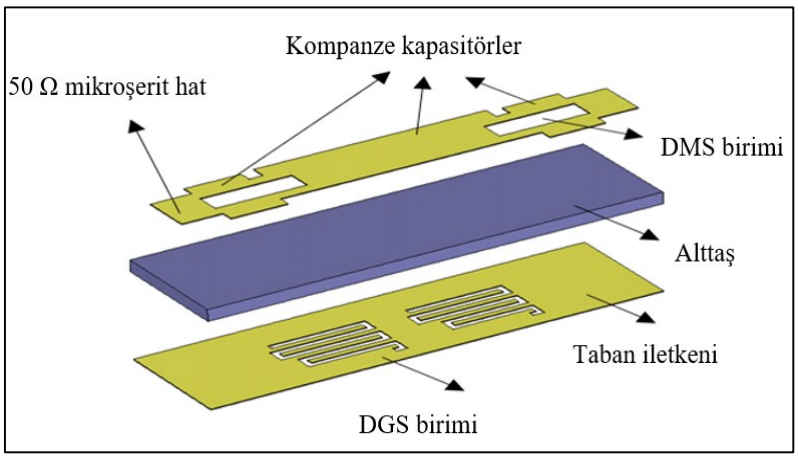
Şekil 7.6. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması (Aşama-2)

Bu sorunla ilgili olarak bu aşamada farklı bir teknik kullanılmıştır. Amaçlanan durum, 8-12 GHz arasında bant söndürme özelliğini kaybetmeden iletim bandında iyileştirme yapmaktır. Bu amaç doğrultusunda kompanze kapasitörler kullanılmıştır. Burada kompanze kapasitör olarak kastedilen, mikroşerit hattında yer alan dikdörtgen kusurlu alanların her iki tarafına zeminle kapasitör etkisi yapacak olan iletkenlerin ilave edilmesidir. Bu iletkenlerin boyutları çeşitli optimizasyon çalışması sonucu (w_x x w_y ve p_x x p_y) olarak belirlenmiştir. Zemine paralel olarak tasarlanan bu kapasitörler SMA konektörle bağlantılı olacak şekilde yerleştirilmiştir. Kompanze kapasitörler mikroşerit hat ile zemindeki kazınmış yapı arasındaki kapasitif kuplajı artırır. Bant söndüren filtre (BSF) karakteristiği, mikroşerit hatta eklenen bu iletkenlerin fiziksel boyutlarıyla ilişkilidir. Şekil 7.7'de son aşamaya gelmiş tasarımın besleme yüzeyi ve topraklama yüzeyinin görselleri verilmiştir. Önerilen tasarım (3D) üç boyutlu olarak Şekil 7.8'de görülmektedir.



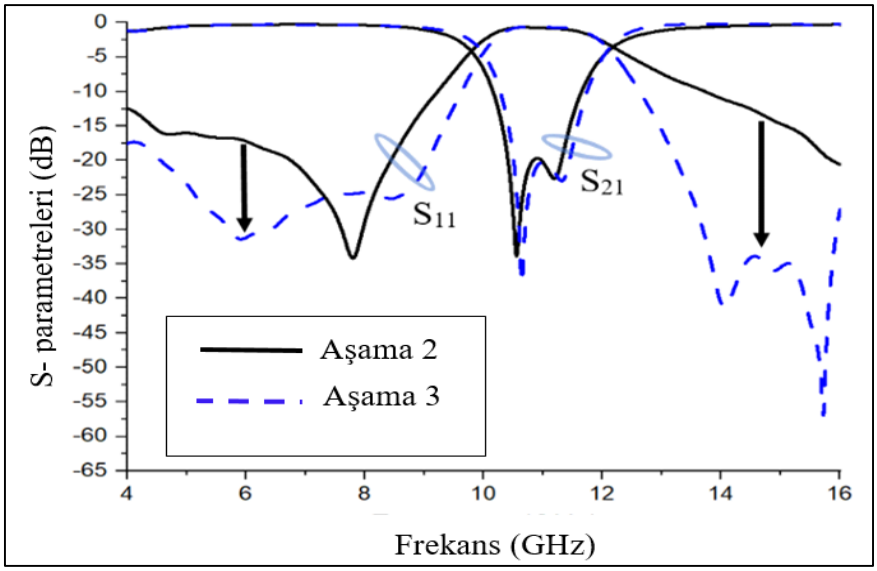
(a) (b)

Şekil 7.7. Bant söndüren filtre tasarımının görselleri (a) besleme yüzeyi (b) topraklama yüzeyi



Şekil 7.8. Önerilen BSF tasarımın 3D görseli

Önceki bölümde tasarlanan ikinci aşama ve bu bölümde önerilen üçüncü aşama BSF tasarımın S-parametre performansları EM simülasyon ortamında gerçekleştirilmiş ve sonuçlar Şekil 7.9'da karşılaştırılmıştır. Şekil 7.9 analiz edildiğinde X-bant frekans bölgesinde iki tasarımında çok benzer özellik gösterdiği, ancak iletim bandı olan 4 - 7.1 GHz ve 12.2- 16 GHz bant aralıklarında üçüncü aşamada tasarlanan BSF'nin çok daha iyi bir performans gösterdiği saptanmıştır.



Şekil 7.9. Aşama-2 ve aşama-3 BSF simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

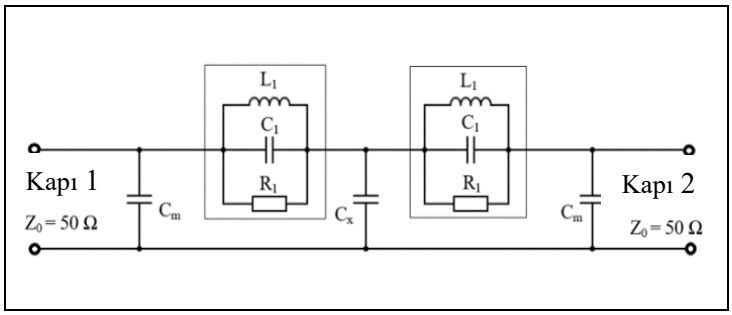
Bu teoriye göre önerilen bant söndüren filtre, iki özdeş DGS ile ona paralel bağlanan üç şönt kapasitör olarak modellenmiştir. Eklenen kapasitörler C_x ve C_m olarak tanımlanmıştır. Bu kapasitörlerin fiziksel boyutları "l_c" ve "w_c" Eş. 7.4' de yerine konularak C_x ve C_m hesaplanmıştır. Bu değerler sırasıyla 0.3 pF ve 0.04 pF olarak hesaplanmıştır.

$$C = \frac{\frac{1}{Z_{0C}}\sin\left(\frac{2\pi l_C}{\lambda_{gC}}\right)+2^{*}\frac{1}{Z_{0L}}\tan\left(\frac{\pi l_L}{\lambda_{gL}}\right)}{w_c} \qquad (7.4)$$

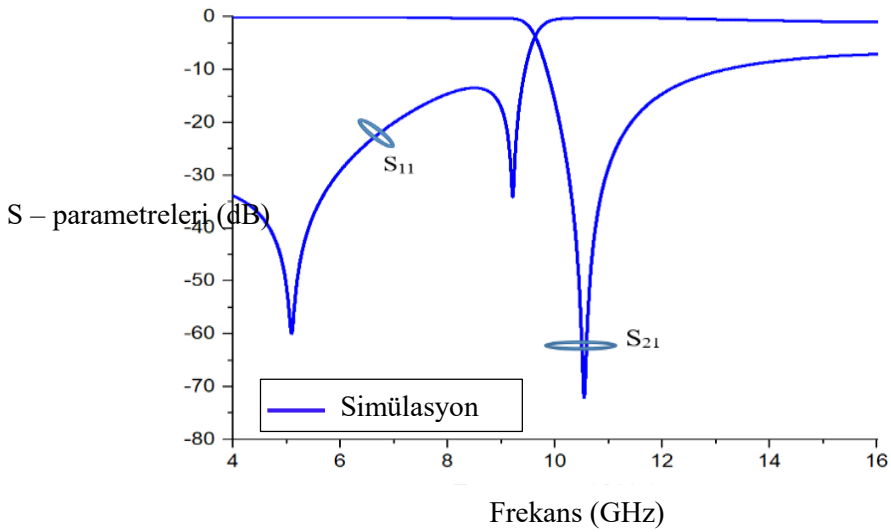
Bu eşitlikte yer alan Z_{OC}, l_c, l_L, w_c, λ_{gC} ve λ_{gL} sırasıyla karakteristik empedans, eklenen kapasitörlerin fiziksel uzunluğu, seri reaktansın fiziksel uzunluğu, eklenen kapasitörlerin fiziksel kalınlığı ve dalga klavuzu olarak tanımlanmıştır [123].

Şekil 7.10' da önerilen bu modelin eşdeğer devresi verilmiştir. Eşdeğer devrenin modellenmesinde kullanılan L_1, C_1 ve R_1 parametreleri daha önceki bölümde verilen Eş.7.1, Eş.7.2 ve Eş.7.3 kullanılarak hesaplanmıştır.

Şekil 7.11'de modellenen eşdeğer devrenin S-parametre grafiği verilmiştir. Sonuçlar incelendiğinde devre modeli ile EM simülasyon sonuçlarının 4 – 12 GHz aralığında tutarlı olduğu, 12 GHz'den büyük frekanslarda ise bir tutarsızlık olduğu görülmektedir. Yüksek frekanstaki bu tutarsızlığın sebebi eşdeğer devre modelin dahil edilmeyen bileşenlerin etkisi ve yüksek frekanslara çıkıldıkça RLC temelli eşdeğer devre modellemesinin, toplu elemanlar (lumped elements) ile modellenmesinin karmaşıklığı olarak açıklanabilir.



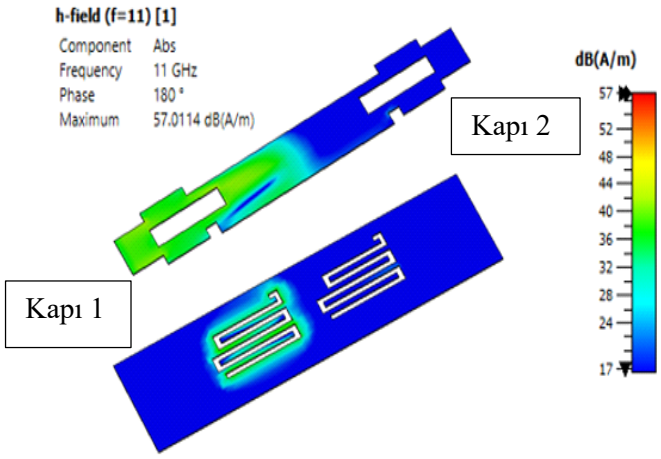
Şekil 7.10. Önerilen BSF eşdeğer devre modeli



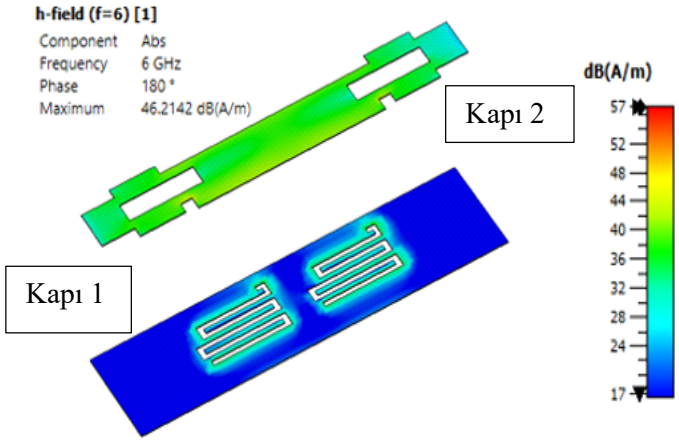
Şekil 7.11. Eşdeğer devre modelin S-parametre grafiği

Önerilen bant söndüren filtre tasarımının 6 GHz iletim bandı ve 11 GHz durdurma bandı için manyetik alan dağılımı incelenmiştir. Şekil 7.12 analiz edildiğinde akım dağılımının daha çok zeminde kazılmış yapıların kenarlarında yoğunlaştığı görülmektedir. Yeşil ve kırmızı renkli bölgeler manyetik alanın yoğun olduğu kısımları temsil ederken mavi bölgeler akım yoğunluğunun az olduğu bölgeleri temsil etmektedir. Besleme kısmı olan 1.kapıdan gönderilen sinyal 11 GHz'de sönümlenir ve 2.kapıya ulaşamadan bloke edilerek enerji akışı durdurulur. Enerji özellikle 1.kapı yanındaki kazınmış yapının çevresinde iki özdeş elektrik

ve manyetik enerji olarak dağılır [124]. Diğer yandan iletim hattında RF gücü Şekil 7.13' de görüldüğü gibi sorunsuz şekilde 1.kapıdan, 2.kapıya doğru enerji akışı sağlamıştır.



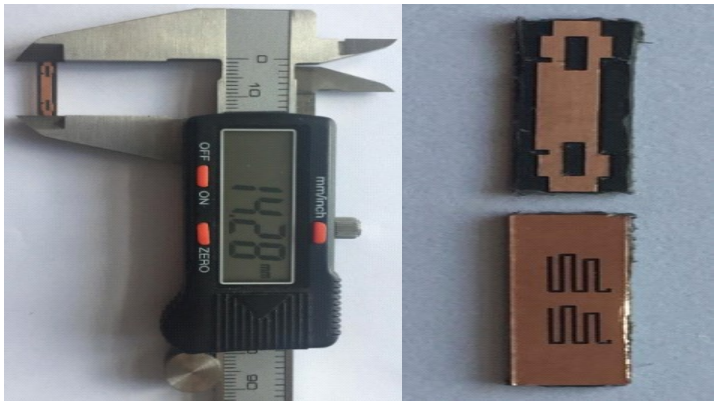
Şekil 7.12. Durdurma bandı (11 GHz) EM alan dağılımı



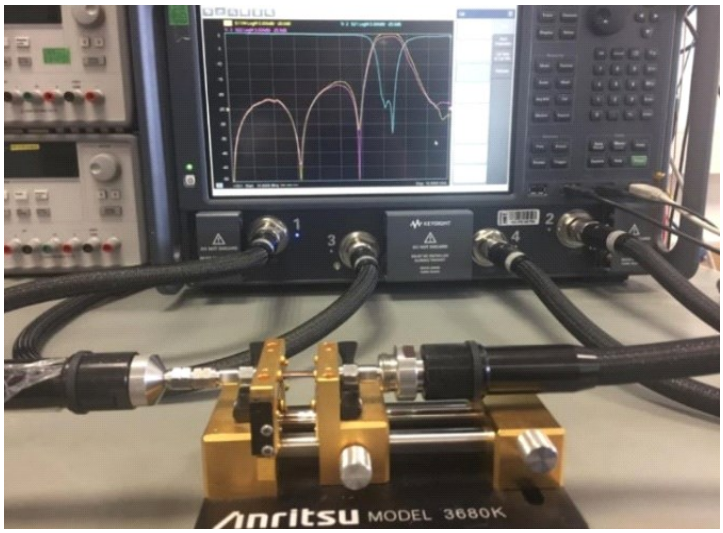
Şekil 7.13. İletim bandı (6 GHz) EM alan dağılımı

7.2. Üretim ve Ölçüm Sonuçları

Önceki bölümde benzetim çalışmaları yapılan ve eşdeğer devresi modellenen bant söndüren filtre LKPF cihazı ile üretilmiştir. Resim 7.1'de üretilen bant söndüren filtrenin görseli verilmiştir. Yüksek frekans için tasarlanmış yapının boyut olarak küçük olması ve ölçümde hataya müsait olması nedeniyle aynı Gerber dosyasından faydalanarak alternatif üretimler yapılmıştır. S-parametre ölçümleri Resim 7.2'de görseli verilen Anritsu 3680K marka üniversal test kiti ve Keysight N5224B Network Analyzer cihazı kullanılarak yapılmıştır.

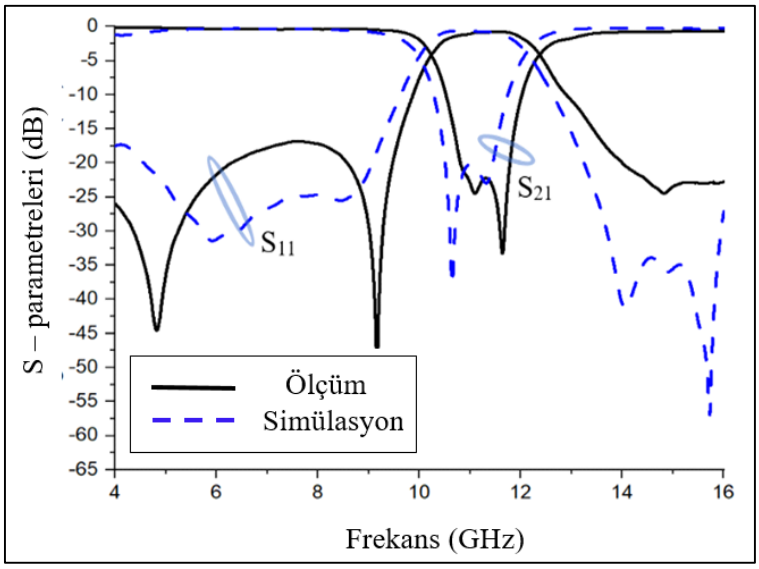


Resim 7.1. Üretilen bant söndüren filtre görselleri



Resim 7.2. Bant söndüren filtre ölçüm düzeneği

S-parametre ölçüm sonuçları ile EM simülasyon sonuçlarının karşılaştırması Şekil 7.14'de yapılmıştır. Üretilen bant durduran filtreden beklenen özellikler iletim bandında düşük geri dönüş kaybı, durdurma bandında ise düşük araya girme kaybı elde edilmesidir. Ölçüm sonuçlarına göre önerilen tasarımın araya girme kaybı (S_{21}), 10.8 – 11.8 GHz frekans aralığında - 20 dB' nin altındadır (stopband bandwidth-SBW). Aynı frekans aralığındaki geri dönüş kaybı ise 1.4 dB'nin altındadır. Araya girme kaybı – 3 dB referans alındığında,10.3-12.3 GHz arasında 2 GHz'lik bir bant durdurma özelliği göstermiştir (rejected bandwidth-RB). Tasarım yapılırken iletim bandında mümkün olan en düşük geri dönüş kaybı hedeflenmiştir. Ölçüm sonuçları incelendiğinde iletim bandındaki maksimum geri dönüş kaybı değeri 7.5 GHz'de -17 dB olarak tespit edilmiştir. Grafik incelendiğinde ölçüm ve simülasyon sonuçları arasında yaklaşık 250 MHz'lik bir kayma olduğu ama büyük oranda bir uyum olduğu görülmüştür.



Şekil 7.14. Önerilen BSF'nin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

Önerilen bant söndüren filtre ile literatürde yer alan benzer çalışmalar arasında performans özellikleri bakımından bir karşılaştırması Çizelge 7.5'de yapılmıştır. Karşılaştırma parametrelerini tasarım boyutu, bant durdurma performansı, araya girme kaybının maksimum olduğu değer, iletim bandındaki geri dönüş kaybının maksimum olduğu değer ve tasarımın eşdeğer devre modellemesi şeklinde sıralayabiliriz.

Çizelge 7.5. Önerilen BSF ile literatürdeki çalışmaların performans karşılaştırması

Ref No.	Boyut (mm×mm)	SBW (S21)/20dB (GHz)	RB (S21)/3dB (GHz)	Maksimum S11 (dB)	Durdurma bandında ki araya girme kaybı (S21)	Eşdeğer Devre Modeli
[125]	30 × 7	0.5	1.1	-20	-24	✓
[126]	10 × 15	3.3	4	-10	-19	X
[127]	10 × 15	2.6	5.3	N/A	-27	X
[128]	12.8 × 7.04	2.55	4	-15	-52	X
Bu çalışma	14.28 × 4	1	2	-17	-23	✓

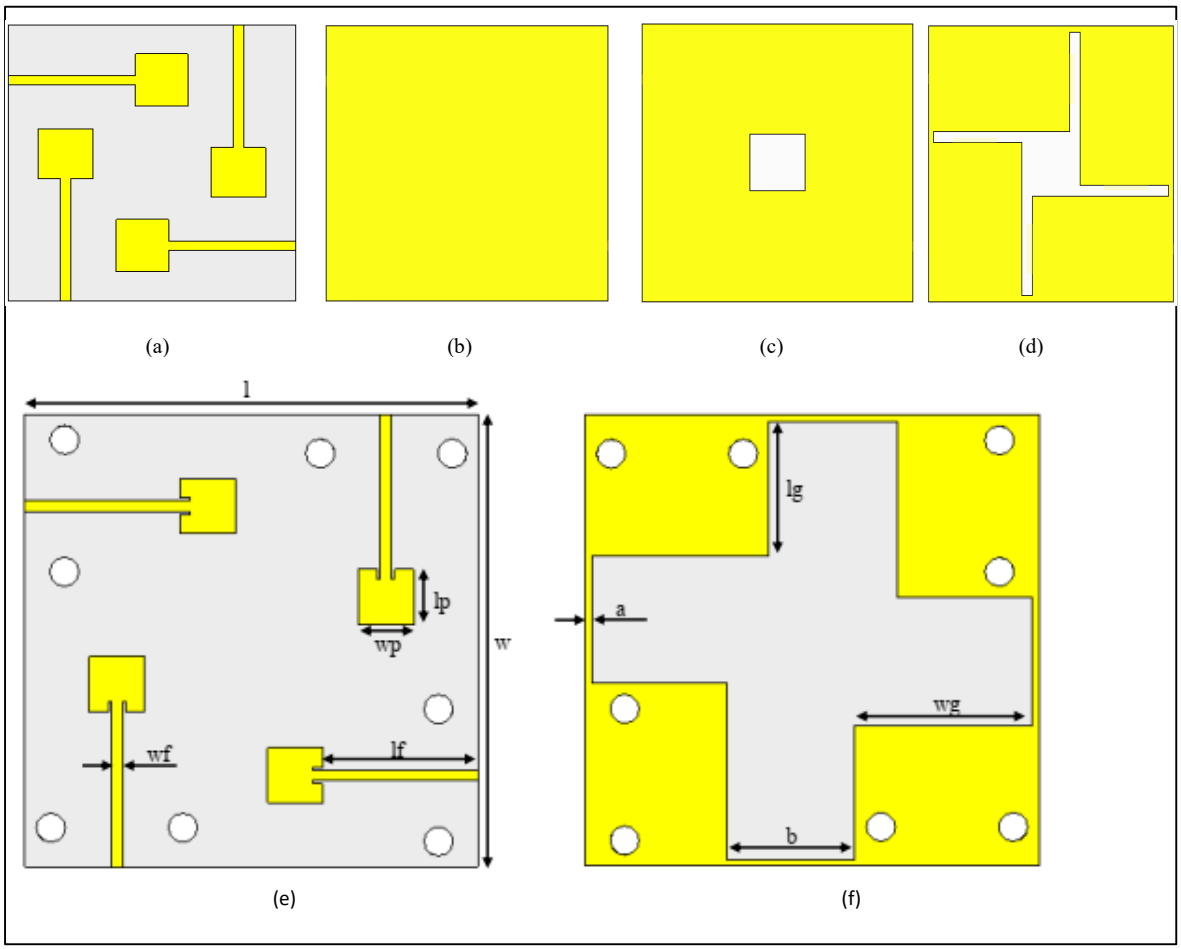
Çizelge 7.5 analiz edildiğinde önerilen çalışmanın 57.12 mm^2 alan ile rapor edilen çalışmalar arasında boyut olarak en az yer kaplayan tasarım olduğu görülmüştür. İletim bandındaki maksimum geri dönüş kaybı açısından [125]'deki çalışma dışında en iyi performans bu çalışmada yer almıştır. Durdurma bandındaki araya girme kaybı açısından incelendiğinde [128]'deki çalışma dışında en iyi performanslardan biri elde edilmiştir. Araya girme kaybının -3 dB ve -20 dB'deki bant genişliklerine bakıldığında, yapının boyutları göz önüne

alınırsa oldukça iyi bir bant durdurma genişliği elde edilmiştir. Bu çalışmada ayrıca ölçüm ve EM simülasyon programlarının dışında yapının eşdeğer devresi üzerinde modellemeler yapılmıştır.

8. 5G UYGULAMALARI İÇİN DGS TABANLI 4 x 4 MIMO ANTEN TASARIMI

8.1. Tasarım ve Benzetim Çalışması

Milimetre dalga frekans bölgesinde, 25–30 GHz arasında çalışan, geniş bant özelliği oluşturabilecek anten tasarımı hedeflenmiştir. Bu amaçla, çok modlu rezonans özelliklerini elde etmek için yama geometrisi olarak, iç içe (inset-fed) beslemeli kare monopol yapısı seçilmiştir. Şekil 8.1, önerilen dört portlu MIMO yapısını göstermektedir. Yüksek izolasyon ve kompakt boyut elde etmek için dört eş boyutlu anten, ortogonal olarak yerleştirilmiştir. Bu dört eleman, alttaşın altında ortak bir taban iletkenini paylaşır. Kare yamanın ilk boyutları "wp", "lp" ve taban iletkeninin uzunluğu "l", 25 GHz'de rezonansa girecek şekilde belirlenmiştir.

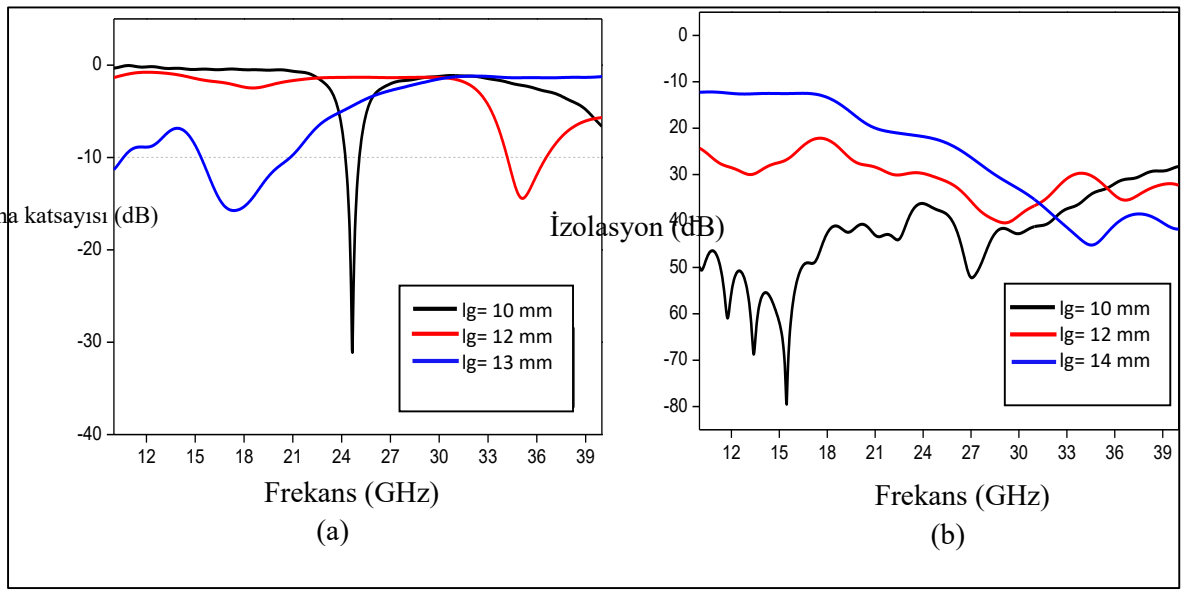


Şekil 8.1. Önerilen tasarım yapısı (a) üst görünüm, (b) step-1 alt görünüm, (c) step-2 alt görünüm (d) step-3 alt görünüm (e) final tasarımın üst görünümü (f) final tasarımın alt görünümü

İzolasyon

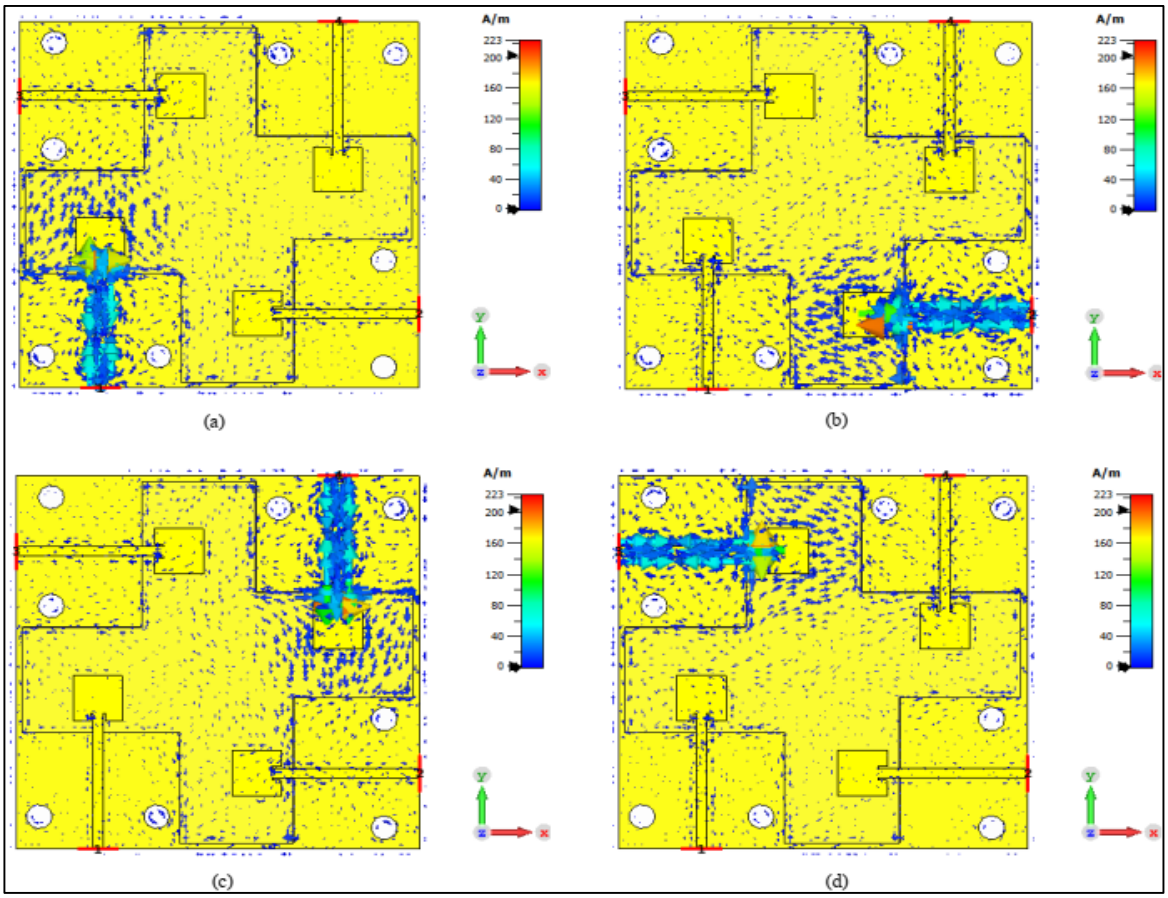
MIMO antenlerinde dikkat edilmesi gereken temel konu anten elemanları arasında ki karşılıklı etkileşimdir. Bu durum sistem performansını düşürür, bu nedenle mümkün olduğunca azaltılmalıdır. Anten elemanları arasında daha iyi bir izolasyon elde etmek için, taban iletkeninde Şekil 8.1 (c) ve Şekil 8.1 (d)' deki gibi modifikasyonlar yapılmıştır. İlk adımda, taban iletkeninin ortasına bir kare şeklinde DGS yapısı kazınmış, daha sonra karenin dört tarafına, dört kol kazınarak artı sembolüne benzer bir yapı oluşturulmuştur. Bu kazınan kolların boyutları ayarlanarak elemanlar arasındaki ortak etkileşim sistematik olarak kontrol edilebilir.

Bu teoriye somut bir örnek olarak "lg" uzunluğunun, önerilen MIMO anteninin izolasyon ve empedans bant genişliği üzerindeki etkisi, Şekil 8.2 (a) ve Şekil 8.2 (b)'de verilmiştir. Şekil 8.2 (a)'da empedans bant genişliğinin 25 GHz, 18 GHz ve 35 GHz arasında aniden değiştiği için kararlı olmadığı düşünülebilir, ancak burada önemli olan "lg" uzunluğunun izolasyon üzerindeki etkisidir. Şekil 8.2 (b)'den görüldüğü üzere lg parametresi azaltılarak, izolasyon artırılabiliyor. Şekil 8.2 (b)'de görüldüğü üzere "lg" uzunluğu 14 mm iken izolasyon seviyesi -25 dB civarlarındadır, "lg" uzunluğu 10 mm olarak belirlendiğinde izolasyon seviyesi -40 dB'ye düşmüştür.



Şekil 8.2. (a) "lg" uzunluğunun yansıma katsayısına etkisi, (b) "lg" uzunluğunun izolasyona etkisi

Tasarlanan artı şeklindeki DGS yapısının taban iletkeninde meydana getirdiği etkiyi incelemek için akım dağılımları analiz edilmiştir. En düşük ortak etkileşimi oluşturacak optimum akım dağılımını bulmak için yukarıda anlatılan modifikasyonlar yapılmıştır. Bu yöntem sayesinde optimum akım dağılımının bulunmasıyla farklı bir izolasyon tekniği kullanılmadan istenilen izolasyon elde edilmiştir. Şekil 8.3'te görüldüğü üzere, akım yoğunluğu yama antenin hemen altına karşılık gelen taban iletkeni kenarında birikmiştir, bu da izolasyonun neden "lg" parametresinin değişimine çok duyarlı olduğunu açıklamaktadır.



Şekil 8.3. (a) "lg" uzunluğunun akım dağılımına etkisi (a) anten 1, (b) anten 2, (c) anten 3, (d) anten 4

Kazanç

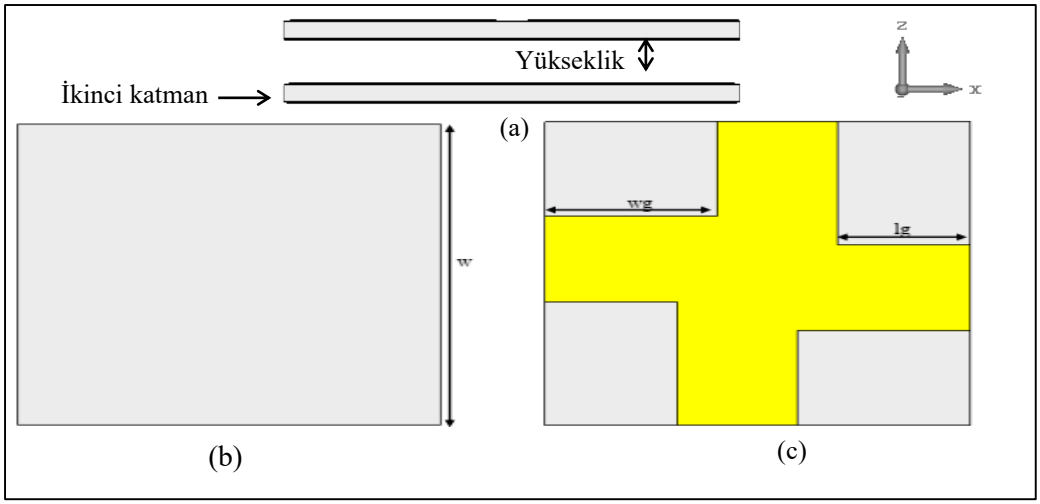
Çalışmanın ikinci aşamasında, önerilen 5G MIMO anteninin kazanç parametresi üzerinde odaklanılmıştır. Frekans 20 GHz'in üzerine çıktığında, atmosferik zayıflamaların giderek daha önemli hale geldiği bilinmektedir. Bu durum Eş. 8.1'de verilen Friis iletim formülü ile açıklanabilir.

$$P_r = P_t + D_t + D_r + 20log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right) \quad (8.1)$$

Burada ($\lambda >> d$) olarak kabul edilir. Her iki anten birbirinin uzak alanındadır. Bu eşitlikte yer alan *Pt*, bir izotropik verici antenin terminallerine iletilen güçtür. *Pr*, gelen dalganın güç yoğunluğunun ve alıcı antenin λ^2 ile orantılı etkin açıklık alanının çarpımına eşit olan alıcı anten terminallerindeki kullanılabilir güçtür. *Dt*, verici antenin alıcı anten yönünde izotropik yönlülüğüdür. *Dr*, alıcı antenin verici anten yönünde izotropik yönlülüğüdür. Antenler doğru şekilde hizalanmıştır ve aynı polarizasyona sahiptir. Bant genişliği, dalga boyu için tek bir değerin varsayılabileceği kadar dardır.

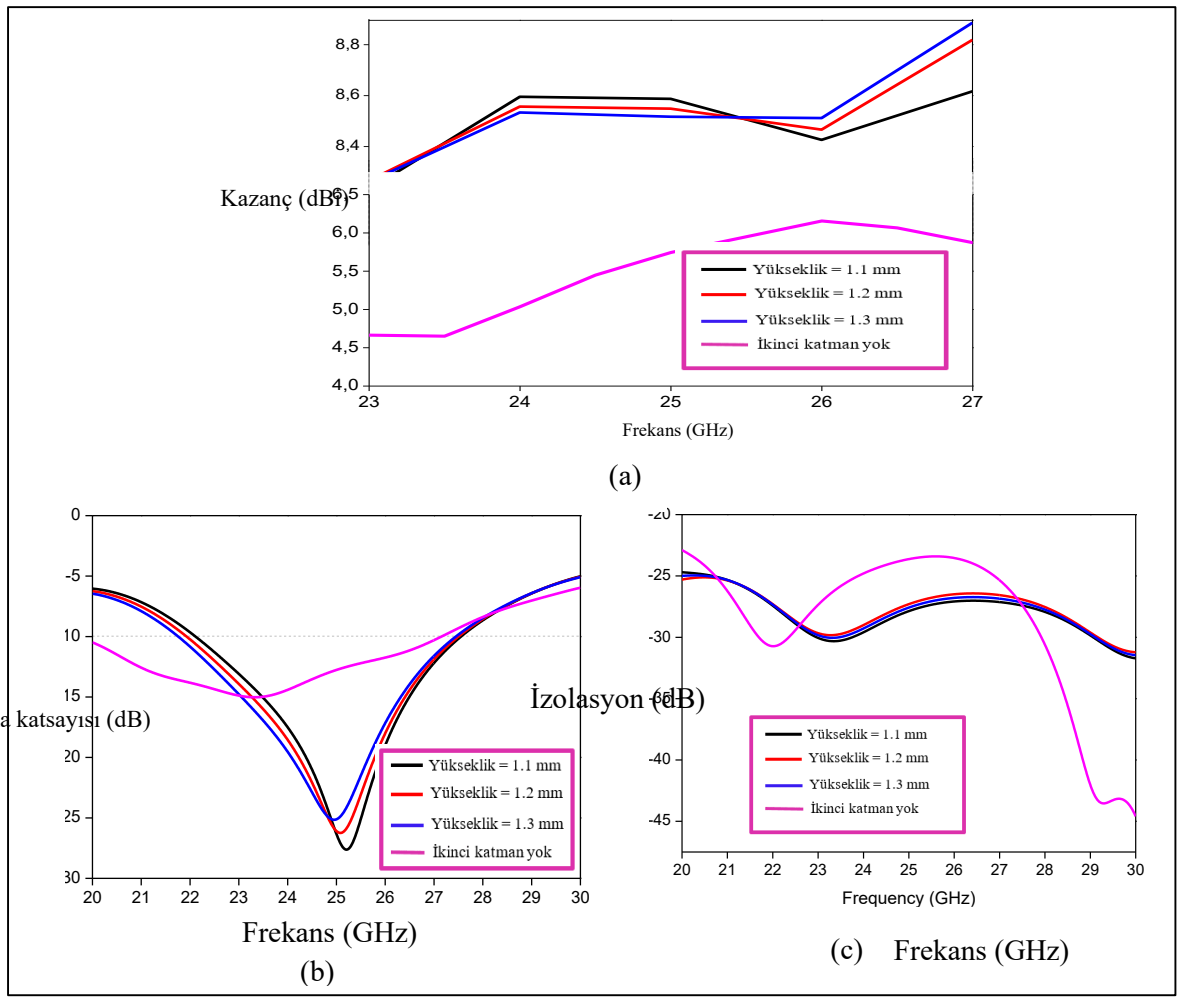
Eş. 8.1'den, iki anten arasındaki mesafe artırıldığında, antenin algılama veya sinyal alma kapasitesinin azaldığı çıkarılabilir. Bu durumda, genellikle tercih edilmeyen bir çözüm verici anteninin gücünün artırılmasıdır. Başka bir çözüm verici ve alıcı antenlerden birinin veya her ikisinin kazancını artırmak olabilir.

Bu tez çalışması kapsamında tasarlanan 5G MIMO antende, kazanç artırmak için ikinci bir katmandan faydalanılmıştır. Daha önce anlatılan DGS uygulanmış taban iletkenin tam altına gelecek şekilde belirli bir mesafede ikinci bir katman tasarlanmıştır. Bu teknikle beraber MIMO antenin geri yansımaları ikincil bir (boresight) kazancı olarak yeniden iletilir ve orijinal (boresight) kazancına eklenir. Bu sayede yapının toplam kazancı artmış olur. İki katman arasındaki mesafe ayarlanarak bu kazanç değiştirilebilir. Bu terorinin doğrulaması, CST programı kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 8.4. Yansıtıcı olarak tasarlanan ikinci katman

Şekil 8.4'te görseli verilen ikinci katman, birinci katmanın taban iletkeninde kazınan artı işareti ile aynı artı şekline ve boyutlarına sahiptir. İkinci katman, alt yüzü bakır olan bir Rogers alttaşından oluşur. Yapıya eklenen ikinci katmanın, sistemin kazancı, empedans bant genişliği ve izolasyonu üzerindeki etkisi analiz edilmiştir. Şekil 8.5.a'da görüldüğü üzere ikinci katmanın eklenmesi ile 25 GHz'de kazanç değeri 5.8 dBi'den 8.5 dBi'ye çıkmıştır. Bu kazancın yaklaşık %46 artması anlamına gelmektedir. Ayrıca iki katman arasındaki mesafe optimum şekilde ayarlanarak bu kazanç değeri daha da artırılabilir. İkinci katman eklemenin bir başka olumlu etkisi empedans bant genişliği üzerinde görülmektedir. Şekil 8.5. (b) incelendiğinde yansıma katsayısı 25 GHz'de 12 dB'den -25 dB'ye düşmektedir. Aynı şekilde bu tekniğin izolasyon üzerinde de olumlu etkisi görülmektedir. Şekil 8.5c'de görüldüğü üzere 25 GHz'de izolasyon -23 dB'den -25 dB'ye düşmektedir.



Şekil 8.5. Yüksekliğin (a) anten kazancına etkisi (b) bant genişliğine etkisi (c) izolasyona etkisi

Çizelge 8.1, önerilen MIMO anteninin optimize edilmiş boyutlarını göstermektedir.

Çizelge 8.1. Önerilen antenin optimize edilmiş değerleri

Parametre	Uzunluk (mm)	Parametre	Uzunluk (mm)
l	32	wf	0.8
w	32	lg	9.5
lp	3.9	wg	12.63
wp	3.9	a	0.5
lf	11	yükseklik	1.3

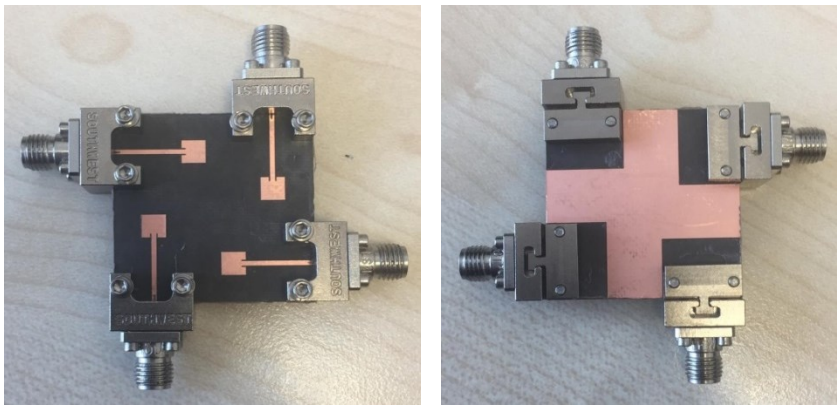
8.2. Üretim ve Ölçüm Sonuçları

S-parametre ölçümleri:

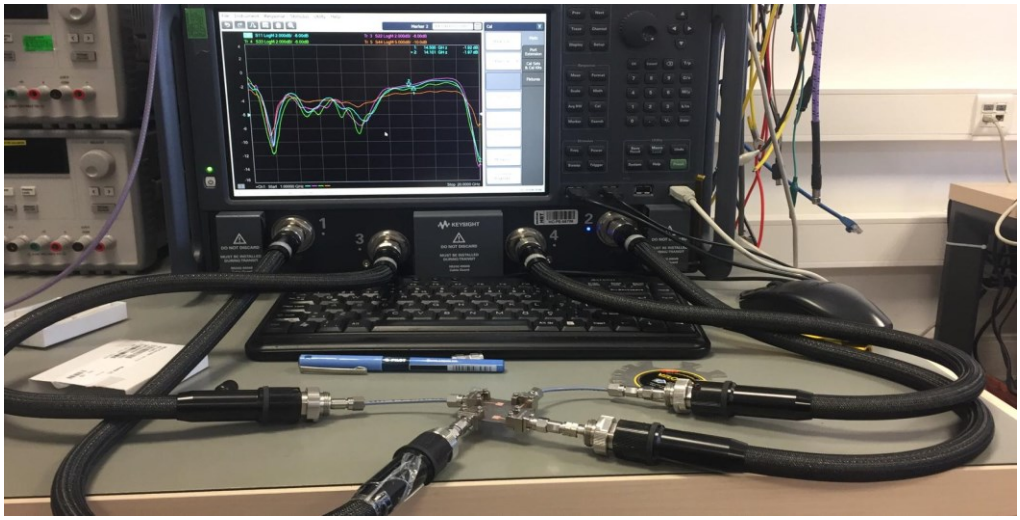
Önerilen MIMO anten tasarımının simülasyon sonuçlarını doğrulamak için bir prototip üretildi. Üretim aşaması şu şekilde sıralanabilir.

1- CST yazılımında tasarlanan antenin Gerber dosyası çıkartılmıştır
2- Gerber dosyası 0.508 mm kalınlığındaki Rogers RT5880 alltaşın üzerine basılmış ve iletken kalınlığı 0.035 mm seçilmiştir.
3- Ayrı olarak üretilen iki katman daha aralarında 1.3 mm boşluk olacak şekilde konumlandırılmıştır.
4- 4 x 4 MIMO antenin her bir elemanı Soutwest tipi SMA konektör vasıtasıyla beslenmiştir.

Resim 8.1. (a) ve Resim 8.1 (b)'de üretilen antenin ön ve arkadan görüntüleri verilmiştir.

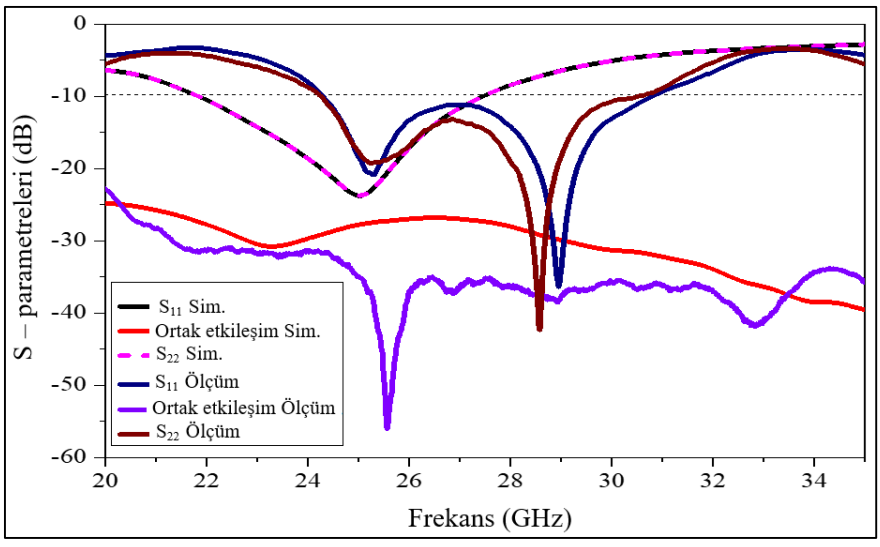


Resim 8.1. Üretilen MIMO antenin (a) ön, (b) arka yüzleri



Resim 8.2. (c) S-parametre için ölçüm düzeneği

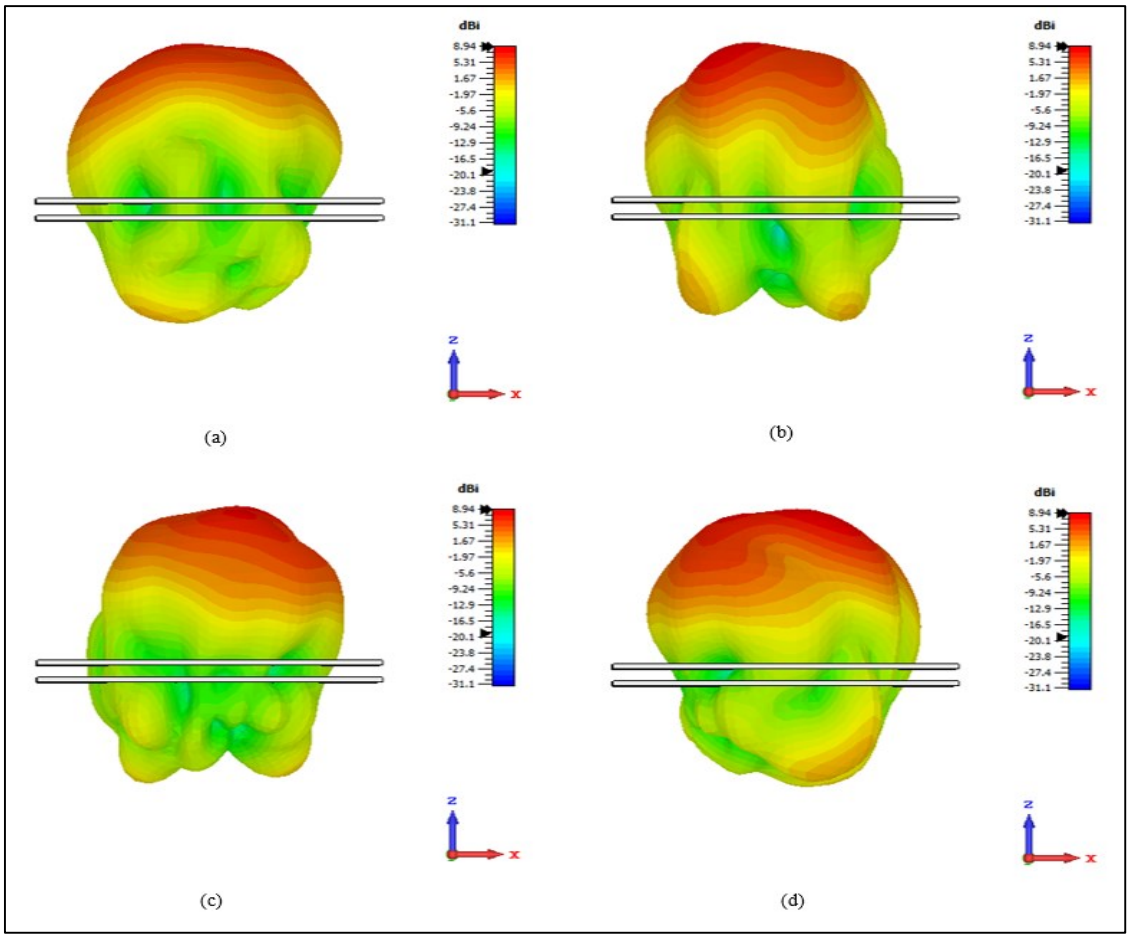
Resim 8.1.(c)'de ölçüm düzeneği verilmiştir. Network Analizör koaksiyel kabloların istenmeyen etkilerini ortadan kaldırmak için ölçüm öncesi kalibre edilmiştir. Şekil 8.6'da S parametrelerinin, ölçüm ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Şekil 8.6'da görüldüğü üzere 25 GHz'de empedans bant genişliği simülasyon ve ölçüm sonuçlarında -20 dB'de örtüşmektedir. 25 GHz'de ölçülen izolasyon -30 dB'den daha iyidir. Bununla birlikte yüksek frekans değerlerinde ölçüm ve simülasyon sonuçları arasında bir uyumsuzluk görülmektedir. Tasarımın boyutlarının küçük olması, kullanılan yansıtma tekniğinin pratikteki etkisi ve dış etkenlerin bu uyumsuzluğun nedenleri olduğu düşünülmektedir. Ölçüm sonuçları, üretilen tasarımın 24 GHz'den 31 GHz'e uzanan ve tüm çalışma bandında izolasyonun -40dB'ye ulaştığı, ultra geniş bant bir tasarım olduğunu göstermiştir.



Şekil 8.6. Ölçüm ve simülasyon sonuçları

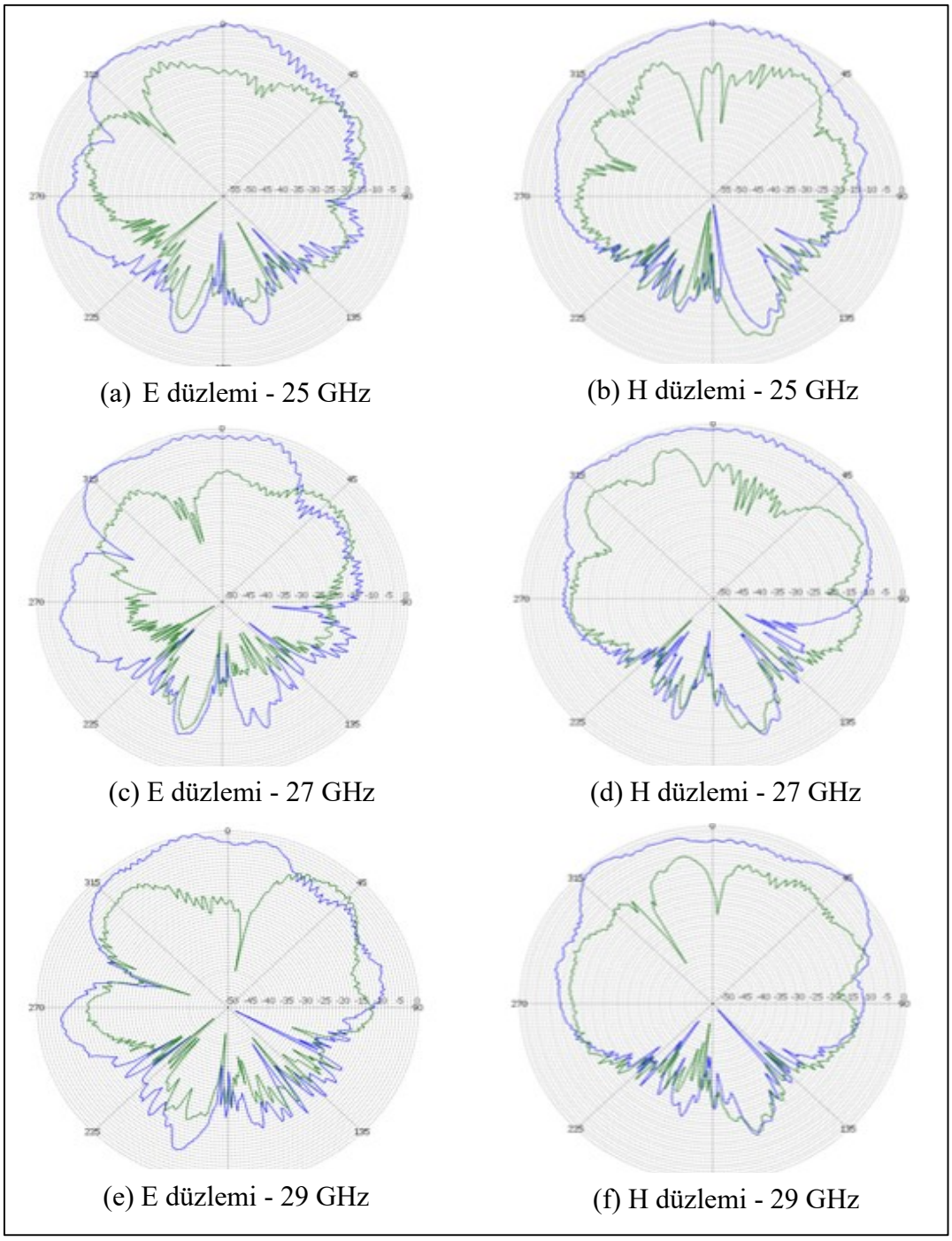
Işıma Örüntüsü

Şekil 8.7'de simüle edilmiş 3D ışıma örüntüsü gösterilmektedir. Şekil 8.7 incelendiğinde, ışımanın her dört kapı içinde antenin görüş açısı yönünde 8.94 dB ile yönlü olduğu görülebilir. Önerilen anten, eklenen yansıtıcı katman nedeniyle z-yönünde çok daha güçlü ışıma yapmaktadır. Bunu, ortak etkileşimi azaltmak için kullanılan herhangi bir ek teknik kullanmadan, yüksek izolasyon özelliği sayesinde yapar.



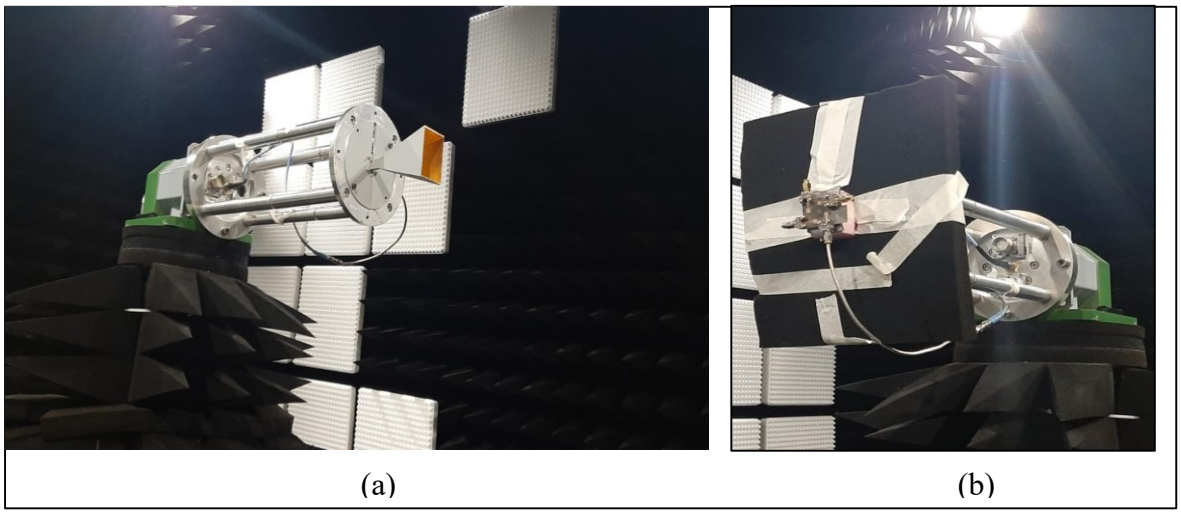
Şekil 8.7. 3D ışıma örüntüsünün simülasyon sonuçları

Önerilen MIMO anteninin 2 boyutlu ışıma örüntüsü ölçümü, alıcı anten döndürme işlemi için kurulmuş bir döner tabla mekanizması ile yankısız odada gerçekleştirilmiştir. MIMO yapı üzerindeki dört anten elemanından sadece biri kaynak tarafından beslenmiş, diğer anten elemanlarına ise yük bağlanmıştır. Bu şekilde hem Co hem de çapraz (cross) polarizasyon ölçümü için döndürme mekanizması uygulanmıştır. Şekil 8.8'de E ve H düzleminde, (25, 27 ve 29 GHz) üç farklı frekans için ölçüm sonuçları gösterilmektedir.



Şekil 8.8. 3D ışıma örüntüsünün ölçüm sonuçları (a) 25 GHz (c) 27 GHz (e) 29 GHz

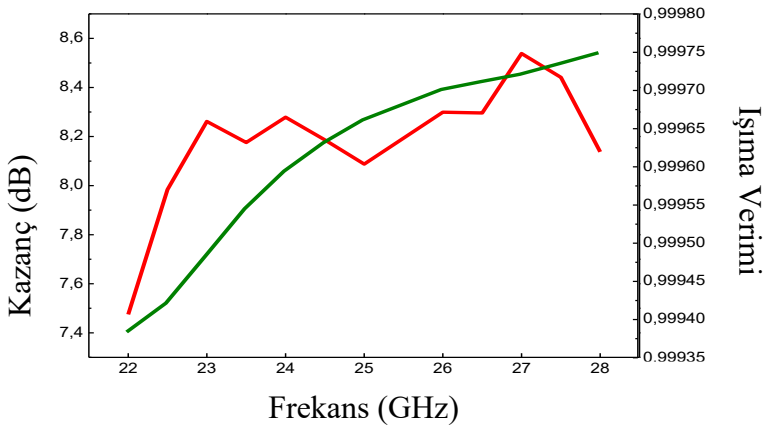
Şekil 8.9'da yankısız odada gerçekleşen ölçüm düzeneği gösterilmektedir. Co-polarizasyon ışıma örüntülerinin, 15 dB'nin altında istenen çapraz polarizasyon seviyeleri ile hem E hem de H düzlemlerinde neredeyse yönlü olduğu gözlemlenmiştir. Frekans arttıkça, ışıma örüntüsü biraz bozulmuştur, ancak bu geniş bant antenler için olağandır.



Şekil 8.9. Yankısız oda (a) referans horn anten (b) önerilen anten

Kazanç

Simüle edilmiş kazanç ve ışıma verimliliği grafiği Şekil 8.10'da gösterilmektedir. Şekil 8.10 incelendiğinde kazanç değerinin 8.1 dBi ve 8.5 dBi arasında dengelendiği, verimliliğin ise tüm frekanslarda %99'un üzerinde olduğu görülmektedir. Kazanç ölçümleri yankısız odada yapılmış ve referans anten olarak Şekil 8.9 (a)'da görülen horn anten kullanılmıştır. Ölçüm için 26,5 - 28 GHz arasında 500 MHz'lik adımlarla 4 farklı frekans bandından ölçüm alınmıştır. Ölçüm sonuçlarına göre 27 GHz'de 8,39 dBi değerinde bir maksimum kazanç elde edilmiştir.



Şekil 8.10. Elde edilen kazanç ve verim grafiği (simülasyon)

Çizelge 8.2. Ölçülen ve simüle edilen kazanç değerleri

Frekans (GHz)	Kazanç	
	Simülasyon (dBi)	Ölçüm (dBi)
25.5	8.15	8.06
26	8.32	8.19
26.5	8.32	8.23
27	8.56	8.39

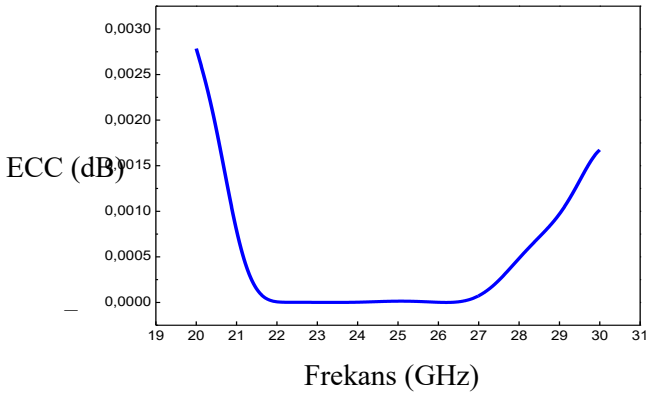
MIMO performansının değerlendirilmesi için zarf korelasyonu (Envelope Correlation Coefficient - ECC) ve çeşitlilik kazancı (Diversity Gain - DG) parametreleri incelenmiştir.

Zarf korelasyon katsayısı

MIMO anteninin önemli bir parametresi olarak, MIMO anten elemanları arasındaki izolasyonu ölçmek için Eş.8.2'den zarf korelasyon katsayısı hesaplanır.

$$\rho_e = \frac{\left|\iint_{4\pi}\left[\overrightarrow{E_1}(\theta,\emptyset)\,.\,\overrightarrow{E_2}(\theta,\emptyset)\right]d\Omega\right|^2}{\iint_{4\pi}\left|\overrightarrow{E_1}(\theta,\emptyset)\right|^2 d\Omega \iint_{4\pi}\left|\overrightarrow{E_1}(\theta,\emptyset)\right|^2 d\Omega} \tag{8.2}$$

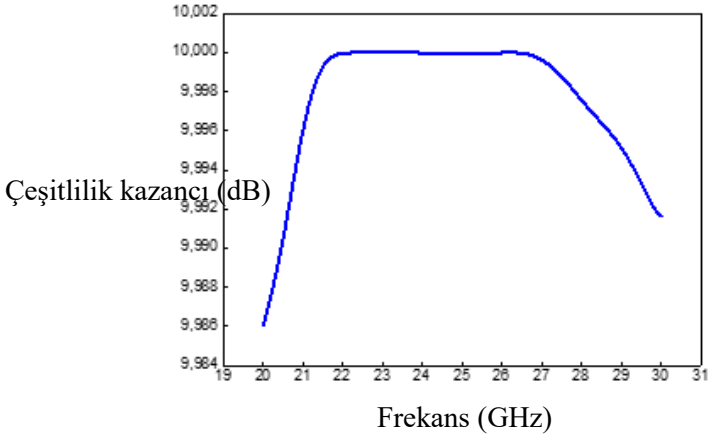
Bu eşitlikte $\overrightarrow{E_1}(\theta, \phi)$, birinci anten tarafından yayılan elektrik alanı, $\overrightarrow{E_2}(\theta, \phi)$ ikinci anten tarafından yayılan elektrik alanı ifade eder. Diğer elemanlar bu durumda 50 Ω yük ile sonlandırılırlar. Hesaplanan sonuçlar Şekil 8.11'de gösterilmiştir. Anten elemanları arasındaki yüksek izolasyonu ifade eden çalışma bandında ρe'nin 0,005'ten küçük olduğu görülebilir.



Şekil 8.11. MIMO anten ECC grafiği

Çeşitleme kazancı

MIMO anten performansı için önemli olan bir diğer parametre çeşitleme kazancıdır. Önerilen MIMO anteninin çeşitleme kazancı hesaplanmış ve Şekil 9 (b)'de sunulmuştur. Çeşitleme kazancı Eş. 8.3' den hesaplanabilir.



Şekil 8.12. MIMO anten DG grafiği

$$DG = 10\sqrt{1 - |\rho_e|^2} \tag{8.3}$$

Önerilen MIMO'nun çeşitleme kazancının tüm çalışma bandında ideal değere (10) yakın olması tasarımımızın başarısını da kanıtlamaktadır.

Çizelge 8.3'te bu konu ile ilgili literatürde yapılmış olan çalışmalar arasında bir karşılaştırma yapılmıştır. Diğer çalışmalarla yapılan karşılaştırmalı analiz, önerilen tasarımın kompaktlık, bant genişliği ve kazanç bakımından daha iyi bir performansa sahip olduğunu göstermektedir. Ayrıca önerilen tasarım için MIMO performans analizi detaylı olarak verilmiş ve bu çalışmada önerilen MIMO anteninin bildirilen diğer çalışmalara göre daha iyi performans gösterdiği gözlemlenmiştir. Böylece önerilen MIMO antenin 5G mm-dalga uygulamaları için uygunluğu tespit edilmiştir.

Çizelge 8.3. Önerilen çalışma ile literatürdeki ilgili çalışmaların karşılaştırılması

Referans	Frekans (dB)	Boyut (mm^3)	Kazanç (dBi)	Bant genişliği (GHz)	ECC	Port
[129]	24	15 × 19 × 0.254	0.8	0.8	0.24	2
[130]	30	48 × 21 × 0.13	7	1	<0.4	2
[131]	28	20 × 20 × 0.254	8	0.85	0.13	2
[132]	28	30 × 35 × 0.76	8.3	4.1	<0.01	4
Bu çalışma	27	32 x 32 x 0.508	8.39	7	<0.005	4

9. SONUÇ VE ÖNERİLER

Günümüzde, 5G teknolojisinin yaygınlaşmasıyla birlikte otomotiv, sağlık ve oyun endüstrisinde yeni uygulamalar için fırsatlar çıkması beklenmektedir. 5G uygulamaları için X-bandı, Ka-bandı ve Ku bandı gibi yüksek bant aralıkları tahsis edilmiştir. Ancak bu frekanslarda ışıma kayıplarının artması nedeniyle iletişimi sürdürmek için yüksek kazançlı, kompakt yapıda geniş bant antenlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu kapsamda, tez çalışmasında 5G uygulamaları için bu gereksinimleri karşılayacak bir tekli mikroşerit anten ve 4x4 MIMO anten tasarlanmış ve üretilmiştir. Ayrıca, 5G iletişim sistemlerinin temel bileşenlerinden biri olan kompakt bir BSF tasarlanmış ve üretilmiştir. Son olarak 28- 36 GHz Ka bant için bir LNA tasarlanmış ve analiz edilmiştir.

Tekli anten tasarımı

Tasarımda milimetre dalga frekanslarında yüksek empedans bant genişliği elde etmeye odaklanılmıştır. İstenilen rezonans tepkisini elde etmek için taban iletkeninde dört simetrik dikdörtgen DGS yapısı kullanılmıştır.

Benzetim çalışmasının ardından tasarlanan anten üretilmiştir. Anten 9 x 9 mm^2 boyutuyla oldukça kompakt bir yapıya sahiptir. Elde edilen ölçüm sonuçlara göre önerilen anten 27.6 - 40 GHz frekans aralığında 12.4 GHz'lik bant genişliği sağlamaktadır.

Tasarım daha sonra 5 elemanlı dizi anten şeklinde geliştirilmiş ve simülasyon ortamında performans analizi yapılmıştır. Anten elemanları arasındaki ortak etkileşim 28 - 40 GHz arasında -25 dB'nin altında elde edilmiştir. Dizi antenin CST paketinde yer alan Voxel Human modeli kullanılarak SAR analizi yapılmış ve 0.82 W/kg değeri ile FCC standartına uygun olduğu görülmüştür.

MIMO anten tasarımı

Hedeflenen tasarımı elde etmek için, bu tez konusunun temelini oluşturan DGS tekniği kullanılmıştır. DGS tekniğinin dezavantajı,

taban iletkeninde oluşturudğu tahribat nedeniyle anten yönlülüğünü ve kazancını olumsuz etkilemesidir. Bu sorunu çözmek ve kazanç değerini artırmak için yansıtıcı kullanılmıştır.

Yansıtıcı olarak alttaş ve iletken zeminden oluşan ikinci bir tabaka kullanılmıştır. Çalışmada kazanç, bant genişliği ve izolasyon analizleri dışında MIMO sistemlerin kendine has performans analizleri olan zarf korelasyon katsayısı ve çeşitlilik kazancı grafikleri çıkarılmıştır.

Benzetme çalışmasından elde edilen verilere dayanarak tasarım üretilmiştir. Üretilen tasarımın 25, 27 ve 29 GHz'lerde E ve H düzleminde ki ışıma örüntüleri yankısız oda da ölçülmüştür. Benzer şekilde antenin 25.5, 26 ve 26,5 ve 27 GHz'de kazanç ölçümleri yankısız oda da yapılmıştır. S parametre ölçümleri ise Keysight N5224B Network Analyzer ile ölçülmüştür.

Üretilen anten 32 x 32 x 0.508 mm^3 alan kaplamaktadır. 24 -31 GHz arasında bir bant genişliğine sahiptir ve - 40 dB civarında bir izolasyon elde edilmiştir.

Elde edilen sonuçlar analiz edilmiş ve konu ile ilgili literatürde yapılmış olan çalışmalar arasında bir karşılaştırma yapılmıştır. Önerilen MIMO anteni 5G mm-dalga uygulamalarında kullanıma uygunluğu tespit edilmiştir.

BSF tasarımı

Yapılan literatür çalışması sonucunda, hedeflenen tasarımda aranan özellikler, iletim bandında düşük geri dönüş kaybı, durdurma bandında ise düşük araya girme kaybıdır. Bu amaç doğrultusunda CST yazılmında tasarımlar yapılmıştır.

Öncelikle tasarımda kullanılacak olan DGS yapısının geometrik yapısı ve bu önerilen yapının bant durdurma özellikleri incelenmiştir. Önerilen yapının eşdeğer devre modeli üzerinde çalışılmıştır. Yapılan parametrik çalışmalar ile yapının frekans tepkisi analiz edilmiştir. Daha sonra taban iletkeninde ki DGS yapısına ilave olarak iletim hattında DMS yapısı eklenmiş bu şekilde istenilen filtre tasarımına aşamalı olarak devam edilmiştir. Mevcut yapıya kompanze kapasitörler eklenmiş ve yapı son halini almıştır. Son durumun elektromanyetik analizi yapılmış, hem matematiksel hem de ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırmalar yapılmıştır.

Elde edilen sonuçlar, önerilen filtrenin 10.3 ile 12.3 GHz arasında bir bant durdurma özelliğine sahip olduğunu göstermiştir. Üretilen tasarım 57.12 mm^2'lik kapladığı alan ile

oldukça kompakt bir yapı oluşturmaktadır. Durdurma bandında ki araya girme kaybı -23 dB olarak ölçülmüştür.

Önerilen bant söndüren filtrenin bir prototipi üretilmiş ve elektromanyetik simülasyon sonuçlarının ölçüm sonuçları ile uyumlu olduğu gözlemlenmiştir. Literatürde yer alan mevcut çalışmalarla karşılaştırmalar yapılmış ve önerilen yapının avantajları detaylıca anlatılmıştır. Kompakt yapısı, düşük maliyeti ve yüksek bastırma performansı nedeniyle önerilen filtre literatüre katkıda bulunmuştur.

LNA tasarımı

Tasarım Keysight ADS Momentum kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Elektromanyetik simülasyon sonuçlarına göre küçük sinyal kazancı 16.4 dB'den daha iyi ve 28- 36 GHz aralığındaki (NF) gürültü figürünün 1.13 dB' den daha düşük olarak elde edilmiştir. Çip boyutu 4.4 x 2.5 mm^2 olarak tasarlanmıştır. Tasarım için endüktif kaynak dejenerasyon tekniği kullanılmıştır. Çalışmada ayrıca stabilizasyon ve doğrusallık analizi yapılmıştır.

Tez kapsamında üretilen bütün tasarımlarda alttaş malzemesi olarak dielektrik katsayısı 2.2 ve tanjant kaybı 0.0009 olan 0.508 mm'lik Rogers RT5880 kullanılmıştır. Düşük dielektrik sabiti ve düşük kayıp dağılımı nedeniyle yüksek frekans için uygun bir malzeme olması, bu malzemenin tercih edilmesine sebep olmuştur.

Gelecek çalışmalarda DGS yapıları kullanılarak tasarlanan mikroşerit filtre ve mikroşerit anten yapılarının quasti-static modelini kullanarak karmaşık eşdeğer devre modelini geliştirilebilir ve DGS tekniğini farklı durdurma karakteristiğine sahip tekniklerle hibrit olarak kullanarak yeni bir model geliştirilebilir. Ayrıca bu tez kapsamında kullanılan anten geliştirilerek 8x8 MIMO anten üzerinde çalışma yapılabilir. Farklı alttaş malzemeler kullanılarak bunların performans analizi yapılabilir.

KAYNAKLAR

1. Shafi, M. (2017). 5G: A tutorial overview of standards, trials, challenges, deployment and practice. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 35(6), 1201-1221.

2. Andrews, J. G. (2014). What will 5G be? *IEEE Journal on Selected Areas in Communications,* 32(6), 1065-1082.

3. Rangan, S., Rappaport, T. and Erkip, E. (2014). Millimeter wave cellular wireles networks: potentials and challenges. *Proceedings of the IEEE*, 102(3), 366-385.

4. Zhang, L. (2017). *Distributed adaptive range extension setting for small cells in Heterogeneous cellular network.* IEEE 85th Vehicular Technology Conference, Australia.

5. Larsson, E. G. (2014). Massive MIMO for next generation wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 52(2), 186-195.

6. İnternet: Walther, L. (2021). MIMO antenna Systems. *5G Seminar*, Web: cdn.rohde-schwarz/it/seminario/Massive_MIMO_antenna_OTA_170420_Italy.pdf Son Erişim Tarihi: 18.09.2021

7. Yashchyshyn, Y., Derzakowski, K., Bogdan, G., Godziszewski, K., Nyzovets, D., Kim, C.H., Park, B. (2018). 28 GHz Switched-Beam Antenna Based on S-PIN Diodes for 5G Mobile Communications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett*ers, 17(2), 225-228.

8. Tang, M., Shi, T., Ziolkowski, R.W., (2017). A Study of 28 GHz, Planar, Multilayered, Electrically Small, Broadside Radiating, Huygens Source Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 65(12), 6345-6354.

9. Lin, X., Seet, B., Joseph, F., Li, E., (2018). Flexible Fractal Electromagnetic Bandgap for Millimeter-Wave Wearable Antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett*ers,17(7), 1281–1285.

10. Yoon, N., Seo, C. A. (2017). 28-GHz Wideband 2 × 2 U-Slot Patch Array Antenna. *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, 17(3), 133–137.

11. Ta, S.X., Choo, H., Park, I. (2017). Broadband Printed-Dipole Antenna and Its Arrays for 5G Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett*ers, 16, 2183–2186.

12. Kim, J., Song, S.C., Shin, H., Park, Y.B. (2018). Radiation from a Millimeter-Wave Rectangular Waveguide Slot Array Antenna Enclosed by a Von Karman Radome. *Journal of Electromagnetic Engineering and Science,* 18(3), 154–159.

13. Dzagbletey, P.A., Jung, Y. (2018). Stacked Microstrip Linear Array for Millimeter-Wave 5G Baseband Communication. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett*ers, 17(5), 780–783.

14. Khalily, M., Tafazolli, R., Xiao, P., Kishk, A. A. (2018). Broadband mm-Wave Microstrip Array Antenna with Improved Radiation Characteristics for Different 5G Applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 66(9), 4641–4647.

15. Zhu, S., Liu, H., Chen, Z., Wen, P. (2018). A Compact Gain-Enhanced Vivaldi Antenna Array with Suppressed Mutual Coupling for 5G mm Wave Application. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett*ers, 17, 776–779.

16. Briqech, Z., Sebak, A., Denidni, T.A. (2017). Low-Cost Wideband mm-Wave Phased Array Using the Piezoelectric Transducer for 5G Applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65, 6403–6412.

17. Yu, B., Yang, K., Sim, C., Yang, G. (2018). A Novel 28 GHz Beam Steering Array for 5G Mobile Device with Metallic Casing Application. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation***,** 66, 462-466.

18. Bang, J., Choi, J. (2018). A SAR Reduced mm-Wave Beam-Steerable Array Antenna with Dual-Mode Operation for Fully Metal-Covered 5G Cellular Handsets. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett*ers**,** 17, 1118–1122.

19. Ikram, M., Wang, Y., Sharawi, M.S., Abbosh, A. (2018). *A novel connected PIFA array with MIMO configuration for 5G mobile applications.* In Proceedings of the 2018 Australian Microwave Symposium (AMS), Australia.

20. Iqbal, A., Basir, A., Smida, A., Mallat, N.K., Elfergani, I., Rodriguez, J., Kim, S. (2019). Electromagnetic Bandgap Backed Millimeter-Wave MIMO Antenna for Wearable Applications. *IEEE Access*, 7, 111135–111144.

21. Park, J., Ko, J., Kwon, H., Kang, B., Park, B., Kim, D. (2016). A Tilted Combined Beam Antenna for 5G Communications Using a 28-GHz Band. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett*ers*,*15, 1685–1688.

22. Sun, Y., Leung, K.W. (2016). Substrate-Integrated Two-Port Dual-Frequency Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64, 3692–3697.

23. Sharawi, M.S., Podilchak, S.K., Hussain, M.T., Antar, Y. M. M. (2017). Dielectric resonator based MIMO antenna system enabling millimetre-wave mobile devices. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 11, 287–293.

24. Yang, B., Yu, Z., Dong, Y., Zhou, J., Hong, W. (2017). Compact Tapered Slot Antenna Array for 5G Millimeter-Wave Massive MIMO Systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation***,** 65, 6721–6727.

25. Jilani, S.F., Alomainy, A. (2018). Millimetre-wave T-shaped MIMO antenna with defected ground structures for 5G cellular networks. *IET Microwaves, Antennas and Propagation***,** 12, 672–677.

26. Shoaib, N., Shoaib, S., Khattak, R.Y., Shoaib, I., Chen, X., Perwaiz, A. (2018). MIMO Antennas for Smart 5G Devices. *IEEE Access***,** 6, 77014–77021.

27. Saad, A.A.R., Mohamed, H.A. (2019). Printed millimeter-wave MIMO-based slot antenna arrays for 5G networks. *AEU International Journal of Electronics and Communications*, 99, 59–69.

28. Jiang, H., Si, L., Hu, W., Lv, X. (2019). A Symmetrical Dual-Beam Bowtie Antenna with Gain Enhancement Using Metamaterial for 5G MIMO Applications. *IEEE Photonics Jounral,* 11, 1–9.

29. Hussain, N., Jeong, M., Park, J., Kim, N. (2019). A Broadband Circularly Polarized Fabry-Perot Resonant Antenna Using A Single-Layered PRS for 5G MIMO Applications. *IEEE Access*, 7, 42897 42907.

30. Zhang, Y., Deng, J., Li, M., Sun, D., Guo, L. (2019). A MIMO Dielectric Resonator Antenna with Improved Isolation for 5G mm-Wave Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett*ers, 18, 747–751.

31. Weng, L. H. (2008). An overview on defected ground structure. *Progress In Electromagnetic Research B,* 7,173-189.

32. Breed, G. (2008). An introduction to defected ground structures in microstrip circuits. *High Frequency Electronics*, 7(11), 50-52.

33. Verma, A. K. and Kumar, A. (2011). Synthesis of microstrip lowpass filter using defected ground structures. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 5(12), 1431-1439.

34. S. Jun, and K. Chang, (2013). *A 60 GHz monopole antenna with slot defected ground structure for wigig applications.* IEEE Antennas and Propagation Society (APS), Orlando.

35. Lu, D., Yu, M., Barker, N. S., Li, Z., Li,W. and Tang, X. (2019). Advanced synthesis of wide- tuning-range frequency-adaptive bandpass filter with constant absolute bandwidth. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67(11), 4362-4375.

36. Psychogiou, D. and Gomez-Garcia, R. (2019). Multi-mode-cavity-resonator- based bandpass filters with multiple levels of transfer-function adaptivity. *IEEE Access*, 7,24759-24765.

37. Cao, X., Tang, Z. X. and Wang, F. (2015). A method of designing dual- band bandpass filter using the hexagon CRLH resonators and cascaded defected ground structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, 57 (8), 1876-1879.

38. Elftouh, H., Touhami, N. A., Aghoutane, M., Amrani, S.E., Tazon, A. and Boussouis, M. (2014). Miniaturized Microstrip Patch Antenna with Defected Ground Structure. *Progress In Electromagnetics Research C*, 55, 25–33.

39. Verma, S., Sareen, E. and Hashmi, M. S. (2018). *A Miniaturized Dual-Band Right Triangle Defected Ground Structure Band Stop Filter for Energy Harvesting Applications*. IEEE International Microwave and RF Conference, Kolkata, India.

40. Kumar, A., Kartikeyan, M. V. (2017). Design and realization of microstrip filters with new defected ground structure. *Engineering Science and Technology,* 20, 679-686.

41. Khandelwal, M. K., Kanaujia, B. K. and Kumar, S. (2017). Defected Ground Structure: Fundamentals, Analysis, and Applications in Modern Wireless Trends. *International Journal of Antennas and Propagation***,** 1-22.

42. La, D. S., Lu, Y. H., Sun, S. Y., Liu, N. and Zhang, J. L. (2011). A novel compact band stop filter using defected microstrip structure. *Microwave and Optical Technology Letters,* 53, 433-435.

43. Tirado-mendez, J. A. and Jardon-aguilar, H. (2004). *Comparison of Defected Ground Structure (DGS) and Defected Microstrip Structure (DMS) Behavior at High Frequencies.* ICEEE 1st International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Acapulco, Mexico.

44. Praludi, T., Maulana, Y.Y., Yuliasih, E.R., Kurniadi, D.P. and Taryana, Y. (2019). *Dual-Band Bandstop Filter Microstrip using T-DMS and U-DGS.* 2019 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications, Tangerang, Indonesia.

45. Balanis, C.A. (2005). *Antenna Theory: Analysis and Design* (3). New York: Wiley, 38.

46. Yang, G., Ali, M., Dougal, R., A Wideband Circularly Polarized Microstrip Patch Antenna for 5-6 GHz Wireless LAN Applications, *Microwave Optical Technology Letters,* 45, 279-285.

47. Zhou, H., Filipovic, D., (2008). *Wideband Patch Antenna with Differential Feed*, URSİ, Chicago, USA.

48. Gutton, H. Ve Baissinot, G., (1955). *Flat aerial for ultra high frequencies*, French patent,703113.

49. W. F. Richards, Y. T. Lo, and D. D. Harrison, (1981). An Improved Theory of Microstrip Antennas with Applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 29(1), 38–46.

50. Schaubert, D. H., Farrar, F. G., Sindoris, A. and Hayes, S. T. (1981). Microstrip Antennas with Frequency Agility and Polarization Diversity. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation***,** 29(1), 118–123.

51. Purchine, M. P. and Aberle, J. T. (1994). A Tunable L-Band Circular Microstrip Patch Antenna. *Microwave Journal***,** 80-88.

52. Pozar, D. M. (1992). Microstrip Antennas. *Proceedings of the IEEE*, 80(1), 79–81.

53. Krowne, C. M. (1983). Cylindrical-Rectangular Microstrip Antenna, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 31(1), 194–199.

54. De Assis Fonseca, S. B. and Giarola, A. J. (1984). Microstrip Disk Antennas, Part I: Efficiency of Space Wave Launching. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32(6), 561–567.

55. De Assis Fonseca, S. B. and Giarola, A. J. (1984). Microstrip Disk Antennas, Part II: the Problem of Surface Wave Radiation by Dielectric Truncation *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32(6), 568–573.

56. Huang, J. (1983). The Finite Ground Plane Effect on the Microstrip Antenna Radiation Patterns. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation***,** 31(7), 649–653.

57. Lier, I. and Jakobsen, K. R. (1983). Rectangular Microstrip Patch Antennas with Infinite and Finite Ground-Plane Dimensions. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 31(6), 978–984.

58. Mailloux, R. J. (1987). Onthe Use of Metallized Cavities inPrinted Slot Arrays with Dielectric Substrates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 35(5), 477–487.

59. Aberle, J. T. and Zavosh, F. (1994). Analysis of Probe-Fed Circular Microstrip Patches Backed by Circular Cavities. *Electromagnetics*, 14, 239–258.

60. Long, S. A. and Walton, M. D. (1979). A Dual-Frequency Stacked Circular-Disc Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 27(2), 270–273.

61. Henderson, A., James, J. R. and Hall, C. M. (1986). Bandwidth Extension Techniques in Printed Conformal Antennas*, Microwave Journal*, 86, 329–334.

62. Montgomery, N. W. (1984). *Triple-Frequency Stacked Microstrip Element.* IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Boston.

63. Nıthısopa, K., Nakasuwan, J., Songthanapıtak, N., Anantrasırıchaı, N., Wakabayashı, T., (2007). Design CPW FedSlot Antenna for Wideband Applications. *Piers Online***,** 3(7).

64. Jaın, N., Khare, A., Nema, R., (2011). E-Shape Micro strip Patch Antenna on Different Thickness for pervasive Wireless Communication. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications,*117-123.

65. Uzunoğlu, N. K., Alexopoulos, N. G. and Fikioris, J. G. (1979). Radiation Properties of Microstrip Dipoles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 27(6), 853–858.

66. Rana, I. E. and Alexopoulos, N. G. (1981). Current Distribution and Input Impedance of Printed Dipoles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 29 (1), 99–105.

67. Katehi, P. B. and Alexopoulos, N. G. (1984). On the Modeling of Electromagnetically Coupled Microstrip Antennas-The Printed Strip Dipole. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation***,** 32(11), 1179–1186.

68. Pozar, D. M. (1985). Analysis of Finite Phased Arrays of Printed Dipoles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 33(10), 1045–1053.

69. Oltman, H. G. and Huebner, D. A. (1981). Electromagnetically Coupled Microstrip Dipoles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 29 (1), 151–157.

70. Gronau, G. and Wolff, I. (1986). Aperture-Coupling of a Rectangular Microstrip Resonator. *Electronic Letters*, 22, 554–556.

71. Balanis, C. A. (1989). *Advanced Engineering Electromagnetics*. New York: Wiley.

72. Hammerstad, E. O. (1975). *Equations for Microstrip Circuit Design*. Fifth European Microwave Conference, Hamburg.

73. Alexopoulos, N. G. and Rana, I. E. (1981). Mutual Impedance Computation Between Printed Dipoles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 29 (1), 106–111.

74. James, J. R., Hall, P. S., Wood, C. and Henderson, A. (1981). Some Recent Developments in Microstrip Antenna Design. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 29 (1), 124–128.

75. Deshpande, M. D. and Bailey, M. C. (1982). Input Impedance of Microstrip Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 30 (4), 645–650.

76. Schaubert, D. H., Farrar, F., Sindoris, G. A. and Hayes, S. T. (1981). Microstrip Antennas with Frequency Agility and Polarization Diversity. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 29 (1), 118–123.

77. Kaise, T. and Zheng, F. (2010). *Ultra wideband systems with MIMO*. New York: Wiley.

78. Alamouti, S. M. (1999). A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Commun*uciations, 17 (11), 1451–1458.

79. Brennan, D. G. (2003). Linear Diversity Combining Techniques. *Proceedings of the IEEE*, 91(2), 331–356.

80. Isomaki, P. and Isoaho, J. (2008). On diversity combining. *Technical Report TUCS*, Turku, 884-887.

81. Tarokh, A. R. C. V. and Seshadri, N. (1998). Space time codes for high data rate communication: performance criteria and codeconstruction. *IEEE Transactions on Information Theory***,** 44(2), 744–764.

82. Win, M. Z. and Winters, J. H. (1999). Analysis of hybrid selection/maximal-ratio combining in rayleigh rading. *IEEE Transactions on Communications*, 47(12), 1773–1776.

83. Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering*. New York: Wiley.

84. Pramanick, P. and Bhartia, P. (1985), *Computer-Aided Design Models for Millimeter-Wave Fin Lines and Suspend-Substrate Microstrip Line*s, IEEE International Microwave Symposium Digest, St. Louis, USA.

85. Wentworth, S. M. (2007). *Applied Electromagnetics: Early Transmission Line Approach* (1). New York: Wiley.

86. Levy, R. and Seymour, B. (1984). A History of Microwave Filter Research, Design, and Development. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32 (9).

87. Gündüz, S., Çakır, G., Dibekçi, D., ve Sevgi, L. (2004). *Alçak Geçiren Mikroşerit Filtre Tasarımı, FDTD Analizi ve Gerçekleştirilmesi*, URSI, Bilkent, Ankara.

88. Hunter, I. (2001). *Theory and Design of Microwave Filters.* Londra: The Institution of Engineering and Technology (IET).

89. Rahmat-Samii, Y. and Mosallaei, H. (2001). *Electromagnetic band-gap structures: classification, characterization and applications.* Proceedings of IEE-ICAP Symposium, Manchester.

90. Yablonovitch, E. (1987). Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics. *Physical Review Letters*, 58 (20), 2059–2062.

91. John, S. (1987). Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices. *Physical Review Letters*, 58 (23), 2486–2489.

92. Park, J. I. Kim, C. S. Kim, J. J.. Park, S., Qian, Y. Ahn, D. and Itoh, T. (1999). *Modeling of a photonic bandgap and its application for the lowpass filter design.* Proceedings Asia Pacific Microwave Conference, Singapore.

93. Kim, C. S.. Park, J. S., Ahn, D. and Lim, J. B. (2000). A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits. *IEEE Microwave Wireless and Components Letters***,** 10 (4), 131–133.

94. Abdel-Rahman, A. B., Verma, A. K., Boutejdar, A. and Omar, A. S. (2004). Control of bandstop response of hi-lo microstrip low-pass filter using slot in ground plane. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques***,** 52 (3), 1008–1013.

95. Kim, C. S., Lim, J. S., Nam, S. K., Kang, Y. and Ahn, D. (2002). Equivalent circuit modelling of spiral defected ground structure for microstrip line. *Electronic Letters,* 38 (19), 1109–1110.

96. Woo, D. J., Lee, T. K., Lee, J.W., Pyo, C. S., and Choi, W. K. (2006). Novel U-slot and V-slot DGSs for bandstop filter with improved Q factor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques***,** 54 (6), 2840–2847.

97. Liu, H.W., Li, Z. F., and Sun, X.W. (2003). A novel fractal defected ground structure and its application to the low-pass filter. *Microwave and Optical Technology Letters,* 39(6), 453–456.

98. Mandal, M. K. and Sanyal, S. (2006). A novel defected ground structure for planar circuits. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters,* 16 (2), 93–95.

99. Guha, D., Antar, Y. (2011). *Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications*. New York: Wiley.

100. Caloz, C., Okabe, H., Iwai, T. and Itoh, T. (2004). A simple and accurate model for microstrip structures with slotted ground plane. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters,* 14(4), 133–135.

101. Ahn, D., Park, J. S., Kim, C. S., Kim, J., Qian, Y. and Itoh, T. (2001). A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique,* 49 (1), 86–93.

102. Hong, J. S. and Lancaster, M. J. (2007). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley.

103. Chang, I. and Lee, B. (2002). *Design of defected ground structures for harmonic control of active microstrip antenna.* IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium**,** San Antonio, USA.

104. Park, J. S., Kim, J. H., Lee, J. H., Kim, S. H. and Myung, S. H. (2002). *A novel equivalent circuit and modeling method for defected ground structure and its application to optimization of a DGS lowpass filter.* IEEE International Microwave Symposium Digest, Seattle, USA.

105. Park, J. S., Yun, J. S. and Ahn, D. (2002). A design of the novel coupled-line bandpass filter using defected ground structure with wide stopband performance. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique,* 50 (9), 2037–2043.

106. Piscarreta, D. and Ting, S. W. (2008). Microstrip parallel coupled line bandpass filter with selectivity improvement using U-shaped defected ground structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, 50 (4), 911–915.

107. Garcıa, J. G., Martın, F., Falcone, F., Bonache, J., Gil, I., Lopetegi,T., Laso, M. A. G., Sorolla, M. and Marques, R. (2004). Aspurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators. *IEEE Microwave on Wireless and Components Letters*, 14 (9), 416–418.

108. Wang, X. H., Wang, B. Z., Zhang, H. and Chen, K. J. (2007). A tunable bandstop resonator based on a compact slotted ground structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, 55 (9), 1912–1918.

109. Safwat, A. M. E., Podevin, F., Ferrari, P. and Vilcot, A. (2006). Tunable bandstop defected ground structure resonator using reconfigurable dumbbell-shaped coplanar waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, 54 (9), 3559–3564.

110. Horri, Y. and Tsutsumi, M. (1999). Harmonic control by photonic bandgap on microstrip patch antenna. *IEEE Microwave on Guided Letters,* 9, 13–15.

111. CST Microwave Studio, (2016). *CST*, Framingham, USA.

112. Kaur, A. E., Malik, H. E., Tanwar, V. E., Lamba, K. V., Kumar, N. E. and Sharma, S. (2012). *Effect of Permittivity and Conductivity of Tissue on Specific Absorption*

Rate of Electromagnetic Radiations. International Journal of Innovative technology and Exploring Engineering (IJITEE), India.

113. Afridi, A., Ullah, S., Khan, S., Ahmed, A., Khalil, A. H. M. and Tarar, A. (2013). Design of Dual Band Wearable Antenna Using Metamaterials. *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy,* 47 (2), 126- 137.

114. Arican, Galip Orkun, Akçam, N., Yazgan, E. (2019). *Ku-Band MMIC LNA Design for Space Applications.* International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE), İstanbul, Turkey.

115. Polli, G., Vittori, M., Ciccognani, W., Colangeli, S., Costanzo, F., Salvucci, A., Limiti, E. (2018). *Ka-/V-band self-biased LNAs in 70 nm GaAs/InGaAs Technology*, 14 th Conference on Research in Microelectronics and Electronics, Prague, Czech Republic.

116. Chang, D.P., Yom, I. B. and Oh, S. H. (2005). *Ka-Band LNA Module with 1.9dB NF for Communications Satellite Payload,* Asia-Pasific Microwave Conference Proceedings, Suzhou, China.

117. Armengaud, V., Laporte, C., Jarry, B. (2009). *27-31 GHz MMIC low noise amplifier with filtering functions for space communication system.* International Crimean Conference on Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol, Ukraine.

118. Cuadrado-Calle, D., George, D., Fuller, G. (2014). *A GaAs Ka-band 26–36 GHz LNA for radio astronomy.* International Microwave and RF Conference, Bangalore, India.

119. Gao, X., Yang, S.y, Gu, J., Wang, W., Sun, X. (2016). Broadband 22- 40 GHz multistage MMIC low noise amplifier. *Microwave and Optical Technology Letters,* 58 (4), 956-959.

120. Nsele, S. D., Robin, C., Tartarin, J. G., Escotte, L., Piotrowicz, S., Jardel, O., Delage, S. (2015). *Ka-band low noise amplifiers based on InAlN/GaN Technologies.* International Conference on Noise and Fluctuations, China.

121. Zhang, S., Xu, J., Zheng, P., Huang, Y., Tong, X. (2018). *23-31 GHz Low Noise Amplifier with 2.5 dB NF using 100 nm GaN on Silicon Technology.* Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, Kyoto, Japan.

122. Chen, X., Wang, L., Weng, L. and Shi, X. (2009). Compact low pass filter using novel elliptic shape DGS. *Microwave and Optical Technology Letters*, 51, 1088–1091.

123. Hong, J. S. and Lancaster, M. J. (2001). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley.

124. Challal, M., Boutejdar, A. and Azrar, A. (2013). Design of compact low-pass filter with large reject band using open circuit stubs and two cascaded DGS quasitriangular resonator. *Microwave and Optical Technology Letters,* 55, 122–127.

125. Shrestha, B. and Kim, N.-Y. (2014). Compact and miniaturized bandstop filter developed using slot spurline technique. *Microwave and Optical Technology Letters,* 56 (5), 1029–1031.

126. Keivani, H., Adlband, N. and Ojaroudi, Y. (2015). Compact Band-Stop X-Band Filter Using Triple Meander-Line-Ring Defected Ground Structures. *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)***,** 30 (8).

127. Pourbagher, M., Ojaroudi, N., Ghobadi, C. and Nourinia, J. (2015). Compact Band-Stop Filter for X-Band Transceiver in Radar Applications. *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)*, 30 (4).

128. Ertay, A. O., Simşek, S. (2016). *A compact bandstop filter design for X-band applications.* International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE), Bucharest, Romania.

129. Iqbal, A., Basir, A., Smida, A., Mallat, N.K., Elfergani, I., Rodriguez, J., Kim, S. (2019). Electromagnetic Bandgap Backed Millimeter-Wave MIMO Antenna for Wearable Applications. *IEEE Access*, 7, 111135-111144.

130. Sharawi, M.S., Podilchak, S.K., Hussain, M.T., Antar, Y.M.M. (2017). Dielectric resonator based MIMO antenna system enabling millimetre-wave mobile devices. *IET Microwave on Antennas and Propagation*, 11, 287–293.

131. Zhang, Y., Deng, J., Li, M., Sun, D., Guo, L. (2019). A MIMO Dielectric Resonator Antenna with Improved Isolation for 5G mm-Wave Applications. *IEEE Antennas on Wireless and Propagation Letters,* 18, 747–751.

132. Khalid, M., Iffat Naqvi, S., Hussain, N., Ur Rahman, M., Seyed Sajad Mirjavadi, F., Khan, M. J. and Amin, Y. (2020). 4-Port MIMO Antenna with Defected Ground Structure for 5G Millimeter Wave Applications. *Electronics,* 9 (1), 71-78.



GAZİ GELECEKTİR...