
GAZİ ÜNİVERSİTESİ
Gazi
1926

TERAHERTZ UYGULAMALARI İÇİN ÇOK BANTLI, YÜKSEK KAZANÇLI MİKROŞERİT YAMA ANTEN TASARIMI

Zeynep Leyla YILDIZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜDENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MART 2025

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.

Zeynep Leyla YILDIZ

01/03/2025

TERAHERTZ UYGULAMALARI İÇİN ÇOK BANTLI, YÜKSEK KAZANÇLI MİKROŞERİT YAMA ANTEN TASARIMI

(Yüksek Lisans Tezi)

Zeynep Leyla YILDIZ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Mart 2025

ÖZET

Yirmi birinci yüzyılın başlangıcından bu yana kablosuz haberleşme teknolojisinin kullanımı özellikle internet üzerindeki uygulamaların geliştirilmesi nedeniyle önemli ölçüde artmıştır. Mevcut uygulamaların çoğu, kablosuz cihazlara taşınmaktadır. Gerçek zamanlı olarak çalıştırılabilen ve taşınabilir olan kablosuz dijital cihazlar, veri miktarının artışının hızlanmasına ve spektrum kaynaklarının yetersiz kalmasına yol açmaktadır. Frekans spektrumundaki haberleşme için kullanılan mevcut (mikrodalga,mm-Dalga) bantların bant genişliği, bu hızlı artış ile birlikte gelecekte geniş bant genişliği gerektiren uygulamalar için yeterli olamayabilecektir. Veri trafiğini yönetmek ve yüksek hız ihtiyacını karşılamak için yüksek hızlı kablosuz haberleşme cihazları gereklidir. Bu ihtiyacı karşılamak için, yüksek kazanç, geniş bant genişliği, çoklu frekansta çalışabilme vb. gibi özelliklere sahip antenlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle, Terahertz (THz) spektrumu yüksek bant genişliği sayesinde son zamanlarda haberleşme çalışan araştırmacılar tarafından bu ihtiyacın olası bir çözümü olarak görülmektedir. THz uygulamaları için literatürde çok sayıda anten tasarımı önerilmiştir. Kablosuz mobil haberleşme sistemleri başta olmak üzere birçok uygulamada düşük maliyet, minimum ağırlık, düşük profil, kolay entegrasyon ve kolay üretim özelliklerine sahip mikroşerit yama antenleri önem kazanmaktadır ve yüksek performanslı antenlerin geliştirilmesi için uygulanabilirdir. Bu çalışmada, THz frekans bölgesinde çalışan küçük boyutlu dikdörtgen mikroşerit yama anten tasarımı yapılmıştır. İlk önce literatür araştırılarak THz frekanslarında haberleşme için aday frekans bantları incelenmiştir. Yüksek frekanslara giderken artan atmosferik kayıplar dikkate alınarak kaybın en az olacağı bantlar değerlendirilmiştir. Anten tasarımı teorik olarak incelenmiştir. Daha sonra anten tasarımı yapılmıştır. Anten parametrelerinden anten geri dönüş kaybı, kazanç ve VSWR değerleri CST elektromanyetik çözümleyici yazılımı kullanılarak analiz edilmiştir.

Bilim Kodu : 93415

Anahtar Kelimeler : Terahertz, mikroşerit anten, çoklu bant

Sayfa Adedi : 101

Danışman : Doç. Dr. Ali SAYGIN

MULTIBAND-HIGH GAIN MICROSTRIP ANTENNA DESIGN FOR TERAHERTZ APPLICATIONS

(M. Sc. Thesis)

Zeynep Leyla YILDIZ

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

March 2025

ABSTRACT

Since the beginning of the twenty-first century, the use of wireless communication technology has increased significantly, mainly due to the development of applications on the Internet. Many of the existing applications are being ported to wireless devices. Wireless digital devices, which can be operated in real time and are portable, lead to an acceleration of the increase in the amount of data and to the inadequacy of spectrum resources. With this rapid increase, the bandwidth of the existing (microwave, mm-wave) bands used for communication in the frequency spectrum may not be sufficient for applications requiring wide bandwidth in the future. High-speed wireless communication devices are required to manage data traffic and meet the need for high speed. To meet this need, antennas with high gain, wide bandwidth, multi-frequency operation, etc. are needed. For this reason, the Terahertz (THz) spectrum has recently been considered by communication researchers as a possible solution to this need due to its high bandwidth. Many antenna designs have been proposed in the literature for THz applications. In many applications, especially in wireless mobile communication systems, microstrip patch antennas with low cost, minimum weight, low profile, easy integration and easy fabrication are gaining importance and are applicable for the development of high performance antennas. In this study, a small size rectangular microstrip patch antenna operating in the THz frequency region is designed. First, the literature is surveyed and candidate frequency bands for communication at THz frequencies are analyzed. Considering the increasing atmospheric losses when going to high frequencies, the bands with the lowest loss are evaluated. Antenna design is analyzed theoretically. Then the antenna design is carried out. Antenna return loss, gain and VSWR values are analyzed using CST electromagnetic analyzer software.

Science Code : 93415

Key Words : Terahertz, microstrip antenna, multiband

Page Number : 101

Danışman : Assoc. Prof. Dr. Ali SAYGIN

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının her aşamasında engin bilgi birikimi ve tecrübeleriyle bana yol gösteren, her aşamada rehberlik eden değerli hocalarım Doç. Dr. Ali SAYGIN ve Prof. Dr. Ali KARA'ya en içten saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Tüm hayatım boyunca bana koşulsuz destek sunan, özveri ve fedakârlıklarıyla bugünlere ulaşmamda en büyük paya sahip olan çok kıymetli anneme ve babama sonsuz minnettarlığımı ifade etmek isterim. Onlar sadece hayatımın en büyük destekçileri değil, aynı zamanda en büyük ilham kaynağım oldular. Aynı şekilde, süreç boyunca yanımda olan kardeşlerime de teşekkür ederim; onların desteği bana hep güç verdi.

Ayrıca hayatımı paylaşmaktan gurur duyduğum sevgili eşim Ferit'e en içten teşekkürlerimi sunarım… Sadece bu süreçte değil hayatımın her anında gösterdiği sevgi, anlayış ve destek için ne kadar teşekkür etsem az. Onun varlığı ve hayata bakış açısı bu yolculuğu daha değerli ve anlamlı kıldı.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜR vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ ix

ŞEKİLLERİN LİSTESİ x

SİMGELER VE KISALTMALAR xiii

1. GİRİŞ 1

2. HABERLEŞME TEKNOLOJİLERİ 5

3. FREKANS SPEKTRUMU VE KULLANIMI 11

3.1. THz Frekans Bandı 15

3.1.1. THz frekans bandının avantajları 16

3.1.2. THz kanalı 17

3.1.3. THz frekans bandında anten tasarlamada zorluklar 19

4. MİKROŞERİT ANTENLER 23

4.1. Mikroşerit Antenlerin Genel Özellikleri 23

4.2. Mikroşerit Antenlerin Avantaj ve Dezavantajları 25

4.3. Mikroşerit Antenlerin Besleme Yöntemleri 26

4.4. Anten Parametreleri 28

4.4.1. Gerilim duran dalga oranı (VSWR) 28

4.4.2. Geri dönüş kaybı (S11) 29

4.4.3. Bant genişliği (BW) 30

4.4.4. Işıma örüntüsü (paterni) 30

4.4.5. Yönlülük 31

Sayfa

4.4.6. Kazanç 36

4.4.7. Giriş empedansı 37

4.5. Mikroşerit Antenlerin Analiz Yöntemleri 37

5. LİTERATÜR TARAMASI 45

6. ANTEN TASARIMI VE ANALİZİ 51

6.1. CST-MWS (Computer Simulation Technology Microwave Studio) Programı .. 51

6.2. CST Programının Seçilmesi 51

6.3. THz Frekansında Anten Tasarım ve Üretim Süreçleri 55

6.4. Çoklu Bantlı Dikdörtgen Mikroşerit Yama Anten Tasarımı 58

6.5. Mikroşerit Yama Anten Tasarımındaki Temel Parametreler 59

6.6. 50 Ω İletim Hattı ile Beslenmiş Anten için Girinti Yöntemi ile Empedans Uyumlandırma 71

6.7. 2,6 GHz Frekansında Çalışan Anten Tasarımı ve Üretimi 78

7. SONUÇ ve ÖNERİLER 89

KAYNAKLAR 95

ÖZGEÇMİŞ 101

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 2.1. 4G–6G teknolojisinin karşılaştırması 8

Çizelge 3.1. Frekans bantları sınıflandırması 11

Çizelge 3.2. Frekans bantları sınıflandırması (IEEE) 14

Çizelge 3.3. Zayıflamanın yüksek olduğu noktalar 21

Çizelge 6.1. Anten değişkenleri 62

Çizelge 6.2. Anten değişkenleri 73

Çizelge 6.3. Anten değişkenleri 74

Çizelge 6.4. Anten değişkenleri 79

Çizelge 6.5. Simülasyon ve üretim sonuçları karşılaştırması 84

Çizelge 6.6. Anten değişkenleri 84

Çizelge 6.7. Anten değişkenleri 86

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Mobil haberleşme sistemlerinin gelişimi 5

Şekil 2.2. 2015'ten 2027'ye küresel veri trafiği 7

Şekil 3.1. Hat merkezleri de dahil olmak üzere 1 THz aralıklarla hesaplanan atmosferik gazlardan kaynaklanan spesifik zayıflama. 20

Şekil 3.2. Frekansa göre atmosferik zayıflamanın değişimi 20

Şekil 4.1. Mikroşerit anten geometrileri 24

Şekil 4.2. Mikroşerit dikdörtgen yama anten yapısı 24

Şekil 4.3. Koaksiyel besleme 27

Şekil 4.4. Mikroşerit hat besleme 28

Şekil 4.5. Bant genişliği 30

Şekil 4.6. Işıma örüntüsü 31

Şekil 4.7. Mikroşerit yama anten 38

Şekil 4.8. Saçaklanma etkisi 39

Şekil 4.9. Gömülü mikroşerit hat besleme 43

Şekil 6.1. Değişkenlerin anten üzerindeki konumları 61

Şekil 6.2. CST Simülasyon programında tasarlanan antenin görünümü 62

Şekil 6.3. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,296 THz için S11 grafiği 63

Şekil 6.4. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,299-0,602 THz için S11 grafiği 64

Şekil 6.5. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,307-0,594-0,645 THz için S11 grafiği 64

Şekil 6.6. Yama genişliği etkileri 65

Şekil 6.7. Yama boyu etkileri 66

Şekil 6.8. Alt tabaka yüksekliğinin etkileri 66

Şekil 6.9. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,308-0,597-0,646-0,709 THz için S11 grafiği 67

Şekil **Sayfa**

Şekil 6.10. 0,308-0,597-0,647-0,7165 THz frekansları için VSWR grafiği 67

Şekil 6.11. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,308 THz için 3B kazancı 68

Şekil 6.12. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,597 THz için 3B kazancı 69

Şekil 6.13. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,646 THz için 3B kazancı 69

Şekil 6.14. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,709 THz için 3B kazancı 70

Şekil 6.15. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit anteninin kazanç frekans grafiği 70

Şekil 6.16. Girintili besleme ile empedans uyumlandırma 71

Şekil 6.17. Değişkenlerin anten üzerindeki konumları 72

Şekil 6.18. CST Simülasyon programında tasarlanan antenin görünümü 73

Şekil 6.19. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,3 THz için S11 grafiği 74

Şekil 6.20, Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,299-0,343-0,696-0,883-0,944 THz için S11 grafiği 75

Şekil 6.21. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,299-0,343-0,696-0,883-0,944 THz VSWR grafiği 75

Şekil 6.22. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,299 THz için 3B kazancı 76

Şekil 6.23. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,343 THz için 3B kazancı 76

Şekil 6.24. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,696 THz için 3B kazancı 77

Şekil 6.25. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,883 THz için 3B kazancı 77

Şekil 6.26. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,944 THz için 3B kazancı 78

Şekil 6.27. Değişkenlerin anten üzerindeki konumları 80

Şekil 6.28. CST Simülasyon programında tasarlanan antenin görünümü 80

Şekil **Sayfa**

Şekil 6.29. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 2,56 GHz, 3,99 GHz ve 5,16 GHz frekansları için S11 grafiği 81

Şekil 6.30, Simülasyonda 2,56 GHz rezonans frekansının elde edilmesini sağlayan parametrelere göre üretilmiş anten 81

Şekil 6.31. Üretilen antenin network analizör ile ölçümü 83

Şekil 6.32. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 2,5 GHz, 3,9 GHz ve 5,038 GHz frekansları için S11 grafiği 85

Şekil 6.33. Üretilen 2. antenin network analizör ile ölçümü 85

Şekil 6.34. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 2,6 GHz, 4 GHz ve 5,2 GHz frekansları için S11 grafiği 87

Şekil 6.35. Üretilen 3. antenin network analizör ile ölçümü 87

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	**Açıklamalar**
dB	Desibel
GHz	Gigahertz
Hz	Hertz
m²	Metrekare
mm	Milimetre
S11	Geri dönüş kaybı
THz	Terahertz
µm	Mikrometre
Ω	Ohm

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
2B	İki Boyutlu
3B	Üç Boyutlu
AI	Artificial Intelligence
AMPS	Gelişmiş Mobil Telefon Sistemi
BG	Bant Genişliği
BW	Bandwidth
CDMA	Code Division Multiple Access
CST-MWS	Computer Simulation Technology Microwave Studio
DL	Downlink
E2E	End to End
EBG	Electronic Band Gap
EM	Elektromanyetik
eMBB	extended Mobile Broad Bad
FCC	Federal İletişim Komisyonu
FDTD	Finite-Difference Time-Domain

Kısaltmalar	Açıklamalar
FEM	Sonlu Elemanlar Yöntemi
FM	Frequency Modulation
FSS	Frequency Selective Surface
Gbps	Gigabit per second
GSM	Global Sytems for Mobile Communications
HD	Yüksek Çözünürlük
IDC	International Data Corporation
IoT	Internet of Things
IRS	Intelligent Reflecting Surfaces
ITU	International Telecommunication Union
İHA	İnsansız Hava Aracı
LAN	Local Area Network
MA	Mikroşerit Anten
MATLAB	MATrix LABoratory
MBB	Mobil Geniş Bant
Mbps	Megabit per second
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Machine Learning
MoM	Moment of Method
MR	Magnetic Resonance
MTM	Metamalzemeler
NMT	Nordic Mobile Telephone
OFDMA	Orthogonal Division Multiple Access
PBG	Photonic Band Gap
RFID	Radio Frequency Identification
RL	Return Loss
SNR	Signal-to-Noise Ratio
Tbps	Terabit per second
T-WPAN	THz Wireless Personal Area Network
URLLC	Ultra Güvenilir Düşük Gecikmeli İletişim
VLC	Visual Light Communication
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

1. GİRİŞ

Son birkaç yılda kablosuz haberleşme teknolojisi hızlı bir şekilde gelişmiştir. Haberleşme teknolojisinde yaşanan gelişmeler neticesinde mobil cihazlarının kullanımının artması ve yüksek veri hızları ile düşük gecikmeler talep eden yeni teknolojilerin ve uygulamaların ortaya çıkmasıyla iletilen veri miktarında muazzam bir büyüme görülmüştür. 2030 yılına kadar dünya çapında yaklaşık 50 milyar entegre mobil cihaz olması beklenmektedir [1]. Bunun neticesinde de ortalama mobil veri miktarının, birkaç yıl içerisinde katlanarak artmaya devam edeceği öngörülmektedir.

Mobil hücresel haberleşme sistemleri en yoğun kullanılan kablosuz haberleşme sistemleridir. Kablosuz geniş alan ağları içerisinde yer alan mobil haberleşme sistemlerinde teknoloji hızla ilerlemiş nesiller arası geçişler birinci nesilden (1G), yeni kullanılmaya başlanılan beşinci nesile (5G) olmak üzere kısa zamanlarda meydana gelmiştir.

Mevcut 5G ağları, önceki nesillere kıyasla çok daha yüksek veri hızları ve daha düşük gecikme süresi sunsa da, ilerleyen zamanlarda bazı uygulamalar için ihtiyaç duyulabilecek veri hızı ve gecikme süresi taleplerini karşılayamayabilecektir [1-3]. Örneğin, otonom araçlar ve insansız hava araçları (İHA'lar) vb. gibi gecikmeye daha duyarlı uygulamalar ortaya çıktıkça, mevcut 5G ağı gerekli gecikmeleri karşılayamayabilir. Ayrıca yüksek hızlar talep eden bağlı cihaz sayısı arttıkça, mevcut 5G ağı da yüksek veri hızı hizmetleri sağlamakta zorlanacaktır. Bu nedenle, gelecekteki talepleri karşılamak için daha gelişmiş ağ protokollerinin veya sistemlerinin geliştirilmesi gerekmektedir [4].

Altıncı nesil (6G) haberleşme ağının trilyonlarca cihazı birbirine bağlaması ve mevcut 5G ağından 10 ile 100 kat daha yüksek veri hızları sunması öngörülmektedir [5]. 6G ağları için beklenen gecikme süresi bir milisaniyenin çok küçük bir kısmıdır. Ayrıca, 6G ağlarının sanal ve artırılmış gerçeklik, akıllı şehirler, akıllı ulaşım sistemleri ve Endüstri 4.0 gibi çeşitli yeni uygulamaları desteklemesi ve dönüştürücü teknolojik gelişmeler için bir temel sağlaması beklenmektedir [6]. Ancak, 6G ağlarının geliştirilmesi hala başlangıç aşamasındadır.

Yüksek frekans bantlarına doğru ilerlemek, düşük gecikmeli haberleşme ve daha yüksek veri hızları sağlamak için potansiyel bir çözüm olarak değerlendirilmektedir [4]. 5G ve 6G için en yüksek hızlar sırasıyla saniyede 20 gigabit (Gbps) ve saniyede 1 terabittir (Tbps) [7]. Terahertz (THz) bandı (0,1 ile 10 THz), 1 Tbps'lik aşağı bağlantı (Downlink-DL) veri hızı sağlamayı vaat etmektedir, böylece 6G hücresel ağlar için temel etkinleştiricilerden biri olarak kabul edilmektedir.

Haberleşme sistemlerinde THz frekanslarının kullanılması, daha yüksek veri hızları, artırılmış bant genişliği ve azaltılmış gecikme gibi geleneksel kablosuz haberleşme teknolojilerine kıyasla çeşitli avantajlar sunmaktadır. Düşük frekanslı sinyallerle karşılaştırıldığında, THz sinyalleri daha fazla bilgi iletebilir, sanal gerçeklik, yapay gerçeklik, yüksek çözünürlüklü görüntüleme ve algılama ile hassas konumlandırma dahil olmak üzere farklı haberleşme uygulamalarına olanak sağlayabilir [3, 8, 9]. Bununla birlikte, THz haberleşme sistemleri, sistem kapasitesini önemli ölçüde artırmak için büyük MIMO, üç boyutlu huzme oluşturma (dikey ve yatay) ve akıllı yansıtıcı yüzey (IRS) gibi yeni teknolojilerle birlikte kullanılabilir [10, 11, 12]. THz frekanslarının potansiyelinden yararlanarak, geleceğin kablosuz haberleşme sistemleri yüksek hızlı bir bağlantı deneyimi sunabilecektir, ortaya çıkan uygulamaların değişen taleplerini karşılayabilecektir ve geleceğin haberleşme dünyasına giden yolu açabilecektir [13].

Kablosuz haberleşme sistemlerinin vazgeçilmez bileşenlerinden olan antenlerin performansı, tüm sistemin kalitesini doğrudan etkiler. Kablosuz haberleşmelerdeki gelişmelerle ve özellikle mobil cihazların sayısının artmasıyla antenlerin yüksek kazançlı, küçük boyutlu, kolay üretilebilir ve entegre edilebilir yapıda olması önemli hale gelmiştir. THz frekanslarında dalga boyu çok kısa olduğundan (0,03–3 mm), uygun maliyetli üretim süreçleri kullanıldığında kabul edilebilir toleransa sahip THz anten üretimi zordur. Ayrıca muazzam potansiyeline rağmen, THz frekanslarının haberleşme sistemlerinde kullanımı yeni kısıtlamalar ve zorluklar ortaya çıkarmaktadır. THz dalgalarının yayılımındaki temel sorun, THz frekans aralığındaki su buharı emilimi nedeniyle oluşan atmosferik zayıflamadır. Zayıflama fiziksel olarak kaçınılmaz olduğundan, alıcı-verici antenlerinin kazancının arttırılması, zayıflamayı telafi etmek amacıyla gereklidir. Bu nedenle, THz haberleşmede daha büyük çalışma bant genişliği ve atmosferik yol kaybı, antenlerin geniş bantlı, yüksek kazançlı ve yüksek verimli performansa sahip olmasını gerektirir. Mevcut spektrumu verimli bir şekilde kullanmak için, haberleşme sistemleri kompakt boyutlu ve

çoklu bantlı frekanslarda çalışabilme vb. özelliklere sahip antenler gerektirir. Çoklu bantlı antenler, özellikle mobil uygulamalarda güçlü ve kararlı kablosuz bağlantı sağlama yeteneğine sahiptir.

THz dalgalarının geniş bant performansı göz önüne alındığında, yüksek kazançlı, yüksek verimli ve çoklu bantlı THz antenlerinin gerçekleştirilmesi güncel bir araştırma konusudur. Bununla birlikte, antenin diğer THz bileşenleriyle bütünleştirilmesi, genel cihaz kompaktlığını elde etmek için hayati öneme sahiptir. THz uygulamaları için diğer anten adaylarıyla karşılaştırıldığında, mikroşerit yama antenler gereklilikleri karşılamak için potansiyel yeteneklere sahiptir.

Mikroşerit antenler küçük boyutları, hafif ağırlıkları, düşük profilleri ve düşük maliyetleri nedeniyle yoğun ilgi görmüştür. Düşük ağırlığa ve profile sahiptir. Üretimi kolay ve ucuzdur, çeşitli yüzeylerle uyumlu hale getirilebilirler. Devrelerle kolayca entegre edilebilirler ve çoklu frekanslı çalışmanın elde edilmesine olanak tanırlar. Bu durum taşınabilir cihazlar için kullanılmalarına fırsat sağlamıştır.

Bu çalışma, gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemleri için terahertz frekans bandında çalışan klasik bir mikroşerit yama anten tasarımı üzerinde odaklanmaktadır ve temel amacı, antenin performansını anlamak ve optimize etmek için bir başlangıç noktası oluşturmaktır. Bu tasarım, 0,1-1 THz frekans bandında incelenen ve istenilen frekanslarda -10 dB'nin altında S11 değerlerine sahip olan bir anten elde etmeyi hedeflemektedir. Daha spesifik olarak, atmosferik koşulların değişiminden etkilenmemesi için makul zayıflama değerlerine sahip aynı anda birden fazla frekans bandında (0,308-0,597-0,646-0,709 THz) haberleşme yapabilen tek anten tasarımı elde etmek amaçlanmaktadır. Anten tasarımının temel unsurları arasında, toprak yüzeyi ve ışıma elemanı (yama) olarak iletken bir metal, yalıtkan alt tabaka ve besleme amacıyla ince bir mikroşerit iletken yer almaktadır.

Bu çalışma kapsamında, öncelikle tasarlanacak antenin desteklemesini istediğimiz haberleşme teknolojileri hakkında ve tercih ettiğimiz frekans olan THz frekans bandı ile ilgili genel bilgiler verilmiştir. Daha sonra, kablosuz haberleşmenin temel parçalarından biri olan ve çalışma kapsamında tasarlanacak antene ilişkin temellerin daha iyi anlaşılabilmesi için mikroşerit yama antenlerin genel yapısı, özellikleri, besleme yöntemleri ve analiz yöntemleri incelenmiştir. Bu aşamalardan sonra THz anten tasarımı

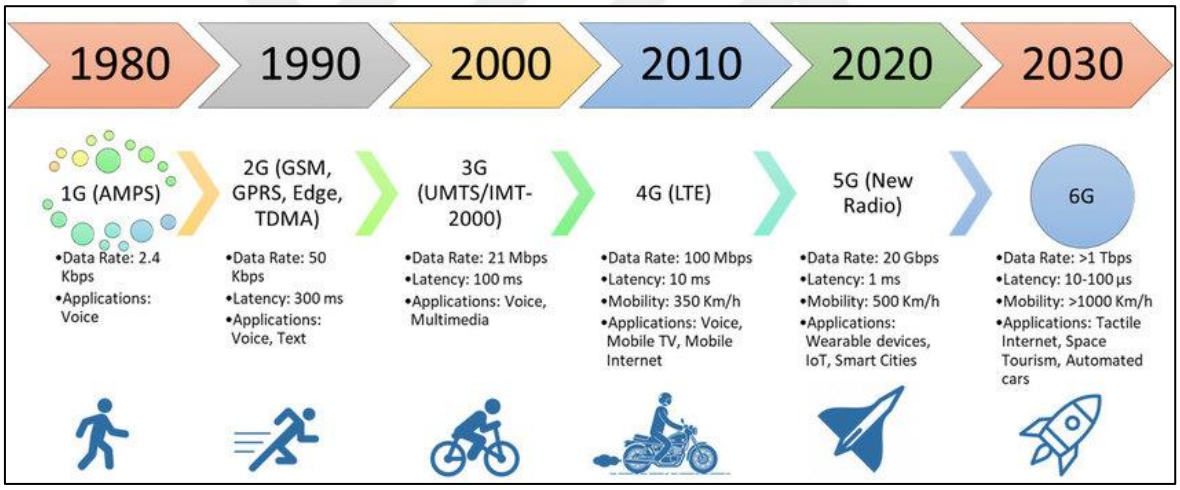
yapılmış, tasarlanan antene ait simülasyonlardan elde edilen sonuçlar yorumlanmıştır. THz antenler için üretim ve test süreçlerinin zor ve maliyetli olduğu bilinmektedir. Bununla birlikte tez kapsamında bir anten üretim sürecinin deneyimlenmiş olması amacıyla mikrodalga frekans bölgesinde (2,6 GHz frekansında) dikdörtgen mikroşerit anten tasarımı ve üretimi gerçekleştirilmiştir.

2. HABERLEŞME TEKNOLOJİLERİ

Bu bölümde mobil haberleşme teknoloji ağları hakkında genel bilgiler verilecektir.

İnsanoğlu haberleşme amacıyla yıllardır çeşitli yöntemler kullanmıştır. Kullanıcıların askeri ve özel amaçlı haberleşme ihtiyaçlarını karşılamak için kullanılan mobil haberleşme sistemleri zaman içerisinde insanoğlunun zorunlu ihtiyaçlarından birisi haline gelmiştir.

Mobil haberleşme sistemlerinin başlangıcı olan 1G'den itibaren artan kullanıcı ihtiyaçları sebebiyle gerekli bant genişliği artmış, bunun neticesinde de yeni nesiller geliştirilmiştir. 5G teknolojisine bu sebeple çok hızlı geçiş olmuştur. Mobil haberleşme sistemlerinin gelişimi Şekil 2.1'de verilmiştir. Mobil teknoloji kullanan kişi sayısı her yıl daha da artmaktadır.



Şekil 2.1. Mobil haberleşme sistemlerinin gelişimi [14]

Birinci nesil (1G) sistemler mobil kablosuz teknolojisinin başlangıç alanıdır. 1980'de popülerlik yakalamıştır ve analog sistemler üzerine inşa edilmiştir. Yalnızca ses iletimini desteklemektedir. 1G sistemleri, Nordic Mobile Telephone (NMT), gelişmiş mobil telefon sistemi (AMPS) ve toplam erişim iletişim sistemini içermektedir.

İkinci nesil (2G) sistemler dijital teknolojiye dayanmaktadır. 2G teknolojilerinin örnekleri arasında mobil iletişimler için küresel sistem (Global Sytems for Mobile Communications-GSM) ve IS-95/CDMA bulunur. 2G sistemleri yalnızca ses ve metin iletimini desteklemektedir. 2G hizmetlerinin bir uzantısı, sesin yanı sıra düşük hızlı internet

hizmetlerini de destekleyen GSM evrimi için gelişmiş veri hızları (EDGE) olarak da bilinen 2.5 G olmuştur.

3G'nin radyo iletim standartları Geniş Bant-CDMA ve CDMA 2000'dir. 3G akıllı telefonların kullanıldığı çağın başlatıcısıdır ve video, internette gezinme vb. gibi gerçek mobil veri ve hizmetler sağlamaktadır. 3G, 1,8–2,5 GHz frekans aralığında 20 Mbps'ye kadar veri hızlarını desteklemektedir [7].

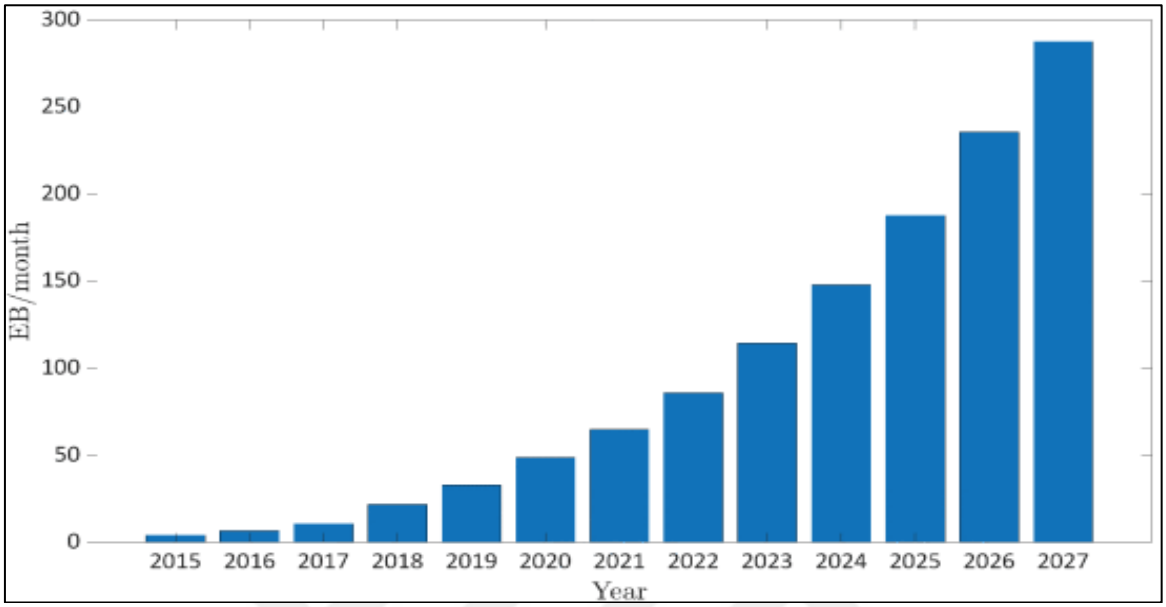
4G kablosuz sistemleri, önceki nesillere kıyasla daha verimli kablosuz geniş bant sistemidir. 4G'de kullanılan çoğullama teknolojisi ortogonal frekans bölmeli çoklu erişimdir (OFDMA). 4G, yüksek çözünürlüklü (HD) video indirme ve yükleme ile çevrimiçi oyun oynama gibi hizmetleri sağlamaktadır. 4G, 100 Mbps veri hızlarını desteklemektedir.

Akıllı evler, endüstriyel otomasyon, akıllı şehirler, uzaktan cerrahi müdahale, bulutta canlı oyunlar oynama ve cihazdan cihaza haberleşme gibi 4G ağlarının yüksek veri hızları sağlayamadığı birçok hizmet bulunmaktadır. Bu nedenle, 5G ağları yüksek veri hızı, güvenilir bağlantı ve çok düşük gecikme süresi sağladıkları için oldukça talep edilmektedir [7].

Beşinci nesil (5G) teknolojisi, geleneksel teknolojilerle entegre spektrum kullanımını destekleyen Dördüncü Sanayi Devrimi'nin önemli bir bileşenidir. Önceki nesil mobil ağların aksine, 5G gelişmiş mobil geniş bant (eMBB), büyük makine tipi iletişim ve ultra güvenilir ve düşük gecikmeli iletişim sunmayı amaçlamaktadır. Bu nedenle 5G, sağlık, otomotiv, eğlence, nesnelerin interneti (IoT) ve maksimum performans için ultra düşük gecikme gerektiren endüstriyel nesnelerin interneti uygulamaları dahil olmak üzere çeşitli uygulamalar için kullanılabilir.

Ancak özellikle internet kullanımının bir hayli artması ile birlikte 5G ağları için kaynak kısıtlamaları ve yönetim zorlukları meydana gelmektedir [15]. IDC'ye (International Data Corporation) göre, 2030 yılına kadar dünya çapında yaklaşık 50 milyar bağlı entegre cihaz kullanımda olacaktır ve araçlardan akıllı telefonlara, ev aletlerine vb. kadar her şeyi kapsayan geniş bir bağlı cihaz ağı oluşacaktır [16]. Şekil 2.2'de gösterildiği gibi veri trafiğinin 2027'ye kadar ayda yaklaşık 280 ila 290 eksabayta ulaşması beklenmektedir

[17]. Yüksek hızlar talep eden bağlı cihaz sayısı arttıkça, mevcut 5G ağı da yüksek veri hızı hizmetleri sağlamakta zorlanacaktır.



Şekil 2.2. 2015'ten 2027'ye küresel veri trafiği [17]

6G teknolojisi, 10 kat daha düşük gecikme süresi (~1 mikrosaniye), 1000 kat daha yüksek kapasite, saatte 200 kilometre daha hızlı iletim hızı (mobilite) ve 100 kat daha fazla güvenilirlik (10 kat daha fazla cihaza hizmet verebilme) ile 5G teknolojisinin bir güncellemesi olarak kabul edilmektedir. Dahası, (1–10 GHz) geliştirilmiş bant genişliği, saniyede 1 TBps (Terabit per second) beklenen veri hızı, süper yüksek çözünürlüklü görüntüleme, algılama ile akademi ve endüstri içinde daha geniş yayın ve mobil kapsamı sunacaktır. Kısa mesafeli veya noktadan noktaya haberleşme (savunma ve bankacılık endüstrileri) için 6G teknolojisinin sunduğu ultra yüksek güvenli bağlantı, derin öğrenme ve yapay zekâ teknolojileriyle desteklenecektir/sağlanacaktır. [18-23]. 5 G frekans bantları düşük frekans bantlarını, 6 GHz altı ve mm dalga bantlarını (24,5-52,6 GHz) içerirken, 6 G frekans bantları 6 GHz altı, mm-dalga, lisanslı THz (0,1-10 THz: BW > 10 GHz) ve lisanssız Görünür Işık İletişimi (VLC: 400-840 THz: BW > 100 GHz) bantlarını içerecektir. Bunlar büyük çaplı bağlantı, yüksek hızlı akıllı ulaşım , son derece güvenli veri ve yüksek veri hızları için uygundur [18,23]. 6G teknolojisi için henüz bir spektrum atanmadığı, ancak 100 GHz'in ötesindeki frekanslarda deneyim kazanmak için akademi ve endüstriler tarafından temel araştırmaların yürütüldüğü bilinmektedir [22,23].

Federal İletişim Komisyonu (FCC), 0,116–0,123 THz, 0,1748–0,182 THz, 0,185–0,190 THz ve 0,244–0,246 THz frekans bantlarını içeren 0,095 THz'in üzerindeki THz spektrumunu kullanımına 3 THz'e kadar deneysel lisanslamaya izin vermiştir. THz'in birincil özelliği olan yüksek polarizasyon, opak nesnelerin tespit edilmesini kolaylaştırır ve potansiyel güvenlik uygulamalarına sahiptir. Ayrıca yüksek spektral bilgi ve daha iyi uzamsal çözünürlük sağlar. THz dalgaları son derece yönlendirilmiş huzmelere sahiptir. Bu nedenle, THz dalgaları ultra yüksek hızlı kablosuz bağlantılar için doğru aday olarak görünmektedir [7].

4G–6G teknolojisinin karşılaştırması Çizelge 2.1'de verilmiştir.

Çizelge 2.1. 4G–6G teknolojisinin karşılaştırması

Nesil	4G	5G	6G
Aşağı link veri oranı	1 Gbps	20 Gbps	1Tbps
Frekans aralıkları	1 900–2 100 MHz, 2 200–2 400 MHz	2–8 GHz, 24–100 GHz	0,1–10 THz
En yüksek veri hızı	100 Mb/sn	10 Gbps	1 TBps
Maksimum kanal genişliği	100 MHz	1 GHz	100 GHz
Uçtan uca (E2E) gecikme	10 ms	1 ms	10–100 μμS
Tepe spektral verimlilik	15 bps/Hz	30 bps/Hz	60 bps/Hz
Teknolojiler	OFDM, MIMO	mm-dalga, büyük MIMO	THz iletişimi, Mekansal modülasyon MIMO
Ağ platformu	Paket (IP)	Kısmi AI/ML, Bulut teknolojileri	Yapay Zeka/Makine Öğrenimi
Kullanım senaryosu	Mobil geniş bant (MBB)	Geliştirilmiş-MBB, ultra güvenilir düşük gecikmeli iletişim (URLLC), büyük makine tipi iletişim (mMTC)	Her yerde bulunan MBB (uMBB), büyük, ultra güvenilir, düşük gecikmeli iletişim (mULC), ultra güvenilir, düşük gecikmeli geniş bant iletişim (ULBC)
Uygulamanın tanımlanması	Web	Endüstriyel IoT	Dijital-fiziksel dünyalar
Hareketlilik (km/saat)	350	500	1000
Kullanıcı tarafından deneyimlenen veri oranı	20 Mb/sn	0,1–1 Gbps	1 Gbps
İletim aralığı	5 km	100+ m	10+ m

Çizelge 2.1. (devam) 4G–6G teknolojisinin karşılaştırması

Nesil	4G	5G	6G
Uygulamalar	HD videolar, mobil internet, dijital ödeme	UHD videolar, akıllı şehir veya ev tele tıbbı, giyilebilir cihazlar	Artırılmış ve sanal gerçeklik (AR/VR), tam otonom sürüş, endüstriyel internet, biyo-nano-nesnelerin interneti
Yapay Zeka Desteği	Yok	Kısmen	Geniş ölçekte
Uydu Entegrasyonu	Yok	Kısmen	tamamen
Mobilite	350 km/sa kadar	500 km/sa kadar	1000 km/sa kadar

3. FREKANS SPEKTRUMU VE KULLANIMI

Elektromanyetik spektrum, evrende bulunan tüm farklı elektromanyetik radyasyon formlarını içeren artan düzende düzenlenmiş frekans kümesi olarak tanımlanır.

Elektromanyetik spektrum, frekanslarına ve dalga boylarına göre düzenlenmiş tüm elektromanyetik radyasyonları kapsar. Frekans ve dalga boyu birbirleriyle ters orantılıdır. Elektromanyetik spektrumda, frekans ne kadar yüksekse dalga boyu o kadar düşüktür.

Farklı kuruluşların farklı tanımlamaları vardır. International Telecommunication Union (ITU), IEEE ve NATO standartları sıklıkla kullanılmaktadır. ITU standartları dalga boyuna göre oluşturulmuştur. Örnek olarak HF bandı 100 m - 10 m aralığındaki dalga boyunda işaret eder ve frekans eşdeğeri de 3-30 MHz'dir. Her adımda dalga boyu 10 kat küçülür ve frekans da 10 kat artar. ITU standartlarından olan HF, VHF ve UHF bantları uygulama tanımlarında sıklıkla kullanılmaktadır. ITU'ya göre elektromanyetik spektrum, 1'den 12'ye kadar değişen bant numaralarıyla çeşitli frekans bantlarına sınıflandırılır. Çizelge 3.1, ITU'nun frekans bantları sınıflandırmasını göstermektedir.

Çizelge 3.1. Frekans bantları sınıflandırması [62]

Grup adı	Kısaltma	ITU bant numarası	Frekans ve dalga boyu	Örnek kullanımlar
Ultra düşük frekans	ULF	3	300–3 000 Hz	Denizaltılarla Haberleşme Madenlerle Haberleşme Sabit Hatlı Telefon Faks Makineleri Fiber Optik Haberleşme
Çok düşük frekans	VLF	4	3–30 kHz	Navigasyon Denizaltılarla Haberleşme Kablosuz Kalp Monitörleri Yer Altı Radarları
Düşük frekans	LF	5	30–300 kHz	Navigasyon RFID LF Amatör Radyo
Orta frekans	MF	6	300–3 000 kHz	AM (orta dalga) Yayınları Amatör Radyo Manyetik Rezonans Görüntüleme Tomografi Telsiz Telgraf

Çizelge 3.1. (devam) Frekans bantları sınıflandırması [62]

Grup adı	Kısaltma	ITU bant numarası	Frekans ve dalga boyu	Örnek kullanımlar
Yüksek frekans	HF	7	3–30 MHz	Uluslararası Yayınlar Amatör Radyo RFID Ufuk Ötesi Radar Manyetik Rezonans Görüntüleme Tomografi Ultrason Kablosuz Telefonlar
Çok yüksek frekans	VHF	8	30–300 MHz	FM Yayınları Televizyon Yayınları Radarlar Noktadan Noktaya Radyo Haberleşmesi Uçaktan Uçağa Haberleşme Kara Mobil ve Deniz Mobil Haberleşmeleri Manyetik Rezonans Görüntüleme Tomografi Ultrason Kablosuz Telefonlar
Ultra yüksek frekans	UHF	9	300–3 000 MHz	Televizyon Yayınları Mikrodalga Cihazları Radarlar (UHF, L ve S Band) Cep Telefonları Kablosuz LAN Bluetooth Zigbee Uydu Radyosu ADSB Kablosuz telefonlar İnternet Haberleşme Uyduları Hava Durumu Uyduları Uydu Telefonları (L, S bant)
Süper yüksek frekans	SHF	10	3–30 GHz	Radyo Astronomisi Mikrodalga Cihazları Kablosuz LAN Modern Radarlar (erken ihbar, gözetleme, atış kontrol) Haberleşme Uyduları Kablolu ve Uydu Televizyon Yayıncılığı Uydu Yayıncılığı Hava Durumu Uyduları Uydu Telefonları Kablosuz telefonlar İnternet

Çizelge 3.1. (devam) Frekans bantları sınıflandırması [62]

Grup adı	Kısaltma	ITU bant numarası	Frekans ve dalga boyu	Örnek kullanımlar
Son derece yüksek frekans	EHF	11	30–300 GHz	Radyo Astronomisi Uydu Yayıncılığı Haberleşme Uyduları Hava Durumu Uyduları Mikrodalga Uzaktan Algılama Yönlendirilmiş Enerji Silahı Milimetre Dalga Tarayıcısı Kablosuz Lan 802.11ad İnternet
Terahertz veya çok yüksek frekans	THF	12	300–3 000 GHz	X-ışınlarının Yerini Alacak Deneysel Tıbbi Görüntüleme Terahertz Zaman Alanı Spektroskopisi Terahertz Hesaplama/Haberleşme Uzaktan Algılama

Mikrodalga aralığındaki frekans bantları harflerle belirtilir. Bu gelenek, mikrodalgaların ilk uygulaması olan radarda kullanılan frekanslar için askeri adlandırmalarla II. Dünya Savaşı civarında başlamıştır. Mikrodalga bantları için birkaç adlandırma sistemi vardır ve bir harfle belirtilen kesin frekans aralığı farklı uygulama alanları arasında biraz farklılık gösterebilir. Yaygın olarak kullanılan bir standart, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) tarafından oluşturulan IEEE radar bantlarıdır. Son yıllarda IEEE'nin elektronik standartların oluşturulmasında daha etkin hale gelmesi ile birlikte IEEE standartları başta akademik çalışmalar olmak üzere ticari ürünlerde de daha sık kullanılmaktadır. IEEE standartlarının en önemli üstünlüğü çok kullanılan 1-20 GHz bant aralığında daha ayrıntılı sınıflandırma sunmasıdır. Asıl olarak radar bantlarını tanımlamak amacıyla hazırlanmış olsa da haberleşme sistemlerinin tanımlanmasında da sık sık kullanılmaktadır.

Çizelge 3.2. Frekans bantları sınıflandırması (IEEE) [74]

Bant Tanımı	Frekans Aralığı	Kullanım Alanları
HF	3 MHz - 30 MHz	FM Radyo Televizyon Yayınları Ufuk Ötesi Radarlar
VHF	30 MHz - 300 MHz	FM Radyo Televizyon Yayınları Ufuk Ötesi Radarlar
UHF	300 MHz – 1 000 MHz	Televizyon Yayınları Mikrodalga Cihazları Radyo Astronomi Kablosuz LAN Bluetooth Erken İhbar Radarları Yer Radarı (Ground Penetrating Radar, GPR)
L	1 GHz - 2 GHz	Askeri Telemetri GPS Hava Trafik Kontrol (ATC) Radarı Seyir Trafik Radarları (En-route radar) Hava Rotası Gözetleme Radarları (Air Route Surveillance Radar, ARSR) İkincil Gözetleme Radarları (Secondary Surveillance Radar, SSR)
S	2 GHz - 4 GHz	Hava/Deniz Arama Radarları Havaalanı Gözetleme Radarı, ASR Erken İhbar Radarları (EWR) Mikrodalga Cihazları Yer-Uydu Haberleşmesi Haberleşme Uyduları Mobil Haberleşme (özellikle 3G ve 4G ağlarında)
C	4 GHz - 8 GHz	Uydu Haberleşmeleri Hava Radarları WiFi
X	8 GHz - 12 GHz	Uydu Haberleşmeleri Yüksek Çözünürlüklü Radar (Uçak, Füze, İHA takip) Askeri Radar Sistemleri Uydu Haberleşmesi
Ku	12 GHz - 18 GHz	Radar (Uçak, Füze, İHA takip) Uydu Haberleşmeleri Savunma ve Uzay Uygulamaları
K	18 GHz - 27 GHz	Radar (Askeri, trafik, polis, hava) Uydu Haberleşmesi Astronomik Gözlemler
Ka	27 GHz - 40 GHz	Yüksek Çözünürlüklü Füze Radarı Uydu Haberleşmesi Yüksek Hızlı Veri İletimi
V	40 GHz - 75 GHz	Bilimsel Amaçlı Kullanım Sivil Radyo/Telsiz Kullanım

Çizelge 3.2. (devam) Frekans bantları sınıflandırması (IEEE) [74]

W	75 GHz - 110 GHz	Uydu Haberleşmesi Hızlı Veri İletimi Radar Sistemleri
mm	110 GHz - 300 GHz	5G Haberleşme Uzay Araştırmaları Yüksek Çözünürlüklü Radar ve Sensörler
THz	300 GHz - 10 000 GHz	

3.1. THz Frekans Bandı

THz bandı, Uluslararası Telekomünikasyon Birliği tarafından milimetre dalga ve kızılötesi bantlar arasında yer alan 0,3–3 THz aralığı olarak tanımlanmaktadır [24-26]. 10 GHz'den daha büyük bir bant genişliği sağlayabilmektedir. THz bandında haberleşme, mevcut kablosuz sistemlerin spektrum kıtlığı ve kapasite sınırlaması sorunlarını giderebilecek önemli bir teknoloji olarak ortaya çıkmaktadır. Veri hızlarının Gbps'den Tbps'ye çıkacağı tahmin edildiğinden, THz teknolojisi artan veri trafiğinin yönetilmesini kolaylaştırabilecektir. Mevcut durumda Gbps veri hızına ulaşılmış durumdadır, Tbps ise mevcut durumda öne çıkan araştırma konusudur. THz spektrumundaki olası uygulamalar şunlardır:

- THz hücresel bağlantı
- Çip üstü haberleşme
- Uzaktan algılama
- THz kablosuz kişisel alan ağları (T-WPAN)
- Tbps kablosuz yerel alan ağı (Tera-WiFi)
- Tbps Nesnelerin İnterneti (Tera-IoT)
- Tbps entegre erişim geri yolu (Tera-IAB) kablosuz ağları
- Savunma ve güvenlik için THz görüntüleme
- THz kimyasal görüntüleme
- Geleceğin kablosuz iletişimleri
- Yüksek çözünürlüklü radar
- THz alıcı-verici
- THz kameralar
- Güvenlik için THz görüntüleme

3.1.1. THz frekans bandının avantajları

Terahertz frekansı, elektromanyetik (EM) spektrumun diğer bölümlerinde bulunmayan benzersiz özelliklere sahiptir.

Geniş bant genişliği

THz bandı milimetre dalga (mm-Dalga) bandıyla karşılaştırıldığında, daha büyük bant genişliği (0,1–10 THz), yüksek hızlı veri (binlerce Gbps) ve daha kısa gecikme süresi (mikrosaniye) sağlayabilir [27]. Sinyallerin iletimi esnasında taşıyıcı sinyal olarak THz dalgası kullanılırsa Tbps hız seviyelerine ulaşılabilir [28]. THz Bandı tarafından sağlanan çok büyük bant genişliği, ultra yüksek veri hızları gerektiren çeşitli uygulamalara kapı açar ve haberleşme alanında çok sayıda yeni uygulamanın geliştirilmesine olanak tanır [29]. Ayrıca geniş bant genişlikleri sayesinde THz Bandı, askeri ve savunma alanlarında ultra geniş bantlı güvenli iletişim bağlantıları da sağlayabilir [29,30].

Daha az zararlı

THz dalgası düşük foton enerjisine sahiptir, iyonlaştırıcı değildir ve insan vücudu ve canlı organizmalar için zararsız görünmektedir [31]. Bilimsel ve endüstriyel kullanımlar için terahertz frekansı, biyolojik dokulardaki düşük güç seviyeleri nedeniyle düşük iyonizasyon etkisi gibi ayırt edici ve dikkat çekici radyasyon özellikleri nedeniyle önemli bir seçenektir [32]. Fotonlarının iyonlaştırıcı olmayan yapısı nedeniyle, kanser tespiti, vitamin eksikliği tespiti, diş bakımı vb. için MR spektroskopisi gibi çeşitli tıbbi uygulamalarda kullanılmaya uygundur. Kandaki sodyum, glikoz ve diğer iyonlar, kolesterol, kanser biyobelirteçleri veya farklı enfeksiyöz ajanların varlığı nanoskala sensörler veya nanosensörler vasıtasıyla izlenebilir. Vücudun her yerine dağılmış ve hastanın sağlığı hakkında ilgili verileri toplamak için kullanılabilen, bir insan vücudu nanosensör ağı oluşturan çeşitli nanosensörler yine iyonlaştırıcı olmayan özellikleri sayesinde THz sinyallerini kullanan antenlerle tasarlanabilir.

Yüksek çözünürlük ve görselleştirme

THz frekansında sinyaller farklı zayıflama seviyeleriyle farklı malzemelerden geçer, dalga boyu azaltıldığından mikrodalga bölgesinden daha iyi görüntü çözünürlüğü sağlar. THz

dalgaları, kısa dalga boylarından dolayı bazı metalik olmayan veya polar olmayan malzemelere nüfuz edebilir. Bu da daha yüksek çözünürlüklü görüntüler sunabilir. THz teknolojilerine dayalı cihazlar, plastik, giysi ve buruşuk karton gibi engellerin içinden görebilir. Bu radyasyonlar tehlikeli maddeleri, patlayıcı maddeleri ve silahları tespit etmeye yardımcı olur. Bu nedenle THz frekansı, savunma, bilişim ve güvenlik uygulamalarında, havalimanlarındaki tam vücut tarayıcıları gibi tarama uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

3.1.2. THz kanalı

Daha yüksek frekanslarda daha geniş kullanılabilir bant genişliği nedeniyle, THz haberleşme gelecekteki yüksek verili uygulamalar için umut verici bir çözüm olarak kabul edilmiştir. Ancak, daha kısa dalga boyu (yaklaşık 3 mm ile 30 μm) sebebiyle THz sinyalleri, düşük mikrodalga frekanslarının aksine oldukça farklı özelliklere sahiptir. THz haberleşme kanalı, geleneksel düşük frekanslı haberleşme sistemlerinde tipik olarak karşılaşılmayan veya daha az karşılaşılan bir dizi zorluk sunmaktadır ve THz sistemlerinin faydalarından tam olarak yararlanmak için bu zorlukların ele alınması gerekmektedir [33-34].

THz kanal özellikleri

Günümüzde THz kanallarının ölçümü ve modellenmesi üzerine araştırmalar aktif olarak yürütülmektedir. THz frekans dalgaları, daha düşük frekanslara kıyasla önemli zayıflamalar yaşar. Bu bölüm, daha düşük frekanslarda gözlemlenenlerden farklı olarak THz kanallarında gözlemlenen veya daha düşük frekanslarda daha az etki gösteren özelliklere odaklanmaktadır [4].

Serbest uzay zayıflaması

THz sinyalleri, geometrik zayıflama ve atmosferik/moleküler kayıp nedeniyle önemli serbest uzay zayıflamasına eğilimlidir. Geometrik zayıflama, iletim mesafesi ve çalışma frekansı ile karesel olarak artan Friis yasasına göre uzayda elektromanyetik dalga genişlemesinden kaynaklanmaktadır. THz kanalları için serbest uzay zayıflamasının, 1

metrelik bir mesafedeki kısa menzilli haberleşme için bile 80 dB'den çok daha büyük olabileceği gözlemlenebilir.

Atmosferik zayıflama

Geometrik zayıflamanın yanı sıra, atmosferik veya moleküler zayıflama THz frekans bandında daha yüksek yol kayıplarına yol açmaktadır. Atmosferik veya moleküler kayıp, [35]'te bildirildiği gibi THz sinyal enerjisinin su buharı moleküllerinin iç kinetik enerjisine dönüştürülmesinin bir sonucu olarak meydana gelmektedir. Ek olarak, atmosferik zayıflama ayrıca (i) yağmur zayıflaması ve (ii) gaz kayıplarından oluşmaktadır. 10 GHz'in üzerindeki frekanslarda, yağmur damlalarının, karın ve dolunun boyutu dalga boyuyla karşılaştırılabilir hale gelmektedir ve bu nedenle önemli yağmur zayıflamasına neden olmaktadır [36].

Benzer şekilde, daha yüksek frekanslarda önemli gaz kayıpları gözlemlenmektedir. Bu tür ek zayıflama faktörleri THz iletişimini kısa mesafeyle sınırlamaktadır.

THz frekansında saçılma

6 GHz'in altındaki frekanslarda, yüzey değişimlerinin yüksekliğine kıyasla daha uzun dalga boyu nedeniyle binaların, tavanların ve duvarların yüzeyleri elektriksel olarak pürüzsüz kabul edilir. Söz konusu frekanslarda, güçlü aynasal yansıma baskın olgudur ve bu nedenle küçük ölçekli saçılma göz ardı edilebilir. Öte yandan, milimetre-dalga (mmWave) ve THz gibi daha yüksek frekanslarda, dalga boyu yüzey değişimlerinin yüksekliğiyle karşılaştırılabilirdir ve bu nedenle dağınık yansıma veya aynasal saçılma önemli hale gelir. Hem aynasal hem de dağınık yansımaların optik ve daha düşük mikrodalga frekans aralıklarının aksine THz frekanslarında aynı anda meydana gelebileceği bilinmektedir.

Frekans seçiciliği

THz haberleşme için daha geniş bant genişliği kullanılabileceğinden, frekans seçiciliği düşük frekanslı iletişime kıyasla daha önemli olabilir. Ayrıca, özellikle kısa menzilli iletişim için hem aynasal hem de dağınık yansımalar aynı anda meydana gelebilir; bunlar geniş bant THz kanallarında frekans seçiciliğinin ana bileşenleridir. Aynasal ve dağınık

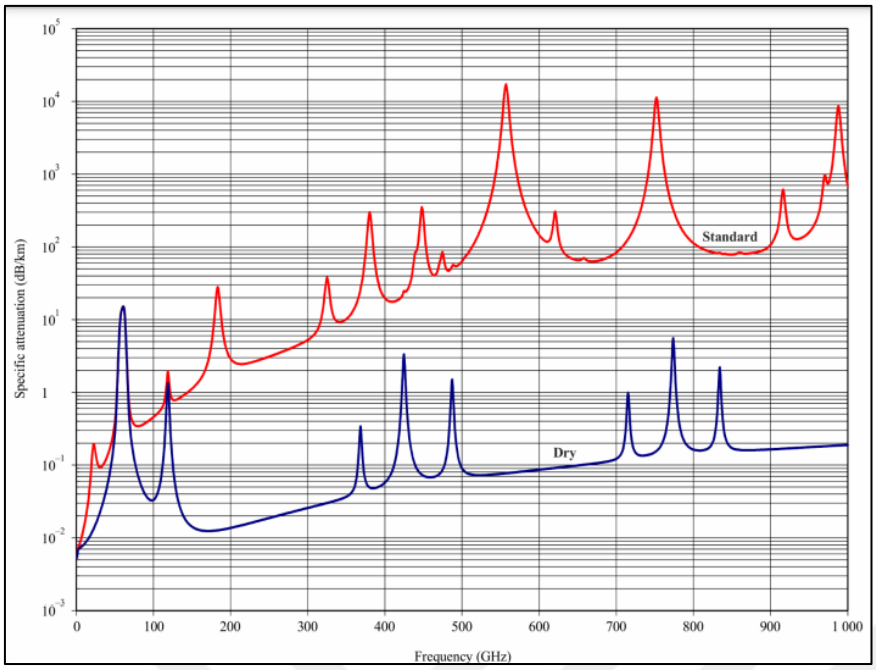
yansımalar nedeniyle bu çok yollu bileşenler farklı yol gecikmeleri yaşarlar ve böylece alıcıda yapıcı ve yıkıcı girişime neden olurlar. Bu nedenle, böyle bir durum kısa menzilli THz iletişimi için önemli frekans seçiciliğine yol açar. [37]' deki deneysel sonuçlar, frekans seçiciliğinin yansıtıcı malzemelere de bağlı olduğunu göstermektedir.

Sınırlı iletim gücü ve termal gürültü

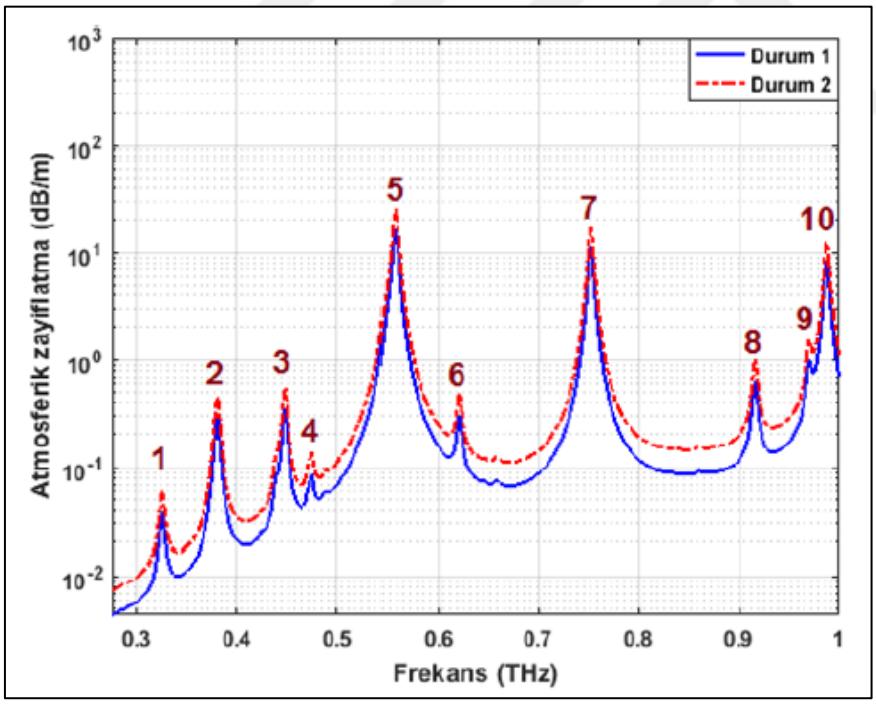
Genel olarak, bir vericinin çıkış gücü daha yüksek frekansla azalır ve yakın gelecekte, THz haberleşme için yalnızca birkaç desibel-miliwatt olması muhtemeldir. Dahası, daha yüksek frekanslarda, verici yükselticisinin verimliliği daha düşüktür. Yukarıda belirtilen koşullar nedeniyle, iletim gücünün THz iletişimlerindeki ciddi yol kaybını telafi ettiği varsayılamaz. Dahası, bir iletişim kanalındaki termal gürültü, bant genişliğiyle orantılıdır. Bu nedenle, geniş bantlı THz kanalı, hem verici tarafındaki sınırlı çıkış gücü hem de alıcı tarafındaki artan termal gürültü nedeniyle daha düşük bir sinyal-gürültü oranına (SNR) sahip olmaya tabidir.

3.1.3. THz frekans bandında anten tasarlamada zorluklar

THz dalgaların yayılımındaki temel sorun, esas olarak THz frekans aralığındaki su buharı nedeniyle oluşan atmosferik zayıflamadır. Atmosfer, barındırdığı gazlar nedeniyle elektromanyetik dalgaların absorbe edilmesine neden olmaktadır. Atmosferik zayıflama yalnızca terahertz frekans bandında değil oransal olarak düşük olsa da atmosferin diğer bölgelerinde de meydana gelmektedir. Bununla birlikte zayıflama etkisi frekansın artmasıyla birlikte artmaktadır. Özellikle de 1 THz sonrasından 30 THz kadar olan bölgede atmosferik zayıflama da artış olduğu bilinmektedir. Ayrıca bazı frekanslarda zayıflama çok yüksek değerlere de ulaşabilmektedir. ITU tarafından yayımlanan atmosferik zayıflama grafiği Şekil 3.1'de yer almaktadır. 1 THz altındaki bölge için zayıflama grafiği Şekil 3.2.'de yer almaktadır.



Şekil 3.1. Hat merkezleri de dahil olmak üzere 1 THz aralıklarla hesaplanan atmosferik gazlardan kaynaklanan spesifik zayıflama [38].



Şekil 3.2. Frekansa göre atmosferik zayıflamanın değişimi

Zayıflamanın en yüksek olduğu on frekans grafikten belirlenmiştir. Bu frekanslar Çizelge 3.1'de yer almaktadır. Zayıflamanın yüksek olduğu frekans bölgelerinde bant durduran filtre gibi davranır.

Çizelge 3.3. Zayıflamanın Yüksek Olduğu Noktalar

Frekans 1: 0,32 THz
Frekans 2: 0,38 THz
Frekans 3: 0,45 THz
Frekans 4: 0,47 THz
Frekans 5: 0,56 THz
Frekans 6: 0,62 THz
Frekans 7: 0,75 THz
Frekans 8: 0,92 THz
Frekans 9: 0,97 THz
Frekans 10: 0,99 THz

Genellikle alıcı güç hesabı için mikrodalga bölgesinde Friis denklemi kullanılır. THz bölgesinde atmosferik kayıplar ek olarak dikkate alınmalıdır.

0,1–3 THz frekans aralığında yer alan dokuz ana iletim penceresi (iki su buharı emilim zirvesi arasındaki frekans aralıkları) 0,12–0,55 THz, 0,562–0,75 THz, 0,992–1,09 THz, 1,212–1,41 THz, 1,422–1,59 THz, 1,922–2,04 THz, 2,052–2,15 THz ve 2,472–2,62 THz'dir. THz kablosuz iletişimleri bu iletim pencerelerinin kullanılması faydalı olacaktır [7].

4. MİKROŞERİT ANTENLER

Sinyallerin gönderilmesini ve alınmasını sağlayan antenler, haberleşme sistemlerinin kritik bileşenleridir. Kablosuz haberleşme teknolojisinin hızla ilerlemesi, kompakt ve verimli antenlerin önemini artırmıştır. Düşük maliyetleri, üretim kolaylıkları ve kompakt boyutları nedeniyle mikroşerit antenler (MA), bu gereksinimleri karşılayan en önemli anten türlerinden biridir [39].

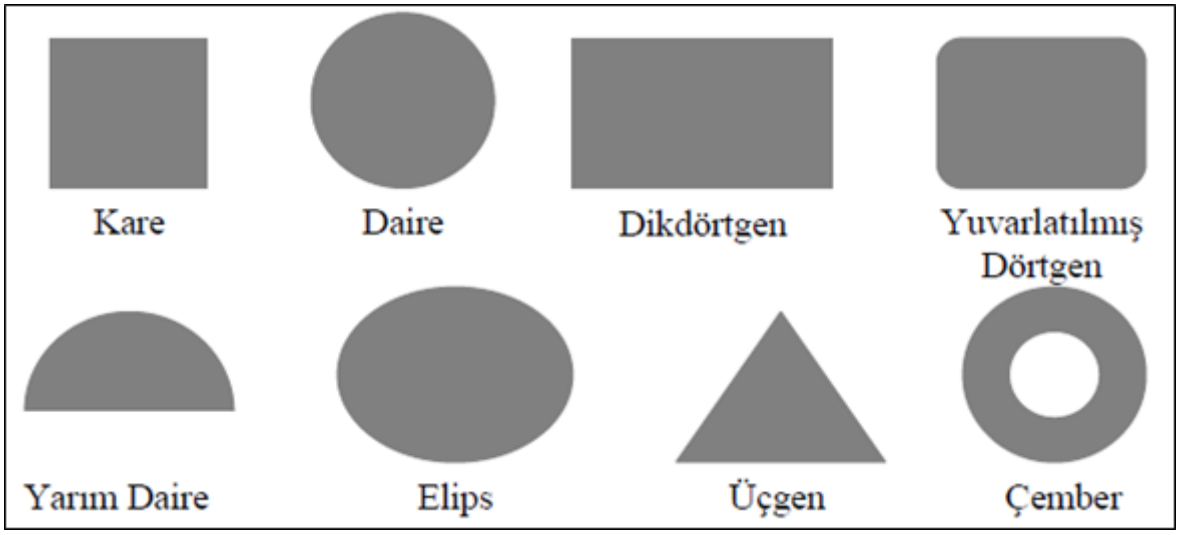
Mikroşerit anten kavramı 1950'lerde tanıtılmasına rağmen asıl önemli ölçüde ilgiyi 1970'lerde görmüştür [40]. Mikroşerit anten ilk olarak 1953 yılında Deschamps tarafından önerilmiştir. Ancak, pratik mikroşerit antenler 1970'lerde Munson ve Howell tarafından geliştirilmiştir.

Bu antenler, sert yüzeylerde kullanıldığında fiziksel olarak sağlamdır ve düzlemsel olmayan yüzeylerde kullanım için de uygundur. Uygun yama tasarımı ve biçimi seçilerek, istenilen rezonans frekansı, örüntü, empedans ve polarizasyon elde edilebilir.

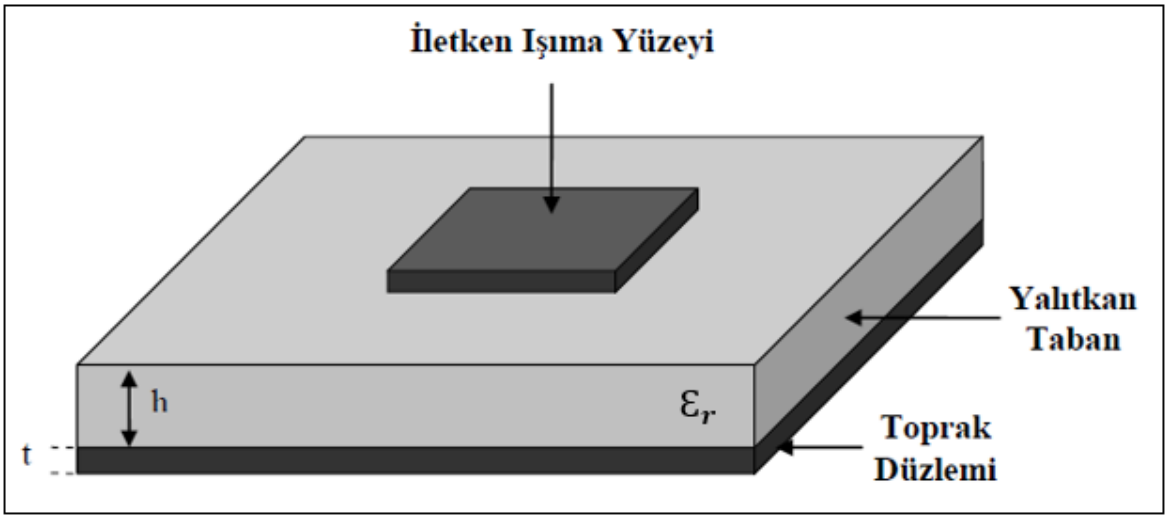
4.1. Mikroşerit Antenlerin Genel Özellikleri

Mikroşerit yama anteni temel olarak antenin ışıma elemanı olan yüksek iletkenliğe sahip metalden oluşan metal tabaka (yama), yamanın entegre olduğu dielektrik alt tabaka ve dielektrik tabakanın diğer tarafında yer alan metal toprak düzlemi olmak üzere üç temel elemandan oluşmaktadır.

Işıma elemanı, dairesel, üçgen, dikdörtgen dahil olmak üzere geleneksel geometriler kullanılarak modellenebilir. En fazla tercih edilenler analiz ve üretimleri kolay olan dipol, dikdörtgen, kare ve dairesel yamalardır ve Şekil 4.1'de gösterilmektedir. Uygun yama tasarımı ve biçimi seçilerek, istenen rezonans frekansı, desen, empedans ve polarizasyon elde edilebilir [42].



Şekil 4.1. Mikroşerit anten geometrileri



Şekil 4.2. Mikroşerit dikdörtgen yama anten yapısı

Mikroşerit dikdörtgen yama anten yapısı Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Metalik yama genişliği (W), uzunluğu (L), yalıtkan alt tabadaki dielektrik geçirgenliği (ε_r) ve yalıtkan alt tabakadaki malzeme kalınlığı (h) olarak ifade edilmektedir. Tasarım yapmak için anten boyutlarında aranan temel kriterler aşağıda yer almaktadır. Topraklama düzleminin kalınlığı ve yamanın kalınlığı tasarım için kritik öneme sahip değildir. Mikroşerit antenin:

• Yama kalınlığının $t \ll \lambda_0$
• Dielektrik alt tabaka kalınlığının $h \ll \lambda_0$, $0{,}003\lambda_0 \leq h \leq 0{,}05\lambda_0$
• Yama uzunluğunun $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$
• Alt tabakanın dielektrik geçirgenliğinin $2 < \varepsilon_r < 12$ olması beklenmektedir.

Dielektrik alt tabaka malzemenin dielektrik geçirgenliği ve yüksekliği değiştirilerek anten performansı iyileştirilebilir. Anten alt tabakasının yüksekliğini artırarak antenin bant genişliği artırılabilir, ancak bu istenmeyen yüzey dalgalarına ve güç kaybına neden olur. Dielektrik sabitinin artması antenin ışıma örüntüsünü ve verimliliğini azaltabilir. Bu sebeple antenin boyutları ile istenilen performans parametreleri arasında iyi uyum sağlanmalıdır [41].

4.2. Mikroşerit Antenlerin Avantaj ve Dezavantajları

Mikroşerit antenler düşük frekanslardan yüksek frekanslara çeşitli frekanslarda kullanılmaktadır. Yakın zamanda mikroşerit antenlerin THz frekanslarda da kullanılması ile kullanım alanları giderek yaygınlaşmıştır.

Mikroşerit antenlerin avantajları

- Küçük boyutlara sahiptir ve ağırlığı düşüktür.
- Diğer cihazlarla kolay entegrasyon imkânı sunar.
- Çoklu bantlı frekans işlemlerini gerçekleştirebilir.
- Üretilmesi, özelleştirilmesi ve değiştirilmesi kolaydır.
- Basit yapılı ve düşük maliyetlidir.
- Doğrusal ve dairesel polarizasyon elde edilebilmektedir.
- Dizi antenler için uygundur.
- Dielektrik malzemenin genişliğini artırarak bant genişliğini artırmak mümkündür.

Mikroşerit antenlerin dezavantajları

- Daha az kazanç sağlar.
- İletken ve dielektrik kayıpları daha fazladır.
- İletken ve dielektrik kayıplarından dolayı verimi düşüktür.
- Çapraz polarizasyon radyasyonu yüksek aralıktadır.
- Güç taşıma kapasitesi düşüktür.
- Daha az empedans bant genişliğine sahiptir.
- Sahte besleme radyasyonuna daha yatkındır.

Söz konusu dezavantajların giderilmesi için literatürde çeşitli yöntemler yer almaktadır. Örneğin düşük kazançlı antenlerin kazancının artırılması için anten dizileri kullanılabilir. Alt tabaka olarak farklı yüksekliklere sahip farklı malzemelerin kullanılması ile dezavantajlar avantaja dönüştürülebilir. Kalite faktörü (Q) mikroşerit antenler için yüksek seviyelerdedir. Yüksek kalite faktörü verimliliğin düşmesine ve bant genişliğinin daralmasına sebep olur. Alt tabaka kalınlığının artırılması kalite faktörünü azaltabilir. Ancak alt tabaka kalınlığının artırılması yüzey dalgalarını meydana getirmektedir ve bu durum da gücün istenilmeyen kayıplarına sebep olmaktadır. Tasarım esnasında bu ödünleşmeler dikkate alınmalıdır.

$$Q = 2 \times \pi \times depolanan\ enerji\ yayılan\ g\text{üç} \tag{4.1}$$

Mikroşerit antenlerin kullanım alanları veya uygulamaları

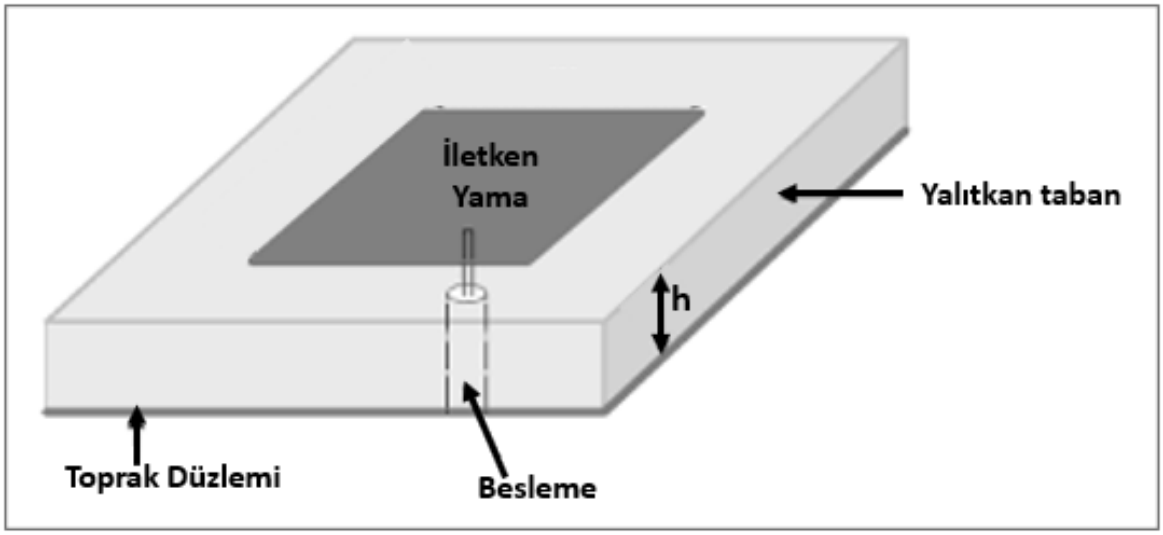
- Kablosuz haberleşme sistemleri (cep telefonları, çağrı cihazları)
- Uçaklar,
- Uzaktan algılama ve radarlar,
- Füzeler,
- Mikrodalga ve uydu haberleşmeleri,
- Uzay araçları,
- Biyomedikal uygulamalar,
- Nesnelerin interneti gibi sıralanabilir.

4.3. Mikroşerit Antenlerin Besleme Yöntemleri

Mikroşerit antenler, her biri kendine özgü bir dizi avantaj ve dezavantaja sahip çeşitli yollarla beslenebilir. Mikroşerit besleme, koaksiyel besleme, yakınlık bağlaşımlı besleme ve açıklık bağlaşımlı besleme dahil olmak üzere çeşitli besleme türleri mevcuttur.

Besleme yöntemlerinin seçiminde, tasarlanacak antenin yapısına bağlı olarak parametreler temel alınır. Besleme yöntemlerinden koaksiyel besleme ve mikroşerit iletim hattı ile besleme en fazla tercih edilenlerdir.

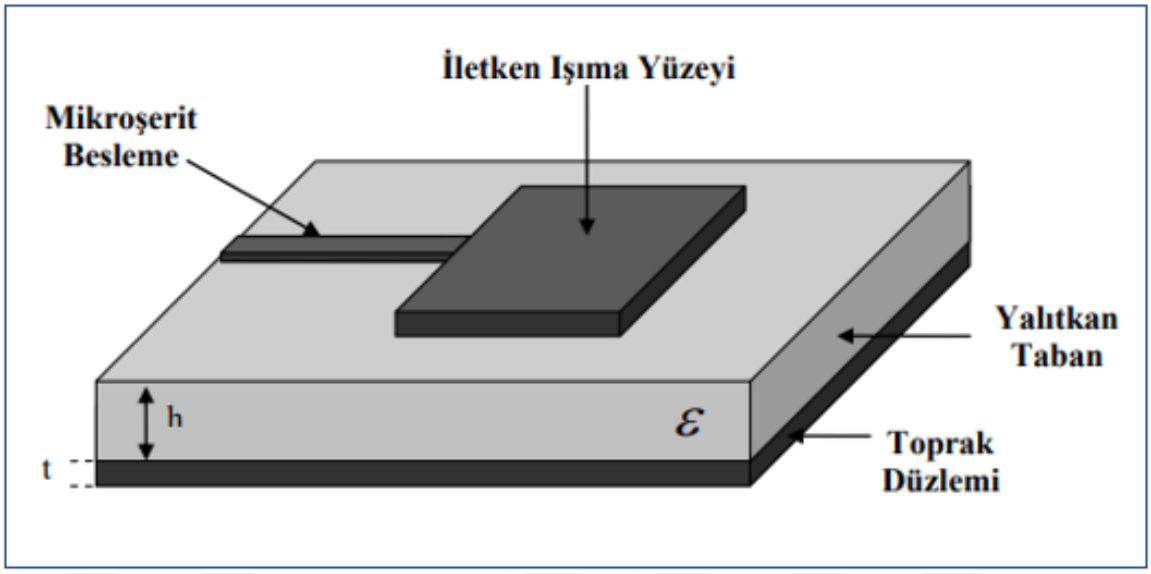
Koaksiyel besleme yönteminde, koaksiyel kablonun iç iletkeni doğrudan yamaya, dış iletkeni ise toprak düzlemine temas edecek şekilde bağlanır. Şekil 4.3'te koaksiyel besleme gösterilmiştir.



Şekil 4.3. Koaksiyel besleme

Koaksiyel besleme yönteminin üretimi basittir, kolaylıkla şekillendirilebilir ve koaksiyel beslemede istenmeyen ışımalar azdır. Ancak alt tabaka malzemenin kalınlığı yüksek ise (h >0,02λ_0) koaksiyel besleme bant genişliğini düşürür ve beslemeyi modellemek zorlaşır.

Mikroşerit hat ile besleme yönteminde yama mikroşerit bir iletim hattı ile doğrudan bağlanır. Besleme hattının boyutları mikroşerit yamadan farklıdır. En kolay modellenen ve üretilen besleme yöntemi mikroşerit hat ile beslemedir. Ancak bu yöntemde, dielektrik malzemenin kalınlığının artması durumunda yüzey dalgaları ve istenmeyen ışımalar çoğalır. Bunun neticesinde bant genişliği yaklaşık yüzde beş oranında düşmektedir. Şekil 4.4'te mikroşerit besleme gösterilmiştir.



Şekil 4.4. Mikroşerit hat besleme

Bu tez kapsamında çoklu frekanslarda çalışabilme özelliğine sahip temel bir anten tasarımı yapıldığı için anten geometri değişimindeki etkiler incelenmiştir. Bu sebeple antenin besleme çeşidi mikroşerit iletim hattı olarak seçilmiştir ve değiştirilmemiştir.

4.4. Anten Parametreleri

Mikroşerit antenlerin tasarımında dikkate alınması gereken anten parametreleri vardır. Bu parametreler geri dönüş kaybı (S11), gerilim duran dalga oranı (VSWR), bant genişliği (BG), ışıma örüntüsü, giriş empedansı, kazanç, verimlilik ve yönlülüktür. Söz konusu parametreler anten performansının incelenmesine olanak sağlamaktadır.

4.4.1. Gerilim duran dalga oranı (VSWR)

İletim hattı boyunca oluşan maksimum gerilim miktarının minimum gerilim miktarına oranı VSWR olarak adlandırılır. V_{max} maksimum gerilimi, V_{min} minimum gerilimi, Γ yansıma katsayısı değerlerini ifade eder.

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (4.2)$$

VSWR, antenin giriş empedansı ile iletim hattının empedans karakteristiğinin ne kadar uyumlu olduğunu gösterir. Yansıma katsayısı 0 ve 1 arasında değişen değerler alırken,

VSWR yansımanın durumuna göre 1 ve ∞ arasında değişen değerler alır. Empedans uyumluluğunun olduğu yerde VSWR değeri 1 olur. Uyumsuzluk olduğunda, VSWR sonsuza gider ve bu istenmeyen durumdur. Kabul edilebilir VSWR değeri 2 olarak belirtilmiştir.

4.4.2. Geri dönüş kaybı (S11)

Düzlemsel koşullar için, en önemli tasarım faktörünün yansıma katsayısı olduğu düşünülmektedir. S11, antene gönderilmiş olan enerjinin ne kadarının geriye yansıdığını ifade eden parametredir. S11 değerinin yüksek olması cihazlar ile hatlar arasındaki eşleşmenin iyi olduğu anlamına gelir. Yansıma katsayısı (Γ), antene gelen gücün V_0^+ kaynaktan antene geri yansıyan güce oranı V_0^- ile tanımlanır. Birimsiz bir büyüklüktür. Logaritmik çizelgeye taşıyarak daha kullanışlı hale getirilir. Böylece geri dönüş kaybı (S11) için dB birimi kullanılır.

$$\Gamma = \frac{V_0^+}{V_0^-} = \frac{Z_p + Z_t}{Z_p - Z_t} \tag{4.3}$$

$$RL = -20log|\Gamma| \ (dB) \tag{4.4}$$

Γ : Yansıma katsayısı,
V_0^+ : yansıyan dalga genliği,
V_0^- : iletilen dalga genliği,
Z_p & Z_t : yük ve empedansın karakteristiği olarak ifade edilmektedir.

Yansıma katsayısının (Γ = 0) eşit olduğu durumda geri dönüş kaybı ∞'a gider. Bu durum anten ile hat arasında ki eşleşmenin çok iyi olduğunu gösterir. Ancak bu pratikte pek mümkün değildir. Yansıma katsayısı 1 olduğunda ise geri dönüş kaybı 0'a eşit olur. Eğer S11 değeri 0 dB ise antene gelen tüm güç yansıyordur.

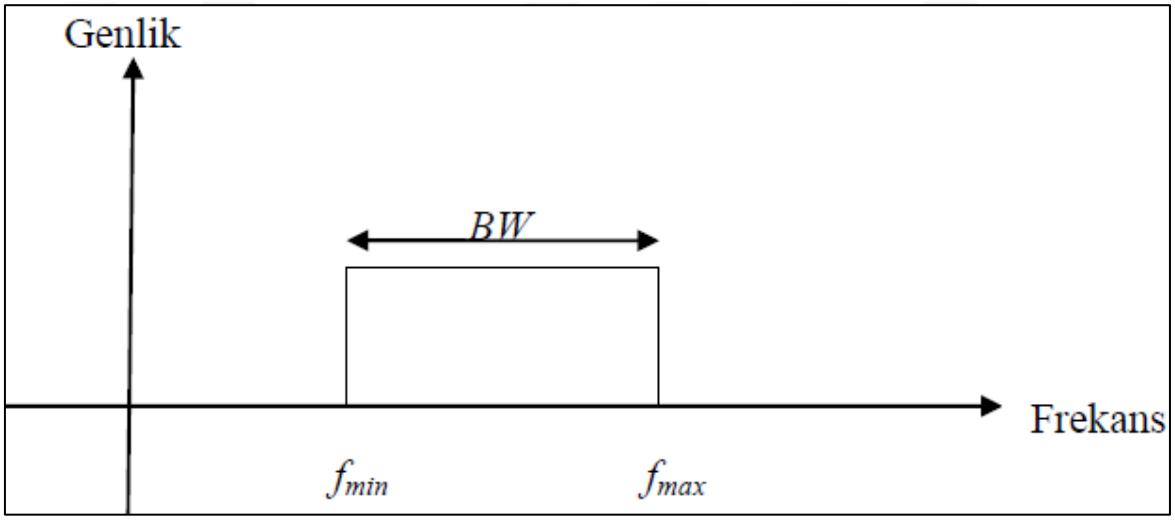
Kabul edilebilir VSWR değeri 2 olarak belirtilmiştir. VSWR değerinin 2 olduğunda geri dönüş kaybı -9,54 dB'ye denk gelmektedir [43].

4.4.3. Bant genişliği (BW)

Bir antenin bant genişliği, antenin düzgün bir şekilde çalışabileceği frekans aralığıdır. Bandın en yüksek frekansı f_h , bandın en düşük frekansı f_l ve bandın merkez frekansı f_c ise bant genişliği şu şekilde tanımlanabilir:

$$\mathrm{BW}_{narrowband} = \frac{f_h}{f_l} \tag{4.5}$$

$$\mathrm{BW}_{broadband}\ (\%) = \frac{f_h - f_l}{f_c} \times 100 \tag{4.6}$$



Şekil 4.5. Bant genişliği

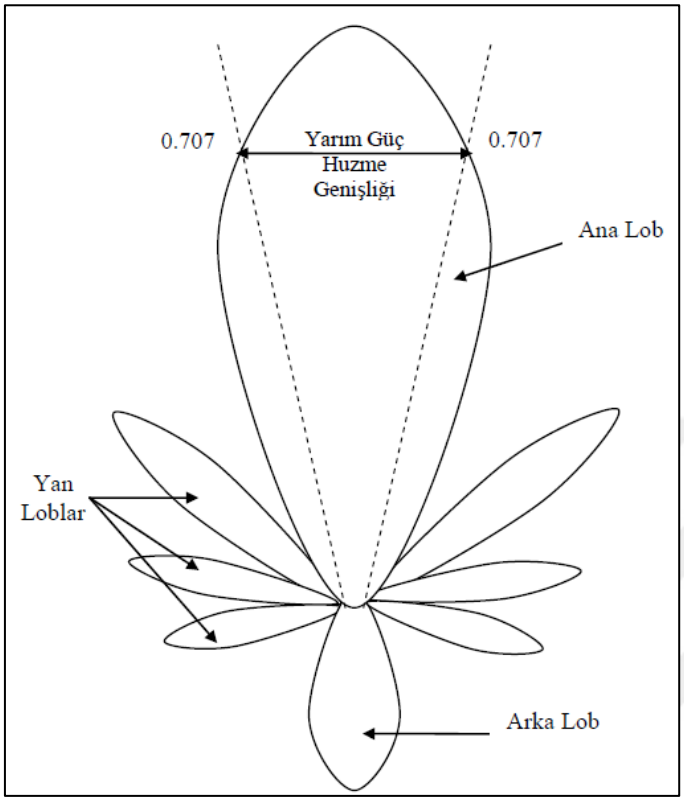
Şekil 4.5'te bant genişliği görülmektedir. Farklı antenlerin, tasarım hususlarına göre kendi bant genişlikleri vardır. Antenler bant genişliklerine göre sınıflandırılabilmektedir.

4.4.4. Işıma örüntüsü (paterni)

Işıma örüntüsü, bir antenin uzaydaki koordinatlarının grafik ile veya matematiksel işlevler ile ifade edilmesidir. Antenin ışıma paterni, hangi yönde ışıma yapıldığı hakkında fikir verebilmektedir.

Işıma örüntüsü, ana, yan ve arka loblardan oluşmaktadır. Ana lob kısmı antenin maksimum ışıma yaptığı yönü göstermektedir. Yan loblar ise elektromanyetik dalgaların saçılmasından kaynaklanan ve istenilenin dışındaki yönlerde meydana gelen ışımalardır.

Arka loblar ise ana ışımaya göre 180 derece ilerideki yani zıt yönündeki ışımalardır. Şekil 4.6'da bir antenin ışıma paterni gösterilmiştir.



Şekil 4.6. Işıma örüntüsü

4.4.5. Yönlülük

Yönlülük temel bir anten parametresidir. Bir antenin radyasyon deseninin ne kadar 'yönlü' olduğunun bir ölçüsüdür. Yönlülük dB olarak ifade edilir. Her yöne eşit şekilde ışıma yapan bir antenin etkili yönlülüğü 1 (0 dB) olur.

Yönlülük, bir antenin ışıma örüntüsünün belirli bir yöndeki yoğunluğunun ölçüsüdür. Yönlülük ne kadar yüksekse, anten tarafından yayılan ışın o kadar yoğun veya odaklanmış olur. Daha yüksek bir yönlülük aynı zamanda ışının daha uzağa gideceği anlamına gelir.

Antenler için IEEE Standart Terim Tanımları'nın 1983 versiyonunda, 1973 versiyonundaki tanıma kıyasla yönlülük tanımında önemli bir değişiklik olmuştur. Temel olarak yeni 1983 versiyonundaki yönlülük terimi, eski 1973 versiyonundaki yönlülük kazancı teriminin yerine kullanılmıştır. 1983 tarihli yeni versiyonda yönlendirici kazanç terimi kullanımdan

kaldırılmıştır. Yeni 1983 standartlarının yazarlarına göre, "bu değişiklik, bu standardı anten mühendisleri arasındaki yaygın kullanıma ve özellikle Uluslararası Elektroteknik Komisyonu (IEC) standartları olmak üzere diğer uluslararası standartlara uygun hale getirmektedir." Bu nedenle bir antenin yönlülüğü "antenden belirli bir yöndeki ışıma şiddetinin tüm yönlerin ortalaması alınmış ışıma şiddetine oranı" olarak tanımlanır. Ortalama ışıma şiddeti, anten tarafından yayılan toplam gücün 4π'ye bölünmesine eşittir. Yön belirtilmemişse, maksimum ışıma şiddetinin yönü kullanılır.

Daha basit bir ifadeyle, yön bağımlı bir kaynağın yönlülüğü, ışıma şiddetinin verilen yöndeki yön bağımsız bir kaynağın ışıma şiddetine oranına eşittir.

Toplam yayılım gücü, ışıma şiddeti integralinin anteni çevreleyen "r" yarıçaplı birküre yüzeyi boyunca alınması ile belirlenir. (Yüzey alanı = $4\pi r^2$). İntegral, teorikte toplam ışıma enerjisini temsil eder. Yönbağımsız ışıma kanağından gelen enerji kaynaktan uzaklaştıkça büyüyen alanı kaplamak amacıyla eşit yayılır. Bu sebeple ışıma şiddeti mesafenin karesi ile orantılı bir şekilde azalır.

Matematiksel formda yönlülük,

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \tag{4.7}$$

şeklinde yazılabilir. Yön belirtilmemişse, aşağıdaki gibi ifade edilen maksimum ışıma şiddetinin (maksimum yönlülük) yönü anlamına gelir.

$$D_{max} : D_0 = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \tag{4.8}$$

D: yönlülük (boyutsuz)
D_0: maksimum yönlülük (boyutsuz)
U: ışıma şiddeti (W/birim katı açı)
U_{max}: maksimum ışıma şiddeti (W/birim katı açı)
U_0: yönbağımsız kaynağın ışıma şiddeti (W/birim katı açı)
P_{rad}: toplam ışıyan güç (W)

Yön bağımsız bir kaynak için, Eşitlik 4.7.'den veya Eşitlik 4.8.'den açıkça görüldüğü üzere, U, U_{max} ve U_0 birbirine eşit olduğundan yönlülük bire eşittir.

Birbirine dik kutuplanma bileşenleri içeren antenlerde, bir antenin belirli bir yön ve kutuplanma için kısmi yönlülüğünü "belirli bir kutuplanmaya karşılık gelen kısmi ışıma şiddetinin tüm yönler üzerinden toplam ışıma şiddetinin ortalamasına oranı" olarak tanımlanır. Kısmi yönlülük için bu tanımla, belirli bir yönde "toplam yönlülük, herhangi iki dik kutuplanmaya ait kısmi yönlülüklerin toplamıdır." Küresel bir koordinat sistemi için, bir antenin ortogonal θ ve ϕ bileşenleri için toplam maksimum yönlülük D_0 şu şekilde yazılabilir:

$$D_0 = D_\theta + D_\phi \tag{4.9}$$

D_θ ve D_ϕ kısmi yönlülükleri ise şu şekilde ifade edilir,

$$D_\theta = \frac{4\pi U_\theta}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \tag{4.10}$$

$$D_\phi = \frac{4\pi U_\phi}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \tag{4.11}$$

Burada,

U_θ: θ alan bileşeninde bulunan belirli bir yöndeki ışıma şiddeti
U_ϕ : ϕ alan bileşeninde bulunan belirli bir yöndeki ışıma şiddeti
$(P_{rad})_\theta$: tüm yönlerde θ alan bileşenine ait ışınan güç
$(P_{rad})_\phi$: tüm yönlerde ϕ alan bileşenine ait ışınan güç

Yönlülük için daha genel bir ifade, hem θ hem de ϕ küresel koordinat açılarının fonksiyonu olabilen ışıma desenlerine sahip kaynakları içerecek şekilde geliştirilebilir. Bir antenin ışıma şiddeti iki boyutlu olarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$U = B_0\, F(\theta, \phi) \simeq \frac{1}{2\eta}[\,|E_\theta^0(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi^0(\theta, \phi)|^2] \tag{4.12}$$

Burada B_0 bir sabittir ve E_θ^0 ve E_ϕ^0 antenin uzak alandaki elektrik alan bileşenleridir.

Eşitlik 4.12'nin maksimum değeri şu şekilde verilir,

$$U_{max}= B_0 \text{ F } (\theta, \phi) \mid_{max} = B_0 \, F_{max} \, (\theta, \phi) \tag{4.13}$$

Yayılım gücü ile ışıma şiddeti arasındaki bağlantı aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$P_{rad} = \oiint_S \overrightarrow{W}_{rad} \vec{n} \, \mathrm{d}a \rightarrow \{\vec{n} da = dA = r^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi\} \tag{4.14}$$

$$P_{rad} = \oiint_S \mathrm{U} d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \mathrm{U} \sin\theta \, d\theta \, \mathrm{d}\phi \rightarrow \{U = r^2 W_{rad}, \mathrm{d}\Omega = \frac{dA}{r^2}\} \tag{4.15}$$

Eşitlik 4.15'teki iki boyutlu integralin hesaplanması gereken denklemde bulunan kavramlar aşağıdaki şekildedir:

$\overrightarrow{W}_{rad}$: Antenin yaydığı güç yoğunluğunun radyal bileşeni,
W_{rad}: Antenin yaydığı güç yoğunluğu (W/m^2),
dA: Yarıçapı r olan kürenin yüzeyinde sonsuz küçüklükteki bölgenin alanı (m^2),
da: Kapalı yüzeyin sonsuz küçüklükteki alanı (m^2),
$\vec{n}$: Yüzeyin birim normal vektörü,
Ω: İki boyutlu katı açı (steradyan),
dΩ: Katı açı elemanı olup "$d\Omega = \sin\theta \, d\theta \, d\phi$"($steradyan$), olarak tanımlanır.

Toplam ışınan güç:

$$P_{rad} = \oiint_{\Omega} \mathrm{U}(\theta, \phi) \, d\Omega = B_0 \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \mathrm{F} \, (\theta, \phi) \sin\theta \, \mathrm{d}\theta \, \mathrm{d}\phi \tag{4.16}$$

kullanılarak bulunur. Eş. 4.7 ve 4.8 kullanılarak yönlülük ve maksimum yönlülük için genel ifade aşağıdaki şekilde yazılır:

$$\mathrm{D} \, (\theta, \phi) = 4\pi \frac{F \, (\theta,\phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \mathrm{F} \, (\theta,\phi) \sin\theta \, \mathrm{d}\theta \, \mathrm{d}\phi} \tag{4.17}$$

$$D_0 = 4\pi \frac{F \, (\theta,\phi)|_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \mathrm{F} \, (\theta,\phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi} \tag{4.18}$$

Eş. 4.18'de

$$D_0 = \frac{4\pi}{\left[\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} \mathrm{F}\,(\theta,\phi)\sin\theta\,\mathrm{d}\theta\,\mathrm{d}\phi\right]/\mathrm{F}\,(\theta,\phi)\,|_{max}} = \frac{4\pi}{\Omega \mathrm{A}} \tag{4.19}$$

şeklinde yazılır. Burada $\Omega_A$huzme katı açısı olmak üzere yazılabilir ve aşağıdaki ifade ile verilir:

$$\Omega_A = \frac{1}{\mathrm{F}\,(\theta,\phi)\,|_{max}} \int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} \mathrm{F}\,(\theta,\phi)\sin\theta\,\mathrm{d}\theta\,\mathrm{d}\phi = \int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} F_{\mathrm{n}}\,(\theta,\phi)\sin\theta\,\mathrm{d}\theta\,\mathrm{d}\phi \tag{4.20}$$

$$F_{\mathrm{n}}\,(\theta,\phi) = \frac{\mathrm{F}\,(\theta,\phi)}{\mathrm{F}\,(\theta,\phi)\,|_{max}} \tag{4.21}$$

$\mathrm{F}\,(\theta,\phi)\,|_{max}$ ile bölerek F(θ, ϕ) normalize edilir ve maksimum değeri bir yapılır.

Işın demeti katı açısı Ω_A, Ω_A içindeki tüm açılar için ışıma şiddetinin sabit (ve U'nun maksimum değerine eşit) olması durumunda antenin tüm gücünün akacağı katı açı olarak tanımlanır.

Yönlülüğü hesaplamak için Eşitlik 4.19'un tam ifadesini kullanmak yerine, yaklaşık olsalar bile daha basit ifadeler türetmek genellikle uygundur. Bunlar tasarım amacıyla da kullanılabilir. Dar bir ana lobu ve ihmal edilebilir küçük lobları olan antenler için, huzme katı açısı yaklaşık olarak iki dik düzlemdeki yarı-güç demet genişliklerinin çarpımına eşittir.

Dönüşsel simetriye sahip örüntüler için, herhangi iki dik düzlemdeki yarı güç huzme genişlikleri aynıdır.

Bu yaklaşım ile Eş. 4.19 yaklaşık olarak

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} \simeq \frac{4\pi}{\Theta_{1r}\,\Theta_{2r}} \tag{4.22}$$

Ω_A huzme katı açısı ise yaklaşık olarak

$$\Omega_{\mathrm{A}} \simeq \Theta_{1\mathrm{r}}\Theta_{2\mathrm{r}} \tag{4.23}$$

Θ_{1r} = bir düzlemde yarı güç huzme genişliği (rad)

Θ_{2r}= diğerine dik açılı bir düzlemde yarı güç ışın genişliği (rad)

Eğer huzme genişlikleri derece olarak veriliyorsa,

$$D_0 \simeq \frac{4\pi(180/\pi)^2}{\Theta_{1r}\Theta_{2r}} = \frac{41{,}253}{\Theta_{1r}\Theta_{2r}} \quad (4.24)$$

olarak yazılabilir. Burada

Θ_{1r} = bir düzlemde yarı güç huzme genişliği (derece)

Θ_{2r}= diğerine dik açılı bir düzlemde yarı güç hüzme genişliği (derece)'dir

Yönlülük doğrudan boyutsuz büyüklükler ile ifade edilebildiği gibi desibel (dB) cinsinden de ifade edilebilir.

Boyutsuz yönlülük ve maksimum yönlülük niceliklerini desibele (dB) dönüştürmek için kullanılan ifadeler şunlardır

$$D(\text{dB}) = 10 \log_{10} [D(\text{boyutsuz})] \quad (4.25)$$

$$D_0(\text{dB}) = 10 \log_{10} [D_0 \text{ (boyutsuz)}] \quad (4.26)$$

Yönlülüklerine bağlı olarak antenler farklı amaçlarla kullanılabilirler. Her yönde aynı seviyede yönlülüğe sahip antenler genellikle mobil uygulamalarda kullanılırlar. Yüksek yönlülüğe sahip antenler ise daha uzak mesafelerle iletişim sağlayabilirler.

4.4.6. Kazanç

Bir antenin kazancı, antenin belirli bir yönde yapmış olduğu ışıma yoğunluğunun, yön bağımsız antenin yapmış olduğu ışıma yoğunluğuna oranı olarak tanımlanır. Yön bağımsız kaynak, her yöne eşdeğer ışımalar yapan noktasal bir referans kaynağıdır. Yön bağımsız bir kaynağın ışımasını belirli bir yöne yayabilmesine yönlülük denilmektedir. Antenin ne oranda yönlü olduğu antenin kazancını ifade eder yani anten eğer kayıpsız ise anten

yönlülüğü anten kazancına eşittir. Kayıplı olan antenlerde ise kazanç, yönlülüğün bir kayıp oranıyla çarpımına eşittir ve dB olarak ifade edilmektedir.

4.4.7. Giriş empedansı

Antenin giriş empedansı, antenin bir terminalindeki voltajın akıma oranı olarak tanımlanır.

$$ZR = R_A + jX_A \tag{4.27}$$

$$R_A = R_R + R_L \tag{4.28}$$

R_A empedansın reel kısmı, X_A ise sanal kısmıdır. Reel kısmı R_L kayıp direnci ve R_R ışıma direncinde oluşur.

Anten tasarımı yapılırken, maksimum enerji transferini sağlayabilmek için antenin empedansının iletim hattının karakteristik empedansıyla uyumlu olması gerekmektedir. Bu sayede en verimli sonuca ulaşılabilmektedir.

4.5. Mikroşerit Antenlerin Analiz Yöntemleri

Mikroşerit antenleri analiz etmek için boşluk modeli, iletim hattı modeli ve tam dalga modeli gibi birçok yöntem bulunmaktadır.

İletim hattı modeli en kolay olan modeldir. Modele göre W genişliğinde ve L uzunluğunda ışıma yapan iki adet dar yarık dizi bulunmaktadır. Işıma yapan elemanın (yama) entegre edildiği dieletrik malzeme ve dielektrik malzemenin diğer tarafında yer alan çok ince iletken tabaka (toprak) vardır. Işıma yapan anten elemanın ve toprak elemanının kalınlığı hesaplamalarda ihmal edilir.

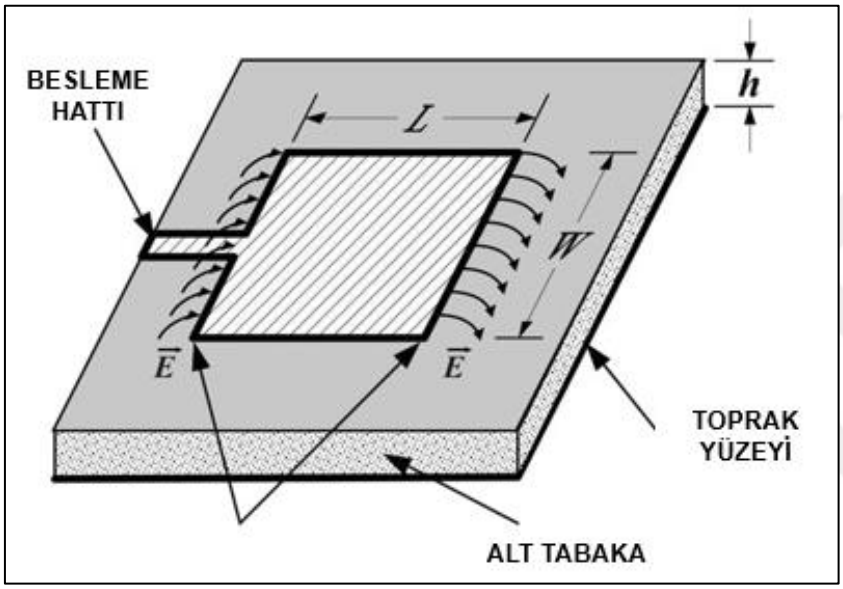
Yama genişliği

Şekil 4.7.'de, bir mikroşerit iletim hattıyla beslenmiş mikroşerit yama anten gösterilmektedir. Antenin yaması, toprak düzlemi ve mikroşerit iletim hattı yüksek iletkenliğe sahip metalden yapılmıştır. Yama, L uzunluğunda, W genişliğindedir ve h

kalınlığında bir alt tabakanın (dielektrik) üzerinde yer alan yamanın genişliği şu denklemle ifade edilmektedir: [42]

$$W = \frac{c_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}} \tag{4.29}$$

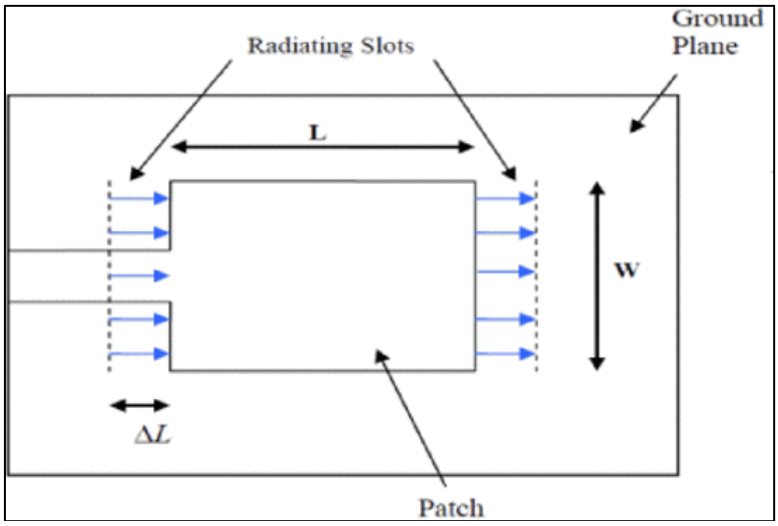
Burada, f_r rezonans frekansıdır, ε_r dielektrik sabiti veya bağıl geçirgenliktir ve c ışık hızıdır.



Şekil 4.7. Mikroşerit yama anten

Saçaklanma etkisi

Sınırlı boyutlara sahip yama antenlerde ışıma, anten elemanından toprağa doğru olur ve burada saçaklanma meydana gelir. Yama anteninin boyu saçaklanmalardan kaynaklı olarak mevcut boyutlarından daha büyük görünür. Yamanın geometrik boyutları ve dielektrik malzemenin kalınlığı saçaklanmanın etkisini değiştirmektedir. Bu durum Şekil 4.8.'de gösterilmektedir. Yamanın boyu dielektrik kalınlığından büyük olduğunda ($L/h \gg 1$) oluşan elektrik alan çizgilerinde azalma meydana gelir. Söz konusu saçaklanmaların rezonans frekansına etkisi dikkate alınarak tasarımlar gerçekleştirilmelidir [42].



Şekil 4.8. Saçaklanma etkisi

Dielektrik sabiti, düşük frekanslardan yüksek frekanslara gidildikçe değişim gösterir. Şekil 4.8. mikroşerit hatta meydana gelen elektrik alan çizgilerini göstermektedir. (W/h > 1) ve ($\varepsilon_r \gg 1$) olduğu durumda oluşan elektrik alan çizgileri alt tabakanın üzerinde kalır. Dalgaların bazılarının havada ve bazılarının ise dielektrik katman üzerinde yayılımını hesaba katabilmek için etkin dielektrik sabiti (ε_{eff}) tanımlanır. ε_{eff} aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2}\left[1 + 12\frac{h}{w}\right]^{-1/2} \quad (4.30)$$

Saçaklanmanın etkisiyle meydana gelen ve yamanın elektriksel boyutlarının fiziksel boyutlarından büyük görünen kısmı Δl ile ifade edilir.

$$\Delta l = 0{,}412h\frac{(\varepsilon_{reff}+0{,}3)\left(\frac{w}{h}+0{,}264\right)}{(\varepsilon_{reff}-0{,}258)\left(\frac{w}{h}+0{,}8\right)} \quad (4.31)$$

Yama uzunluğu

Mikroşerit antenin yama uzunluğu (L) Eşitlik 4.35.'te gösterildiği gibi, saçak alanının uzaklığı (Δl) ile rezonans frekansındaki dalga boyuna (λ_r) bağlıdır.

$$L_{eff} = L + 2\Delta l \quad (4.32)$$

$$L = \frac{\lambda_r}{2} - 2\Delta l \tag{4.33}$$

$$\lambda_r = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} = \frac{c_0}{f_r\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \tag{4.34}$$

$$L = \left[\frac{c_0}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{reff}}}\right] - 2\Delta l \tag{4.35}$$

Giriş direnci, besleme hattı hesabı ve konumu

Mikroşerit anten yaması, aralarında L uzunluğu bulunan paralel, ışıyan iki yarık ile modellenmektedir. Her iki yarık Y (iletkenliği G ve süseptansı B) admitansı ile ifade edilir.

1. Yarık admitansı (Y_1)

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \tag{4.36}$$

$$G_1 = \frac{w}{120\lambda_0}\left[1 - \frac{1}{24}(k_0 h)^2\right] \qquad \frac{\mathrm{h}}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \tag{4.37}$$

$$B_1 = \frac{w}{120\lambda_0}\left[1 - 0{,}636 ln(k_0 h)\right] \qquad \frac{\mathrm{h}}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \tag{4.38}$$

İki yarık özdeş olduğu için 2. Yarık admitansı (Y_2):

$$Y_2 = Y_1, \quad G_2 = G_1, \quad B_2 = B_1 \tag{4.39}$$

Yamanın iletkenliği:

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|v_0|^2} \tag{4.40}$$

olarak tanımlanır. Işıyan güç, elektrik alan denkleminin kullanılmasıyla;

$$P_{rad} = \frac{|v_0|^2}{2\pi\eta_0}\int_0^{\pi}\left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 w}{2}\cos\theta\right)}{\cos\theta}\right]^2 \sin^3\theta \, d\theta \tag{4.41}$$

olarak yazılır. Eşitlik 4.40'taki

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \tag{4.42}$$

şeklindedir.

$$I_1 = \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 w}{2}\cos\theta\right)}{\cos\theta}\right]^2 \sin^3\theta \, d\theta$$

$$=-2+\cos(X)+XS_i(X)+\frac{\sin(X)}{X} \tag{4.43}$$

$$X=k_0 W \tag{4.44}$$

Eşitlik 4.43 ve 4.44 asimptotik değerleri Eş. 4.46'daki değerler ile belirtilir:

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90}\left(\frac{w}{\lambda_0}\right)^2, & W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120}\left(\frac{w}{\lambda_0}\right), & W \gg \lambda_0 \end{cases} \tag{4.45}$$

Yamadaki toplam giriş admitansı iletim hattının admitans dönüşümleri kullanılarak bulunmaktadır. İdeal durumda iki yarık λ/2 mesafe ile ayrılır (λ dielektrikteki dalga boyu). Ancak saçaktan dolayı elektriksel olarak yamanın boyu fiziki boyundan daha fazladır. Bu nedenle yarıklar arasındeki gerçek aralık λ/2'den daha küçüktür. Boydaki azalma Eş. 4.35'e uygun seçilirse (0,48λ<L<0,49λ) 2. yarığın admitansı;

$$Y_2^* = G_2^* + jB_2^* = G_1 - jB_1 \tag{4.46}$$

$$G_2^* = G_1 \tag{4.47}$$

$$B_2^* = -B_1 \tag{4.48}$$

olur. Bu sebeple toplam giriş admittansı gerçel olur;

$$Y_{in} = Y_1 + Y_2^* = 2G_1 \tag{4.49}$$

Toplam giriş admitansı gerçel olduğundan dolayı rezonans giriş direnci de gerçel olur;

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \tag{4.50}$$

Besleme hattı ile yama arasındaki karşılıklı direnç Eşitlik 4.50 değiştirilerek;

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \tag{4.51}$$

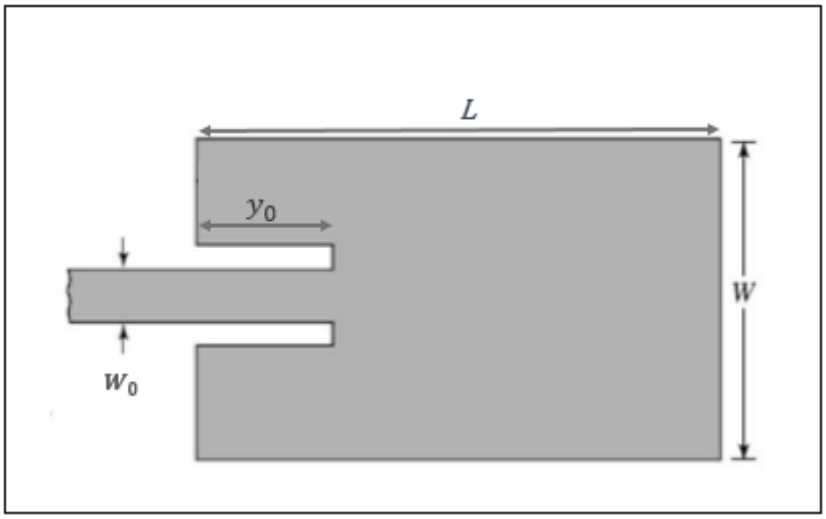
(+) rezonans gerilim dağılımı tek (simetrik olmayan) modlarda kullanılırken, (-) işareti çift (simetrik) rezonans modlarında kullanılmaktadır. Uzak bölge alanları için karşılıklı empedans;

$$G_{12} = \frac{1}{|V_0|^2} \operatorname{Re}\iint_S E_1 \, x H_2{}^* . \, d\mathbf{s} \tag{4.52}$$

E_1, Yarık 1'den yayılan elektrik alan, H_2, Yarık 2'den yayılan manyetik alan, V_0, yarıklar arasındaki gerilim olarak ifade edilir, integral geniş yarıçapa sahip küre üzerinden alınır;

$$G_{12} = \frac{l}{120\pi^2} \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 w}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta \, d\theta \tag{4.53}$$

J_0 sıfırıncı dereceden birinci tür Bessel fonksiyonu, Eş. 4.37 ve Eş. 4.51'deki gibi, giriş direnci alt tabaka kalınlığına çok bağımlı değildir. Mod açılım analizi de giriş direncinin h'dan etkilenmediğini göstermektedir. W'nin artmasıyla giriş direnci azaltılabilir. Giriş direncinin, içeri doğru y_0 kadar girinti yapılarak değiştirilebildiği gösterilmektedir. Bu durum mikroşerit hat beslemeli antende empedeans uyumlandırması için kullanılabilmektedir.



Şekil 4.9. Gömülü mikroşerit hat besleme

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \ln\left(\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h}\right), & \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{reff}\left(\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0{,}667 ln\left(\frac{W_0}{4} + 1.44\right)\right)}}, & \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (4.54)$$

Burada W_0 mikroşerit hattın genişliğini göstermektedir. Mod açılım analizi kullanılarak girintili mikroşerit beslemenin giriş direnci;

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})}\left[\cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_c^2}\sin^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) - \frac{B_1}{Y_c}\left(\frac{2\pi}{L}y_0\right)\right] \quad (4.55)$$

şeklinde bulunur. $Y_c = 1/Z_c$'dir.

Genelde tipik mikroşerit için $G_1/Y_c \ll 1$ ve $B_1/Y_c \ll 1$ olduğu için

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})}\cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \quad (4.56)$$

$$= R_{in}(y = 0)\cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \quad (4.57)$$

şeklinde sadeleştirilir.

5. LİTERATÜR TARAMASI

Terahertz band EM spektrumunda 0,1 ile 1 THz arasında uzanmaktadır ve dalga boyları 0,3–3 mm arasında değişir Bu bölüm, frekans bandı için çeşitli THz antenlerinin tasarımlarını anlatmaktadır [7].

Krishna ve diğerleri (2021) çalışmasında, bir polimid alt tabaka üzerinde (ε_r=4,3, h=45 μm) 300 μm×300 μm büyüklüğünde 0,44–0,71 THz çalışma bandında çalışabilecek geniş bantlı eşkenar dörtgen biçimli THz anten önermektedir. Çalışmada THz frekansında antenin daha etkin ışıma yapabilmesi amacıyla ışıma elemanı olarak bakır yerine boyutlarında altın kullanmıştır. Altının iletken malzeme olarak seçilmesinin arkasındaki temel neden, çok yüksek iletkenliğe ve daha az omik kayba sahip olması nedeniyle daha yüksek ışıma verimliliği elde etmektir. Altın kimyasal reaksiyona dayanıklıdır ve ayrıca altının sönüm katsayısının daha yüksek değeri, THz frekanslarında daha yüksek emilimi gösterir. Önerilen tasarım yamanın geometrisi, yamanın içine kare şeklinde bir yuva yerleştirilerek ve kısmi dikdörtgen bir toprak düzlemi kullanılarak klasik tasarımdan farklılaştırılmıştır. Bu sayede çift bantlı rezonans davranışı elde edilmiştir. Son olarak eşkenar dörtgen şeklinde metalik bir yapı ile birleştirilmiştir. Önerilen yamanın (kare yuvanın içine dahil edilmiş eşkenar dörtgen şeklinde metalik yapı) ve kısmi dikdörtgen toprak düzlem kombinasyonları, geniş bant rezonans özelliklerinin yanı sıra kazanç ve radyasyon verimliliği parametrelerinde iyileştirme sunmaktadır. Önerilen THz anteni, gelecekteki yüksek hızlı kısa menzilli iç mekân kablosuz haberleşme, video hızı görüntüleme sistemi, savunma uygulamaları, biyomedikal görüntüleme, güvenlik taraması, patlayıcı tespiti için kullanılabilir [45].

Singh ve Singh (2015) gerçekleştirdikleri çalışmada çok bantlı frekansta rezonans elde edebilmek için 950 μm x 950 μm boyutlarında Rogers R 3003 (ε_r=3, h=185 μm) alt tabakası üzerine fotonik kristallerin yerleştirildiği THz mikroşerit yama anteni önermiştir. Söz konusu anten 0,88–1,62 THz çalışma bandında çalışmak üzere tasarlanmıştır. Fotonik kristal, herhangi bir yönde elektromanyetik dalga yayılımı için tasarlanmış ve belirli frekanslar için durdurma bandı gibi davranan bir yapı oluşturan, alt tabaka veya toprak düzlemine periyodik olarak yerleştirilmiş implantlardan oluşan bir nanoyapıyı temsil eder. Fotonik kristallerin alt tabakada kullanılması durumunda bu periyodikliğin bir sonucu olarak dielektrik sabiti periyodik olarak değişir ve frekans bant aralıklarının kullanılması

ile yüzey dalgası kaybını bastırmak, geri dönüş kaybını düşürmek ve anten kazancını artırmak mümkün hale gelir. Yüksek performanslı bir THz mikroşerit anteni tasarlamak için, alt tabaka boşluğuna metalik, dielektrik ve ferromanyetik gibi farklı malzemeler implante edilerek elde edilebilen fotonik bant aralığı (Photonic Band Gap, "PBG") alt tabakasını kullanmak dikkat çekici bir yöntem olarak literatürde yer almaktadır [46].

Hocini ve diğerleri (2019) yaptıkları çalışmada, 600 μm x 600 μm boyutlarında 0,5 ile 0,8 THz frekans aralığında algılama ve haberleşme teknolojilerinde kullanılabilecek anten önermiştir. Makalede yüksek kazanç elde edebilmek amacıyla fotonik bant aralığı kullanılmıştır. Kazanç ve radyasyon verimliliği sırasıyla 0,63 THz'de 9,19 dBi ve %90,84'tür [47].

Nejati, SadegHzadeh ve Geran (2014) çalışmalarında, kablosuz haberleşme için, 500 μm x 500 μm boyutlarında ince pyrex (ε_r=5,5, h=10 μm) alt tabaka üzerinde frekans seçici yüzey (Frequncy Selctive Surface, "FSS") ve fotonik bant aralığı yapılarına sahip 0,5-0,7 THz frekans aralığında çalışabilen bir mikroşerit yama anten önermiştir. PBG alt tabakasındaki delik yarıçapındaki artışla birlikte anten çalışma frekansının ve bant genişliğinin arttığını göstermektedir. Ayrıca, FSS yapısı mükemmel bir soğurucu olarak tasarlanmıştır. THz alanında kazanç artışı, yönlülük artışı ve anten paternini şekillendirme amacıyla FSS ve PBG yapıları aynı anda kullanılarak incelenmiştir. Elektromanyetik bant aralığı (EBG) veya frekans seçici yüzey (FSS) gibi periyodik yapılar, kazancı artırmak ve ışıma örüntülerini iyileştirmek gibi farklı amaçlarla kullanılmaktadır. Antenin kazancı başlangıçta 0,67 THz'de 8,15 dBi iken PBG ile FSS eklenmesi kazancı yaklaşık 1,0 dBi kadar iyileştirilmiştir [48].

Li ve diğerleri (2024), terahertz haberleşme uygulamaları için PBG alt tabakalı yüksek kazançlı ve üç bantlı bir terahertz mikroşerit anten gerçekleştirmiştir. Antenin kazancını artırmak amacıyla PBG alt tabakasını oluşturmak üzere poliimid dielektrik sütunlar silikon alt tabakaya yerleştirilmiştir. PBG alt tabakası ve poliimid alt tabaka çok katmanlı bir alt tabaka yapısı oluşturmuş ve antenin çok bantlı çalışmasını sağlamıştır. PBG alt tabaka anteni sırasıyla 0,360 THz, 0,580 THz ve 0,692 THz rezonans frekanslarında 6,28 dB, 4,84 dB ve 7,66 dB kazanç elde ederek homojen alt tabakaya sahip mikroşerit anteninden sırasıyla 1,18 dB, 1,74 dB ve 1,82 dB daha iyi performans göstermektedir [49].

Ali ve Bhattacharya (2023) çalışmasında, altından yapılmış toprak düzlemi ve silikon dioksit alt tabakanın üzerinde bir grafen yamadan oluşan bir anten önermiştir. Tasarlanan tek elemanlı yama anten, 0,61 THz'lik bir rezonans frekansında çalışır ve 1,57 dBi'lik bir kazanç sağlar. Antenin yeniden üretimini önlemek için yeniden yapılandırılabilir yeteneğe sahip antenler, çalışma frekans bandı veya yayılan gücün tepe noktası gibi farklı özelliklerde elektronik ayarlanabilirlik sağlayabilmektedir. Grafen malzemesinin elektronik özellikleri, harici elektrostatik DC önyargı voltajının uygulanmasıyla değiştirilebilir. Bu, antenin frekans tepkisinin ayarlanmasını sağlar, ancak düşük verimlilik nedeniyle çalışmaları sınırlıdır. THz grafen anteninin kazancının artırılması için metamalzeme ve FSS kullanımıyla farklı teknikler kullanılmaktadır. Grafen yama anteninin kazancını iyileştirmek için çift bölünmüş halka rezonatör şeklindeki bir frekans seçici yüzey tasarlanmıştır. FSS'nin, antenin kazancını 1,57'den 4,87 dBi'ye yaklaşık 3,3 dBi artırdığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, grafen yama anteninin kazancını artırmak için 2×2, 4×4 ve 8×8 elemanlı alt diziler tasarlanmıştır. FSS yapısı ile birlikte dizi kullanılması da kazancın artırılmasını sağlamıştır. Alt dizi sadece kazancı artırmakla kalmaz, aynı zamanda farklı alt dizilere farklı fazlar ve genlikler uygulayarak alt dizi anteninin ışın oluşturmasında esneklik sağlar [50].

Hasan ve diğerleri (2020), kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere silisyum nitrür (SiO3N4) dielektrik alt tabaka üzerine yerleştirilen grafen yamasından oluşan anten önermiştir. Tasarım, grafen yama anteninin çalışma frekansının kimyasal potansiyeli aracılığıyla kolayca ayarlanabileceğini ortaya koymaktadır. Simüle edilen sonuçlara göre, önerilen anten μc 0,3 eV'den küçük olduğunda çift bantlı frekanslarda (0,766 ve 3,285 THz frekanslarında), bundan büyük olduğunda ise üç frekans bandında (0,766, 3,285 ve 4,510 THz frekanslarında) çalışmaktadır. Önerilen antenin özellikle terahertz frekans aralığında tıbbi görüntüleme, malzeme tanımlama ve güvenlik taraması alanında yüksek hızlı iç mekan kablosuz uygulama sistemleri için uygun olduğu söylenebilir [51].

Sirmaci, Akin ve Sabah (2016) çalışmalarında, kuvars bir alt tabaka üzerine MTM tabanlı 1,05–1,14 THz çalışma bandında rezonans yapan bir THz yama anteni önermiştir. MTM, negatif geçirgenlik, negatif geçirgenlik, negatif kırılma indeksi ve sıfır yayılma sabiti gibi benzersiz ve değerli özellikler sunar. THz kablosuz haberleşme sistemleri, yönlü radyasyon özellikleri sağlayan düşük maliyetli küçük boyutlu antenlere ihtiyaç duyar. MTM antenleri, THz iletişim sistemleri için çözümlerden biri olabilir. İncelenen yama

anten sistemine negatif kırılma indisli MTM'lerin entegre edilmesiyle antenin bant genişliğinin ve geri dönüş kaybının büyük ölçüde artırılabileceği gösterilmiştir. Geri dönüş kaybı, MTM'ler sayesinde en aza indirilmiştir. Geri dönüş kaybı 1,08 THz rezonans frekansında yaklaşık olarak-55 dB değerine sahiptir. Düşük kayıp miktarı nedeniyle, MTM'li önerilen anten yapısı, yeni nesil THz kablosuz haberleşme sistemlerinin ihtiyaçlarını karşılayabilecektir [52].

Sun, Wong ve Xiang (2018), iç mekân THz haberleşme uygulamaları için Polipropilen alt tabaka üzerine 4 × 4 anten dizisi önermiştir. Anten elemanı olarak altın seçilmiştir. Anten dizileri, anten kazancı ve yönlülüğünü artırmak için terahertz bandında kulanılmaktadır. THz kaynaklarının gönderme gücü çok fazla artırılamaz, bu nedenle sinyali daha uzun mesafeye göndermek için antenin THz bandındaki kazancını artırmak gerekir. Bu durum anten dizisi kullanılmasıyla sağlanabilir [53].

Almawgani ve diğerleri (2023) çalışmasında, 6-11 THz frekans bandında uygulanabilen yeni bir bölünmüş halka rezonatör kazınmış yama anten tasarımı önermiştir. Üst tabaka katmanları ve tamamlayıcı bölünmüş halka rezonatörleri biçiminde metamalzemeler eklenerek geliştirilen dört anten tasarımı incelenmiştir. Sonuçlar, yamada ve üst tabakada eklenen tamamlayıcı bölünmüş halka rezonatör metamalzemesinin anten kazancı ve bant genişliğini etkilediğini, üst tabakanın eklenmesinin ise çoklu bant ve kazanç özelliklerini etkilediğini göstermiştir [54].

Bie ve Pu (2021) yaptıkları çalışmada, çift yüzeyli çoklu bölünmüş halka rezonatörlerine dayalı 295.6 GHz ve 310,8 GHz frekanslarında rezonansa giren bir mikroşerit anten dizisi önermiştir. 423 μm × 345 μm × 6,5 μm boyutlarındaki FR4 dielektrik alt tabaka olarak kullanılmıştır. Çoklu bölünmüş halka rezonatörlerin farklı boyutlarına dayanarak, tüm anten üzerinde farklı veya çoklu çalışma dalga bantları elde edilebilir. Anten kapsama alanını artırmak için bu makalede bir dizi anten kullanılmıştır [55].

Armghan ve diğerleri (2023), yüksek hızlı haberleşmeye duyulan ihtiyaç nedeniyle tamamlayıcı bir bölünmüş halka rezonatör yaması kullanılarak bir THz MIMO anteni önermiştir. Tasarım sonuçları, Bu tasarımla 10,34 dB'lik en yüksek kazanç elde edildiğini göstermiştir. Yüksek frekanslarda, hızlarda ve veri hızlarında çalışan THz antenleri tasarlamak için uygundur [56].

Rubani, Gupta ve Rajawat (2020) çalışmasında, (ε_r= 10,2, h = 5 μm) boyutlarında 36 x 35 mikrometre Rogers RT/Duroid 6010 alt tabakası üzerinde bir MIMO anten dizisi önermiştir. Antenlerin kazancı 8,84 THz frekansında 8,2 dBi'dir. MIMO teknikleri, giriş sinyali gücünü veya bant genişliğini etkilemeden daha yüksek bir verim elde ederek, ışını hedeflenen kullanıcıya yönlendirmek için kablosuz iletişimde kullanılmaktadır. Bu nedenle, MIMO sistemlerini kullanmak, büyük bir veri hızı gereksinimini karşılamak için uygun bir seçimdir [57].

Vijayalakshmi, Selvi ve Sapna (2021) yaptıkları çalışmada, MIMO haberleşme için 2,3 THz, 3,2 THz ve 4,5 THz olmak üzere üç frekansta çalışabilen iki elemanlı mikroşerit dizi anteni önermiştir. Önerilen MIMO anteni, Polimid alt tabaka üzerine ışıma elemanı olarak grafen malzemesi kullanılarak tasarlanmıştır. Anten yaması çoklu frekanslı çalışma sunmak için elmas biçimli bir radyatörle yüklenen kare bir halkadan oluşmaktadır. Tasarım, dört elemanlı seri beslemeli bir diziyle başlamıştır. Anteni çoklu rezonanslı hale getirmek için, kare yamaların merkezi kısımları kaldırılmıştır. İkinci rezonansı oluşturmak için, dizideki mikro şerit yamalar kare halkalarla yüklenmiştir. En içteki kare halka ana radyatöre parazitik olarak bağlanmıştır. Eş merkezli halka, dış kare yamaya kıyasla daha küçük bir çevreye sahip olduğundan, 2,3 THz'nin üzerindeki yüksek frekanslarda yeni bir rezonans üretmiştir. İç kare döngünün 45 derece eğilmesiyle ek rezonans elde edilmiştir. İç kare döngünün eğilmesi, ana kare yamanın içinde merkezi elmas şeklindeki yuva ve çevre boyunca üçgen yuvalar olmak üzere iki tip yuva üretmiştir. Bu yuvalar, önerilen mikroşerit dizisindeki en küçük boyutlara sahiptir ve daha yüksek frekanslarda ek rezonans tepkilerinin üretilmesiyle sonuçlanmıştır [58].

Shalini ve Ganesh (2020) çalışmasında, THz uygulamaları için Silisyum-di-oksit (Silika, ε_r=3,9, h=30 μm) alt tabaka üzerinde kompakt çok bantlı grafen tabanlı yama anteni önermiştir. Tek bantlı bir anten başlangıçta yuvasız olarak tasarlanmıştır, anten yalnızca 50 GHz bant genişliğine sahip 1,9 THz'lik tek bir frekansta çalışmıştır. Çift bantlı çalışma elde etmek için yama üzerine kare şeklinde bir yuva eklenmiştir. Yama üzerine yuvanın yerleştirilmesi yama elektriksel uzunluğunu değiştirir, böylece 4,83 THz'de ek rezonans üretmiştir. Üç yarı frekansta çalışması için ise toprak düzleminin merkezine kare şeklinde bir yuva yerleştirilmiştir. Bu yuva, 5,5 THz'de ek rezonans üreten bir miktar kapasitans ve endüktans sunarak toprak düzlemindeki akım dağılımını bozmuştur. Bu nedenle, anten 1,96 THz, 4,83 THz ve 5,5 THz'de çalışacak şekilde uyarlanmıştır. Anten sırasıyla 1,96

THz, 4,83 ve 5,5 THz'de 4,79 dB ve 5,05 dB ve 5,53 dB'lik önemli kazanç elde etmiştir. Böylece, terahertz frekans aralığında çok bantlı performans sunan kompakt boyutta tek elemanlı bir anten tasarlanmıştır [59].

Armghan ve diğerleri (2023), yüksek kazançlı ve çok bantlı bir S-Şekilli metamalzeme tabanlı MIMO anten tasarımı önerilmiştir. Metamalzeme yapısı, basit bir yama anteninin zıt uçlarından iki yarık kesilerek tasarlanmıştır. Tasarım iki elemanlı iki portlu bir sistemdir. S şeklindeki metamalzeme tabanlı MIMO anten tasarımı geniş bant ve çok bantlı yanıt vermektedir. Bant genişlikleri 400 GHz (6,6–7 THz), 130 GHz (7,31–7,43 THz), 530 GHz (7,82–8,35 THz) ve 480 GHz (9,12–9,6 THz) olan toplam dört bant mevcuttur. Her bant merkez frekansı için karşılık gelen kazançlar 9,74 dBi, 8,1 dBi, 7,66 dBi ve 9,58 dBi'dir. Bu tasarımda, tasarımı maliyet açısından etkili hale getirmek için düşük maliyetli malzemeler kullanılmıştır. En iyi sonuçları elde etmek için yapının boyutu da optimize edilmiştir. Yüksek kazanç ve çok bantlı yapısıyla önerilen tasarım yüksek hızlı kablosuz haberleşme cihazlarına uygulanabilir [60].

Ashvanth ve Partibane (2021) yaptıkları çalışmada, çok bantlı (1,57, 2,05, 3,46, 4,47, 6,82, 8,3, 8,9 ve 9.6 THz), neredeyse tüm terahertz bandını kapsayan iki elemanlı bir MIMO anteni önerilmiştir. Tek elemanlı bir anten, THz frekans spektrumunda birden fazla çalışma bandı oluşturmak için birden fazla ters L koluna sahip bir anten Rogers RT6010 dielektrik ile tasarlanmıştır. Çok bantlı rezonans, yatay uç tabanlı yamanın beş ters L şeklinde şeritle yüklenmesiyle elde edilmiştir. Bir antenin tek bir elemanı uyarıldığında, yüzey akımı antenin her kolundan akar ve bu da yüksek akım yoğunluğuna sahip çok bantlı bir çalışma getirir. Kazancı artırmak için, iki anten elemanı kullanılarak doğrusal bir dizi oluşturulmuştur. 28 μm × 40 μm'lik minyatür bir boyuta sahip sekiz bantlı (1,57, 2,05, 3,46, 4,47, 6,82, 8,3, 8,9 ve 9,6 THz) MIMO anteni oluşturulur [61].

6. ANTEN TASARIMI VE ANALİZİ

Bu bölümde çalışmanın asıl amacını oluşturan gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemleri için terahertz frekansında çalışan çoklu bantlı dikdörtgen mikroşerit yama anten tasarımı gerçekleştirilecektir. İlk olarak antenin tasarımında ve simülasyonunda kullanılan CST tasarım ve simülasyon paket programından genel hatlarıyla bahsedilecek ve daha sonra anten tasarımı konusuna geçilecektir. Tasarım bölümünde, amaçlanan mikroşerit anten yapısının sahip olması gereken özelliklerden, anten geometrisinden ve tasarım aşamalarından söz edilecektir. Son olarak da oluşturulacak anten yapısına ilişkin bazı önemli anten parametreleri (S11, VSWR ve kazanç değerleri) incelenecek ve bu parametrelerin işlevsellikleri tartışılacaktır.

6.1. CST-MWS (Computer Simulation Technology Microwave Studio) Programı

CST Studio Suite®, elektromanyetik (EM) bileşenleri ve sistemleri tasarlamak, analiz etmek ve optimize etmek için yüksek performanslı bir 3B EM analiz yazılım paketidir. CST Studio Suite, CST Microwave Studio, CST Design Environment, CST Design Studio, CST EM Studio ve CST Particle Studio'dan oluşur.

EM spektrumundaki uygulamalar için elektromanyetik alan çözücüler, CST Studio Suite'te tek bir kullanıcı arayüzünde yer alır. Çözücüler, hibrit simülasyonlar gerçekleştirmek için birleştirilebilir ve mühendislerin birden fazla bileşenden oluşan tüm sistemleri verimli ve basit bir şekilde analiz etmelerine olanak tanır. Diğer SIMULIA ürünleriyle ortak tasarım, EM simülasyonunun tasarım akışına entegre edilmesini ve geliştirme sürecinin en erken aşamalardan itibaren yönlendirilmesini sağlar.

6.2. CST Programının Seçilmesi

Anten tasarımı yapmak ve optimizasyonunu sağlamak amacıyla çok sayıda yazılım paketi mevcuttur. Bunların her biri çeşitli yaklaşımlar kullanır ve bu durum performansta değişikliklere yol açar. Her yazılım aracının avantajları ve kullanıcının ihtiyaçlarına göre belirli durumlar için uygun olabilecek farklı özellikleri vardır. Uygun olmayan bir seçim, optimizasyonun başarısız olmasına veya söz konusu hesaplama açısından pahalı 3B elektromanyetik simülasyonlarda önemli miktarda zaman harcanmasına neden olabilir.

Çeşitli algoritmaların, farklı gerçek dünya senaryolarında bulunan çeşitli karmaşık zorluklarla bir araya gelmesi, araçlar arasında doğrudan bir karşılaştırma yapmayı zorlaştırsa da bu bölümde, MATLAB yerine CST Microwave Studio seçilmesinin altında yatan nedenler kısaca özetlenmektedir.

- 1990'ların başından bu yana, CST Microwave Studio (CST-MWS), zaman alanı, frekans alanı, öz mod ve asimptotik çözücüler gibi çeşitli çözücü modülleri kullanarak yüksek frekanslı bileşenlerin ve yapıların 3B EM simülasyonu için uzmanlaşmış araçlar arasında lider olmuştur. [63]
- MATLAB (MATrix LABoratory): MATLAB, 1970'lerin sonlarına dayanan etkileşimli, çok paradigmalı sayısal entegre geliştirme ortamıdır. İlk olarak 2015 sürümünde yer alan ve antenlerin analizine ve görselleştirilmesine olanak tanıyan anten tasarımı gibi araç kutuları içerir [63,64].

CST Microwave Studio avantajları [63,65,66]:

- 3B Elektromanyetik Simülasyon: CST, tamamen 3B elektromanyetik simülasyon yapabilen bir yazılımdır. Bu özellik, karmaşık anten tasarımlarının (örneğin parabolik antenler, mikroşerit antenler gibi) doğru bir şekilde simüle edilmesine olanak tanır.
- Karmaşık Geometri ve Malzeme Özellikleri: Antenin şekli ve malzeme özellikleri hakkında detaylı bilgi sağlar. Bu, antenin performansının ve verimliliğinin doğru bir şekilde modellenmesini sağlar.
- Sonlu Farklar Metodu (FDTD) ve Diğer Yöntemler: CST tasarımın elektromanyetik alan etkileşimlerini incelemek için güçlü çözümler sağlar.
- Optimizasyon ve Parametrik Çalışmalar: Anten tasarımını optimize etmek için parametrik analizler yapılmasını sağlar. Bu özellik, antenin verimliliğini ve kazancını iyileştirmek için çok faydalıdır.

Anten tasarımı esnasında hangi aracın seçileceği hususunda dikkate alınabilecek özellikler aşağıda özetlenmiştir,

Endüstriyel ve Karmaşık Tasarımlar: ANSYS HFSS, CST Microwave Studio ve FEKO gibi araçlar güçlü ve profesyonel tasarımlar için en uygun seçeneklerdir. Eğer çok karmaşık bir anten tasarımı yapılıyorsa (örneğin, büyük boyutlu anten sistemleri,

mikroşerit antenler, çok sayıda bileşen içeren antenler), CST Microwave Studio daha uygun bir tercihtir.

Parametrik Çalışmalar ve Optimizasyon: Hem CST hem de MATLAB parametrik analizler ve optimizasyon çalışmaları yapılmasına olanak sağlar, ancak CST, elektromanyetik etkileşimleri daha derinlemesine ve doğru bir şekilde modelleyebilir.

CST Microwave Studio ve MATLAB arasında anten tasarımında karşılaştırıldığında, CST'nin üstün olduğu bazı özellikler şunlardır:

3B elektromanyetik simülasyon yeteneği

CST: 3B elektromanyetik simülasyon yapabilme yeteneği, CST'nin en güçlü yönlerinden biridir. Anten geometrisi tam olarak modellenebilir ve elektromanyetik alanların, akımların ve dalga etkileşimlerinin tüm uzaydaki davranışını simüle edilebilir. Bu özellik, karmaşık anten tasarımlarının doğruluğunu artırır.

MATLAB: MATLAB, genellikle teorik modelleme ve 2B simülasyonlarla sınırlıdır. 3B simülasyon yapabilse de, CST kadar karmaşık geometrileri doğru şekilde simüle etme kabiliyeti yoktur.

Doğrudan geometri tasarımı

CST: Kullanıcılar, doğrudan 3B anten geometrilerini çizip, modelleyebilirler. Anten yapısının her detayı, malzeme özellikleri, frekans bağımlılığı gibi parametreler kolayca entegre edilebilir.

MATLAB: MATLAB, genellikle matematiksel modeller ve analizler üzerine odaklanır. Geometrik tasarım daha sınırlıdır ve karmaşık 3B şekillerin modellenmesi MATLAB üzerinde daha zor ve zaman alıcı olabilir.

Çeşitli çözüm yöntemleri ve yüksek doğruluk

CST: Sonlu Elemanlar Yöntemi (FEM), Moment Yöntemi (MoM) ve FDTD (Finite-Difference Time-Domain) gibi bir dizi elektromanyetik çözüm yöntemi sunar. Bu, farklı

türdeki antenler için doğru ve güvenilir sonuçlar elde edilmesini sağlar. CST, bu çözümleri kullanarak çok karmaşık, çok yönlü anten tasarımlarında bile yüksek doğruluk sağlar.

MATLAB: MATLAB, daha çok analitik çözümlerle sınırlıdır. Matematiksel denklemlerle anten davranışını modellemek mümkündür, ancak karmaşık geometriler ve doğrusal olmayan etkiler söz konusu olduğunda MATLAB, CST'nin sunduğu çözüm yöntemlerine göre daha sınırlıdır. [63]

Hızlı ve verimli optimizasyon

CST: Anten optimizasyonu için araçlar sunar. Parametrik analizler, anten tasarımının verimliliğini ve performansını optimize etmek için hızlı bir şekilde yapılabilir. Ayrıca, antenin tüm parametreleri değiştirilebilir ve performansı analiz edilebilir (örneğin, kazanç, yönlülük, bant genişliği vb.).

MATLAB: MATLAB ile anten optimizasyonu yapılabilir ancak CST kadar hızlı ve verimli optimizasyon sunmaz. Optimizasyon için daha fazla manuel müdahale gerekebilir.

Elektromanyetik alan analizi ve görselleştirme

CST: Elektromanyetik alanları ve antenin etkileşimini görselleştirme konusunda çok güçlüdür. CST, antenin farklı çalışma koşullarındaki elektromanyetik alan dağılımlarını, yansıma katsayılarını, iletim özelliklerini ve diğer parametreleri 3B görselleştirme ile sunabilir. Bu, tasarım sürecini görsel olarak daha anlaşılır hale getirir.

MATLAB: MATLAB görselleştirme konusunda güçlüdür ancak 3B görselleştirme konusunda CST kadar detaylı değildir. MATLAB genellikle 2B analizler ve matematiksel görselleştirmelerle sınırlıdır.

Yüksek frekans ve karmaşık sistemler için uygunluk

CST: Yüksek frekanslı sistemler (mikrodalga, milimetre dalga) ve çoklu bileşenli anten tasarımlarında oldukça etkilidir. Çok sayıda bileşenin ve farklı malzeme özelliklerinin etkileşimlerini doğru bir şekilde modelleyebilir. CST, özellikle yüksek frekanslı ve karmaşık anten sistemlerinde mükemmel sonuçlar verir.

MATLAB: MATLAB, temel anten tasarımları ve düşük frekanslı sistemlerde iyi sonuçlar verse de, yüksek frekanslı ve karmaşık sistemler söz konusu olduğunda daha sınırlıdır. Antenler arasında etkileşimler ve yüksek frekanslı dalga davranışları gibi karmaşık problemleri simüle etmek MATLAB programında zor olabilir.

Kapsamlı ve kullanıcı dostu ara yüz

CST: CST, kapsamlı bir grafiksel kullanıcı arayüzüne (GUI) sahiptir, bu da tasarım sürecini görsel olarak daha anlaşılır hale getirir. Kullanıcılar, her türlü anten tasarımını kolayca oluşturabilir ve simülasyonları başlatabilir.

MATLAB: MATLAB daha çok bir programlama ortamıdır. Tasarım süreci genellikle kodu yazmak ve hesaplamalar yapmak üzerine odaklanır. GUI tasarımı daha sınırlıdır ve bazen kullanıcılar daha fazla teknik bilgiye ihtiyaç duyarlar.

Özetle, CST Microwave Studio, 3D elektromanyetik simülasyon, karmaşık geometriler ve yüksek doğruluklu optimizasyon gerektiren anten tasarımları için çok daha güçlü ve kapsamlı bir araçtır. Antenin tüm parametrelerini doğru bir şekilde modelleme ve görselleştirme, yüksek frekanslı sistemler ve karmaşık anten yapıları söz konusu olduğunda CST, MATLAB programına göre daha üstün sonuçlar sağlar.

MATLAB ise daha esnek bir yazılımdır, ancak daha çok matematiksel analiz ve basit tasarımlar için uygundur [67]. MATLAB, özelleştirilmiş hesaplamalar ve parametrik analizler için iyi bir seçim olsa da, karmaşık elektromanyetik simülasyonlarda CST'nin gerisinde kalmaktadır. Karmaşık geometriler ve doğrusal olmayan etkiler söz konusu olduğunda MATLAB, CST'nin sunduğu çözüm yöntemlerine göre daha sınırlıdır. Tasarımın karmaşık olduğu, yüksek frekansta 3B simülasyon gereken durumlarda, CST daha uygun olacaktır. Bu nedenlerle bu tez kapsamında anten tasarımlarının simülasyonunu yapabilmek amacıyla CST programı kullanılmıştır.

6.3. THz Frekansında Anten Tasarım ve Üretim Süreçleri

THz antenlerinin tasarımı, teori, simülasyon ve üretim tekniklerini kapsayan çok disiplinli bir yaklaşım gerektirir. Terahertz (THz) frekanslarında tasarlanan antenlerin boyutları oldukça küçüktür. THz dalgalarının özellikleri ve anten boyutlarının küçülmesi nedeniyle

terahertz frekanslarında anten tasarımında ve üretiminde bazı kısıtlamalar ve zorluklar ortaya çıkmaktadır. Alt tabaka seçimi, malzeme uyumluluğu ve üretim hassasiyeti gibi hususlar önemlidir. THz frekansında anten tasarım ve üretiminde söz konusu kısıtların dikkatle ele alınması gerekmektedir.

Yüksek frekans uyumlu malzeme seçimi

Nano antenlerin tasarımında minimum yayılma kayıplarına sahip uygun malzeme seçimi, verimli bir anten tasarlamak için önemli bir gereksinimdir. RF özellikli bir anten tasarlarken mükemmel elektrik iletkenleri (PEC) temelli varsayım, ohmik kayıplar frekans aralığındaki artışla önemli ölçüde arttığından THz frekanslarında geçerliliğini yitirir [68]. Nanoölçek bölgesinde dielektrik ve metalik arayüzler, yüzey plazmon polaritonları (SPP) dalgalarını sürdürebilir, bu da THz antenlerinin üretiminde RF/mikrodalga antenlerine dayalı varsayımları pratik olarak geçersiz kılar.

THz frekanslarda düşük kayıplara ve yüksek iletkenliğe sahip uygun malzemeler bulmak zor olabilir. Birçok geleneksel malzeme THz aralığında yüksek emilim veya dağılım sergiler ve bu da antenlerin verimliliğini ve bant genişliğini sınırlar. Bu zorluğun üstesinden gelmek için elektromanyetik özelliklere sahip yeni malzemeler veya metamalzemeler üzerine araştırmalar devam etmektedir [69].

RF/mikrodalga bölgesinde anten imalatında yama kısmı için uygun bir malzeme olarak kabul edilen bakır, THz frekansında bazı dezavantajlara sahiptir. THz frekans aralığında, bakır metalinin yüzey derinliği ve iletkenliği azalır, böylece anten elemanlarının ışıma verimini azaltır. Bu tür yüksek frekanslı uygulamalarda yama olarak kullanılabilecek malzemeler arasında karbon nanotüpler, gümüş, altın, grafen ve fullerenler yer alır. Standart malzemelerle karşılaştırıldığında bu malzemeler biraz pahalıdır ve bunların imalatı hassas makineler gerektirir.

Bu tez kapsamında yama ve toprak elemanı için altın malzemesi kullanılmıştır. Altının iletken malzeme olarak seçilmesinin arkasındaki temel neden, çok yüksek iletkenliğe ve daha az ohmik kayba sahip olması nedeniyle daha yüksek ışıma verimi elde edebilmektedir. Altın kimyasal reaksiyona dayanıklıdır ve ayrıca altının sönüm katsayısının daha yüksek değeri, THz frekanslarında daha yüksek emilim gösterir.

Alt tabaka, antenin yapısı için önemlidir. Alt tabakanın kalınlığı ve dielektrik sabiti anten performansı, bant genişliği ışınım değerleri gibi özellikleri direkt olarak etkilemektedir. Özellikle yüksek frekanslarda, kullanılan malzemenin dielektrik özelliği mikroşerit antenlerin tüm parametrelerini değiştirebilir ve anten performansını büyük ölçüde etkileyebilir. THz antenler için sinyal zayıflamasını en aza indirmek ve güvenilir çalışmayı sağlamak amacıyla düşük dielektrik kayıp tanjantı ve yüksek termal kararlılığa sahip alt tabakalar tercih edilir. Terahertz frekanslarındaki uygulamalar için seçilen alt tabakanın yüksekliği çok küçük olmalı ve dielektrik sabiti daha az (<3,9) olmalıdır. Bu, üretilen antenin iyi özelliklere sahip olmasını sağlayacaktır. FR4, kağıt, plastik ve kumaş gibi genel malzemeler terahertz frekansları için uygun değildir. Silikon, bakalit, grafen oksit, poliimid ve sıvı kristal ekranların tümü terahertz frekansları için uygun substratlardır.

Bu tez kapsamında alt tabaka malzemesi olarak polimid kullanılmıştır. Literatürde yer alan çalışmalarda THz frekansı için dielektrik malzeme olarak çoğunlukla polimid tercih edildiği görülmektedir.

Üretim sürecinde yaşanan zorluklar

THz antenlerinin üretimi ve test edilmesi konuları önemli bir husustur ve araştırılması gerekmektedir. Üretim süreçleriyle uyumlu alt tabakalar ve metalik anten elemanlarının seçilmesi ve uygun üretim yöntemlerinin belirlenmesi gerekmektedir [70-72].

THz frekanslarında, dalga boyları genellikle mikrometre mertebesindedir. Bu, anten elemanlarının boyutunun aynı ölçekte olması gerektiği anlamına gelir ve bu durum hassas üretim gerektirdiği için zorluklar meydana getirir.

Minyatürleştirme, artan kayıplar ve empedans uyumsuzluğu nedeniyle ışıma veriminin azalmasına yol açabilir. Kompakt bir boyutu korurken ışıma verimini en üst düzeye çıkarmak için anten tasarımını optimize etmek zorlu bir husustur.

Minyatür THz antenler, alt mikron veya hatta nanometre ölçeğinde hassasiyete sahip özel mikroüretim teknikleri gerektirir. Geleneksel üretim yöntemleri uygun olmayabilir ve fotolitografi, elektron ışını litografisi, lazer mikroişleme veya nano baskı litografisi gibi özel mikroüretim tekniklerin kullanımını gerektirir.

THz antenlerinin üretimi çok yüksek hassasiyet gerektirdiği için maliyet çok yüksektir.

Üretilen antenin THz frekansındaki performansını test etmek ise bir başka zorlu görevdir.

THz antenler için üretim ve test süreçleri bahsedildiği üzere kolay görünmemektedir ve süreçlerin maliyetli olduğu değerlendirilmektedir. Bu sebeple tez kapsamında bir anten üretim sürecinin deneyimlenmiş olması amacıyla mikrodalga frekans bölgesinde (2,6 GHz frekansında) dikdörtgen mikroşerit anten tasarımı ve üretimi gerçekleştirilmiştir. Söz konusu anten tasarımı ve üretimiyle ilgili süreç Bölüm 6.7'de anlatılmaktadır.

6.4. Çoklu Bantlı Dikdörtgen Mikroşerit Yama Anten Tasarımı

Kablosuz haberleşme uygulamalarında antenin farklı frekanslarda çalışabilmesi spektrumun verimli kullanılması açısından önemlidir. Farklı frekanslarda rezonans cevabının tek bir anten ile sağlanabilmesi için ise antenin çoklu bantlı çalışabilme özelliğine sahip olması beklenmektedir. Bölüm 4'te bahsedildiği üzere farklı frekanslarda haberleşme yapabilecek sistemler için kompakt yapısı, düzlemselliği ve hafifliği ile mikroşerit yama antenler tercih sebebi olmuştur. Mikroşerit antenler düzlemsel bir alt tabaka üzerine yerleştirilmiş ve ışıma yapabilen metal bir yama ile alt tabakanın diğer tarafına entegre toprak düzleminden oluşan yapıdır.

Bu bölümde, atmosferik koşulların değişiminden etkilenmemek amacıyla seçilen makul zayıflama değerlerine sahip frekanslarda (0,308-0,597-0,646-0,709 THz) haberleşme yapılabilecek dikdörtgen mikroşerit yama anten tasarımı sunulacaktır.

Çalışmamızın üçüncü bölümünde anlatılan atmosferik zayıflama fenomeni göz önünde bulundurularak yapılan değerlendirmeler neticesinde tasarlayacağımız antenin haberleşme yapabilmesi için antenin çalışma frekanslarının (0,308-0,597-0,646-0,709 THz) olması planlanmıştır.

Çalışma frekansı ile ifade edilen antenin rezonansa uğradığı frekanstır.

Tasarım aşamasında ilk olarak 0,308 THz frekansı için geleneksel dikdörtgensel mikroşerit yama anten tasarımı yapılacaktır. Daha sonra tasarlanan antenin her aşamada ilave bir frekans değerinde de çalışabilmesi hedeflenecektir. Bu amaçla parametre optimizasyonu

gerçekleştirilecektir. Böylece en son aşamada tek bir yamada 4 ayrı frekansta çalışabilen bir anten elde edilecektir. İlgili frekanslarda rezonans yanıtı alabilmek için parametrelerde optimizasyon yapılmıştır.

6.5. Mikroşerit Yama Anten Tasarımındaki Temel Parametreler

Dikdörtgen mikroşerit anten, yama uzunluğu L, genişliği W ve alt tabaka kalınlığı h olan yapıdır. Mikroşerit hat besleme, yamayla aynı düzlemde olan besleme hattının yama ile entegrasyonu ile sağlanır. Dikdörtgensel bir mikroşerit yama anteni tasarlamak için gerekli temel parametreler, dielektrik alt tabakanın sabiti, yüksekliği ve antenin çalışma frekansıdır. Söz konusu parametreler tasarlanacak antenin boyutlarını belirlemek için kullanılmaktadır.

Seçilecek dielektrik malzemenin dielektrik sabiti sistemin performansı üzerinde büyük bir etkiye sahiptir. Mikroşerit anten tasarımı için seçilecek dielektrik alt tabaka malzemelerinin dielektrik sabitlerinin genelde 2,2-12 olması beklenmektedir. Özellikle yüksek frekanslarda, kullanılan malzemenin dielektrik özelliği mikroşerit antenlerin tüm parametrelerini değiştirebilir ve anten performansını büyük ölçüde etkileyebilir.

Tez kapsamında önerilen antenin aşağıdaki özellikleri sağlaması beklenmektedir

- Birden fazla frekansta çoklu bantlı çalışabilme özelliğine sahip olması
- Çoklu frekanslarda kazançlarının iyi seviyelerde olması

Tasarlanacak anten için parametre/malzeme seçimi

- Bu tez çalışmasında tasarlayacağımız anten için ilk olarak çalışma frekansı (f_r) 0,308 THz seçilmiştir.
- Alt tabaka malzemesi olarak polimid kullanılmıştır. Literatürde yer alan çalışmalarda THz frekansı için dielektrik malzeme olarak çoğunlukla polimid tercih edildiği görülmektedir.

- Yama ve toprak elemanı için altın malzemesi kullanılmıştır. Altının iletken malzeme olarak seçilmesinin arkasındaki temel neden, çok yüksek iletkenliğe ve daha az ohmik kayba sahip olması nedeniyle daha yüksek radyasyon verimliliği elde edebilmektedir. Altın kimyasal reaksiyona dayanıklıdır ve ayrıca altının sönüm katsayısının daha yüksek değeri, THz frekanslarında daha yüksek emilim gösterir.
- Besleme yöntemi olarak mikroşerit iletim hattı tercih edilmişir.

Tasarım aşamaları

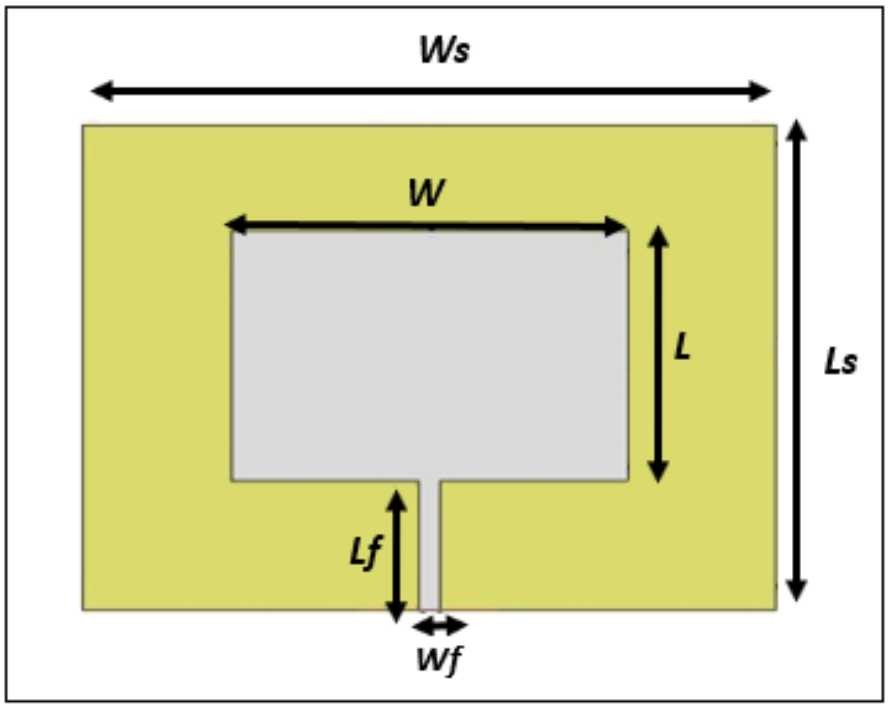
- Önerilen anten tasarımı için öncelikle 0,308 terahertz frekansında rezonans yapacak şekilde dördüncü bölümde anlatılan dikdörtgen tasarım formülleri kullanılarak ((4.8)-(4.14) eşitlikleri) yama boyutları hesaplanmıştır.
- Hesaplamalarda kullanılacak, önceden belirlenmiş bazı parametreler aşağıda verilmiştir.

- Antenin çalışacağı temel rezonans frekans (f_r) : 308 GHz
- Dielektrik sabiti (ε_r): 3,5
- Dielektrik alt tabaka yüksekliği (h): 25 μm

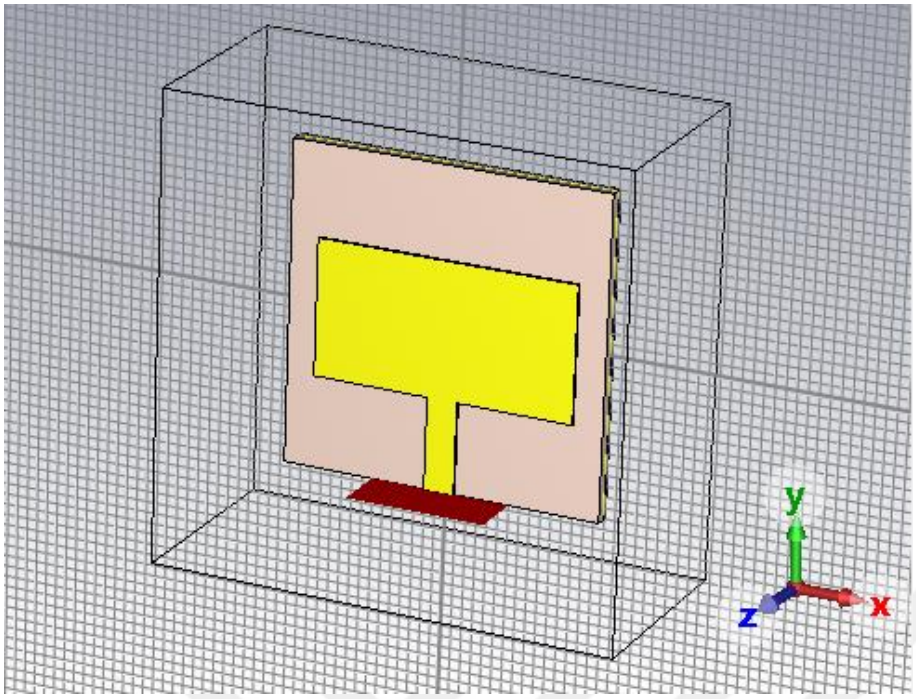
Mikroşerit analiz yöntemleri kısmında Eş. 4.29 ile gösterilen denklem kullanılarak antenin genişliği belirlenmiştir. Daha sonra anten boyutunun saçaklanma etkisiyle fiziksel boyutundan elektriksel olarak daha büyük olacağı bilindiği için etkin dielektrik sabitinin hesaplanması gerekmektedir. Hesaplama yapmak için Eş. 4.30'da belirtilen denklem kullanılmıştır. Saçaklanma sebebiyle fazlalık olarak görünen uzunluğun hesaplanması gerekmekte olup Eş. 4.31 denklemi kullanılarak ΔL bulunmuştur. Bu iki verinin yardımıyla antenin etkin uzunluğu Eş. 4.35 ile belirtilmiş olan denklemin kullanılmasıyla

hesaplanmıştır. Bu sayede anten genişliği olan "*W*" değeri 333 μm, anten boyu olan *L*" değeri ise 257 μm olarak bulunmuştur.

Anten boyutları hesaplandıktan sonra CST simülasyon programında benzetimler yapılmıştır. CST programında parametrik analizlerin daha kolay yapılabilmesi amacıyla anten uzunluklarına çeşitli değişkenler atanmıştır. Teorik formüller ile hesaplanan parametrelerden yamanın boyutları olan "*W*" ve *L*" değerleri, CST de simülasyon yapılırken 308 GHz'de rezonans frekansının elde edilebilmesi için optimize edilmiştir. Bu değişkenler Çizelge 6.1'de, değişkenlerin anten üzerindeki konumları Şekil 6.1'de görülmektedir. CST Simülasyon programında tasarlanan antenin görünümü ise Şekil 6.2'de verilmiştir.



Şekil 6.1. Değişkenlerin anten üzerindeki konumları

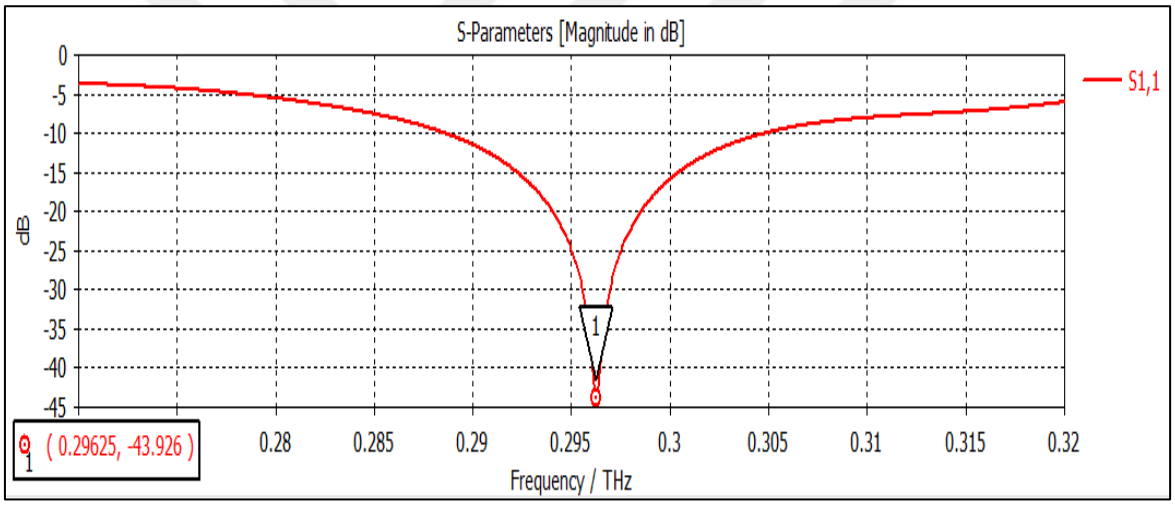


Şekil 6.2. CST Simülasyon programında tasarlanan antenin görünümü

Çizelge 6.1. Anten değişkenleri

Değişken adı	Parametre	Değer
Dielektrik Sabiti	ε_r	3.5
Alt Tabaka Genişliği	"Ws"	600 µm
Alt Tabaka Boyu	"Ls"	600 µm
Alt Tabaka Yüksekliği	"h"	25 µm
Alt Tabaka Genişliği	"Wg"	600 µm
Toprak Boyu	"Lg"	600 µm
Yama Genişliği	"W"	495 µm
Yama Boyu	"L"	252 µm
Yama Yüksekliği	"t"	5 µm
Toprak Yüksekliği	"t"	5 µm

Tasarım, 600 µm x 600 µm boyutunda 25 µm kalınlığa sahip bir polimid alt tabaka (ε_r=3,5) kullanılarak inşa edilmiştir. Dielektrik malzemenin kalınlığı ve geçirgenliğinin antenin çalışma frekansını etkileyen kritik parametrelerden olduğu bilinmektedir. Alt tabakanın alt tarafı (toprak yüzeyi) 5 µm kalınlığında altın malzeme kullanılarak alt tabakanın en ve boyu ile aynı olarak tamamen kaplanmıştır. Işıma elemanı olan yama kısmı altın olarak seçilmiş ve yamanın boyutları "*W*" (Yama Genişliği) 495 µm ve "*L*" (Yama Boyu) 252 µm olarak ayarlanmıştır. Mikroşerit hat besleme, antende sinyalin iletilmesini sağlamaktadır. Tasarım en temel mikroşerit anten tasarımı örnek alınarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.3, mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,296 THz için S11 grafiğidir. Verilen geri dönüş kaybı grafiği incelendiğinde S11, -43,926 dB olarak bulunmuştur.



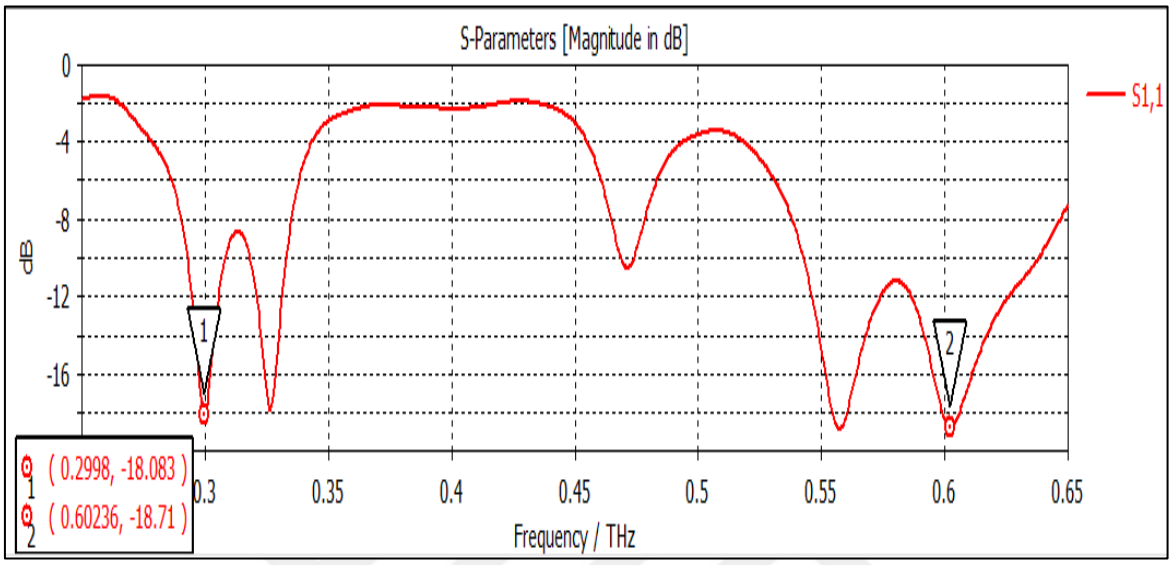
Şekil 6.3. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,296 THz için S11 grafiği

Daha sonra sırasıyla

- (0,308-0,597 THz),
- (0,308-0,597-0,646 THz),
- (0,308-0,597-0,646-0,709 THz),

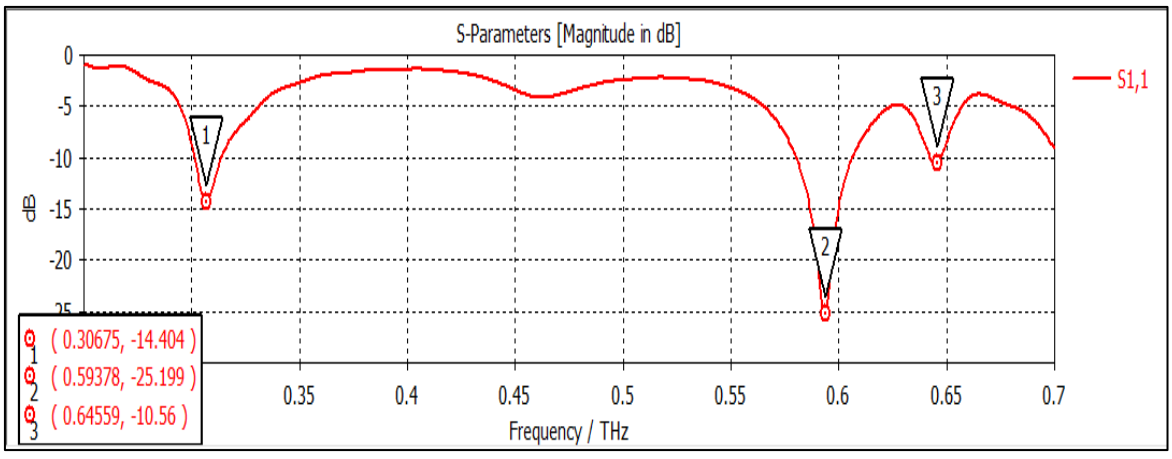
frekanslarında antenin rezonans yanıtı alabilmesi için anten yama genişliği, yama boyu, alt tabaka yüksekliği dahil tüm parametreler simülasyon programında optimize edilmiştir. Her bir frekans değeri için alınan geri dönüş kaybı sonuç grafikleri Şekil 6.4, 6.5 ve 6.9'da gösterilmiştir.

Şekil 6.4'te mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,3-0,6 THz için S11 grafiği gösterilmektedir ve S11 değerleri ilgili frekanslar için sırasıyla (-18,083,-18,71) dB olarak bulunmuştur.



Şekil 6.4. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,299-0,602 THz için S11 grafiği

Şekil 6.5 mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,307 THz, 0,594 THz, 0,645 THz için S11 grafiğidir ve S11 değerleri ilgili frekanslar için sırasıyla -14,404 dB, -25,199 dB, -10,56 dB olarak bulunmuştur.

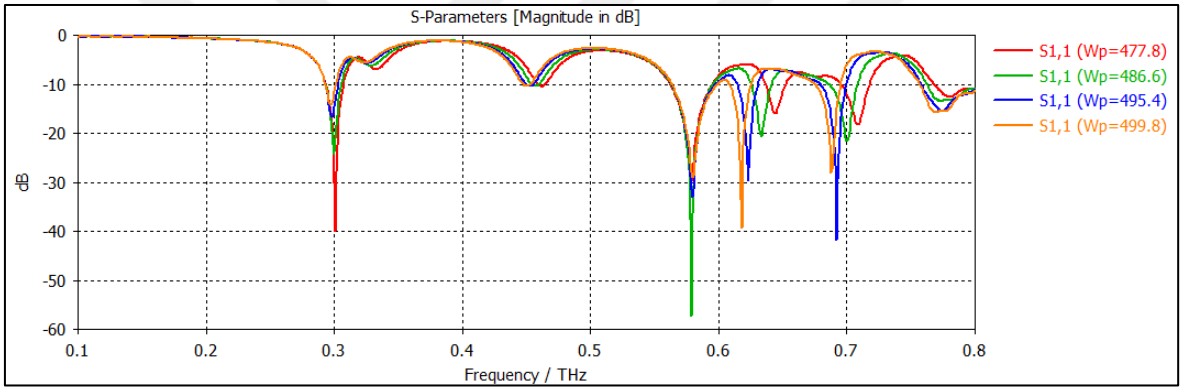


Şekil 6.5. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,307-0,594-0,645 THz için S11 grafiği

İlk tasarımın son aşamasında 4 ayrı frekansta (0,308-0,597-0,646-0,709 THz) rezonans yanıtı alabilmek için yamanın boyutları CST programı ile optimize edilmiştir.

Yama genişliği değişimi

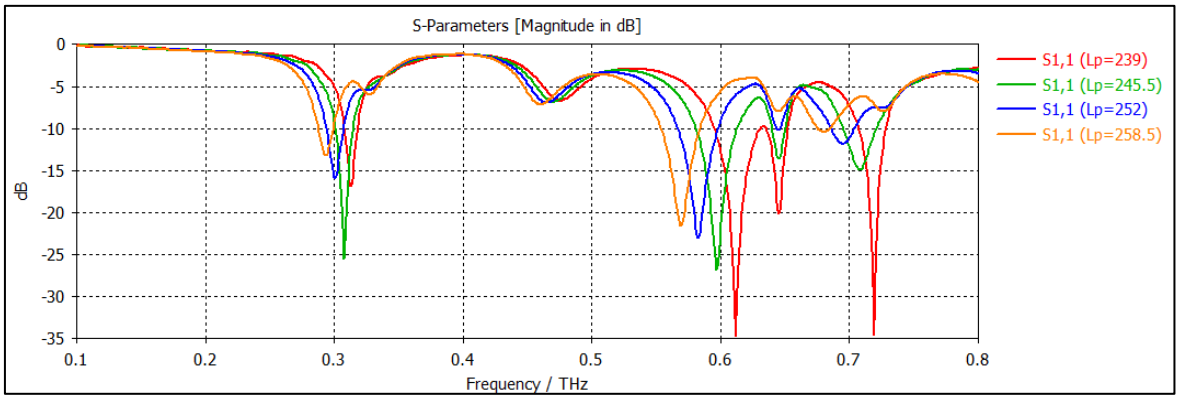
İlk olarak antende alt tabaka ve toprak düzleminin genişliği, uzunluğu ve yüksekliği ile yama uzunluğu sabit tutularak ve sadece yama genişliği değiştirilmiş ve yama genişliğinin etkisi incelenmiştir. Yama genişliği birçok değer ile değiştirilmiştir ve simülasyon sonuçları Şekil 6.6'da verilmiştir. İkinci bölümde yer alan yama genişliği formül hesabındaki denklem (4.8)'e göre yama genişliği rezonans frekansı ile ters orantılıdır. Yama genişliği rezonans frekansı ile ters orantılı olduğu için yama genişliği arttıkça rezonans frekansı azalmıştır. Daha geniş yama tasarımı, daha düşük rezonans frekansı anlamına gelmektedir. Yama genişliği 477,81 µm'de 4 istenilen frekanslara yakın 4 ayrı frekansta rezonans elde edilmiştir.



Şekil 6.6. Yama genişliği etkileri

Yama boyu değişimi

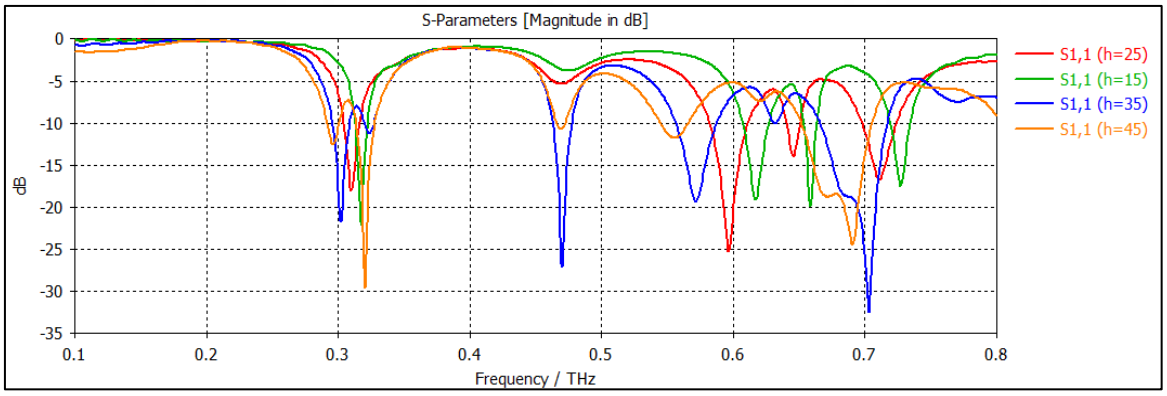
Genişliği 477,81 µm olan yamanın uzunluğu değiştirilerek, yama uzunluğunun etkisi incelenmiştir ve istenilen 4 frekansta yanıt alınabilen yama dikey uzunluğundaki simülasyon sonuçları Şekil 6.7'de verilmiştir. Yama uzunluğu arttıkça rezonans frekansı düşmüştür.



Şekil 6.7. Yama boyu etkileri

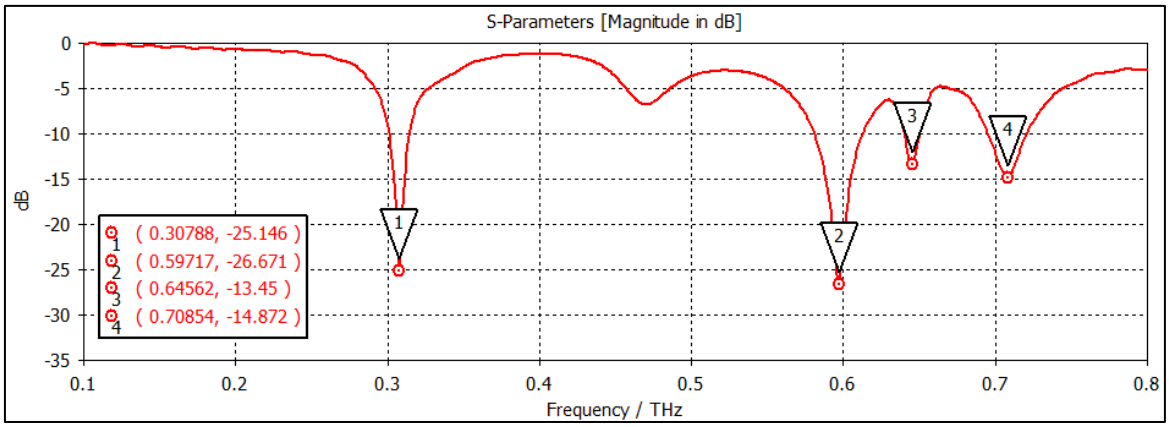
Genişliği 477,81 µm olan yamanın uzunluğu 245,571 µm 'de sabit tutulup dielektrik alt tabaka yüksekliği değiştirilerek etkisi incelenmiştir istenilen 4 frekansta yanıt alınabilen yama alt tabaka yüksekliğindeki simülasyon sonuçları Şekil 6.8'de verilmiştir.

Dilektrik alt tabaka yüksekliğinin artması ile rezonansının küçüldüğü görülmektedir. Bununla birlikte 30 µm'dan itibaren rezonans yapan frekans sayısı önce artmış sonra yeniden azalmıştır.



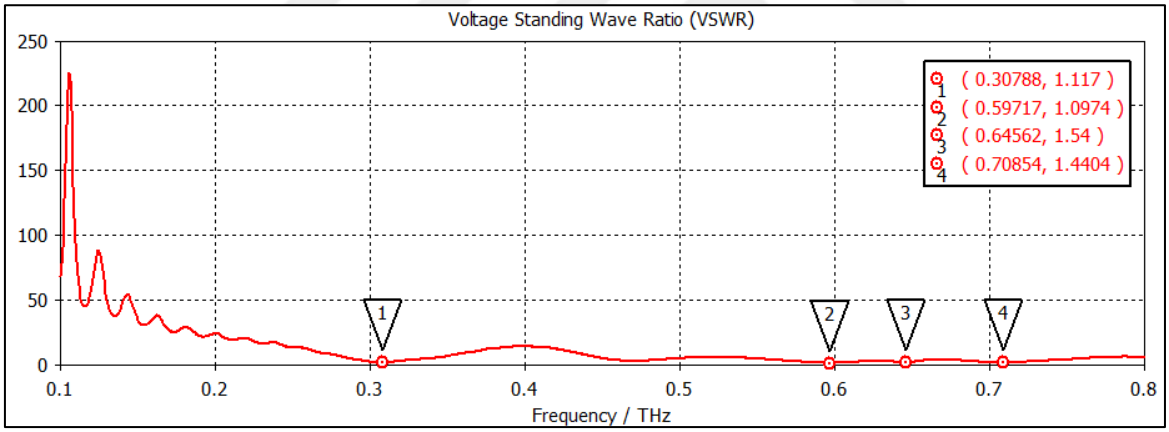
Şekil 6.8. Alt tabaka yüksekliğinin etkileri

Nihai durumda tasarım parametreleri "w= 477,81 µm", "l= 245,571 µm", "h= 25 µm" olmak üzere tasarım optimize edilmiştir. Şekil 6.9. mikroşerit hat beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,308-0,597-0,646-0,709 THz için S11 grafiğidir ve S11 değerleri -10 dB altında bulunmuştur.



Şekil 6.9. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,308-0,597-0,646-0,709 THz için S11 grafiği

Tasarlanan antenin VSWR grafiği Şekil 6.10'da yer almaktadır. VSWR, geri dönüş yansıma kaybının ölçütüdür. Rezonans frekansı 0,308-0,597-0,646-0,709 THz için sırasıyla VSWR değerleri 1,117, 1,0974, 1,54, 1,4404 şeklindedir.

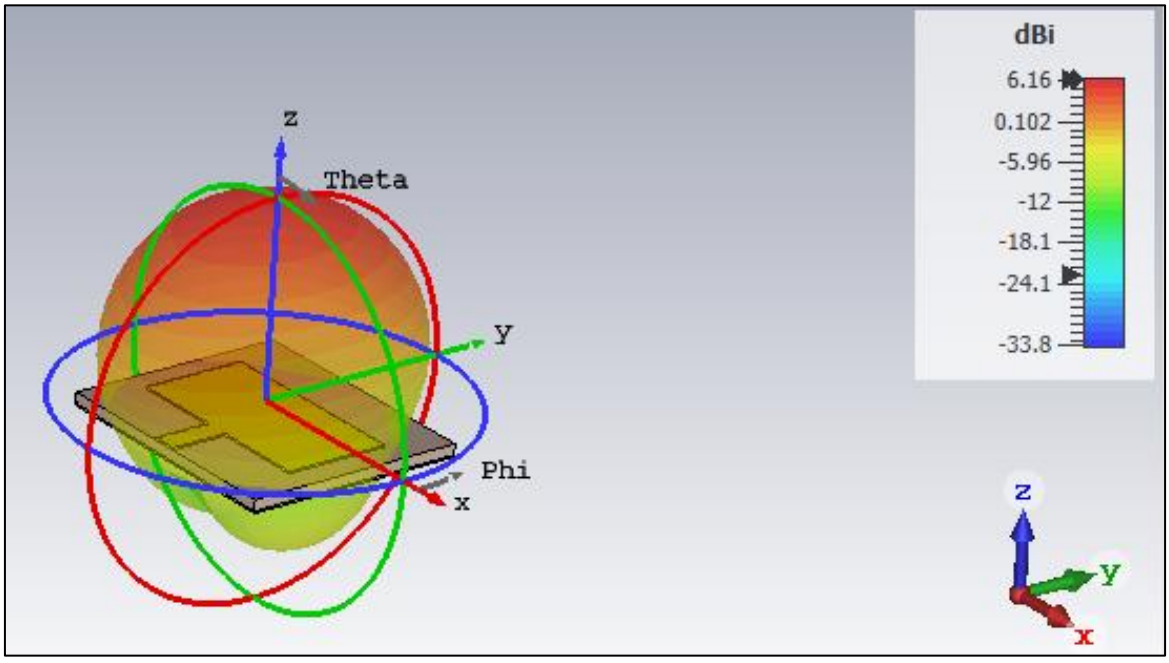


Şekil 6.10. 0,308-0,597-0,647-0,7165 THz frekansları için VSWR grafiği

Antenin ışıma yapabilmesi için S11≤-10 dB ve VSWR≤2 koşullarının geçerli olması gerekmektedir. Şekillerde verilen antenin geri dönüş kaybı grafiği incelendiğinde S11 ≤-10 dB olarak bulunmuştur. S11'nın -10 dB ve altında olmadığında antenin iyi bir performans göstermediği kabul edilmektedir. Bu S11, besleme hattından iletilen gücün çok az bir kısmının yama tarafından geri yansıtıldığını anlatmaktadır. Antenin ışıma yaptığı bant genişliği içerisinde VSWR değerlerinin çok küçük değerlerde olduğu, mikroşerit iletim hattında geri yansımaların ve duran dalga oranlarının minimum değerlere yakınsadığı gözlenmektedir.

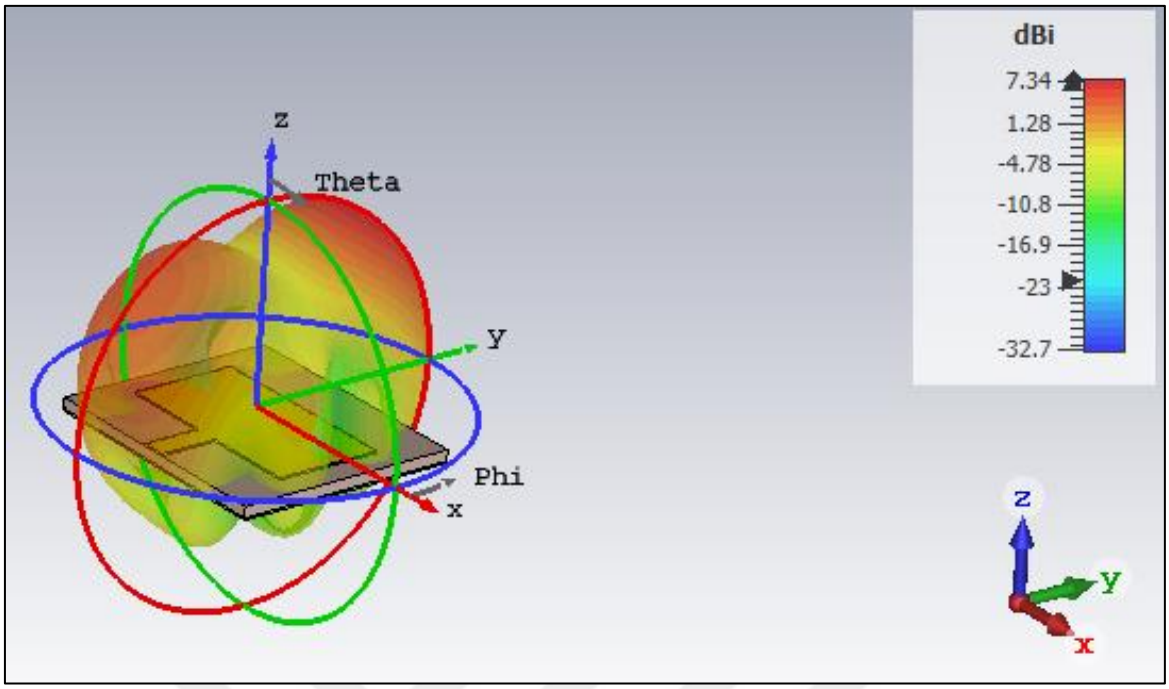
Ancak anten karakteristiğinin tam olarak anlaşılabilmesi için kullanılacak frekans bantlarının merkez frekanslarındaki antenin ışıma karakteristiğinin de incelenmesi gerekmektedir. Tasarlanan mikroşerit anten yapısına ilişkin 3-boyutlu (3B) kazanç diyagramları çizdirilerek antenin ışıma karakteristiği incelenmiştir. Şekillerde (6.11 - 6.14) 4 farklı frekans için 3-boyutlu kazanç diyagramı yer almaktadır.

Şekil 6.11, mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,308 THz için 3B kazancıdır ve maksimum kazanç 6,16 dBi olarak bulunmuştur.



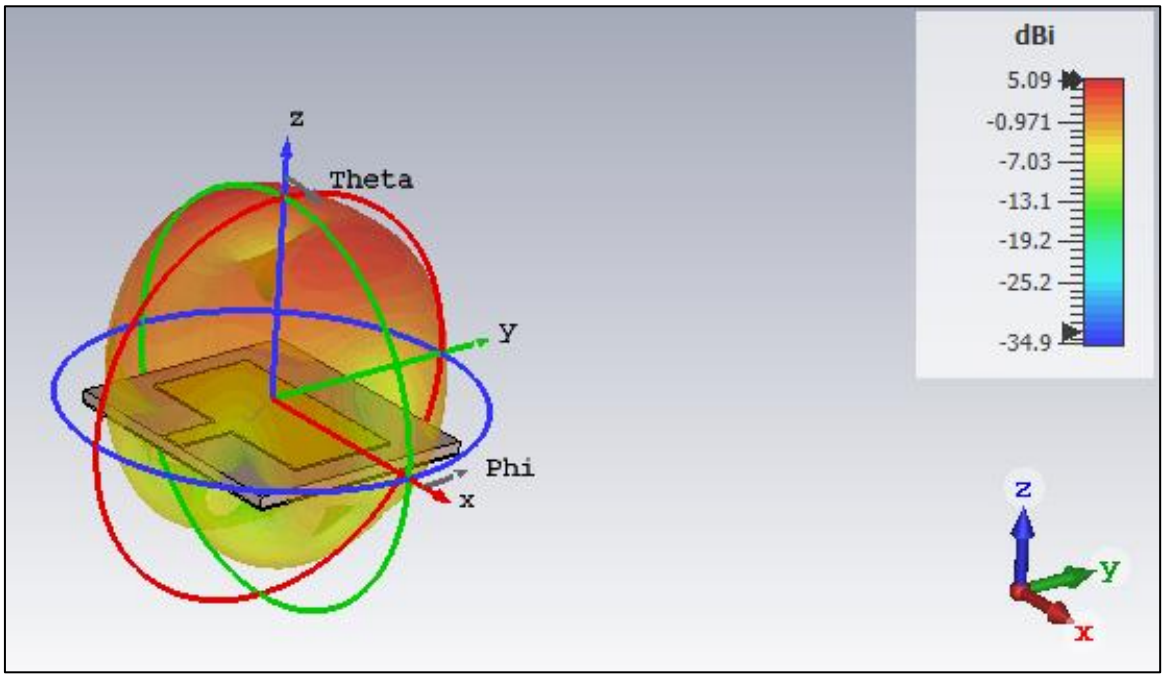
Şekil 6.11. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,308 THz için 3B kazancı

Şekil 6.12, mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,597 THz için 3B kazancıdır ve maksimum kazanç 7,34 dBi olarak bulunmuştur.



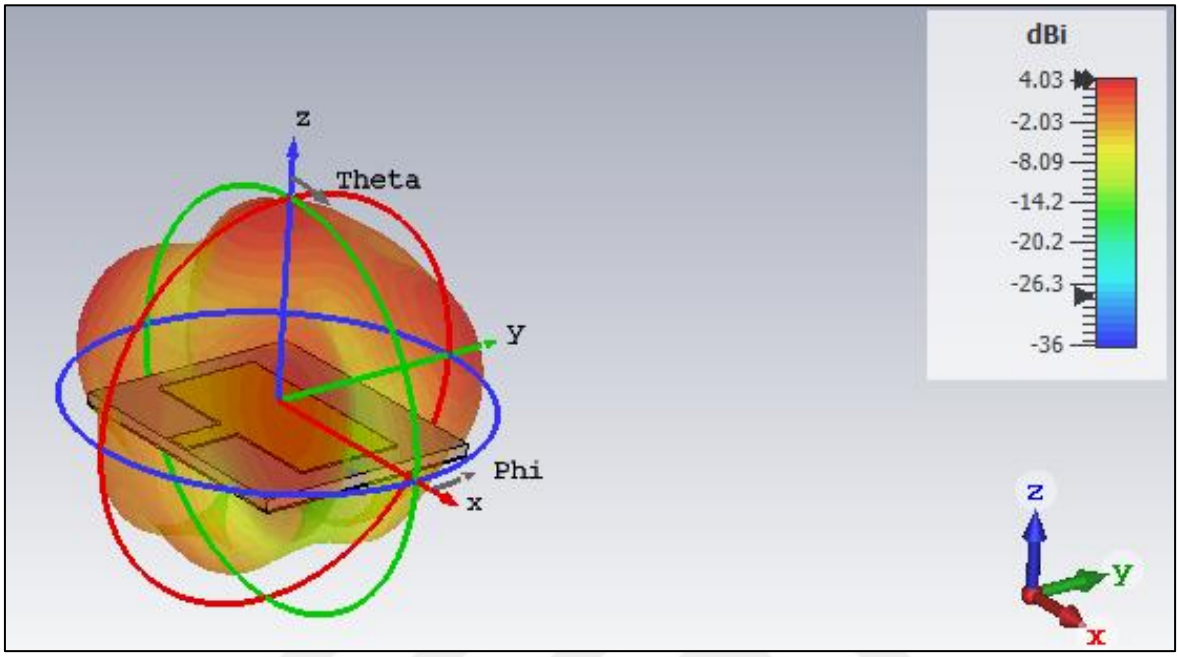
Şekil 6.12. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,597 THz için 3B kazancı

Şekil 6.13, mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,646 THz için 3B kazancıdır ve maksimum kazanç 5,09 dB olarak bulunmuştur.



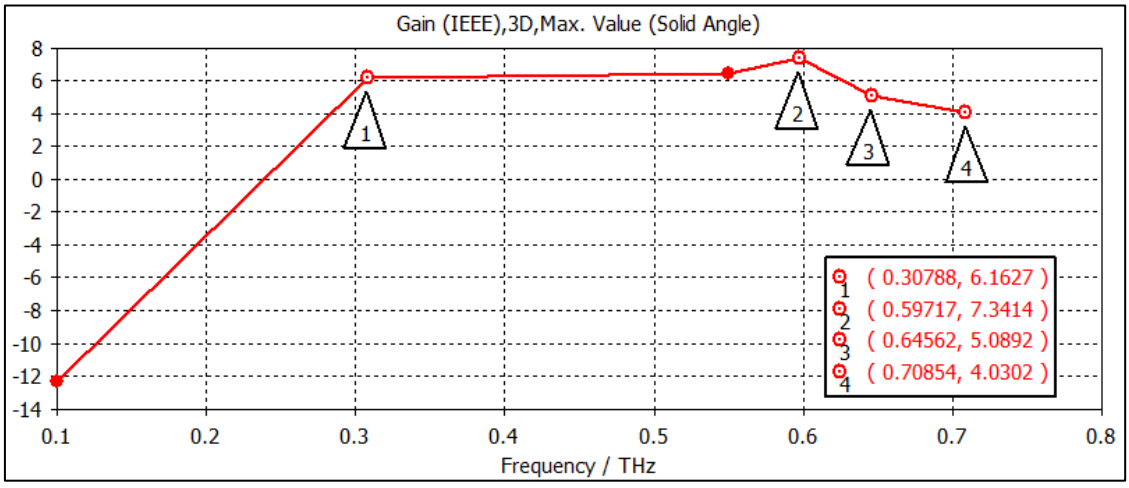
Şekil 6.13. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,646 THz için 3B kazancı

Şekil 6.14, mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,709 THz için 3B kazancıdır ve maksimum kazanç 4,03 dB olarak bulunmuştur.



Şekil 6.14. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,709 THz için 3B kazancı

Şekil 6.15, mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin kazanç frekans grafiğidir.

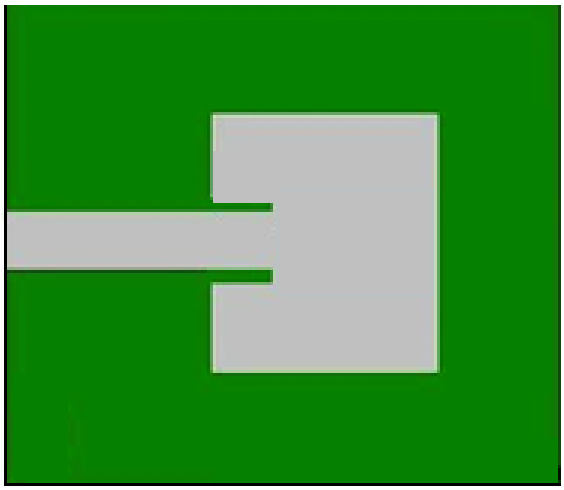


Şekil 6.15. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit anteninin kazanç frekans grafiği

Bu temel tasarımın ardından, tasarımın ikinci versiyonu ele alınmıştır.

6.6. 50 Ω İletim Hattı ile Beslenmiş Anten için Girinti Yöntemi ile Empedans Uyumlandırma

Mikroşerit yamanın girişindeki rezonans direnci genellikle besleme hattı karakteristik empedansından daha büyüktür. Uyumsuzluk kaybını azaltmak ve dolayısıyla anten verimliliğini artırmak için empedans uyumlu bir yapı tasarlanması gerekmektedir. İki yaygın besleme hattı tekniği, verimli bir dikdörtgen mikroşerit anten elde etmek için gereken empedans uyumunu sağlayabilmektedir. Girinti besleme tekniği, daha düşük empedanslı bir noktaya besleme hattının temas ettirilmesi ile sağlanır. Bu yöntemde Şekil 6.16'da görüldüğü gibi iletim hattının yamaya bağlandığı kısımda iki adet yarık açılır.



Şekil 6.16. Girintili besleme ile empedans uyumlandırma

Önceki çalışmada antenin ışıma yaptığı bant genişliği içerisinde VSWR değerlerinin çok küçük değerlerde olduğu, mikroşerit iletim hattında geri yansımaların ve duran dalga oranlarının minimum değerlere yakınsadığı gözlenmektedir. Bu aşamada ise temel tasarımın ardından 50 Ω'luk bir iletim hattı ile beslenen bir anten tasarım senaryosu ele alınmıştır. İstenilen durum tasarlanacak anteni 50 Ω besleme hattı ile eşleştirmektir. Literatürde yer alan uygulamaların çoğunluğu 50 Ω giriş empedansına sahip SMA konnektörle tasarlanmaktadır.

Temel tasarıma yapılan slot güncellemesi

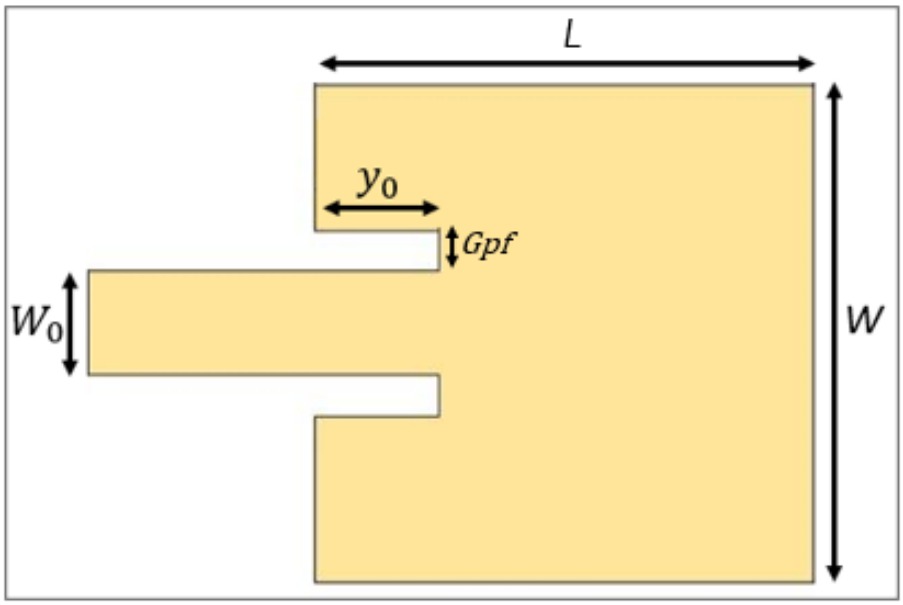
İlk tasarımın üzerine yapılan değişiklikler, antenin 50Ω'luk bir iletim hattı ile beslenmesi durumunda performansını optimize etmeye yöneliktir. Anten, yine mikroşerit hat

beslemesi kullanılarak uyarılmıştır. Daha önce anten uçtan beslenmekteydi. Bu tasarımda anten ve besleyici hat arasında giriş empedansı uyumlaştırması yapmak amacıyla besleme girintili olarak kullanılmıştır.

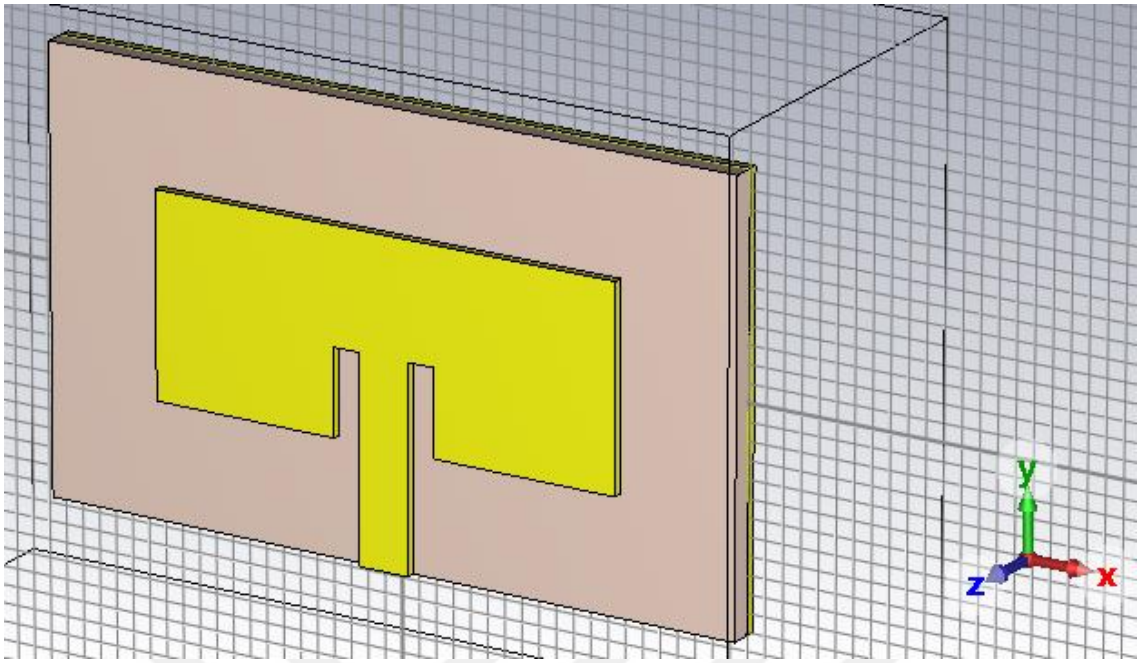
Mikroşerit iletim hattının uzunluğu ve konumu, empedans uyumu ve geri dönüş kaybı için çok önemlidir. En düşük kayıplara sahip mikroşerit iletim hattının boyutlarını tahmin etmek ve empedans uyumu elde etmek için, besleme hattının hemen iki yanına 2 adet boşluk eklenmiştir. Dördüncü bölümde anlatılan formüller kullanılarak y_0 değerleri hesaplanmıştır.

0,3 THz için yapılan tasarım

0,3 THz frekansı için optimizasyon yapılmış ve bulunan değerlere göre S11 grafiği çizdirilmiştir. Bu değişkenler ve benzetimler sonucunda elde edilen değerler Çizelge 6.2'de gösterilmektedir. Değişkenlerin anten üzerindeki konumları Şekil 6.17'de, CST Simülasyon programında tasarlanan antenin görünümü ise Şekil 6.18'de verilmiştir.



Şekil 6.17. Değişkenlerin anten üzerindeki konumları

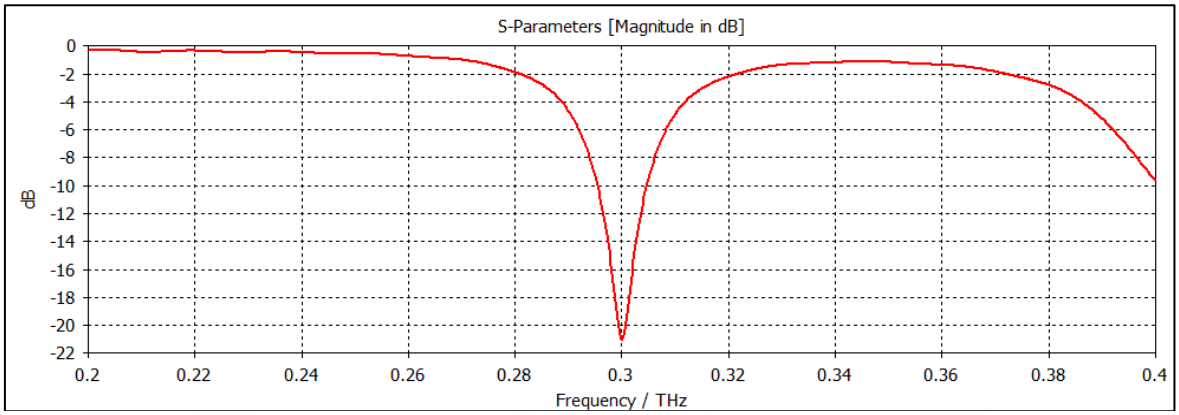


Şekil 6.18. CST Simülasyon programında tasarlanan antenin görünümü

Çizelge 6.2. Anten değişkenleri

Değişken adı	Parametre	Değer
Dielektrik Sabiti	ε_r	3,5
Alt Tabaka Genişliği	"Ws"	600 µm
Alt Tabaka Boyu	"Ls"	600 µm
Alt Tabaka Yüksekliği	"h"	25 µm
Toprak Genişliği	"Wg"	600 µm
Girinti Uzunluğu	"y_0"	92 µm
Toprak boyu	"Lg"	600 µm
Yama Genişliği	"W"	392 µm
Yama Boyu	"L"	257 µm
Yama/Toprak Yüksekliği	"t"	10 µm
İletim Hattı Genişliği	"Wf"	55 µm
Girinti uzunluğu	"Gpf"	10 µm

Şekil 6.19'da verilen antenin geri dönüş kaybı grafiği incelendiğinde S11 değeri -10 dB nin altında bulunmuştur.



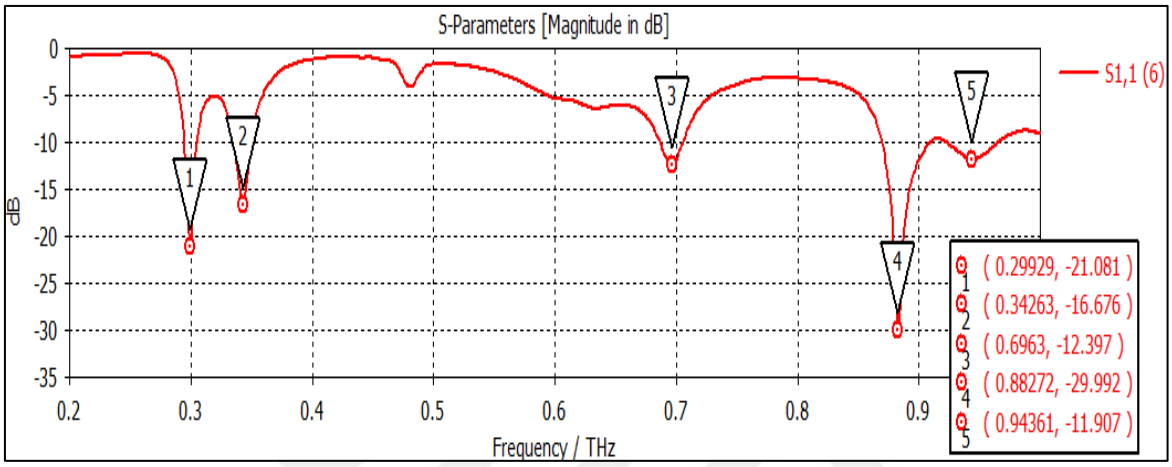
Şekil 6.19. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,3 THz için S11 grafiği

Daha sonra, yapılan optimizasyon ile (0,299-0,343-0,696-0,883-0,944 THz) frekansları için bulunan değerlere göre S11 grafiği çizdirilmiştir. Bu değişkenler ve benzetimler sonucunda elde edilen değerler Çizelge 6.3'te verilmiştir.

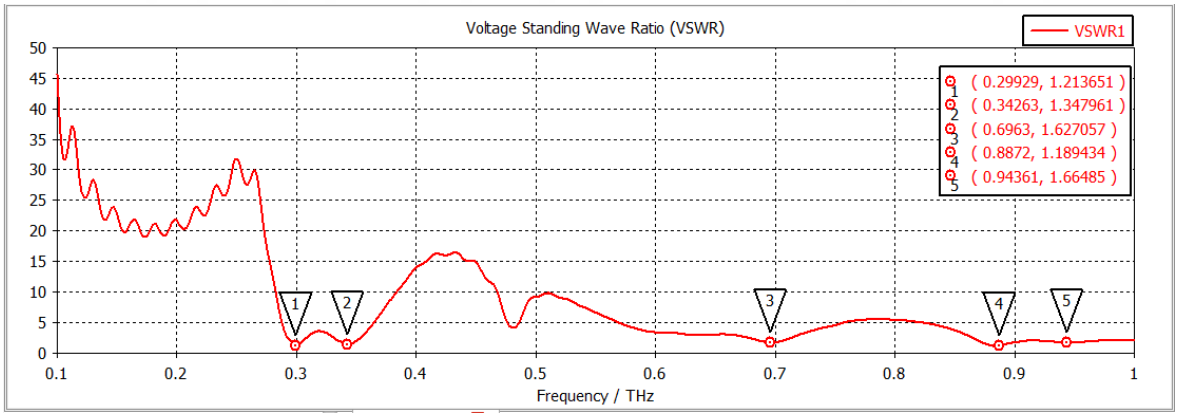
Çizelge 6.3. Anten değişkenleri

Değişken adı	Parametre	Değer
Dielektrik Sabiti	ε_r	3,5
Alt Tabaka Genişliği	"Ws"	600 µm
Alt Tabaka Boyu	"Ls"	600 µm
Alt Tabaka Yüksekliği	"h"	25 µm
Toprak Genişliği	"Wg"	600 µm
Girinti genişliği	"y_0"	96 µm
Toprak boyu	"Lg"	600 µm
Yama Genişliği	"W"	536 µm
Yama Boyu	"L"	225 µm
Yama/Toprak Yüksekliği	"t"	10 µm
İletim Hattı Genişliği	"Wf"	57 µm
Girinti uzunluğu	"Gpf"	30 µm

CST yardımı ile oluşturulan benzetim sonucu elde edilen mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,299-0,343-0,696-0,883-0,944 THz için S11 grafiği Şekil 6.20 ile VSWR grafiği ise Şekil 6.21 ile gösterilmektedir. S11 değerleri ilgili frekanslar için sırasıyla -21,081 dB, -16,676 dB, -12,397 dB, -29,992 dB, -11,907 dB olarak bulunmuştur. VSWR değerleri 1,213651, 1,347961, 1,627057, 1,189434, 1,66485 şeklindedir.



Şekil 6.20. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,299-0,343-0,696-0,883-0,944 THz için S11 grafiği



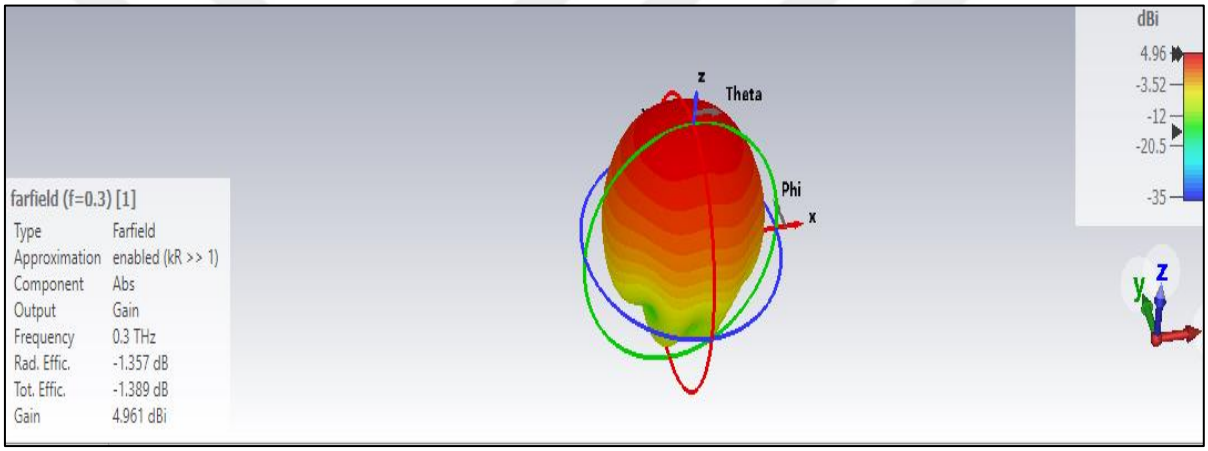
Şekil 6.21. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,299-0,343-0,696-0,883-0,944 THz VSWR grafiği

Tasarlanan antenin ışıma yapabilmesi için S11≤-10 dB ve VSWR≤2 koşullarının geçerli olması gerekmektedir. Şekil 6.20'de verilen antenin geri dönüş kaybı grafiği incelendiğinde S11 ≤ -10 dB altında bulunmuştur. S11'nın -10 dB ve altında olmadığında antenin iyi bir performans göstermediği kabul edilmektedir. Bu S11, besleme hattından iletilen gücün çok az bir kısmının yama tarafından geri yansıtıldığını anlatmaktadır. Antenin ışıma yaptığı bant genişliği içerisinde VSWR değerlerinin çok küçük değerlerde

olduğu, empedans uyumlamasının istenen frekanslar için oldukça iyi olduğu, mikroşerit iletim hattında geri yansımaların ve duran dalga oranlarının minimum değerlere yakınsadığı gözlenmektedir.

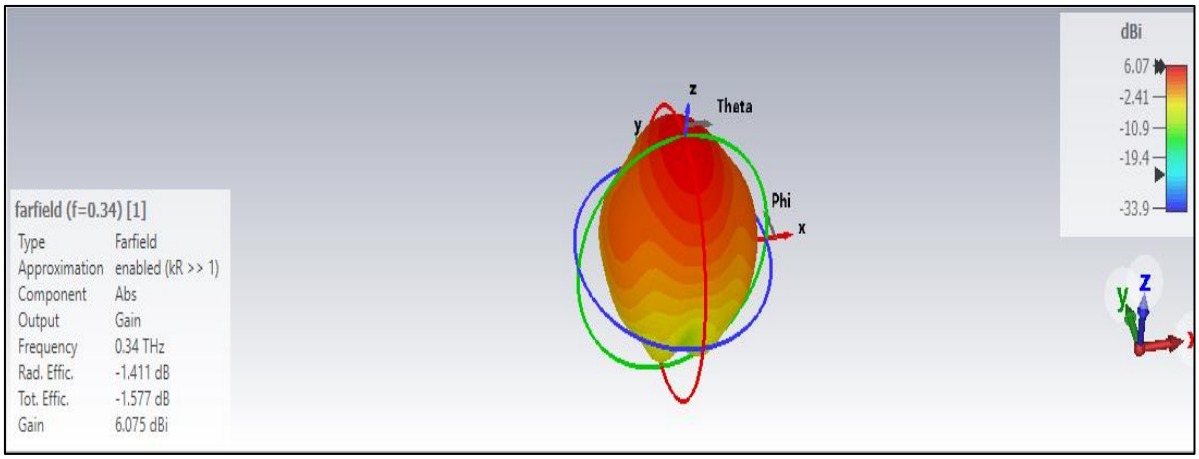
Ancak anten karakteristiğinin tam olarak anlaşılabilmesi için kullanılacak frekans bantlarının merkez frekanslarındaki antenin ışıma karakteristiğinin de incelenmesi gerekmektedir.

Şekil 6.22, Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,299 THz için 3B kazancıdır ve maksimum kazanç 4,96 dB olarak bulunmuştur.



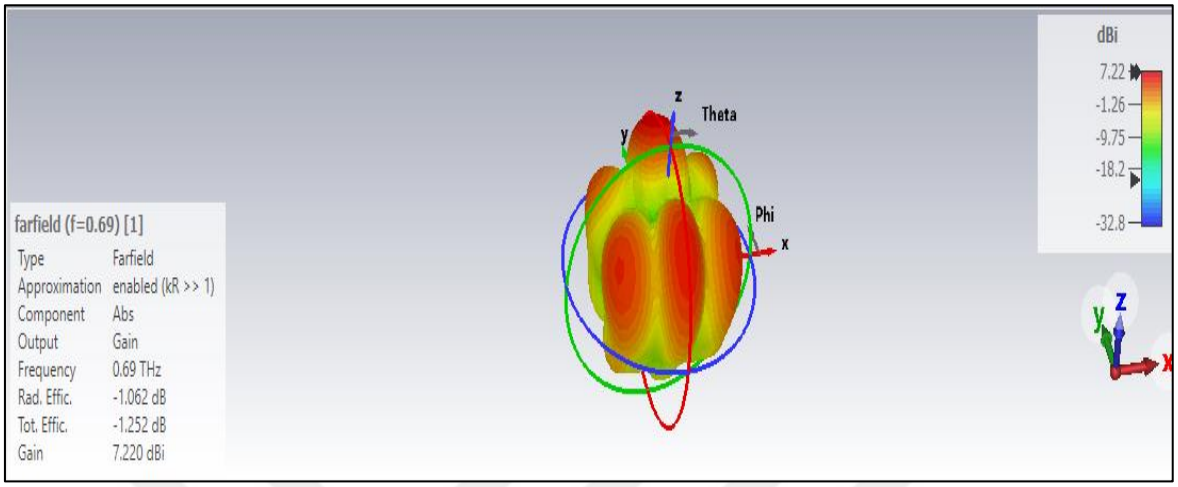
Şekil 6.22. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,299 THz için 3B kazancı

Şekil 6.23, Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,343 THz için 3B kazancıdır ve maksimum kazanç 6,07 dB olarak bulunmuştur.



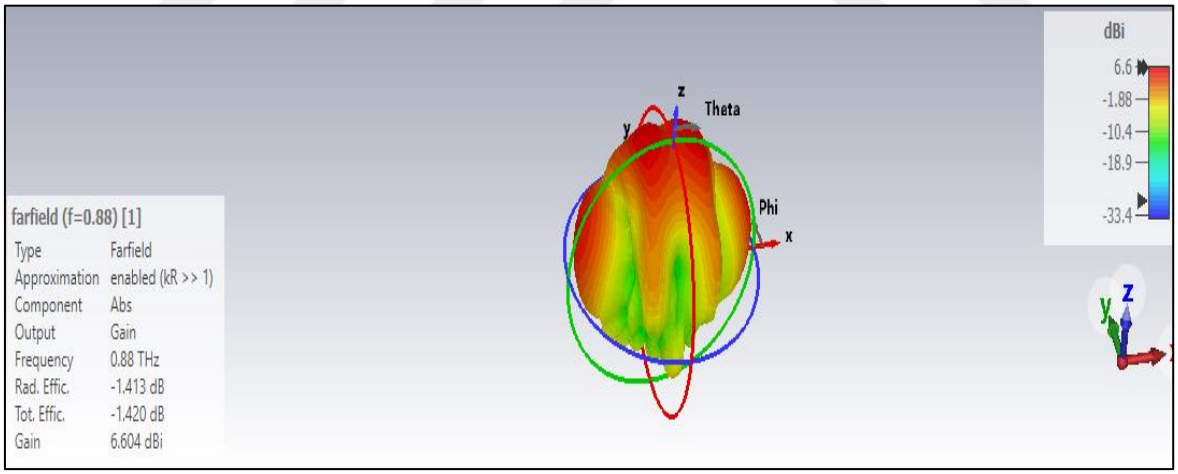
Şekil 6.23. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,343 THz için 3B kazancı

Şekil 6.24, Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,696 THz için 3B kazancıdır ve maksimum kazanç 7,22 dB olarak bulunmuştur.



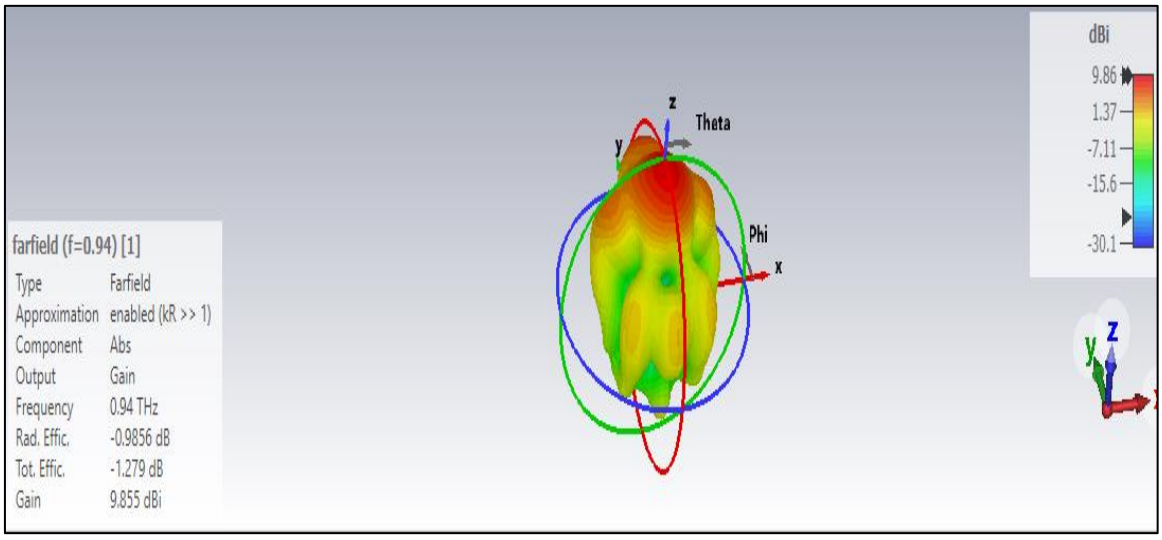
Şekil 6.24. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,696 THz için 3B kazancı

Şekil 6.25, Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,883 THz için 3B kazancıdır ve maksimum kazanç 6,6 dB olarak bulunmuştur.



Şekil 6.25. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,883 THz için 3B kazancı

Şekil 6.26, Mikroşerit beslemeli dikdörtgen MA'in 0,944 THz için 3B kazancıdır ve maksimum kazanç 9,86 dB olarak bulunmuştur.



Şekil 6.26. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 0,944 THz için 3B kazancı

6.7. 2,6 GHz Frekansında Çalışan Anten Tasarımı ve Üretimi

Bu bölümde, mikrodalga frekans bandında çoklu bantta haberleşme yapabilecek dikdörtgen mikroşerit yama anten tasarımı sunulmaktadır. Bu aşamada ilk frekans 2,6 GHz olmak üzere çoklu bantta çalışan bir anten tasarlanması ve üretilmesi kararlaştırılmıştır. Anten parametrelerinin en optimize sonuç vereceği alt tabaka çeşitleri ve yükseklikleri araştırılmış olup tasarım için en uygun parametreler belirlenmiştir. Alt tabaka malzemesi olarak FR4 seçilmiştir. FR4, epoksi reçine bağlayıcı ile dokunmuş fiberglas kumaştan oluşan kompozit bir baskı devre kartı taban malzemesidir. FR4, bakır folyoya iyi yapışır ve minimum su emilimine sahiptir. Önemli mekanik mukavemete sahip bir elektrik yalıtkanı olarak yaygın şekilde kullanılır. FR4, 1 ve 2 katmanlı PCB'ler için bakır kaplamalı bir malzeme olarak kullanılır veya çok katmanlı PCB'ler için Prepreg ve çekirdek olarak kullanılır.

- Hesaplamalarda kullanılacak, önceden belirlenmiş bazı parametreler aşağıda verilmiştir.

➢ Antenin çalışacağı temel rezonans frekans (f_r): 2,6 GHz

➢ Dielektrik sabiti (ε_r): 4,3

➢ Dielektrik alt tabaka yüksekliği (h): 1,6 mm

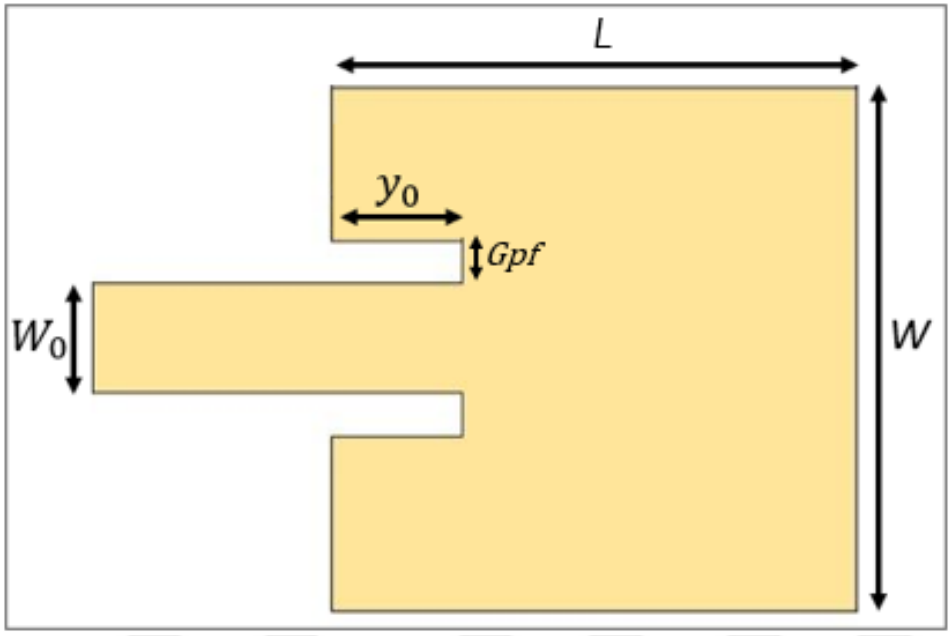
Tasarım aşamaları

- Önerilen anten tasarımı için öncelikle 2,6 GHz frekansında rezonans yapacak şekilde dördüncü bölümde anlatılan dikdörtgen tasarım formülleri kullanılarak ((4,29)- (4,35) eşitlikleri) yama boyutları hesaplanmıştır.
- Anten boyutları hesaplandıktan sonra CST simülasyon programında benzetimler yapılmıştır.

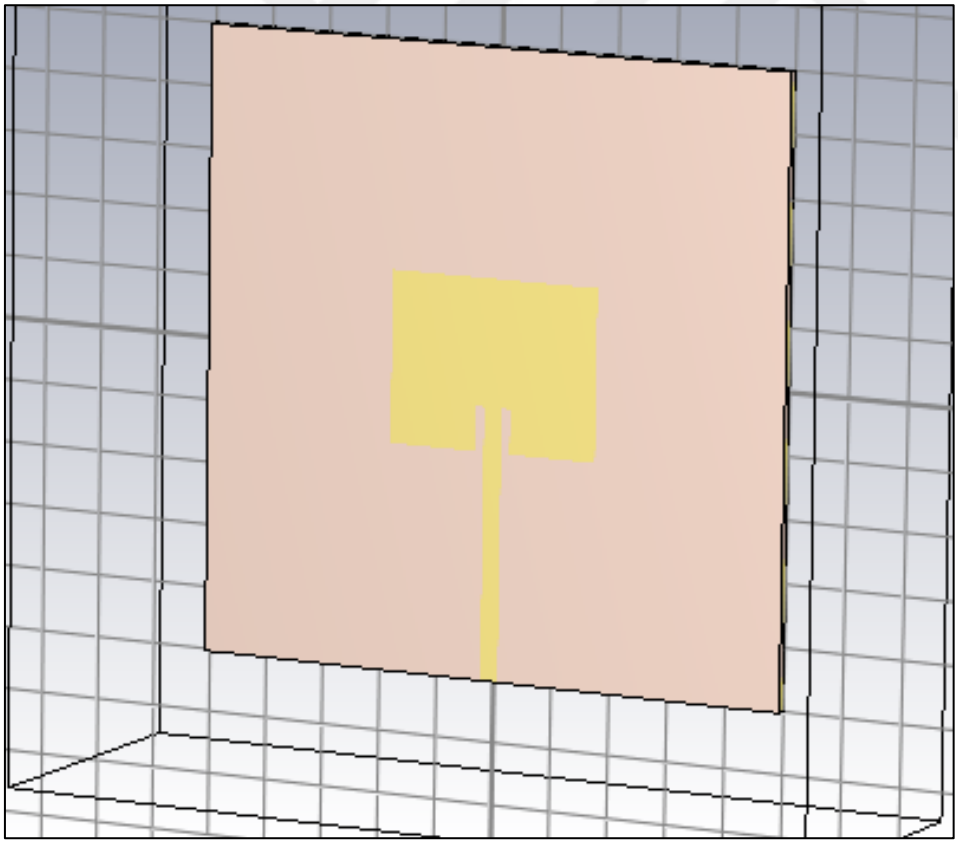
Tasarımı yapılan antenin boyutları Çizelge 6.4'te, değişkenlerin anten üzerindeki konumları Şekil 6.27'de, simülasyon programında tasarlanan antenin görünümü ise Şekil 6.28'de verilmektedir. Tasarım, 100 mm x 100 mm boyutunda 1,6 mm kalınlığa sahip FR-4 (ε_r=4,3) alt tabaka kullanılarak inşa edilmiştir. Dielektrik malzemenin kalınlığı ve geçirgenliğinin antenin çalışma frekansını etkileyen kritik parametrelerden olduğu bilinmektedir. Alt tabakanın alt tarafı (toprak yüzeyi) 0,035 mm kalınlığında bakır malzeme kullanılarak alt tabakanın en ve boyu ile aynı olarak tamamen kaplanmıştır. Işıma elemanı olan yama kısmı da bakır olarak seçilmiş ve yamanın boyutları "*W*" (Yama Genişliği) 35,44 mm ve "*L*" (Yama Boyu) 27,44 mm olarak ayarlanmıştır. Mikroşerit hat besleme, antende sinyalin iletilmesini sağlamaktadır. Tasarım en temel mikroşerit anten tasarımı örnek alınarak gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 6.4. Anten değişkenleri

Değişken adı	Parametre	Değer
Dielektrik Sabiti	ε_r	4,3
Alt Tabaka Genişliği	"Ws"	100 mm
Alt Tabaka Boyu	"Ls"	100 mm
Alt Tabaka Yüksekliği	"h"	1,6 mm
Alt Tabaka Genişliği	"Wg"	100 mm
Toprak Boyu	"Lg"	100 mm
Yama Genişliği	"W"	35,44 mm
Yama Boyu	"L"	27,44 mm
Yama Yüksekliği	"t"	0,035 mm
Toprak Yüksekliği	"t"	0,035 mm
Girinti Boyu	"y_0"	7,16 mm
Besleme Hattı Genişliği	"W_0"	3 mm
Girinti Genişliği	"Gpf"	1,5 mm



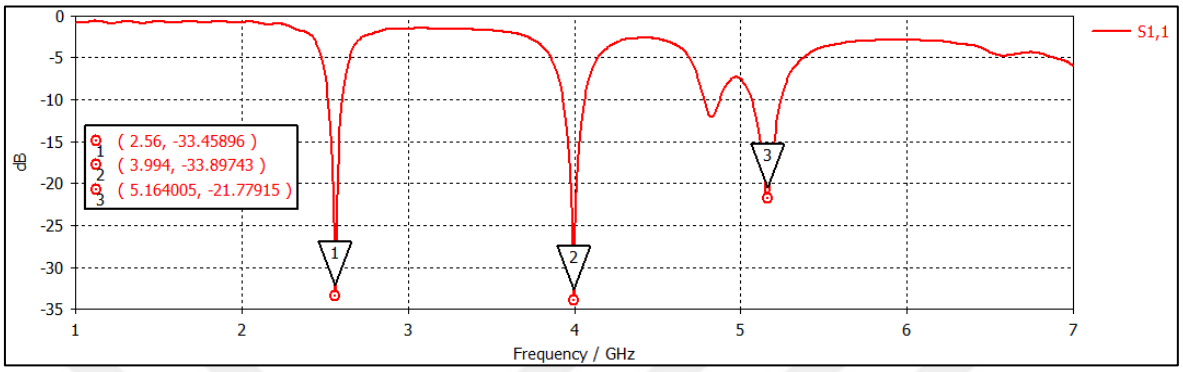
Şekil 6.27. Değişkenlerin anten üzerindeki konumları



Şekil 6.28. CST Simülasyon programında tasarlanan antenin görünümü

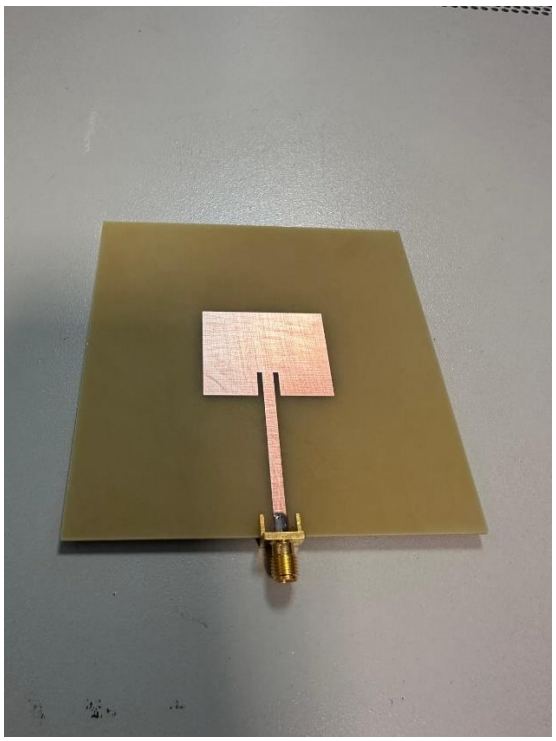
Hesaplanan parametrelere göre tasarlanan antenin S11 grafiği çizdirilmiştir. Şekil 6.29, hesaplanan mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 2,56 GHz, 3,99 GHz ve

5,16 GHz frekansları için S11 grafiğidir. Verilen geri dönüş kaybı grafiği incelendiğinde 2,56 GHz'de S11, -33,459 dB, 3,99 GHz'de S11, -33,897 dB, 5,16 GHz'de S11, -21,779 dB olarak bulunmuştur.



Şekil 6.29. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 2,56 GHz, 3,99 GHz ve 5,16 GHz frekansları için S11 grafiği

Alınan simülasyon sonuçları doğrultusunda antenin üretilmesine karar verilmiş ve tasarlanan anten laboratuvar çalışmaları için gerçeklenmiştir. Üretilen anten Şekil 6.30'da yer almaktadır.

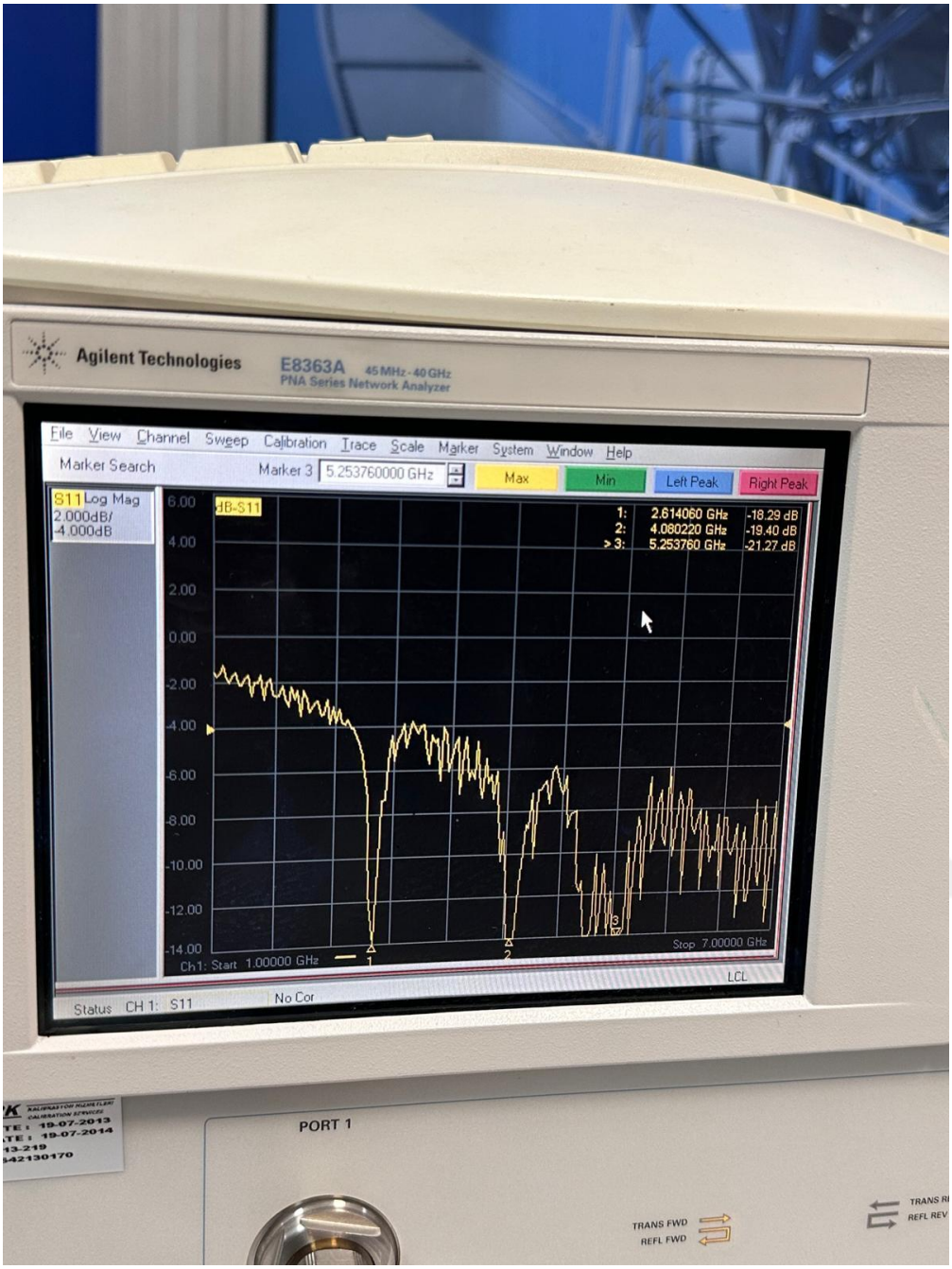


Şekil 6.30. Simülasyonda 2,56 GHz rezonans frekansının elde edilmesini sağlayan parametrelere göre üretilmiş anten

CST programı ile simüle edilen anten baskı devre üretimi yöntemiyle üretilmiştir. Baskı devre kartının (anten elemanının) üretiminin ardından tasarlanan anten, Şekil 6.30,'da görüldüğü üzere SMA dişi konnektör ile lehimlenmiş ve besleme iletim hattı bu şekilde oluşturulmuştur. SMA dişi konnektörün, besleme kısmı besleme hattına, toprak yüzeyi (dış yüzeyi) de antenin toprak yüzeyine lehimlenmiştir. SMA konnektörü minyatür bir koaksiyel kablo konnektörüdür ve adını Sub-Miniature A konnektörü kelimelerinden almaktadır. SMA, 1 GHz' den yaklaşık 16 GHz'e kadar yüksek frekanslı uygulamalar için standart dişli anten konnektörleridir. En yaygın olarak taşınabilir radyo ve cep telefonu antenleri gibi mikrodalga sistemlerinde, aynı zamanda Wi-Fi anten sistemlerinde kullanılırlar.

Ölçüm aşamasında, tasarlanan anten SMA konnektör ile lehimlenmiş halde Network Analizöre (Agilent E9363A Network Analyser) bağlanmış ve S11 ölçümleri yapılmıştır. Network Analizör, empedans ölçümü sırasında küçük miktarda bir gücü antene uygular ve uygulanan gücün ne kadarının Network Analizöre döndüğünü ölçer. Network Analizörün empedansı 50 Ohm olarak belirlendiğinden empedans ölçümü işlemi temelde, antenin empedansının 50 Ohm değerine ne kadar yakın olduğunu yansıtmaktadır. Tek porttan ölçüm yapıldığı için, ölçüm süresince sadece S11 parametresi okunmuştur.

Üretimi yapılan antenden network analizör kullanılarak ölçülen geri dönüş kaybı grafiği Şekil 6.31'de yer almaktadır. Ölçüm sonucu incelendiğinde antenin 2,61 GHz frekansında -18,29 dB, 4,08 GHz frekansında -19,40 dB, 5,25 GHz frekansında -21,27 dB geri dönüş kayıp değerlerine sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 6.31. Üretilen antenin network analizör ile ölçümü

Ölçüm sonucu ile CST benzetimleri ile elde edilen sonuç karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma sonucu elde edilen değerler Çizelge 6.5'te gösterilmektedir. Şekil 6.29 ve Şekil 6.31'de görüldüğü gibi S11 geri dönüş kayıp değerleri için üretim ve simülasyon sonuçları arasında yaklaşık 50-90 MHz'lik farklar oluştuğu görülmektedir.

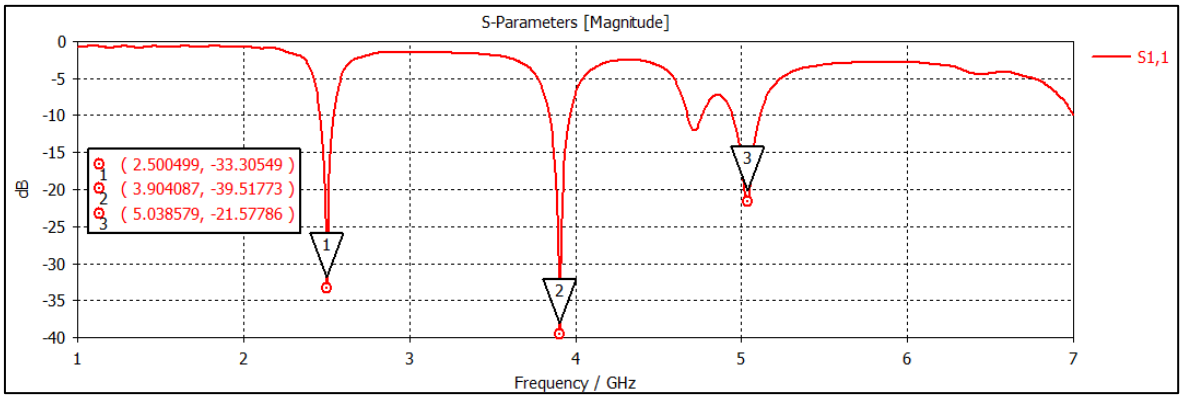
Çizelge 6.5. Simülasyon ve üretim sonuçları karşılaştırması

	Hedef		Simülasyon		Üretim	
	Frekans	S11	Frekans	S11	Frekans	S11
1.	2,6 GHz	<-10 dB	2,56 GHz	-33,459 dB	2,61 GHz	-18,29 dB
2.	3 GHz	<-10 dB	3,99 GHz	-33,897 dB	4,08 GHz	-19,40 dB
3.	5 GHz	<-10 dB	5,16 GHz	-21,779 dB	5,25 GHz	-21,27 dB

Üretim ve simülasyon arasında görülen bu farklar sebebiyle, istenilen hedef frekanslarda rezonans elde edebilmek amacıyla ikinci bir tasarım yapılmıştır. İkinci tasarımda, ilk tasarımdaki rezonans frekanslarında görülen 50-90 MHz'lik yukarı kaymaların aynı miktarlarda aşağı çekilebilmesi için parametre optimizasyonu yapılmıştır. Bu durumda ilk frekans 2,50 GHz olacak şekilde tasarım güncellenmiştir. Güncellenen tasarımın simülasyon programında benzetimi yapılmıştır. Yapılan optimizasyon neticesinde 2,5 GHz, 3,91 GHz ve 4,91 GHz frekansları için S11 grafiği çizdirilmiştir. Bu frekanslar için kullanılan anten parametreleri Çizelge 6.6'da verilmiştir. Şekil 6.32 mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 2,50 GHz, 3,90 GHz ve 5,04 GHz frekansları için S11 grafiğidir. Verilen geri dönüş kaybı grafiği incelendiğinde 2,50 GHz için S11, -33,305 dB, 3,90 GHz için S11, -39,517 dB, 5,04 GHz için S11, -21,578 dB olarak bulunmuştur.

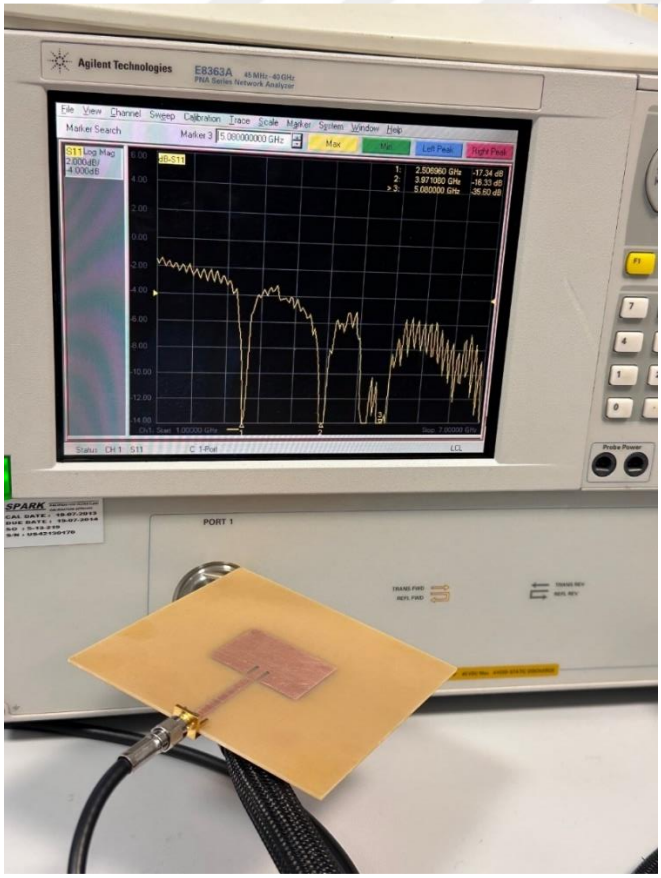
Çizelge 6.6. Anten değişkenleri

Değişken adı	Parametre	Değer
Dielektrik Sabiti	ε_r	4,3
Alt Tabaka Genişliği	"Ws"	100 mm
Alt Tabaka Boyu	"Ls"	100 mm
Alt Tabaka Yüksekliği	"h"	1,6 mm
Alt Tabaka Genişliği	"Wg"	100 mm
Toprak Boyu	"Lg"	100 mm
Yama Genişliği	"W"	36,3 mm
Yama Boyu	"L"	28,1 mm
Yama Yüksekliği	"t"	0,035 mm
Toprak Yüksekliği	"t"	0,035 mm
Girinti Boyu	"y_0"	7,3 mm
Besleme Hattı Genişliği	"W_0"	3 mm
Girinti Genişliği	"Gpf"	1,5 mm



Şekil 6.32. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 2,5 GHz, 3,9 GHz ve 5,038 GHz frekansları için S11 grafiği

CST programı ile simüle edilen 2. anten baskı devre üretimi yöntemiyle üretilmiştir. Üretimi yapılan antenden network analizör kullanılarak ölçülen geri dönüş kaybı grafiği Şekil 6.33.'te yer almaktadır. Ölçüm sonucu incelendiğinde antenin 2,50 GHz frekansında -17,34 dB, 3,97 GHz frekansında -16,33 dB, 5,08 GHz frekansında -35,60 dB geri dönüş kaybına sahip olduğu görülmektedir.

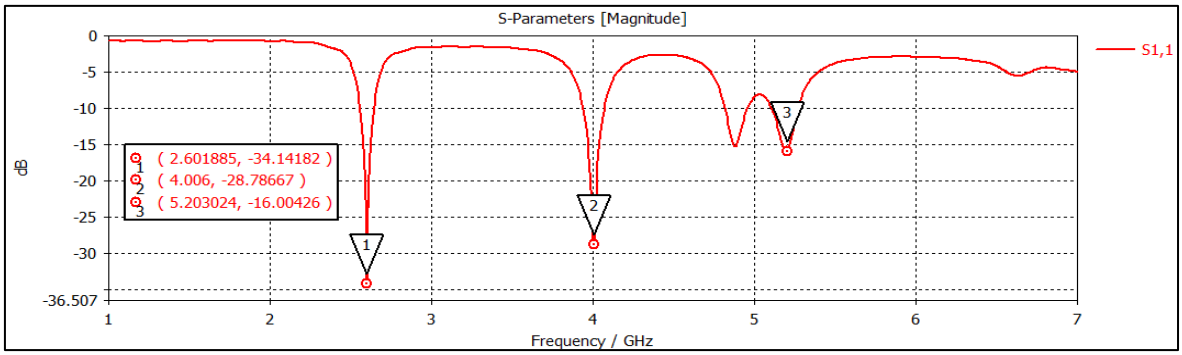


Şekil 6.33. Üretilen 2. antenin network analizör ile ölçümü

Bu aşamada yapılan tasarımda simülasyondan ve üretimden elde edilen S11 grafiklerinin her ikisinde de antenin 2,5 GHz merkez frekansında rezonansa uğradığı görülmüştür. Bu sebeple simülasyon programında tam olarak 2,6 GHz'de rezonans elde edilmesi hedeflenerek üçüncü bir tasarım daha gerçekleştirilmiştir. Yapılan optimizasyon ile 2,60 GHz, 4,00 GHz ve 5,20 GHz frekansları için bulunan değerlere göre S11 grafiği çizdirilmiştir. Bu frekanslar için kullanılan anten parametreleri Çizelge 6.7'de verilmiştir. Şekil 6.34. mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 2,60 GHz, 4,00 GHz ve 5,20 GHz frekansları için S11 grafiğidir. Verilen geri dönüş kaybı grafiği incelendiğinde 2,60 GHz için S11, -34,142 dB, 4,00 GHz için S11, -28,787 dB, 5,20 GHz için S11, -16,004 dB olarak bulunmuştur.

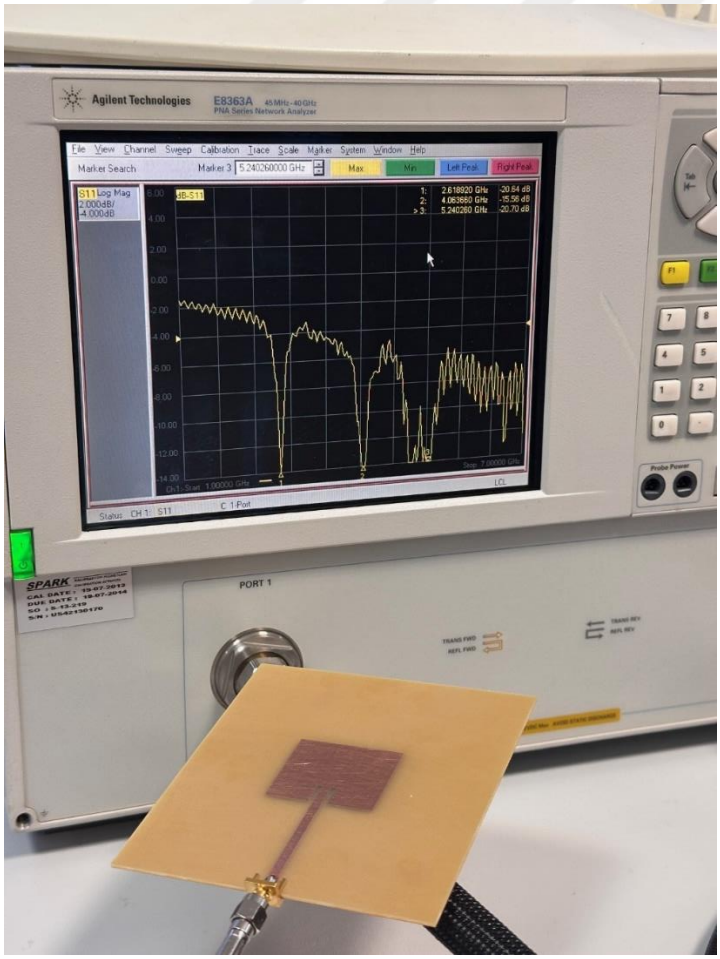
Çizelge 6.7. Anten değişkenleri

Değişken adı	Parametre	Değer
Dielektrik Sabiti	ε_r	4,3
Alt Tabaka Genişliği	"Ws"	100 mm
Alt Tabaka Boyu	"Ls"	100 mm
Alt Tabaka Yüksekliği	"h"	1,6 mm
Alt Tabaka Genişliği	"Wg"	100 mm
Toprak Boyu	"Lg"	100 mm
Yama Genişliği	"W"	35,44 mm
Yama Boyu	"L"	27 mm
Yama Yüksekliği	"t"	0,035 mm
Toprak Yüksekliği	"t"	0,035 mm
Girinti Boyu	y_0	7,22 mm
Besleme Hattı Genişliği	W_0	3 mm
Girinti Genişliği	"Gpf"	1,5 mm



Şekil 6.34. Mikroşerit beslemeli dikdörtgen mikroşerit antenin 2,6 GHz, 4 GHz ve 5,2 GHz frekansları için S11 grafiği

CST programı ile simüle edilen 3. anten baskı devre üretimi yöntemiyle üretilmiştir. Üretimi yapılan antenin network analizör kullanılarak ölçülen geri dönüş kaybı grafiği Şekil 6.35.'te yer almaktadır. Ölçüm sonucu incelendiğinde antenin 2,62 GHz frekansında -20,64 dB, 4,06 GHz frekansında -15,56 dB, 5,24 GHz frekansında -20,70 dB geri dönüş kaybına sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 6.35. Üretilen 3. antenin network analizör ile ölçümü

Yapılan tasarımlar ve üretimler sonucunda, simülasyondan ve üretimden elde edilen geri dönüş kaybı grafikleri incelendiğinde genel anlamda rezonans frekanslarında değişken oranlarda kaymalar olduğu görülmektedir. Meydana gelen kayma miktarları standart/sabit oranlarda değildir. Bu farklılıkların sebepleri aşağıda kısaca özetlenmiştir:

- Simülasyonlar genellikle ideal koşullar altında çalışmaktadır ve fiziksel dünya etkilerini tamamen hesaba katmaz.
- Simülasyonlar genellikle kayıpları, malzeme özelliklerinin heterojenliğini, yüzey pürüzlülüğünü göz ardı etmektedir. Malzeme özelliklerini ideal olarak kabul eder, ancak gerçek dünyada malzemelerin elektriksel iletkenliği, dielektrik sabiti, kayıpları ve sıcaklık değişimleri gibi faktörler simülasyondan farklı olabilir. Örneğin, alt tabakanın dielektrik sabiti üretim sürecine bağlı olarak değişebilir, bu da rezonans frekansını etkileyebilir. FR-4 malzemesi, temel olarak homojen bir yapıya sahip gibi görünse de, mikro yapısal seviyede homojen olmayan birçok faktör bulunabilir. Bu faktörler, mekanik dayanıklılık, elektriksel iletkenlik, ısı iletkenliği ve kimyasal dayanıklılık gibi özelliklerdeki farklılıklara yol açabilir [73].
- Üretimde, mikroşerit antenin boyutları, şekli ve malzeme özellikleri simülasyonlarda tahmin edilenden farklı olabilmektedir, bu durum performans farklarına yol açmaktadır.
- Üretim hataları (toleransı), antenin tasarım frekansındaki yansıma kayıplarını ve verimliliği etkileyebilmektedir. Bunlar antenin üretimini yapan makinanın toleransı, konnektör montajı esnasında olan işçilik toleransları (lehimleme) gibi toleranslardır.
- Mikroşerit antenler çevresel faktörlerden (örneğin, sıcaklık değişiklikleri) etkilenebilir. Bu tür faktörler antenin performansını değiştirebilir, ancak simülasyonlarda genellikle bu tür değişkenler hesaba katılmaz.
- Üretimde, antenin çevresindeki metal yüzeyler, devreler veya diğer yapıların etkisi sinyal yayılmasını etkileyebilir. Bu etkiler, simülasyonlarda genellikle ihmal edilir.

Bununla birlikte tasarımı yapılan ve üretilen antenlerden alınan simülasyon sonuçlarında, hedef frekanslara oldukça yakın ve S11 değerlerinin oldukça iyi olduğu görülmektedir. Üretim sonucu alınan ölçüm sonuçlarında hedef frekansların -10 dB'nin altında yer alan bant genişliği içerisinde kaldığı için kabul edilebilir değerler olduğu yani üretilen üç antenin de hedef frekansımız olan 2,6 GHz'de çalışabildiği görülmektedir.

7. SONUÇ ve ÖNERİLER

Yirmi birinci yüzyılın başlangıcından bu yana, kablosuz haberleşme teknolojilerini kullanan kişi sayısı önemli ölçüde artmıştır. Kablosuz cihazların popülaritesinin artmasıyla birlikte veri trafiğinin hızlı bir şekilde arttığı yeni bir döneme girilmiştir. İstatistiklere göre önümüzdeki 10 ile 15 yıl içinde veri hızlarının Gbps'ye, hatta Tbps'ye ulaşması muhtemel görünmektedir. Frekans spektrumundaki haberleşme için kullanılan mevcut (mikrodalga, mm-Dalga) bantların bant genişliği, bu hızlı artış ile birlikte gelecekte sanal gerçeklik, artırılmış gerçeklik, ultra yüksek çözünürlüklü multimedya ve konferans vb. gibi geniş bant genişliği gerektiren uygulamalar için yeterli olamayabilecektir.

Geleceğin kablosuz haberleşme sistemleri için terahertz frekanslarının geniş bant genişlikleri ve ultra yüksek veri hızları sunması hayati öneme sahip olacaktır. Yüksek veri hızlarına sahip olmak için yüksek kazançlı, spektrumun verimli kullanılabilmesi amacıyla da çoklu frekans bandında rezonans yapabilecek anten tasarımlarına odaklanmak gerekmektedir. Bu son derece yüksek veri miktarlarını ve hızlarını desteklemek için gelişmiş fiziksel çözümler ve daha da önemlisi yeni spektral bantlar gerekecektir.

Bu bağlamda, terahertz bandında haberleşme, mevcut kablosuz sistemlerin spektrum kıtlığını ve kapasite sınırlamalarını giderebilecek önemli bir teknoloji olarak ortaya çıkmaktadır. Çok bantlı ve yüksek kazançlı THz anten, yüksek hızlı ve yüksek veri oranlı haberleşme cihazları için bir gerekliliktir. Elektromanyetik spektrumdaki THz Bandı, 0,1 THz ile 10 THz arasındaki frekansları kapsayan spektral banttır. Bu bandın altında ve üstünde yer alan frekans bölgeleri detaylı bir şekilde araştırılmış olsa da, THz bandı hala en az keşfedilmiş frekans bantlarından biridir.

Bununla birlikte elektromanyetik spektrumda yüksek frekanslara gidildikçe atmosferik zayıflamaya daha fazla maruz kalındığı bilinmektedir. Bu nedenle, THz haberleşme için yapılacak anten tasarımında frekansların daha az zayıflama yapabilecek aralıklarda seçilmesi gerekmektedir.

Öncelikle literatürdeki çalışmalar incelenmiştir. 6G için aday frekans bantları araştırılmıştır. THz dalgaların yayılımındaki temel sorun, esas olarak THz frekans aralığındaki su buharı emilimi nedeniyle oluşan atmosferik zayıflamadır. ITU tarafından

0,1–3 THz frekans aralığında yer alan dokuz ana iletim penceresi (iki su buharı emilim zirvesi arasındaki frekans aralıkları) 0,12–0,55 THz, 0,562–0,75 THz, 0,992–1,09 THz, 1,212–1,41 THz, 1,422–1,59 THz, 1,922–2,04 THz, 2,052–2,15 THz ve 2,472–2,62 THz olarak bildirilmiştir. 0,45, 0,55 ve 0,76 THz gibi birkaç frekans bandının kötü atmosfer koşulları nedeniyle çok daha fazla zayıflamaya maruz kaldığı tespit edilmiştir. Çizelge 3.2'de 0,275-1 THz arasında yer alan zayıflamaya uğrayan frekanslar yer almaktadır. Tasarım yaparken zayıflamanın daha az olacağı iletim pencerelerinin seçilmesi faydalı olacaktır.

Bu araştırmalar sonucunda bu tez çalışmasında ilk aşamada atmosferik kaybın daha az etkili olduğu 4 frekans bandında (0,308-0,597-0,646-0,709 THz) çoklu rezonans yapabilen bir anten tasarlanması kararlaştırılmıştır. İlgili frekanslarda geri dönüş kayıplarının -10 dB'nin altında olması, kazancın ise iyi değerlere sahip olması hedeflenmiştir.

2. aşamada ise anten 50 Ω karakteristik empedansa sahip bir hat ile beslenmiş olduğu için empedans uyumluluğu ihtiyacı ortaya çıkmıştır. Empedans uyumu yapılarak optimize edilen anten atmosferik zayıflamanın daha az olduğu 5 frekansta rezonansa girmiştir.

3. aşamada ise mikrodalga frekans bandında çalışan bir anten üretimi gerçekleştirilmiştir.

1. Öncelikle antenin tek frekansta yayın yapması için malzeme seçimi ve hesaplamalar yapılmıştır. Alt tabaka malzemesi olarak literatürde THz tasarımlar için sıklıkla tercih edilen polimid ($\varepsilon_r \leq 3{,}5$) seçilmiştir. Alt tabaka yüksekliği önemlidir. Bu tasarım için $0{,}003\lambda_0 \leq h \leq 0{,}05\lambda_0$ aralıklarda olması gerekmektedir. Buna bağlı olarak alt tabaka yüksekliği 25 μm olarak belirlenmiştir. Işıma elemanı ve toprak elemanı için malzeme olarak ise altın seçilmiştir. Anten beslemesi mikroşerit iletim hattı ile gerçekleştirilmiştir. Bölüm 4'te anlatılan formüller kullanılarak anten boyutları hesaplanmıştır. Dielektrik alt tabaka sabiti, boyutu ve rezonans frekansı kullanılarak anten boyutları "*W*" değeri 333,1 μm, "*L*" değeri ise 257,6 μm olarak belirlenmiştir.
2. Hesaplanan parametrelerin CST programı kullanılarak optimize edilmesiyle devam edilmiştir. Optimize edilen değerler ile benzetim yapılarak S11 grafiği çizdirilmiştir.
3. Daha sonra her bir aşamada antenin ilave bir frekansta daha rezonans yapması sağlanmıştır. İlave bir frekansta rezonans sağlayabilmek amacıyla parametreler optimize edilmiştir. İlk tasarımın son aşamasında 4 ayrı (0,308-0,597-0,646-0,709

THz) frekansta rezonans yanıtı alınmıştır. Söz konusu frekanslar zayıflamanın nispeten daha az olduğu aralıklardır. Bu 4 frekans için S11 grafiği, VSWR ve kazanç grafikleri (Şekil 6.9 ve Şekil 6.10) çizdirilmiştir.

4. S11 grafiğinin incelenmesi neticesinde geri dönüş kayıp değerlerinin -10 dB den daha düşük seviyelerde olduğu görülmüştür. Bu S11 değerleri, besleme hattından iletilen gücün çok az bir kısmının yama tarafından geri yansıtıldığını anlatmaktadır. VSWR, geri dönüş yansıma kaybının ölçütüdür. Rezonans frekanslarında ölçülen VSWR değerleri kabul edilir aralıktadır. Antenin ışıma yaptığı bant genişliği içerisinde VSWR değerlerinin çok küçük değerlerde olduğu, mikroşerit iletim hattında geri yansımaların ve duran dalga oranlarının minimum değerlere yakınsadığı gözlenmektedir.
5. Bu temel tasarımın ardından, tasarımın ikinci versiyonunda karakteristik empedansı bilinen bir hat ile beslenen anten tasarımı ele alınmıştır. İlk tasarımın üzerine yapılan değişiklikler, antenin performansını optimize etmeye yöneliktir. Anten, yine mikroşerit hat beslemesi kullanılarak uyarılmıştır. İletim hattının karakteristik empedansı 50 Ω olarak seçilmiştir.
6. Besleme hattı ile anten giriş empedansını uyumlandırmak için Şekil 6.16'da gösterildiği gibi besleme girintili olarak kullanılmıştır. Besleme hattının hemen iki yanına 2 adet boşluk eklenmiştir.
7. Bu aşamada rezonansa uğrayan 5 frekans için S11 grafiği, VSWR ve kazanç grafikleri çizdirilmiştir. Verilen anten geri dönüş kaybı grafiği incelendiğinde S11 değerleri -10 dB altında bulunmuştur. S11'nın -10 dB ve altında olmadığında antenin iyi bir performans göstermediği kabul edilmektedir. Bu S11, besleme hattından iletilen gücün çok az bir kısmının yama tarafından geri yansıtıldığını anlatmaktadır. VSWR, geri dönüş yansıma kaybının ölçütüdür. Rezonans frekanslarında ölçülen VSWR değerleri kabul edilir aralıktadır. Antenin ışıma yaptığı bant genişliği içerisinde VSWR değerlerinin çok küçük değerlerde olduğu, empedans uyumlamasının istenen frekanslar için oldukça iyi olduğu, mikroşerit iletim hattında geri yansımaların ve duran dalga oranlarının minimum değerlere yakınsadığı gözlenmektedir.
8. Tezin üçüncü aşamasında mikrodalga frekans bölgesinde (2,6 GHz) çalışabilen bir anten üretebilmek için yine Bölüm 4'te anlatılan formüller kullanılarak anten boyutları hesaplanmıştır. Hesaplanan parametrelerin kullanılmasıyla CST programında anten benzetimi gerçekleştirilmiştir. S11 grafiği çizdirilmiştir (2,56 GHz'de rezonans sağlamıştır). CST programı ile simüle edilen anten baskı devre üretimi yöntemiyle

üretilmiştir. Üretimi yapılan antenin S11 grafiği (2,61 GHz'de rezonans sağlamıştır) network analizör kullanılarak ölçülmüştür. Ölçüm sonucu ile CST benzetimleri ile elde edilen sonuç karşılaştırılmıştır. Üretim ve simülasyon arasında görülen farklar sebebiyle, istenilen hedef frekanslarda rezonans elde edebilmek amacıyla ikinci bir anten tasarımı yapılmıştır.

9. İkinci tasarımda, ilk aşamada simülasyon sonucu ile üretim sonucu arasında rezonans frekanslarında görülen 50-90 MHz'lik yukarı kaymaların aynı miktarlarda aşağı çekilebilmesi parametre optimizasyonu yapılmıştır. Bu durumda ilk frekans 2,50 GHz olacak şekilde tasarım güncellenmiştir. Güncellenen tasarımın simülasyon programında benzetimi yapılmıştır. S11 grafiği çizdirilmiştir (2,50 GHz'de rezonans sağlamıştır). CST programı ile simüle edilen 2. anten baskı devre üretimi yöntemiyle üretilmiştir. Üretimi yapılan antenin S11 grafiği (2,50 GHz'de rezonans sağlamıştır) network analizör kullanılarak ölçülmüştür. Ölçüm sonucu ile simülasyonu sonucu karşılaştırılmıştır. Bu aşamada yapılan tasarımda simülasyondan ve üretimden elde edilen S11 grafiklerinin her ikisinde de antenin 2,5 GHz merkez frekansında rezonansa uğradığı görülmüştür. Bu sebeple simülasyon programında tam olarak 2,6 GHz'de rezonans elde edilmesi hedeflenerek üçüncü bir tasarım daha gerçekleştirilmiştir.
10. Yapılan optimizasyon ile 2,60 GHz frekansı için bulunan anten boyutları kullanılarak S11 grafiği çizdirilmiştir. CST programı ile simüle edilen 3. anten baskı devre üretimi yöntemiyle üretilmiştir. Ölçüm sonucu incelendiğinde antenin 2,62 GHz frekansında rezonansa uğradığı görülmüştür.

Bu çalışma, gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemleri için terahertz frekans bandında çalışan klasik bir mikroşerit anten tasarımı üzerinde odaklanmaktadır ve temel amacı, antenin performansını anlamak ve optimize etmek için bir başlangıç noktası oluşturmaktır. Araştırmacıların THz frekansına odaklanmasının sebebi haberleşmede iletilen veri miktarlarının ve talep edilen veri hızlarının artışının yüksek olması sebebiyle yüksek frekansların bu ihtiyaca çözüm olabileceğinin değerlendirilmesidir. Yüksek frekanslara çıkıldıkça artan atmosferik kayıp göz önünde bulundurularak zayıflamanın az olduğu frekanslar tercih edilmiştir. Anten parametrelerinin en optimize sonuç vereceği alt tabaka çeşitleri ve yükseklikleri araştırılmış, anten parametrelerinin rezonans frekansı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Çalışma kapsamında 2 tasarım gerçekleştirilmiştir. İlk tasarımda optimize edilen değerlerin VSWR, S11 ve kazanç değerlerinden antenin ışıma yapabilecek

şartları sağladığı görülmüştür. 2. Tasarımda 50 ohmluk bir hatla beslenen anten için besleme girinti genişliği, yama ile besleme hattı arasındaki empedans uyumluluğunu kontrol eden parametrelerden biri olduğu için besleme girinti genişliği değeri ayarlanarak empedans uyumsuzluğu en aza indirilmiştir.

Sonuç olarak her iki tasarımın da çoklu frekanslarda rezonans yapabildiği S11, VSWR değerlerinin ve kazanç değerlerinin iyi seviyelerde olduğu görülmüştür. Tasarlanan mikroşerit antenin küçük boyutu, iyi kazanç elde etmesi ve geniş bantta ışıma yapması ile başta 6G mobil cihazlar olmak üzere birçok 6G haberleşme sistemlerinde kullanılabileceği düşünülmektedir. Son aşamada üretimi yapılan antenlerin istenilen frekansı içerecek bir bant aralığında çalıştığı, simülasyon ve üretim sonucu arasındaki farklılıkların sebeplerinin üretim hataları ve malzemelerin homojen olmayışı gibi sebepler olduğu değerlendirilmektedir.

KAYNAKLAR

1. Dang, S., Amin, O., Shihada, B. ve Alouini, M.-S. (2020). What should 6G be?. *Nature Electronics, 3*(1), 20–29.

2. Hossain, Z., Li, Q. C., Ying, D., Wu, G., Xiong, C. (2021). *Thz channel model for 6G communication.* Proceedings of the IEEE 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Helsinki, 1–7.

3. Rappaport, T. S., Xing, Y., Kanhere, O., Ju, S., Madanayake, A., Mandal, S., Alkhateeb, A., Trichopoulos, G. C. (2019). Wireless communications and applications above 100 ghz: opportunities and challenges for 6G and beyond. *IEEE Access*, 7(4), 78729–78757.

4. Saqib, N. U., Haroon, M. S., Lee, H. Y., Park, K., Song, H. G., Jeon, S. W. (2023). Thz communications: a key enabler for future cellular networks. *IEEE Access*, 99(2), 1–1.

5. Yang, P., Xiao, Y., Xiao, M., Li, S. (2019). 6G wireless communications: vision and potential techniques. *IEEE Network, 33*(4), 70–75.

6. You, X. (2020). Towards 6G wireless communication networks: vision, enabling technologies, and new paradigm shifts. *Science China Information Sciences*, 64(1), 1–74.

7. Pant, R., Malviya, L. (2023). Thz antennas design, developments, challenges, and applications: a review. *International Journal of Communication Systems*, 36(8), e5474.

8. Xing, Y., Rappaport, T. S. (2021). Terahertz wireless communications: co-sharing for terrestrial and satellite systems above 100 ghz. *IEEE Communications Letters*, 25(10), 3156–3160.

9. Rappaport, T. S., Xing, Y., Kanhere, O., Ju, S., Madanayake, A., Mandal, S., Alkhateeb, A., Trichopoulos, G. C. (2019). Wireless communications and applications above 100 ghz: opportunities and challenges for 6G and beyond. *IEEE Access*, 7(5), 78729–78757.

10. Zhang, L., Liang, Y., Niyato, D. (2019). 6G visions: mobile ultra-broadband, super internet-of-things, and artificial intelligence. *China Communications*, 16(8), 1–14.

11. Elayan, H., Amin, O., Shubair, R. M., Alouini, M. S. (2018). *Terahertz communication: the opportunities of wireless technology beyond 5G.* Proceedings of the International Conference on Advanced Communication Technologies and Networking (CommNet), Marrakech, Morocco, 1–5.

12. Saqib, N. U., Park, K., Song, H., Jeon, S. (2021). *3D hybrid beamforming with 2D planar antenna arrays for downlink massive mimo systems.* 2021 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), 616–620.

13. Chen, Z., Ma, X., Zhang, B., Zhang,Y., Niu, Z., Kuang, N., Chen, W., Li, L., Li, S. (2019). A survey on terahertz communications. *China Communications*, 16(2), 1–35.

14. Tufail, A., Namoun, A., Alrehaili, A., Ali, A. (2021). A survey on 5G enabled multi-access edge computing for smart cities: issues and future prospects. *IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security*, 21(6), 107–118.

15. Pana, V. S., Babalola, O. P., Balyan, V. (2022). 5G radio access networks: a survey. *Array*, 14(5), 1-10.

16. İnternet: MacGillivray, C., Crooka, S., Torchia, M., Chinta, K., Kotagi, S., Leung, J. (2021). Worldwide internet of things forecast update. *IDC Corporate 2024–2028*. URL1: https://www.idc.com/getdoc.jsp?containerId=US51672924&pageType=PRINTFRIENDLY, Son Erişim Tarihi: 12.03.2025.

17. Chowdhury, M. Z., Shahjalal, M., Ahmed, S., Jang, Y. M. (2020). 6G wireless communication systems: applications, requirements, technologies, challenges, and research directions. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 1(8), 957–975.

18. Ikram, M., Sultan, K., Lateef, M. F., Alqadami, A. S. M. (2022). A road towards 6G communication—a review of 5G antennas, arrays, and wearable devices. *Electronics*, 11(1), 169.

19. Aqlan, B., Himdi, M., Vettikalladi, H., Le-Coq, L. (2021). A circularly polarized sub-terahertz antenna with low-profile and high-gain for 6G wireless communication systems. *IEEE Access*, 9(4), 122607–122617.

20. Kulkarni, N. P., Bahadure, N. B., Patil, P. D., Karve, S., Kulkarni, J., Kadam, S. (2022). *Flexible mimo antennas for 5G applications*. 10th International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology-Signal and Information Processing (ICETET-SIP-22), India 1–6.

21. He, Y., Chen, Y., Zhang, L., Wong, S., Chen, Z. N. (2020). An overview of terahertz antennas. *China Communications*, 17(7), 124–165.

22. Zhang, Z., Xiao, Y., Ma, Z., Xiao, M., Ding, Z., Lei, X., Karagiannidis, G. K., Fan, P. (2019). 6G wireless networks: vision, requirements, architecture, and key technologies. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 14(3), 28–41.

23. Quy, V. K., Chehri, A., Quy, N. M., Han, N. D., Ban, N. T. (2023). Innovative trends in the 6G era: a comprehensive survey of architecture, applications, technologies, and challenges. *IEEE Access*, 11(8), 39824–39844.

24. Keshwala, U., Rawat, S., Ray, K. (2021). Design and analysis of eight petal flower shaped fractal antenna for thz applications. *Optik*, 241(40), 166942-166946.

25. Singhal, S. (2021). Asymmetrically cpw fed square sierpinski carpet ultra wideband terahertz antenna. *Optik*, 242(8), 167056-167062.

26. Das, V., Rawat, S. (2021). Modified rectangular planar antenna with stubs and defected ground structure for thz applications. *Optik*, 242(8), 167292-167297.

27. Li, G., Huang, C., Huang, R., Tang, B., Huang, J., Tan, J., Xia, N., Cui, H. (2024). Design of a high-gain and tri-band terahertz microstrip antenna using a polyimide rectangular dielectric column photonic band gap substrate. *Photonics,* 11(4), 307.

28. Almawgani, A. H., Patel, S. K., Nguyen, T. K., Al-Athwary, A. A. (2023). Design and analysis of split ring resonator engraved metamaterial broadband and high gain patch antenna for thz applications. *Optik*, 287(4), 171054-171064.

29. Akyildiz, I. F., Jornet, J. M., Han, C. (2014). Terahertz band: next frontier for wireless communications. *Physical Communication*, 12(7), 16–32.

30. Ali, M. F., Bhattacharya, R. (2023). Tunable high-gain graphene patch antenna for thz massive mimo applications using fss. *Optical and Quantum Electronics,* 55(13), 1204-1222.

31. Chaudhuri, A., Rai, B., Pal, P. (2024). Design of a dual-band metasurface cross-polarization converter for cancer detection in the terahertz band. *IEEE Sensors Journal,* 24(6), 7292–7298.

32. Li, G., Huang, C., Huang, R., Tang, B., Huang, J., Tan, J., Xia, N., Cui, H. (2024). Design of a high-gain and tri-band terahertz microstrip antenna using a polyimide rectangular dielectric column photonic band gap substrate. *Photonics,* 11(4), 307-312.

33. Rappaport, T. S., Xing, Y., Kanhere, O., Ju, S., Madanayake, A., Mandal, S., Alkhateeb, A., Trichopoulos, G. C. (2019). Wireless communications and applications above 100 ghz: opportunities and challenges for 6G and beyond. *IEEE Access*, 7(11), 78729–78757.

34. Ju, S., Shah, S., Javed, M., Li, J., Palteru, G., Robin, J. (2019). *Scattering mechanisms and modeling for terahertz wireless communications.* 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC), Shanghai, 1-7.

35. Rikkinen, K., Kyösti, P., Leinonen, M. E., Berg, M., Pärssinen, A. (2020). Thz radio communication: link budget analysis toward 6G. *IEEE Communications Magazine*, 58(11), 22–27.

36. Liu, S., Yu, X., Guo, R., Tang, Y., Zhao, Z. (2021). Thz channel modeling: consolidating the road to thz communications. *China Communications*, 18(5), 33–49.

37. Peng, B., Guan, K., Kuter, A., Rey, S., Patzold, M., Kuerner, T. (2020). Channel modeling and system concepts for future terahertz communications: getting ready for advances beyond 5G. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 15(2), 136–143. .

38. İnternet: Attenuation by Atmospheric Gases and Related Effects, Recommendation ITU-R. URL2: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.676-12-201908-S!!PDF-E.pdf, Son Erişim Tarihi: 12.03.2025.

39. Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., Ittipiboon, A. (2001). *Microstrip antenna design handbook*. (1st ed.). Norwood, MA: Artech House, 875.

40. Misra, G., Agarwal, A., Agarwal, K. (2015). Design and performance evaluation of microstrip antenna for ultra-wideband applications using microstrip feed. *American Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 3(4), 93–99.

41. Pozar, D. (1992). Microstrip antennas. *Proceedings of the IEEE*, 80(1), 79–91.

42. Balanis, C. A. (2005). *Antenna theory: analysis and design.* (3rd ed.). Hoboken, NJ: John Wiley & Sons., 1136.

43. Norvell, B. R., Hancock, R. J., Smith, J. K., Pugh, M. L., Theis, S. W., Kviatkofsky, J. (1999). Micro electro mechanical switch (MEMS) technology applied to electronically scanned arrays for space based radar. *IEEE Aerospace Conference Proceedings*, 3(11), 239–247.

44. Kumar, G., Ray, K. P. (2003). *Broadband microstrip antennas.* (1st ed.). Norwood, MA: Artech House, 452.

45. Krishna, C. M., Das, S., Nella, A., Lakrit, S., Madhav, B. T. P. (2021). A micro-sized rhombus-shaped thz antenna for high-speed short-range wireless communication applications. *Plasmonics*, 16(6), 2167–2177.

46. Singh, A., Singh, S. (2015). A trapezoidal microstrip patch antenna on photonic crystal substrate for high-speed thz applications. *Photonics and Nanostructures-Fundamentals and Applications*, 14(4), 52–62.

47. Hocini, A., Temmar, M. N., Khedrouche, D., Zamani, M. (2019). Novel approach for the design and analysis of a terahertz microstrip patch antenna based on photonic crystals. *Photonics and Nanostructures-Fundamentals and Applications*, 36(8), 100723-100730.

48. Nejati, A., Sadeghzadeh, R. A., Geran, F. (2014). Effect of photonic crystal and frequency selective surface implementation on gain enhancement in the microstrip patch antenna at terahertz frequency. *Physica B: Condensed Matter*, 449(4), 113–120.

49. Li, G., Huang, C., Huang, R., Tang, B., Huang, J., Tan, J., Xia, N., Cui, H. (2024). Design of a high-gain and tri-band terahertz microstrip antenna using a polyimide rectangular dielectric column photonic band gap substrate. *Photonics*, 11(4), 307-315.

50. Ali, M. F., Bhattacharya, R. (2023). Tunable high-gain graphene patch antenna for thz massive mimo applications using FSS. *Optical and Quantum Electronics*, 55(13), 1204-1213.

51. Hasan, S. O., Ezzulddin, S. K., Khizir, H. A., Hamad, M. A., Rahman, B. A. (2023). Design of graphene-based tunable plasmonic antenna for multiband terahertz application systems. *Plasmonics*, 19(4), 2107–2118.

52. Sirmaci, Y. D., Akın, C. K., Sabah, C. (2016). Fishnet-based metamaterial loaded Thz patch antenna. *Optical and Quantum Electronics*, 48(2), 1-8.

53. Sun, G.-H., Wong, H., Xiang, J. (2018). *An aperture coupled microstrip patch antenna array for terahertz application.* 2018 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics *(ICCEM), China*, 1-2.

54. Almawgani, A. H. M., Patel, S. K., Nguyen, T. K., Al-Athwary, A. A. H. (2023). Design and analysis of split ring resonator engraved metamaterial broadband and high gain patch antenna for thz applications. *Optik*, 275(11), 170358-170366.

55. Bie, S., Pu, S. (2021). Array design of 300 ghz dual-band microstrip antenna based on dual-surfaced multiple split-ring resonators. *Sensors*, 21(14), 4912-4918.

56. Armghan, A., Aliqab, K., Alsharari, M., Alsalman, O., Parmar, J., Patel, S. K. (2023). Design and development of ultrabroadband, high-gain, and high-isolation thz mimo antenna with a complementary split-ring resonator metamaterial. *Micromachines*, 14(7), 1328-1336.

57. Rubani, Q., Gupta, S. H., Rajawat, A. (2020). A compact mimo antenna for wban operating at terahertz frequency. *Optik*, 207(8), 164447-164455.

58. Vijayalakshmi, K., Selvi, C. S. K., Sapna, B. (2021). Novel tri-band series fed microstrip antenna array for thz mimo communications. *Optical and Quantum Electronics*, 53(8), 395-399.

59. Shalini, M., Ganesh, M. M. (2020). Performance predictions of slotted graphene patch antenna for multi-band operation in terahertz regime. *Optik*, 204(4), 164223-164230.

60. Armghan, A., Alsharari, M., Aliqab, K., Almawgani, A. H. M., Irfan, M., Patel, S. K. (2023). Multiband and high gain meandered metamaterial thz mimo antenna for high-speed wireless communication applications. *Optical and Quantum Electronics*, 55(9), 828-835.

61. Ashvanth, B., Partibane, B. (2021). Multiband characterized high gain mimo antenna for terahertz applications. *Optical and Quantum Electronics*, 53(8), 460-466.

62. İnternet: Nomenclature of the frequency and wavelength bands used in telecommunications, URL2: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/v/R-REC-V.431-8-201508-I!!PDF-E.pdf, Son Erişim Tarihi: 12.03.2025.

63. Grout, V., Akinsolu, M. O., Liu, B., Lazaridis, P. I., Mistry, K. K., Zaharis, Z. D. (2019). Software solutions for antenna design exploration: a comparison of packages, tools, techniques, and algorithms for various design challenges. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 61(3), 48–59.

64. İnternet: The MathWorks Inc., Antenna Toolbox [Online] Available. URL4: https://www.mathworks.com/products/antenna.html, Son Erişim Tarihi: 12.03.2025.

65. İnternet: CST Studio Suite High Frequency Simulation Workflow & Solver Overview Version 2020.0-8/16/2019. URL5: https://www.3ds.com/products/simulia/cst-studio-suite, Son Erişim Tarihi: 12.03.2025.

66. İnternet: Computer Simulation Technology AG., CST Microwave Studio [Online] Available. URL6: https://www.cst.com/products/cstmws, Son Erişim Tarihi: 12.03.2025.

67. Keskin, S. E. B. (2019). 2.4 ghz geniş bant mikroşerit anten tasarımı. *Kırklareli Üniversitesi Mühendislik ve Fen Bilimleri Dergisi,* 5(1), 1–14.

68. Jamshed, M. A., Nauman, A., Abbasi, M. A. B., Kim, S. W. (2020). Antenna selection and designing for thz applications: Suitability and performance evaluation: A survey. *IEEE Access*, 8(40), 113246–113261.

69. Dash, S., Patnaik, A. (2018). Material selection for thz antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(5), 1183–1187.

70. Chan, C. H. (2019). *Thz antennas – design, fabrication and testing.* 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), United States, 1–4.

71. Uya, A. E., Lamsal, S., Itapu, S., Li, F. X., Cortes, P., Trovato, G., Dong, L., Borra, V. (2023). Design and fabrication of terahertz (thz) antenna using aerosol jet printing. *IEEE Communications Letters*, 60(5), 157–161.

72. Chattopadhyay, G., Reck, T., Jung-Kubiak, C., Lee, C., Siles, J., Chahat, N., Cooper, K., Schlecht, E., Alonso-delPino, M., Mehdi, I. (2014). *Terahertz antennas with silicon micromachined front-end.* The 8th European Conference on Antennas and Propagation-EuCAP, Netherlands, 2647–2649.

73. İnternet: Common defects and solutions of FR-4 (CCL). URL7: https://fr4material.com/index.php/common-defects-and-solutions-of-fr-4-ccl/?utm, Son Erişim Tarihi: 12.03.2025.

74. İnternet: (2020). IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands. URL8: http://ieeexplore.ieee.org/document/8999849, Son Erişim Tarihi: 12.03.2025.



Gazili olmak ayrıcalıktır