



T.C.
KONYA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ



**5G MOBİL TERMİNALLER İÇİN YÜKSEK
KAZANÇLI VE ÇOKLU BANT FREKANS
SEÇİCİ ANTEN SİSTEMİ TASARIMI**

Mehmet YERLİKAYA

DOKTORA TEZİ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Temmuz-2021
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Mehmet YERLİKAYA tarafından hazırlanan “5G Mobil Terminaller için Yüksek Kazançlı ve Çoklu Bant Frekans Seçici Anten Sistemi Tasarımı” adlı tez çalışması 13/07/2021 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği/oy çokluğu ile Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Başkan

Doç. Dr. Ahmet KAYABAŞI

.....

Danışman

Doç. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN

.....

Üye

Prof. Dr. Gülay TEZEL

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Kemal TÜTÜNCÜ

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Dilek UZER

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Saadettin Erhan KESEN
Enstitü Müdürü

Bu tez çalışması Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) koordinatörlüğü tarafından 201102049 nolu proje ile desteklenmiştir.

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

İmza

Mehmet YERLİKAYA

Tarih: 13.07.2021

ÖZET

DOKTORA TEZİ

5G MOBİL TERMİNALLER İÇİN YÜKSEK KAZANÇLI VE ÇOKLU BANT FREKANS SEÇİCİ ANTEN SİSTEMİ TASARIMI

Mehmet YERLİKAYA

**Konya Teknik Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

Danışman: Doç. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN

2021, 102 Sayfa

Jüri

Doç. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN

Prof. Dr. Gülay TEZEL

Doç. Dr. Ahmet KAYABAŞI

Dr. Öğr. Üyesi Dilek UZER

Dr. Öğr. Üyesi Kemal TÜTÜNCÜ

Bilgi ve iletişim teknolojilerindeki muazzam gelişmeler ve gittikçe artan kablosuz kullanıcı sayısı yüksek veri hızına ve kanal kapasitesine olan talebi de artırmıştır. 1980’lerde birinci nesil (1G) ile başlayan mobil haberleşme sistemleri her on yıllık süreçte yeni bir nesil olarak kendini yenilemiş ve günümüzde “gelecek nesil” olarak da isimlendirilen beşinci nesil (5G) haberleşmesine geçilmeye başlanmıştır. 5G mobil spektrumu, 410 MHz ile 86 GHz arasında geniş bir frekans aralığını kapsamakta ve en genel anlamda düşük bant (1 GHz altı), orta bant (1 ile 6 GHz arası) ve yüksek bant (6 GHz üstü) olarak sınıflandırılmaktadır. Bu 3 frekans bölgesi için ITU tarafından belirlenen ve en öne çıkan frekans bantları ise sırasıyla; n78 (3.3-3.8 GHz), n258 (24.25-27.5 GHz veya 26 GHz), n257 (26.5-29.5 GHz veya 28 GHz) ve n260 (37-40 GHz veya 39 GHz) bantlarıdır.

Diğer mobil sistemlerde olduğu gibi, 5G mobil sistemlerinin de en önemli unsurlarından birisi antenlerdir. Mikroşerit antenler, küçük profile sahip olma, üretim maliyetinin düşüklüğü, tasarım ve üretim kolaylığı gibi avantajları ile mobil sistemler için ön plana çıkmaktadır. Geleneksel mikroşerit antenlerin bilinen en yaygın dezavantajı bant genişliğinin darlığıdır. Özellikle atmosferik kayıpların arttığı yüksek frekans bölgesi için tasarlanan mikroşerit antenlerdeki diğer dezavantaj da kazanç değerinin düşüklüğüdür. Mikroşerit antenlerin bant genişliğini artırmak için bozunmuş toprak düzlemi kullanma, kısa devre pini veya oyuk ekleme, log-periyodik gibi frekans bağımsız mimari kullanımı ve parasitik yama tasarımı gibi teknikler kullanılabilir. Yine kısa devre pin ya da oyuk ekleme ve elektromanyetik bant aralığı, üst katman veya frekans seçici yüzey gibi meta malzeme temelli anten tasarımları da araştırmacılar tarafından mikroşerit antenlerde kullanılan kazanç artırma tekniklerinden bazılarıdır.

Bu tez çalışmasında, gelecek nesil 5G mobil haberleşme cihazlarına yönelik 3 farklı mimari kullanılarak toplamda sekiz log-periyodik yama anten tasarımı sunulmuştur. Bu çalışmaların ilkinde, 6 GHz altı 5G uygulamalarına yönelik 3.3-4.2 GHz frekans aralığı için log-periyodik benzeri lineer azalan monopol bir yama anten yapısı tasarlanmıştır. Önerilen antenin log-periyodik yapısı, dipol (çift kutup) yerine monopol (tek kutup) olarak ve lineer mimari ile tasarlanmıştır. İkinci ve üçüncü anten çalışmasında, ilk tasarlanan log-periyodik monopol antene (LPMA) kanal kapasitesini artırmak için sırasıyla 4 ve 8 elemanlı MIMO mimarileri uygulanmıştır. Bu iki MIMO antenin de toprak düzlemlerindeki farklılıklar sayesinde çalışma bantlarına ikiye bant daha eklenerek çoklu bant anten sistemine dönüşmüştür. Bu ilk mimari ile tasarlanan üç LPMA’da 1.6 mm kalınlık ve 4.3 bağıl

geçirgenliğe sahip FR4 alttaşı kullanılmıştır. İkinci log-periyodik geometri ile elde edilen çalışmada, n258 bandı için geleneksel log-periyodik dipol antenden (LPDA) farklı olarak dipol elemanlarının çapraz olmayan şekilde yerleştirildiği özgün bir LPDA tasarlanmış ve iki elemanlı bir MIMO anten sistemi olarak uygulanmıştır. Üçüncü özgün log-periyodik anten mimarisinde ise, log-periyodik elemanları ilk çalışmada olduğu gibi tek düzlemde bulunmakta diğer düzlemde de kısmi bir dikdörtgen toprak düzlemi yer almaktadır. Önerilen anten mimarisinin yama kısmında yer alan her bir log-periyodik eleman, çeyrek dalga boyunda iki şerit hattın 90° açıyla birleştirilmesi ile çentikli LPMA (ÇLPMA) yapısı elde edilmiştir. Elde edilen bu son mimari ile 5G mm-dalga çalışma bölgesinde 28 GHz, 26/28 GHz ve 26/39 GHz bantlarında 3 farklı kombinasyon ile iki portlu MIMO tasarımları sunulmuştur. Mm-dalga bantları için tasarlanan LPDA ve ÇLPMA MIMO anten yapılarında dielektrik alttaşı olarak bağıl geçirgenliği 2.2 ve kalınlığı 0.508 mm olan Rogers RT 5880 kullanılmıştır. Ayrıca, mm-dalga frekans bölgesinde artan atmosferik kayıpların etkisini azaltmak adına LPDA ve ÇLPMA mimari ile tasarlanan antenlere FR4 ve Rogers RO3003 dielektrik alttaşlar ile oluşturulan üst katman ve frekans seçici yüzeylerin eklenmesi ile %50'nin üzerinde kazanç artırımları gerçekleştirilmiştir. Tez çalışmasında yer alan son anten sisteminde, ilk ve üçüncü tasarımdaki log-periyodik mimarilerinin katmanlı bir şekilde birleştirilmesi ile 12 elemanlı bir MIMO anten yapısı tasarlanmıştır. Çoklu bant olarak tasarlanan katmanlı anten yapısında, üst katmanda 4 adet üçgen şekilli LPMA'dan oluşan bir MIMO sistemi bulunmakta ve 3.3-3.8 GHz frekans aralığında çalışmaktadır. Alt katmanda yer alan ÇLPMA yapısında ise 26 GHz ve 39 GHz rezonanslı toplamda 8 elemandan oluşan bir MIMO anten sistemi yer almaktadır. Bu son anten sisteminde de, üstte yer alan FR4 tabakası alt katmanda bulunan mm-dalga antenler için bir üst katman gibi davranarak anten kazancını yükseltmektedir.

Anahtar Kelimeler: frekans seçici yüzey, log-periyodik, MIMO, mikroşerit anten, mm-dalga, yüksek kazanç, 5G.

ABSTRACT

PhD THESIS

HIGH GAIN AND MULTI BAND FREQUENCY SELECTIVE ANTENNA SYSTEM DESIGN FOR 5G MOBILE TERMINALS

Mehmet YERLİKAYA

**Konya Technical University
Institute of Graduate Studies
Department of Electrical and Electronics Engineering**

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN

2021, 102 Pages

Jury

Assoc. Prof. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN

Prof. Dr. Gülay TEZEL

Assoc. Prof. Dr. Ahmet KAYABAŞI

Assist. Prof. Dr. Dilek UZER

Assist. Prof. Dr. Kemal TÜTÜNCÜ

The enormous developments in information and communication technologies and the increasing number of wireless users have also increased the demand for high data rates and channel capacity. Mobile communication systems, which started with the first generation (1G) in the 1980s, have been defeated as a new generation in every ten years. The fifth generation (5G) communication, which is also called as the next generation, has recently started. The 5G mobile spectrum covers a wide frequency range from 410 MHz to 86 GHz and is broadly classified as low band (below 1 GHz), mid band (1 to 6 GHz), and high band (above 6 GHz). The most prominent frequency bands determined by ITU for these 3 frequency regions are respectively; n78 (3.3-3.8 GHz), n258 (24.25-27.5 GHz or 26 GHz), n257 (26.5-29.5 GHz or 28 GHz), and n260 (37-40 GHz or 39 GHz).

As in other mobile systems, one of the most important elements of 5G mobile systems is antennas. Microstrip antennas come to the forefront for mobile systems with their advantages such as having a small profile, low production cost, and ease of design and production. The most common disadvantage of conventional microstrip antennas is the narrowness of the bandwidth. Another disadvantage of microstrip antennas designed especially for the high frequency region, where atmospheric losses increase, is the low gain value. Techniques such as using a defected ground structures, adding shorting pins or slots, using frequency-independent architecture such as log-periodic and designing parasitic patches are used to increase the bandwidth of microstrip antennas. In addition, some of the gain enhancement techniques used by the researchers in microstrip antennas are; adding a shorting-pins or slots, adding electromagnetic band gap on antenna and using superstrates or frequency selective surfaces.

In this thesis, 3 different architectures for next generation 5G mobile communication devices are used and a total of eight log-periodic patch antenna designs are presented. In the first of these studies, a log-periodic-like linear decreasing monopole patch antenna structure was designed for the 3.3-4.2 GHz frequency range for 5G applications below sub-6 GHz. The log-periodic structure of the proposed antenna is designed as a monopole with linear architecture. In the second and third antenna studies, 4 and 8 element MIMO architectures were applied to linear decreased log-periodic monopole antenna (LPMA) to increase the channel capacity. In these MIMO antennas, two more bands were added to the working bands with the differences in the ground planes. Three LPMAs designed with this first log-periodic architecture used FR4 substrates with a relative permeability of 4.3 and a thickness of 1.6 mm. In the second log-periodic geometry, a novel log-periodic dipole antenna (LPDA) consisting of non-crossed dipole elements instead of the crossed dipole in the traditional LPDA was designed and implemented as a

two-element MIMO antenna system for n258 5G band. In the third log-periodic antenna architecture, a notched LPMA (NLPMA) structure is obtained by merging two-quarter wavelength strip lines with a 90° angle for each log-periodic element. In this NLPMA architecture, two-port MIMO designs are presented with 3 different frequency combinations in the 5G mm-wave band such as; 28 GHz, 26/28 GHz and 26/39 GHz bands. Rogers RT 5880 with a relative permittivity of 2.2 and a thickness of 0.508 mm was used as the dielectric substrate in LPDA and ÇLPMA MIMO antenna structures designed for mm-wave bands. In addition, in order to reduce the effect of increasing atmospheric losses at mm-wave frequency region, gain increases of more than 50% have been achieved by adding superstrate and frequency selective surfaces obtained by using FR4 and Rogers RO3003 dielectric substrates to the antennas designed with LPDA and NLPMA architecture. In the last antenna system proposed in this thesis, a 12-element MIMO antenna structure is designed by combining the log-periodic architectures of the first and third designs in a multilayered manner. In the multilayer antenna structure designed as multi-band, there is a MIMO system consisting of 4 triangle-shaped LPMAs in the upper layer and operates in the frequency range of 3.3-3.8 GHz. The NLPMA structure, which is located in the lower layer of the antenna, is a MIMO system consisting of 8 elements with 26 GHz and 39 GHz resonances. In this last antenna system, the FR4 layer on the top acts as a superstrate for the mm-wave antennas and increase the antenna gain.

Keywords: frequency selective surface, log-periodic, MIMO, microstrip antenna, mm-wave, high gain, 5G.



ÖNSÖZ

Doktora eğitimim süresince bilgi, birikim ve yardımlarını benden esirgemeyerek bana yol gösteren danışmanım Doç. Dr. Seyfettin Sinan GÜLTEKİN'e, çok teşekkür ederim. Tez çalışmam boyunca tez izleme komitelerinde bana yol gösteren Prof. Dr. Gülay TEZEL ve Dr. Öğr. Üyesi Dilek UZER hocalarıma da teşekkürlerimi sunarım.

Tanıştığımız günden beri pek çok konuda bana yardımda bulunan ve Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesinde beraber görev yaptığım dostum Arş. Gör Mustafa TEKBAŞ'a da teşekkürü bir borç bilirim. Yine, bölümde yer alan başta bölüm başkanı hocam Doç. Dr. Ahmet KAYABAŞI olmak üzere bana destek olan tüm hocalarıma ve asistan arkadaşlarıma da teşekkürlerimi sunarım.

2211-C Yurt İçi Öncelikli Alanlar Doktora Burs Programı kapsamında doktora çalışmalarımı destekleyen Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK)'na ayrıca teşekkür ederim.

Doğduğumdan beri desteklerini benden esirgemeyen annem, babam ve kardeşlerime de şükranlarımı sunarım. Son olarak ise, başta tez çalışmam olmak üzere bana konuda yardımlarını sunarak her anlamda desteğini her zaman arkamda hissettiğim eşim Sabire YERLİKAYA ile beni manevi olarak her zaman motive eden evlatlarım Mustafa Zeki ve Halime Hafsa'ya sonsuz teşekkür ederim.

Mehmet YERLİKAYA
KONYA-2021

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
ABSTRACT.....	iv
ÖNSÖZ	iv
İÇİNDEKİLER	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR	iv
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	7
2.1. Mobil Haberleşmenin Tarihçesi	7
2.2. 5G Teknolojisi ve Frekans Paylaşımı	9
2.3. Literatürdeki Düzlemsel Log-Periyodik Anten Çalışmaları	11
2.4. 5G Uygulamaları İçin Literatürde Bulunan Mikroşerit Anten Çalışmaları	13
2.4.1. Mm-dalga 5G MIMO Anten Çalışmaları	17
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	20
3.1. Mikroşerit Antenler	20
3.1.1. Mikroşerit Anten Besleme Teknikleri	22
3.1.2. Mikroşerit Anten Analiz Yöntemleri	25
3.2. Log-Periyodik Antenler	28
3.2.1. Log-Periyodik Anten Tasarım Parametreleri.....	29
3.2.2. Düzlemsel Log-Periyodik Antenler	31
3.3. Anten Performans Parametreleri	32
3.3.1. Saçılma Parametreleri	32
3.3.2. Gerilim Duran Dalga Oranı (VSWR)	34
3.3.3. Bant Genişliği	35
3.3.4. Zarf Korelasyon Katsayısı (ECC).....	35
3.3.5. Işıma Örüntüsü.....	36
3.3.6. Yönlülük	36
3.3.7. Verim	37
3.3.8. Kazanç	37
3.3.9. Polarizasyon.....	37
3.4. Frekans Seçici Yüzeyler.....	38
3.5. Vektör Network Analizör	38
3.6. Yansımaz Oda	39
3.7. Elektromanyetik Simülasyon Programları	40
3.7.1. IE3D Paket Programı	40
3.7.2. CST Paket Programı	41
3.8. Dielektrik Altaş	41
4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA.....	43
4.1. 6 GHz Altı 5G Uygulamaları İçin Üçgen Şekilli LPMA Tasarımları	43

4.1.1.	Üçgen Şekilli LPMA Tasarımı	43
4.1.2.	Üçgen Şekilli LPMA Antenin MIMO Uygulamaları	47
4.2.	28 GHz 5G Uygulamaları İçin Çapraz Olmayan LPDA MIMO Tasarımı	55
4.2.1.	Çapraz Olmayan LPDA Tasarımı	55
4.2.2.	Çapraz Olmayan LPDA MIMO Anten Sistemi	57
4.2.3.	Çapraz Olmayan LPDA MIMO Anten Kazancının Artırılması	58
4.2.4.	Çapraz Olmayan LPDA MIMO Anten Performans İncelemeleri	60
4.3.	Mm-dalga 5G Bantları İçin Çentikli Log-Periyodik Anten Tasarımları	63
4.3.1.	ÇLPMA Mimarisi	63
4.3.2.	Tek Bant ÇLPMA MIMO Anten Tasarımı	64
4.3.3.	Çift Rezonanslı Genişbant ÇLPMA MIMO Tasarımı	71
4.3.4.	Çift Bantlı ÇLPMA MIMO Tasarımı	79
4.3.5.	Gelecek Nesil 5G Mobil Cihazları İçin Üç Bantlı 12-portlu MIMO Log-Periyodik Anten Sistemi Tasarımı	87
4.3.6.	ÇLPMA MIMO Mimarisinin Literatürde Yer Alan MIMO Antenlerle Karşılaştırılması	93
5.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER	95
5.1.	Sonuçlar	95
5.2.	Öneriler	96
KAYNAKLAR		97

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

ϵ_r	: Dielektrik katsayısı
ϵ_{eff}	: Efektif dielektrik katsayısı
f	: frekans
f_{min}	: Alt kesim frekansı
f_{max}	: Üst kesim frekansı
h	: Dielektrik kalınlığı
Γ	: Yansıma katsayısı
λ	: Dalga boyu
λ_0	: Serbest uzayda dalga boyu
λ_{eff}	: Efektif dalga boyu
λ_{max}	: Maksimum dalga boyu
τ	: Ölçeklendirme faktörü
σ	: Boşluk faktörü

Kısaltmalar

CDMA	: Kod Bölmeli Çoklu Erişim (Code Division Multiple Access)
CPW	: Eşdüzlemsel Dalga Kılavuzu (Co-Planar Waveguide)
dB	: Desibel
dB _i	: Desibel İzotropik
EBG	: Elektromanyetik Bant Boşluğu (Electromagnetic Band Gap)
EDGE	: Enhanced Data Rates for GSM Evolution
ETSI	: Avrupa Telekomünikasyon Standartları Enstitüsü (European Telecommunications Standards Institute)
FCC	: Federal Haberleşme Komisyonu (Federal Communications Commission)
FDMA	: Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (Frequency Division Multiple Access)
FDTD	: (Finite Difference Time Domain)
FEM	: (Finite Elements Method)
FSS	: Frekans Seçici Yüzey (Frequency Selective Surface)
GHz	: Gigahertz
GPRS	: General Packet Radio Service
GSM	: Küresel Mobil Sistem (Global System Mobile)
HSDPA	: Yüksek Hızlı Veri Paketi İndirme Erişimi (High-Speed Downlink Packet Access)
HSUPA	: Yüksek Hızlı Veri Paketi Yükleme Erişimi (High-Speed Uplink Packet Access)
IoT	: Nesnelerin İnterneti (Internet of Things)
ITU	: Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (International Telecommunication Union)
kbps	: Saniye Başına Kilobit (Kilobit per Second)
kHz	: Kilohertz
LPDA	: Log-Periyodik Dipol Anten
LTE	: Uzun Süreli Evrim (Long Term Evolution)
LTE-A	: Gelişmiş Uzun Süreli Evrim (Long Term Evolution-Advanced)
Mbps	: Saniye Başına Megabit (Megabit per Second)
MHz	: MegaHertz
MIMO	: Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (Multiple-Input Multiple-Output)
MMS	: Multimedya Mesaj Servisi (Multimedia Message Service)
mm-Wave	: Milimetre Dalga (Millimeter Wave)
MoM	: (Method of Moments)
M2M	: Makinadan Makinaya (Machine to Machine)
OfCom	: Haberleşme Ofisi (The Office of Communications)
PCB	: Baskı Devre Kartı (Printed Circuit Board)
PTFE	: Poli Tetra Flor Etilen
RF	: Radyo Frekans
SIW	: Substrat Entegre Dalga Kılavuzu (Substrate Integrated Waveguide)
SMS	: Kısa Mesaj Servisi (Small Message Service)
TDMA	: Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (Time Division Multiple Access)
TLM	: Transmission Line Model
UMTS	: The Universal Mobile Telecommunications System
VSWR	: Voltage Standing Wave Ratio
Wi-Fi	: Wireless Fidelity

Wi-MAX	: Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	: Wireless Local Area Network
1G	: Birinci Nesil (1 th Generation)
2G	: İkinci Nesil (2 nd Generation)
3G	: Üçüncü Nesil (3 rd Generation)
4G	: Dördüncü Nesil (4 th Generation)
5G	: Beşinci Nesil (5 th Generation)



1. GİRİŞ

Kablosuz haberleşme sistemleri günlük yaşantımızın vazgeçilmez ve en önemli unsurlarından biri haline gelmiştir. Birçok teknolojide olduğu gibi kablosuz haberleşme teknolojisi de son yıllarda oldukça hızlı bir gelişme göstermektedir. Bilgi ve iletişim teknolojilerindeki bu muazzam gelişmeler ve gittikçe artan kablosuz kullanıcı ve uygulama sayısı yüksek veri hızına ve kanal kapasitesine olan talebi de arttırmıştır. Bu sistemlere olan ilginin artmasının en önemli sebepleri, kablosuz haberleşmenin kullanıcılar için kullanım kolaylığı ve hareket serbestliği sunmasıdır. Günümüzde, kablosuz haberleşme denildiği zaman akla ilk gelen teknoloji hücresel haberleşme sistemleri olarak da bilinen mobil haberleşmedir. Mobil haberleşme, 1980'li yılların başında analog haberleşme temeline dayanan birinci nesil (1G) teknolojisi ile başlamış ve 2019 yılı itibarıyla ticari olarak kullanıma sunulan beşinci nesil (5G) ile devam etmektedir.

İnsanların yanı sıra nesnelerin de kullanıcı olarak tanımlanması ile dördüncü nesil (4G)'in devamı niteliğinde olan ve 4.5G olarak bilinen LTE-A teknolojisinin sağlamış olduğu kapasite ve iletim hızı artan talebe karşılık giderek daha yetersiz hale gelmiştir. Böylece, gelecek nesil olarak da adlandırılan 5G teknolojisi, 4G teknolojisinden sınırlı bant genişliği ve veri iletim hızı gibi eksikliklere çözüm getirmek için ortaya konulmuştur (Rappaport ve ark., 2013).

2016 yılında yayımlanan raporda küresel mobil geniş bant veri trafiğinin yıllık %45'lik artışla 2022 yılına kadar 10 kat büyümesi beklenmektedir. Bu artıştaki en büyük etkenlerden birisi mobil video teknolojilerine artan taleptir. Bunun yanında, nesnelerin interneti (IoT) olarak adlandırılan yeni teknolojilerin de ortaya çıkması veri trafiği artışının önemli etkenlerindendir. Öyle ki, 2016 yılında yaklaşık 5 milyar olan mobil cihazın 2022 yılına kadar mobil veri kullanımını talep eden 29 milyara ulaşması ve bu cihazların 18 milyarının IoT veya M2M aygıtlar tarafından oluşması beklenmektedir (Cerwall ve ark., 2016; GSMA, 2018).

5G'ye geçişte başta ITU, ETSI, Ofcom ve FCC gibi regülasyon kuruluşlarının 5G için gerekli standartların belirlenmesi beklenmektedir. Şüphesiz ki, bu standartların en önemlilerinden birisi frekans paylaşımlarıdır. Günümüzde tüm kablosuz haberleşme sistemleri genel olarak 300-3000 MHz aralığındaki frekans spektrumu kullanır. Bu yaygın kullanım ve artan veri talebi doğrultusunda, frekans spektrumu yaşanan tıkanıklıktan ciddi şekilde etkilenmektedir. 5G sistemlerin frekans spektrumu en genel

anlamda düşük (≤ 1 GHz), orta (1-6 GHz) ve yüksek (≥ 6 GHz) bantlar olarak sınıflandırılmıştır (Lee ve ark., 2018).

5G'nin dünya çapında başarılı bir şekilde kullanımı, ülkelerin ortak bir bant kümesi üzerinde anlaşmasını gerektirir. Bu nedenle, 2019 Kasım ayında yapılan Dünya Radyo Haberleşme Konferansı (WRC-19)'da frekanslar konusunda bazı kararlar alınmıştır. Her ülkenin ve bölgenin 5G için tahsis ettiği ya da etmeyi düşündüğü frekanslar farklı olmakla birlikte bazı ortak bantlar belirlenmiştir. ITU tarafından 5G için belirlenen ortak bantlar; 3.4-4.2 GHz, 24.25-27.5 GHz, 26.5-29.5 GHz, 37-43.5 GHz, 45.5-47 GHz, 47.2-48.2 ve 66-71 GHz frekans aralıkları içerisinde yer almaktadır (Marcus, 2019).

Tüm kablosuz sistemlerde olduğu gibi, 5G mobil sistemlerin de en önemli unsurlarından birisi antendir. Yüksek frekans spektrumunun zorlukları, anten tasarımcılarını verimli bir sinyal iletimi ve alımını sağlamak için çok yönlü antenler bulmaya teşvik etmiştir. Ayrıca, kullanılmakta olan mobil cihazların günden güne küçülmesine paralel olarak bu cihazlarda kullanılan anten sistemlerinin boyutları da giderek küçülmektedir. Bu sebeple, mobil sistemlerde kullanılacak antenlerin kazanç, bant genişliği gibi 5G performans kriterlerine uygun olmasının yanında boyutlarının da mobil cihazlara uyumlu olması gerekmektedir (Zhang ve ark., 2017a).

Yama antenler veya baskı devre antenler olarak da adlandırılan mikroşerit antenler, küçük profile sahip olma, üretim maliyet düşüklüğü, tasarım ve üretim kolaylığı gibi avantajları ile ön plana çıkmaktadır. Bu avantajlarından ötürü başta mobil cihazlar olmak üzere pek çok kablosuz sistemde çokça tercih edilmektedir. Bu antenlerin en önemli dezavantajlarının başında dar bant genişlikleri ve düşük kazanç değerleri gelmektedir. Bu dezavantajların giderilmesinde ise, pek çok yöntem kullanılmıştır ve birçoğu da araştırılmaktadır (Guha ve Antar, 2011; Balanis, 2013).

Anten tasarımı yapılırken frekans seçimi antenlerin etkin çalışması ve kanal kapasitesini arttırmak için gerekli temel gereksinimlerden birisidir. Mobil sistemlerde kullanılan antenler, genelde çoklu frekans bandından birini seçmek için çoklu bant, geniş bant ya da çok yönlüdür (Ying, 2012).

Mikroşerit antenlerin bant genişliğini arttırmak için yaygın olarak kullanılan tekniklerin bir kısmı; oyuk (slot) eklemek, parasitik yama kullanmak, bozunmuş toprak düzlemi (DGS) kullanmak, kısa devre pini eklemek ve log-periyodik yapı gibi frekans bağımsız anten mimarileri kullanmak olarak söylenebilir (Zaker ve ark., 2009; Yang ve ark., 2014; Toktaş ve ark., 2016; Da Xu ve ark., 2018; Yerlikaya ve ark., 2019).

Yine, mikroşerit antenlerin kazancını arttırmak için literatürde pek çok yöntem kullanılmıştır. Araştırmacılar tarafından kullanılan kazanç artırma yöntemlerinden öne çıkanların bazıları; kısa devre pin, meta malzeme, elektromanyetik bant boşluğu (EBG), frekans seçici yüzey (FSS veya FSY) eklentili anten tasarımları şeklinde sıralanabilir (Zhang ve Zhu, 2016; Jam ve Simruni, 2018; Peddakrishna ve Khan, 2018; Luo ve ark., 2019).

5G sistemleri, çok sayıda kullanıcının birden fazla uygulamayı çalıştırması için büyük kanal kapasitesi gerektirmektedir. Kanal kapasitesini arttırmak için en yaygın kullanılan yöntem, çoklu giriş çoklu çıkış (MIMO) anten dizilerinin kullanılmasıdır. MIMO sistemleri, her anten elemanının ayrı ayrı performans gösterdiği yerlerde, aynı anda birden fazla kanalı destekleyebilir. 3 GHz'in altındaki frekanslarda, anten boyutları büyüktür. Bu sebeple, hücrel uygulamalar için çok sayıda antenin büyük MIMO düzeneğine entegrasyonu oldukça zordur. Yüksek frekanslarda ise, daha küçük anten boyutları ile MIMO anten sistemlerinin uygulanması daha kolay hale gelmektedir (Larsson ve ark., 2014).

5G teknolojisi, yüksek veri hızları, daha hızlı bağlantı ve mevcut kablosuz ağlardan çok daha fazla yönlülük taleplerini karşılamayı hedeflemektedir. Bu hedefe ulaşmak için, daha geniş bant genişliği ve hızlı adaptif mekanizmalara sahip antenlerin kullanılması gerekmektedir. Bu tez çalışmasının asıl ilham kaynağı, yeni bir iletişim çağı başlatacak bu yeni nesil kablosuz teknoloji olan 5G mobil uygulamaları için verimli, kompakt ve uygun maliyetli bir anten tasarımı elde etmek olmuştur. Tez çalışmasında yapılacak olan anten tasarımları için 4 temel amaç belirlenmiştir. Bunlar;

- i. Halihazırda literatürde yer alan antenler, genel olarak sadece 6 GHz altı ya da sadece 6 GHz üstü frekanslar için tasarlanmıştır. Bu çalışmada ise, her iki frekans bölgesindeki bantları kapsayan bir anten sisteminin tasarlanması amaçlanmıştır.
- ii. Yine, literatürde yer alan 5G antenleri çoğunlukla mobil cihaz boyutlarına uyumlu olarak tasarlanmamaktadır. Bu durumda tasarlanan antenler ışıma karakteristiklerine göre uygun gibi gözükse de mobil cihazlara entegrasyonu konusunda soru işaretleri bulunmaktadır. Bu nedenle, bu çalışmada sunulan anten sistemlerinin mobil cihaz boyutları göz önüne alınarak tasarlanması amaçlanmıştır.

- iii. Diğer bir amaç olarak, anten tasarımlarında özellikle yüksek frekans bölgesindeki 5G uygulamaları için ihtiyaç duyulan yüksek kazanç değerini sağlamak için kazanç artırma tekniklerinin uygulanması planlanmıştır.

Bu tez çalışmasında, yukarıda belirtilen amaçlar doğrultusunda 3 adet farklı ve özgün geometriye sahip log-periyodik anten mimarisi ile toplamda 7 MIMO anten tasarımı sunulmuştur. Tez çalışmasında yer alan MIMO antenlerden ikisi orta bant (1-6 GHz) 5G uygulamalarında kullanılmak üzere mobil cihaz boyutunda tasarlanmış iken, dört tanesi milimetre dalga (mm-dalga) frekans bölgesindeki 5G uygulamaları için tasarlanmıştır. Son MIMO anten çalışması ise, katmanlı bir MIMO anten sistemi olarak hem orta hem de yüksek 5G frekans bölgeleri için çoklu bant olarak tasarlanmıştır.

Tez çalışmasında ilk olarak, 6 GHz altı 5G uygulamalarına yönelik 3.3-3.8 GHz frekans aralığı için lineer azalan ve log-periyodik monopollü anten (LPMA) benzeri bir yama anten yapısı tasarlanmıştır. Önerilen antenin LPMA yapısı, üçgen şeklinde bir anten yamasından ilham alınarak dipol (çift kutup) yerine monopollü (tek kutup) olarak yerleştirilmiş elemanların, logaritmik yerine lineer azalan şekilde yerleştirilmesi ile tasarlanmıştır. İlk olarak tekil bir mimaride tasarlanan LPMA mimarisinin, 4 ve 8 elemanlı MIMO anten uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Her iki MIMO mimarisinde sunulan antenler, 3 rezonanslı çoklu bant antenler olarak tasarlanmıştır. Ayrıca, önerilen MIMO antenler mobil cihaz boyutlarına uygun şekilde 1.6 mm kalınlık ve 4.3 bağl geçirgenliğe sahip $80 \times 150 \text{ mm}^2$ boyutunda çift taraflı FR4 plaka üzerine baskı devre ile kazınarak üretilmiştir.

Tez çalışmasında yer alan ikinci log-periyodik anten tasarımında mm-dalga 5G uygulamalarına yönelik, n258 ya da 28 GHz bandı olarak da nitelendirilen 26.5-29.5 GHz frekans aralığı için bir log-periyodik dipollü anten (LPDA) tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan bu antenin geleneksel LPDA antenlerden farkı, literatürde yer alan antenlerde çapraz olarak yerleştirilen dizi elemanlarının yerine dizi elemanlarının aynı hizada bulunması yani çapraz şekilde olmamasıdır. LPDA tasarım kriterleri ile tasarlanan antenin simülasyonunda tasarımda frekans bandı olarak istenen değerler neredeyse birebir karşılanmıştır. Sunulan anten yapısının kanal kapasitesini arttırmak için öncelikle antenin MIMO uygulaması yapılmış sonrasında ise anten kazancında iyileştirme sağlamak için üst katman (superstrate) ve FSS teknikleri uygulanmıştır. Önerilen LPDA MIMO anten sistemi, $20 \times 20 \text{ mm}^2$ 'lik kompakt boyutu ile birçok mobil cihaza uyumlu bir şekilde tasarlanmış ve 0.508 mm dielektrik kalınlığa ve 2.2 bağl geçirgenliğe sahip Duroid RT5880 alttaşı ile prototip hale getirilmiştir.

LPDA MIMO antenin kazancını artırmak için ise, üst katman olarak kalınlığı 1.52 mm ve dielektrik sabiti 3 olan Rogers RO3003 dielektrik alttaştan faydalanılmıştır.

Mm-dalga frekans bölgesi için tasarlanan ikinci log-periyodik anten mimarisinde; yine özgün bir LPMA tasarımı oluşturulmuştur. Literatüre sunulan bu anten mimarisindeki, log-periyodik elemanları ilk çalışmada olduğu gibi tek düzlemde bulunmakta diğer düzlemde de kısmi bir dikdörtgen toprak düzlemi yer almaktadır. Önerilen LPMA'nın yama kısmında yer alan her bir log-periyodik eleman, çeyrek dalga boyunda iki şerit hattın 90° açıyla çentik benzeri birleştirilmesi ile elde edilmiştir. Oluşturulan bu yeni LPMA mimarisi ile n257 (26.5-29.5 GHz), n258 (24.5-27.5 GHz) ve n260 (37-40 GHz) 5G mm-dalga frekans bantlarını içine alan 3 MIMO mimarisi tasarlanmıştır. Bu üç MIMO mimarisinden birincisinde n257 bandı için tasarlanmış ve özdeş iki LPMA içeren 28 GHz rezonanslı bir MIMO anten sunulmuştur. Bu kısımda sunulan ikinci anten sisteminde, n258 bandını kapsayan ve 26 GHz rezonans frekanslı bir LPMA ile n257 bandında ışıyan 28 GHz rezonanslı ikinci bir LPMA'dan oluşan genişbantlı (24-4-29.5 GHz) bir MIMO anten tasarımı yapılmıştır. Yeni çentikli LPMA ile yapılan son çalışmada ise, n258 ve n260 frekans bölgelerinde çalışabilen 26 GHz ve 39 GHz olarak çift bantlı özgün bir log-periyodik MIMO anten sistemi tasarlanmıştır. Bu kısımda tasarlanan MIMO anten sistemlerinin toplam boyutları sırası ile $18.75 \times 18.75 \text{ mm}^2$, $17.5 \times 17.5 \text{ mm}^2$ ve $16.75 \times 16.75 \text{ mm}^2$ olarak belirlenmiştir. Yine üçüncü log-periyodik geometride, 2.2 bağıl geçirgenlik ve 0.508 mm kalınlığa sahip dielektrik değeri ile tasarlanan MIMO antenler için alttaş olarak ilk mm-dalga antende olduğu gibi Duroid RT5880 kullanılmıştır. Ayrıca, yine bu bölümde anten kazançlarını artırmak için iki özgün frekans seçici yüzey (FSY) tasarımı yapılmıştır. Tasarımlardan ilkinde birim eleman boyutu $3.75 \times 3.75 \text{ mm}^2$ olan ve Selçuklu yıldızı şeklinde bir FSY önerilmiştir. İkinci FSY tasarımında ise 90° açı ile iç içe yerleştirilmiş iki kareden oluşan bir yapı sunulmuştur. Bu FSY yapılarının antenlere uygulanması ile tasarlanan mm-dalga LPMA MIMO antenlerin kazançlarında %50'nin üzerinde bir artış sağlanmıştır.

Tez çalışmasında sunulan son anten tasarımında ise; ilk kısımda sunulan 6 GHz altı üçgen şekilli LPMA mimarisi ile bir önceki kısımda belirtilen çentikli elemanlardan oluşan LPMA mimarisi birleştirilerek çok katmanlı bir anten sistemi oluşturulmuştur. Oluşturulan anten sisteminin boyutu günümüz mobil cihazlara uygun olması için $70 \times 140 \text{ mm}^2$ olarak belirlenmiştir. Anten sisteminin üst katmanında 1.6 mm kalınlıkta FR4 alttaş kullanılmış ve 3.3-3.8 GHz bandını kapsayacak şekilde tasarlanan 4 adet

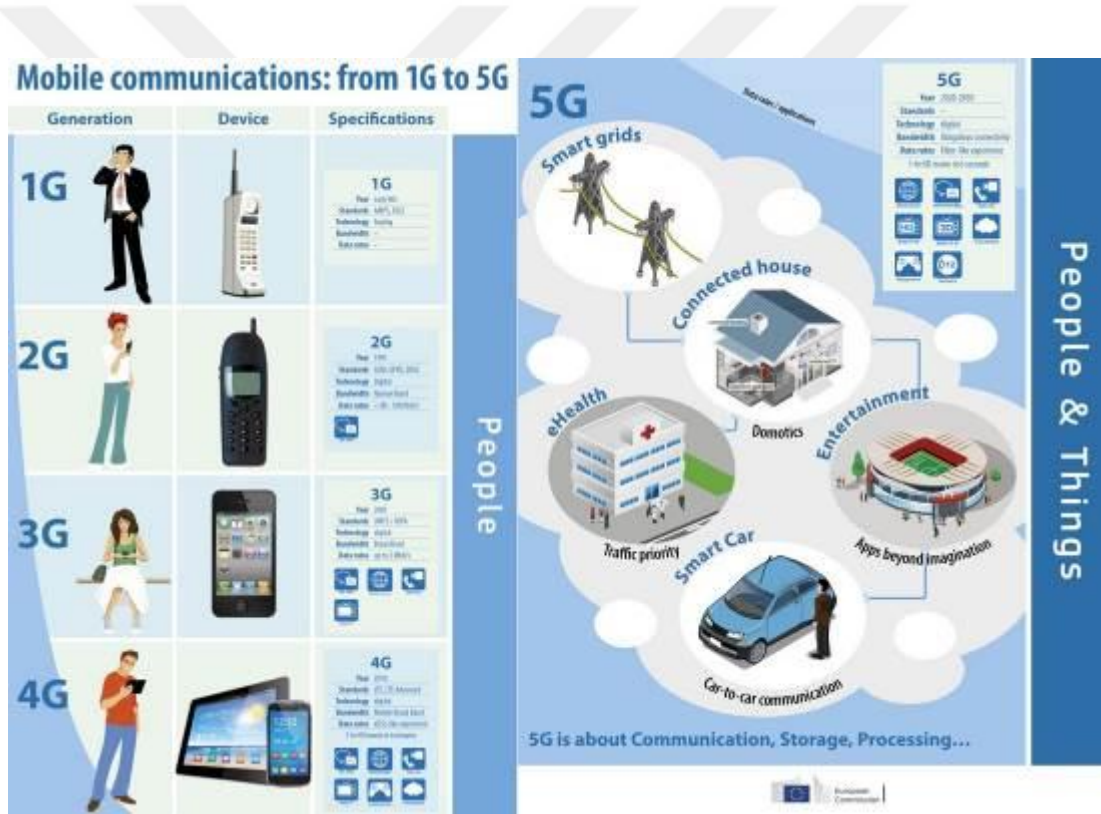
üçgen şekilli LPMA elemanı alttaş kenarlarının ortalarına ulaşacak şekilde yerleştirilmiştir. Anten sisteminin alt katmanında 0.508 mm kalınlığa sahip Rogers RT5880 dielektrik alttaş kullanılmıştır. Toplam 8 adet çentikli LPMA elemanının yer aldığı alt katmandaki antenler, 26 ve 39 GHz frekans noktalarında rezonansa girmektedir. Toplamda 12 elemandan oluşan anten sisteminin tasarımında ara katman olarak ise, 2.7 mm kalınlığında hava boşluğu ($\epsilon_r=1$) kullanılmıştır. Ancak pratikte alt ve üst katmanlar boşlukta asılı duramayacağı için, katmanlar arasına dik durmayı sağlayacak kadar ve hava ile hemen hemen aynı dielektriğe sahip ($\epsilon_r=1.03$) strafor köpük kullanılmıştır. Böylelikle, gelecek dönem mobil cihazları için 3 bantlı bir 5G MIMO anten sistemi tasarlanmıştır.

Önerilen mm-dalga MIMO antenlerin literatürde yer alan antenlerle karşılaştırılmasında özellikle kazanç, izolasyon seviyesi ve boyut anlamında üstün oldukları görülmüştür.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

2.1. Mobil Haberleşmenin Tarihçesi

Mobil haberleşme sistemlerinin başlangıcı olarak kabul edilen 1G'den günümüzde kullanımına yeni başlanılan ve gelecek nesil haberleşmesi olarak da anılan 5G'ye geçiş süreci oldukça hızlı olmuştur. Bu süreçte, 1G'nin ticari olarak kullanıma başlanmasından sonraki yaklaşık her 10 yıllık dönemde yeni bir nesil geliştirilmiştir. Mobil haberleşmenin ilerleme süreci Şekil 2.1'de gösterilmiştir. Her bir neslin ortaya çıkışındaki en önemli etkenler mobil sistemlere olan ilginin her geçen gün artması ve kullanıcıların daha hızlı haberleşmeye ihtiyaç duymalarıdır.



Şekil 2.1 Mobil haberleşmenin ilerleme süreci (EC, 2021)

1982 yılında ticari olarak kullanımına başlanan 1G, Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FDMA) modülasyon tekniğinin kullanıldığı ve sadece ses haberleşmesinin sağlandığı analog bir teknolojidir. 1G teknolojisi frekans bandı 824-894 MHz frekans bandında, 10-30 KHz arasında kanal bant genişliği ve 10 kbps maksimum veri hızı sağlamaktaydı. Daha iyi iletim, daha yüksek sistem kapasitesi, daha geniş kapsama ve daha yüksek spektral verimliliğe olan talep neticesinde ikinci nesil (2G) teknolojisi

geliştirildi. 1991 yılında, analog teknolojiyen dijital teknolojiye geçilerek GSM ismi ile ortaya konan 2G teknolojisi ticari olarak piyasaya sürüldü. 2G ile kablosuz ses haberleşmesinde iletişim kalitesi önemli ölçüde artarken, SMS ve MMS gibi mobil veri servisleri de kullanıma sunulmuştur. 2G teknolojisinde, TDMA ve CDMA dijital modülasyon teknikleri kullanılmaktadır. 2G teknolojisi başlangıçta 850-1900 MHz frekans bandı ve 200 kHz bant genişliğine sahip sırasıyla 9.6 kbps veri iletim hızı sunmakta iken; ilk gelişim safhası olan GPRS ve ikinci safhası olan EDGE hizmetleri ile sırasıyla 50 kbps ve 300 kbps'ye kadar veri hızı sunulmuştur. 2000 yıllarda yeni nesil olarak ortaya çıkan 3G teknolojisinin çıkış noktası yüksek veri haberleşmesidir. 3G sistemleri yüksek hızlı mobil erişim internet protokolü (IP) tabanlı hizmetleri birleştirmiştir. 3G teknolojileri başlangıç olarak 1.8-2.5 GHz frekans bandında yaklaşık 2 Mbps indirme hızı sunmuştur. Sonrasında HSDPA ve HSUPA olarak belirtilen 3G sürümleri 14.4 Mbps maksimum veri indirme hızı ile mobil geniş bant erişimi sağlamıştır. 3G teknolojisinin bir uzantısı olarak sunulan dördüncü mobil nesil (4G), mobil cihazlar ve veri terminalleri için yüksek hızlı kablosuz iletişim için bir standart olan LTE olarak tanıtıldı. 4G, 3G'nin tüm hizmetlerini kapsarken kullanıcıya yüksek kaliteli sestten yüksek kalite video aktarımına kadar yüksek veri hızında ve geniş bant internet avantajı sunmaktadır. 4G teknolojisinin 3G sisteminden temel farkı, akıllı telefonlar, dizüstü bilgisayarlar ve diğer mobil cihazlar için mobil geniş bant internet erişimidir. İdeal koşullarda LTE teknolojisi ile 300 Mbps downlink veri hızı sunar ve 3G'ye göre gecikmeyi azaltır. 4.5G olarak sunulan LTE-A ise, LTE'nin bir evrimidir ve indirme ve yükleme veri hızları ve kaynak verimliliği açısından iyileştirmeler sağlamıştır (Albreem, 2015; Zhang ve ark., 2017).

Yeni nesil kablosuz teknolojileri ile birlikte; ses, video, veri transferi, konum tespiti ve sağlık takibi gibi çeşitli uygulamaların kullanıldığı mobil cihazların sayısı 5 milyarı aşmıştır. Kullanıcı talepleri doğrultusunda birden fazla cihaz ile yapılabilecek uygulamaların tek bir cihaz üzerinden gerçekleştirilebilmesi gibi gereksinimleri ortaya çıkarmıştır. Ayrıca, mevcut mobil teknoloji nesli 4.5G'nin, kablosuz cihazlar için yüksek kaliteli ve düşük gecikmeli uygulamalar sağlamada kısıtlamaları vardır. Bunlara ek olarak, sınırlı bant genişliğinin ortak kullanımı, kablosuz cihazların güç tüketim sorunu, cihaz boyutları ve yüksek performans isteği gibi gereksinimler araştırmacıları yeni teknolojiler geliştirmeye teşvik etmiştir. Bu nedenle, 5. nesil (5G) mobil iletişim ağı, daha yüksek iletim hızı, daha yüksek kapasitesi, daha fazla bağlantı ve daha düşük

ağ gecikmesi gibi avantajları ile mobil iletişim için büyük önem arz etmektedir (El Shorbagy ve ark., 2016).

2.2. 5G Teknolojisi ve Frekans Paylaşımı

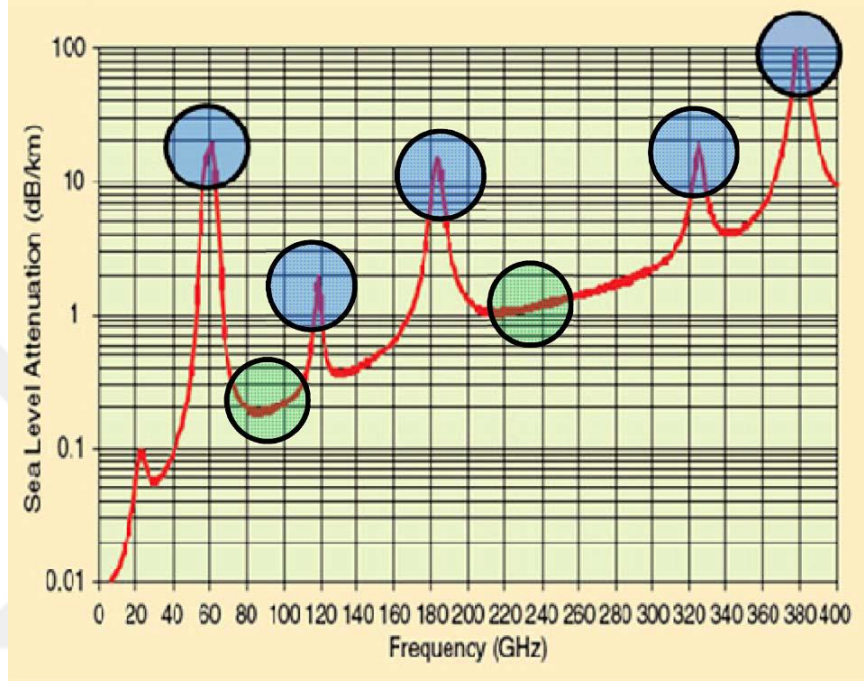
5G spektrumu, 410 MHz ile 86 GHz arasında geniş bir frekans aralığını kapsamaktadır. Elbette ki, bu aralıktaki tüm frekanslar 5G tarafından kullanılmaz. Başta ITU olmak üzere haberleşmeyle ilgili regülasyon kuruluşları 5G hizmetlerinin sunulabileceği bir dizi çalışma bandını tanımlamıştır. Bu frekanslar, uygunluk ve mevcudiyete göre seçilmiştir. 5G spektrumu en genel anlamda 6 GHz altı ve 6 GHz üstü şeklinde ikiye ayrılırken, daha özel olarak 1 GHz altı (sub-1 GHz), 3 GHz altı (sub-3 GHz), 6 GHz altı (sub-6 GHz), mm-dalga altı (sub-mmWave) ve mm-dalga (mmWave) frekansları şeklinde sınıflandırılmaktadır (Marcus, 2019).

5G'ye geçişte ilk aşamada 6 GHz altı frekansların kullanılması planlanmaktadır. 2015 yılında yapılan Dünya Radyo Haberleşme Konferansında (WRC-15), 3400-3600 MHz frekans aralığı Uluslararası Mobil Telekomünikasyon (IMT) için tanımlandı. Belirlenen bu spektrum tüm dünya genelinde sabit kalmakla birlikte, 3300-4200 MHz'in diğer frekanslarının kullanımı ülkeden ülkeye değişmektedir (Marcus, 2015).

Avrupa'da birçok ülke, Avrupa Haberleşme Komisyonu (AHK)'nın 2016 yılındaki raporunda belirlenen teknik koşullar altında 3400-3800 MHz frekans aralığında bölgesel mobil/sabit iletişim ağlarının (MFCN's) lisansını almıştır. Amerika Birleşik Devletleri (ABD) 5G için, 3100-3550 MHz ve 3700- 4200 MHz bantlarını lisanslı bant olarak tanımlarken 3550-3700 MHz aralığını ise lisanssız bant olarak belirlemiştir. Japonya, Güney Kore ve Çin ise; sırasıyla 3600-4200 MHz, 3400-3700 MHz ve 3300-3600 MHz bantlarını 5G için tanımlamışlardır (Lee ve ark., 2018).

6 GHz üzeri frekanslar kompakt yapı, küçük boyut ve daha geniş bant genişliği gibi avantajlara sahiptir. Bununla birlikte, yüksek frekansların en önemli dezavantajı artan atmosferik kayıplardır. Daha yüksek frekanslarda atmosfer daha soğurucu hale gelmektedir, bu da alıcı (Rx) ucunda sinyal gücünün zayıflamasına neden olmaktadır. Frekansa bağlı atmosferik kaybın grafiği Şekil 2.2'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi, 24 GHz ile 40 GHz aralığında atmosferin soğurucu etkisi azalmaktadır. Bu durum 5G gibi yüksek frekans haberleşme uygulamaları için önemli bir avantaj oluşturmaktadır.

Mm-dalga spektrumu, özellikle hücresel iletişim amacıyla mikrodalga ve RF spektrumuna kıyasla geçmişte daha az kullanılmıştır. 24 GHz ile 86 GHz aralığındaki frekans bantları, bu frekanslardaki yayılma sınırlamaları ele almak koşuluyla 5G uygulamaları için büyük önem arz etmektedir. Bu aralıktaki tüm frekanslar 5G tarafından kullanılmaz.



Şekil 2.2 Frekansa bağlı atmosferik zayıflama etkisi (Rappaport ve ark., 2011)

Ulusal ve uluslararası regülasyon kuruluşları, 6 GHz altı ve mm-dalga frekansları içinde 5G hizmetlerinin sunulabileceği bir dizi çalışma bandı tanımlamıştır. Ülke ve bölgeler için tanımlanmış frekans bantları Şekil 2.3’de gösterilmiştir. Bu frekanslar, uygunluk ve mevcudiyete göre seçilmiştir. Bu frekans bantları belirlenirken askeri, denizcilik ve uydu iletişim sistemleri gibi 5G dışı sistemlerle çakışmamasına dikkat edilmiştir.

Şekil 2.3’de koyu renkli çizgi (■) ile gösterilen frekanslar lisanslı kullanım için ayrılan bantları gösterirken, gri renk (■) ile verilen frekanslar lisanssız kullanıma açılan bantları ifade etmektedir. Açık renkteki bantlar ise mevcutta kullanılan bantları belirtmektedir. Şekilde görüldüğü gibi, mevcut LTE bantlarına ek olarak ülkelerin 5G uygulamaları için belirlediği frekans bantları 3 frekans bölgesinde toplanmıştır. İlk olarak, 3300- 4200 MHz arası 6 GHz altı 5G uygulamaları için tüm ülke frekanslarını

içine alan ortak bir frekans bölgesidir. Bu frekans bölgesinde özellikle 3.3-3.8 GHz frekans aralığı oldukça yaygın tercih edilmiştir.

	<1GHz	3GHz	4GHz	5GHz	6GHz	24-30GHz	37-50GHz	64-71GHz
	600MHz (2x35MHz) 900MHz (2x35MHz) 2.5/2.6GHz (B41/n41)	3.1-3.45GHz 3.45-3.55GHz 3.55-3.7GHz	3.7-3.98GHz 4.99GHz	4.94-5.9-71GHz		24.25-24.45GHz 24.75-25.25GHz 27.5-28.35GHz	37-37.6GHz 37.6-40GHz 47.2-48.2GHz	57-64GHz 64-71GHz
	600MHz (2x35MHz)	3.475-3.65GHz	3.65-4.0GHz			26.5-27.5GHz 27.5-28.35GHz	37-37.6GHz 37.6-40GHz	57-64GHz 64-71GHz
	700MHz (2x30 MHz)	3.4-3.8GHz		5.9-6.4GHz		24.5-27.5GHz		57-66GHz
	700MHz (2x30 MHz)	3.4-3.8GHz				26GHz		57-66GHz
	700MHz (2x30 MHz)	3.4-3.8GHz				26GHz		57-66GHz
	700MHz (2x30 MHz)	3.46-3.8GHz				26GHz		57-66GHz
	700MHz (2x30 MHz)	3.6-3.8GHz				26.5-27.5GHz		57-66GHz
	700MHz 2.5/2.6GHz (B41/n41)	3.3-3.6GHz		4.8-5GHz		24.75-27.5GHz		40.5-43.5GHz
	700/800MHz 2.3-2.39GHz	3.4-3.42GHz 3.42-3.7GHz 3.7GHz 4.0GHz		5.9-71GHz		25.7-26.5GHz 26.5-28.9GHz 28.9-29.5GHz	37GHz	57-66GHz
		3.6-4.1GHz	4.5-4.9GHz			26.6-27GHz 27-29.5GHz	39-43.5GHz	57-66GHz
	700MHz	3.3-3.6GHz				24.25-27.5GHz 27.5-29.5GHz	37-43.5GHz	
		3.4-3.7GHz				24.25-29.5GHz	39GHz	57-66GHz

Şekil 2.3 5G için küresel spektrum dağılımları (Qualcomm, 2020)

Şekil 2.3’de mm-dalga frekans bölgesinde yer alan ilk ortak frekans bölgesi 24.25-29.5 GHz aralığındaki bölgedir. Bu frekans bölgesinde tanımlanmış 2 frekans bandı bulunmaktadır. Bu bantlardan ilki, 24.25 GHz ile 27.5 GHz aralığını kapsayan ve 26 GHz bandıdır. Diğeri ise, 26.5-29.5 GHz frekans aralığında tanımlı ve 28 GHz bandıdır. ITU tarafından bu iki bant sırasıyla n257 ve n258 bantları şeklinde tanımlanmıştır. Şekilde mm-dalga bölgesinde yer alan diğer ortak frekans bölgesi ise, 37 GHz ile 43.5 GHz aralığında yer almaktadır. Bu frekans bölgesinde en yaygın kullanılan bant ise 38 GHz ya da 39 GHz bandıdır. ITU tarafından n260 olarak isimlendirilmiş bu bant 37-42.5 GHz frekans aralığında tanımlanmıştır.

2.3. Literatürdeki Düzlemsel Log-Periyodik Anten Çalışmaları

Günümüz kablosuz sistemlerinde yüksek hız ve büyük boyutta veri iletimi amaçlanmaktadır. Bu nedenle, bu sistemler için tasarlanacak olan antenlerin bant genişliğinin geniş olması istenmektedir. Bununla birlikte, tasarlanacak antenlerin PCB ile bütünleştirilebilir ve boyutunun günümüz mobil cihazlarına uygun olması da gerekmektedir.

Bir tür frekans bağımsız anten olarak LPDA anteni, geniş bant, yüksek kazanç ve basit tasarım avantajları nedeniyle Isbell (1960)’in ilk çalışmasından günümüze

haberleşme sistemlerinde popüler bir anten türü olmuştur. Ancak, klasik LPDA'nın en büyük dezavantajı boyutunun büyüklüğüdür. Çünkü geleneksel LPDA'da en büyük dipol eleman boyutu çalışma bandının alt kesim frekansına (f_{min}) karşılık gelen dalga boyunun yarısı ($\lambda_{max}/2$) ölçüsündedir. Bu nedenle, bir LPDA boyutu özellikle kısıtlı boyuta sahip haberleşme uygulamaları için daha uygun hale getirilerek boyutu küçültülmelidir. Klasik LPDA antenin günümüz kablosuz sistemleri için diğer bir dezavantajı da dipol elemanlarının tellerden oluşması sebebiyle PCB temelli mobil cihazlara uyumunun zorluğudur. Bu sorun için ise, log-periyodik mimarinin düzlemsel sistemlere uygulanması gerekmiştir.

Literatürde pek çok düzlemsel log-periyodik anten uygulaması yer almaktadır. Düzlemsel Log-Periyodik Dipol Anten (DLPDA)'ın ilk denemesi Campbell ve ark. (1977) tarafından çift katmanlı bir anten uygulamasında yapılmıştır. Yine, DLPDA antenlerin minyatürleşmesi için literatürde bir takım teknikler sunulmuştur. Bu tekniklerden bazıları; fraktal Koch mimarisi uygulaması (Anagnostou ve ark., 2008), dipol elemanlarının üzerine silindirik şapka uygulaması (Jardon-Aguilar ve ark., 2011), T-şeklinde üst elemanlı LPDA tasarımı (Chen ve ark., 2017) ve dipol elemanlarının kıvrımlı olarak tasarlanması (Özgönül ve Seçmen, 2020) şeklinde sıralanabilir.

Bununla birlikte, literatürde klasik log-periyodik mimarisinden farklı mikroşerit anten tasarımları da yer almaktadır. Yeo ve Lee (2012), tasarımlarında 1-6 GHz aralığında çalışan ve dipol elemanları olarak papyon (bow-tie) yamaları kullanılmış bir LPDA önermişlerdir. Casula ve ark. (2013) ise, nispeten büyük eksenel boyuta sahip 3–6 GHz çalışma bandına sahip eş düzlemsel dalga kılavuzu (CPW) beslemeli bir DLPDA önermişlerdir.

Son dönemlerde düzlemsel antenlerde uygulanmaya başlanan alttaş entegre dalga kılavuzu (SIW) tekniğinin DLPDA uygulamasının ilk örneklerinden olan Zhai ve ark. (2013) yapmış oldukları çalışmada Ka bandı (26-40 GHz) için tasarladıkları antende dörder elemanlı iki log-periyodik mimari kullanılmıştır. Önerilen kelepçe modlu SIW tekniği uygulanan anten sistemi 10 dB üzerinde bir maksimum kazanç değeri ile mikroşerit antenler için oldukça yüksek bir kazanç değerine erişmiştir.

Diğer bir çalışmada, log-periyodik dizi tasarımında dipol elemanlar yerine 12 adet monopollü dizi elemanı kullanılan bir anten tasarımı sunulmuştur. Klasik LPDA yapılarına göre daha basit besleme yapısı bulunan anten X bandını kapsayıcı şekilde 8.4-14.6 GHz aralığını kapsayıcı şekilde tasarlanan log-periyodik monopollü anten (LPMA) için yüksek bir kazanç değeri elde edilmiştir (Wei ve ark., 2017).

Son olarak log-periyodik antenlerin 5G'deki ilk uygulamalarından olan bir çalışmada, tıbbi algılama ve insan vücudu giyilebilir elektronik uygulamaları için yeni bir esnek geniş bant mürekkep baskılı LPDA yapısı sunulmuştur. 23-30 GHz aralığı için tasarlanan LPDA, esnek bir kumaş üzerine basılmış ve eşdüzlemsel şerit hat (CPS) balun besleme ve yamanın üzerinde yagi-uda benzeri yansıtıcı elemanlar içermektedir (Li ve ark., 2020).

2.4. 5G Uygulamaları İçin Literatürde Bulunan Mikroşerit Anten Çalışmaları

Tüm kablosuz sistemlerde olduğu gibi 5G sistemler için de anten teknolojileri büyük önem arz etmektedir. Kablosuz cihazlara yönelik 5G taleplerini anlamak ve çeşitli anten çözümleri geliştirmek için gelecek vaat eden teknolojilerden yararlanmak çok önemlidir. 5G mimarileri için; daha geniş kapsama ile yüksek hızda veri aktarımı amaçlandığı için geniş bantlı ve yüksek kazançlı antenlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yüzden geniş bant genişliğine sahip, yüksek kazançlı ve ilgili frekans bandı aralığında mümkün olduğunca sabit bir ışıma deseni gösteren antenler tercih edilmektedir. Literatürde şimdiye kadar yapılmış bazı 5G anten tasarımları sunulmuştur. Yapılan bu antenler çalışma bantları açısından incelendiğinde tek bant, çoklu bant ya da geniş bant olarak sınıflandırılmaktadır. Anten mimarileri açısından incelendiğinde ise; monopol anten, dizi anten, MIMO anten, esnek anten ve ayarlanabilir anten olmak üzere farklı şekillerde sınıflandırılabilir.

5G teknolojisinin mobil sistemler için ilk uygulamalarından olan çalışmada, geleneksel 4G frekansları ile 6 GHz altı 5G frekansları için hibrit olarak tasarlanmış bir mobil anten sistemi sunulmuştur. Anten sistemindeki 4G anten modülü, 824-960 MHz ve 1710-2690 MHz frekans aralıklarında iki geniş çalışma bandı ile GSM 850/900/1800/1900, UMTS 2100 ve LTE 2300/2500 bantlarını kapsayabilen iki antenli bir diziden oluşurken; 5G anten modülü 3400-3600 frekansları arasında çalışan sekiz antenli bir MIMO dizisini içermektedir. Toplamda 10 antenden oluşan MIMO anten sistemi, 0.8mm kalınlığa sahip ve toplam boyutu $70 \times 140 \text{ mm}^2$ olan FR4 malzeme ile üretilmiştir (Ban ve ark., 2016).

5G mm-dalga anten uygulamaları ile ilgili ilk çalışmalardan birinde Parchin ve ark. (2016), yaprak şeklinde tasarladıkları 8 adet fiyonk (bow-tie) anten elemanından oluşan bir faz dizi mimarisi önermişlerdir. Önerilen anten 28 GHz ve 38 GHz'de çalışan bir çift bant anten olmasının yanında aynı zamanda geniş bant bir kapsama sağlamıştır.

Yapılan çalışmadaki her bir dizi elemanının boyutu $4.6\text{mm} \times 4.6\text{mm}$ olarak ayarlanmış ve anten dizisinin toplam boyutu $4.6\text{mm} \times 36.8\text{mm}$ olmuştur. Çalışmada dielektrik olarak 3.5 katsayı ve 0.5mm kalınlıkta Arlon AR350 malzemesi kullanılmıştır. Ayrıca, olası çok kullanıcı bir MIMO modunda çalışmak için bir cep telefonu boyutunda devre kartının farklı taraflarında (yan ve üst) iki lineer dizinin performansları incelenmiş ve benzer ışıma yapılarına sahip oldukları görülmüştür.

Jilani ve Alomainy (2017) ise, milimetre dalga 5G kablosuz sistemleri ve uydu iletişim uygulamaları için 27 GHz, 33 GHz ve 38 GHz bantlarında çalışan 3 bantlı bir dizi anten tasarımını sunmuşlardır. Bu çalışmada, standart doğrusal Franklin dizisinin geometrisi geliştirilerek elde edilmiş olan 2 boyutlu 3×3 'lük bir Franklin dizisi kullanılmıştır. Kare dizi elemanlarından oluşan antenin beslemesi tek noktadan yapılmıştır. Sunulan antenin prototipi $21\text{mm} \times 26\text{mm} \times 0.8\text{mm}$ boyutlarındaki 2.2 dielektrik katsayılı ve 0.0009 tanjant kayıplı Rogers RT/Duroid 5880 substrat kullanılarak üretilmiştir. Anten dizisinin ölçülen kazanç değerleri belirtilen her 3 bantta 7 dBi'nin üzerindedir. Ayrıca, anten dizisinin verimi çalışılan tüm bantlarda %70 ve üzerindedir.

2018 yılında 5G mobil terminalleri için 26.5-31 GHz frekans aralığında çalışan huzme yönlendirmeli bir dizi anten sistemi tasarlanmıştır. Önerilen dizi, bir aktif ve iki pasif parasitik elemandan oluşmaktadır. Pasif elemanlar üzerine iki anahtar kontrolü ile farklı reaktif empedans yüklenir. Anten dizisindeki aktif elemandan oluşan monopol alttaşıla bütünleşik dalga kılavuzu (SIW) ile beslenirken diğer iki pasif monopol mikroşerit hat ile beslenmiştir. Aktif ve pasif elemanlardan oluşan diziler, 28 GHz'de 2.27 dielektrik katsayısı ve 0.0003 tanjant kaybı olan bir polipropilen alttaşı malzemesi ile tasarlanmış ve üretilmiştir. Anten dizinin uzunluğu, 0.81 dalga boyundan daha küçüktür. Ayrıca, aktif eleman ve pasif parasitik elemanlar $75\text{mm} \times 150\text{mm}$ boyutlu 0.5 mm kalınlığında ve 2.2 elektriksel geçirgenliği olan Rogers 5880 bir telefonun metal arka kapağına entegre edilmiştir (Zhang ve ark., 2018).

Parchin ve ark. (2018), hüzme yönlendirmeli bir dizi oluşturmak için bir cep telefonu baskı devre kartının (PCB) üst kısmına sekiz kompakt ayırık beslemeli oyuk antenin yerleştirildiği frekans ayarlanabilir anten dizisinin tasarımını önermişlerdir. Anten frekans ayarlaması milimetre dalga 5G haberleşmesi için aday frekans bantlarından ikisi olan 28 GHz veya 38 GHz'de çalışacak şekilde belirlenmiştir. Anten alttaşı olarak 0,508 mm kalınlıklı, 2.2 elektriksel geçirgenliğe ve 0.0009 tanjant kaybına sahip Rogers RT 5880 kullanılmıştır. Her biri T şeklinde yamadan oluşan ve eleman

boyutu $3.25\text{mm} \times 4.8\text{mm}$ olan dizi elemanlarından oluşan antenin toplam büyüklüğü $3.25\text{mm} \times 39.8\text{mm}$ olarak ayarlanmış ve cep telefonu PCB'sinin üst kısmına yerleştirilmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre, önerilen hüzme yönlendirmeli dizi iyi bir 3 boyutlu kapsama sağlamaktadır.

2018 yılında yapılan çalışmada, IoT ve Wi-Fi uygulamaları için eş zamanlı çalışan kompakt bir çift bantlı monopollü anten tasarlanmıştır. Tasarlanarak üretimi de yapılan çift bantlı anten, U şeklinde ve L şeklinde iki adet çubuk (stub) ve dikdörtgen şeklinde bir toprak düzleminde oluşmaktadır. $14\text{mm} \times 14\text{mm}$ boyutlarında 1.52mm kalınlıktaki Rogers 4003C alttaşı ile üretilen antenin ölçüm sonuçlarına göre, 3.4–3.6 GHz frekans aralığı ile 5G ve 5.7–6.1 GHz frekans bandı ile de Wi-Fi frekanslarını kaplayabildiği görülmektedir. Ölçümler ve simülasyonlarla elde edilen en yüksek kazanç değerleri sırasıyla 3.5 GHz'de 1.76 dBi ve 1.42 dBi ve 5.8 GHz'de 3.32 ve 2.94 dBi 'dir. Ayrıca, tasarlanan antenin xz düzleminde ve yz düzleminde istenen çalışma frekans bantları üzerinde yaklaşık çok yönlü radyasyon düzenine sahip olduğu görülmüştür (Mao ve ark., 2018).

Li ve ark. (2018), yaptıkları çalışma ile gelecekteki 5G akıllı telefonlarda büyük-MIMO (Massive-MIMO) uygulamaları için 6 GHz alt spektrumunda çalışan çok bantlı ayırık beslemeli 10'lu anten dizisi önerilmiştir. Her bir dizi elemanı, çift modlu T şeklinde bir yarık antenidir ve Dizi elemanları 5.7 inçlik bir akıllı telefonla uyumlu olacak şekilde $50\text{mm} \times 80\text{mm} \times 0.8\text{mm}$ boyutlarındaki 4.4 dielektrik geçirgenliği ve 0.02 tanjant kaybı olan FR4 alttaşının dört yan kenarı boyunca yerleştirilmiştir. Üretimi de yapılan anten dizisinde Doğrusal olarak polarize edilmiş anten elemanlarını dik olarak düzenleyerek, polarizasyon çeşitliliğine ulaşılmış ve iyi bir izolasyon sayesinde desen çeşitliliği elde edilmiştir. Hem simülasyon hem de ölçüm sonuçlarına göre 3400-3800 MHz düşük bant ve 5150-5925 MHz yüksek bant frekanslarını destekleyebilen antenin verimleri, sırasıyla düşük bant ve yüksek bantta% 42'den ve% 62'den daha yüksek olarak ölçülmüştür.

Hill ve Kelly (2019), yaptıkları çalışmada 28 GHz'de çalışan 8 elemanlı bir faz dizi anten yapısı sunmuşlardır. Yapılan çalışmada kullanılan dizi elemanları $4.3\text{mm} \times 3.5\text{mm}$ boyutlarında gömülü (inset) beslemeli geleneksel bir dikdörtgen yamadan oluşmaktadır. Bu çalışmanın asıl amacı, dizi besleme ağını tasarlamak olmuştur. Dizi elemanlarının beslemesinde eşit olmayan güç bölücüler kullanılarak oluşturulan bir Taylor besleme mimarisi kullanılmıştır. Anten tasarımında dielektrik

malzeme olarak 0.254mm kalınlıkta bir Rogers RT duroid 5880 kullanılmış ve toplam anten boyutu 40mm×50mm olarak belirlenmiştir.

5G akıllı telefonlar için yapılan bir çalışmada, yagi benzeri (quasi-yagi) ışıyıcı elemanlardan oluşan bir faz dizisi kullanılmıştır. Anten dizisindeki her bir elemanda besleme olarak, mikroşerit hatta bağlı bir koaksiyel kablo kullanılmıştır. Önerilen 5G akıllı telefon anteni, 26 GHz rezonansında ve 25 GHz ile 27 GHz aralığında 2 GHz'lik bir empedans bant genişliği sunmaktadır. Bununla birlikte 8 elemandan oluşan anten dizisinde -16 dB'den daha düşük seviyede bir karşılıklı kuplaj elde edilmiştir. (Parchin ve ark., 2019),

Yapılan bir esnek mürekkep baskılı anten uygulamasında ise, mikroşerit koplanar şerit (CPS) balun beslemeli geniş bantlı log-periyodik dipol anten tasarımı verilmiştir. Sunulan anten, 23-30 GHz'lik empedans bant genişliği ile 5G n257 bandı için tasarlanmıştır. Önerilen log-periyodik anten ölçeklendirme faktörü 0.75 ve boşluk faktörü 0.112 olarak tasarlanmış ve belirtilen frekans aralığı için log-periyodik dizi eleman sayısı 4 olarak alınmıştır. Ayrıca, anten kazancının artırılması amacıyla Yagi-Uda anteni prensibine dayanarak üç şerit eklenmiştir. Sonuçta 2.2 dielektrik katsayısına sahip, 0.35mm kalınlıkta ve 12.7mm×25mm toplam boyutunda bir anten tasarlanmıştır. Simülasyon sonuçları ile önerilen bu anten tasarımı için % 21,8'lik bant genişliği ve 23 ila 30 GHz frekans aralığında 9.74 dBi'nin üzerinde bir kazanç elde edilmiştir (Li ve ark., 2020).

Mobil cihazlar için mm-dalga 5G uygulamalarına yönelik çalışmada, parametreleri yüksek kazanç veya geniş bant elde etmek için ayarlanabilen yonca benzeri yamaya sahip bir monopol anten sunulmuştur. 24-28 GHz frekans aralığında 26 GHz 5G bandı için tasarlanan yama anten, çalışma bandı boyunca 7.8-9 dBi maksimum kazanç ölçülmüştür. Ek olarak, 16 elemanlı yonca anten dizisi ile antenin hüzme yönlendirme kabiliyeti incelenmiş ve düşük yan lob seviyeleri ile $\pm 45^\circ$ arasında ışın yönlendirmesi sağlanmıştır (Özpınar ve ark., 2020).

Son olarak, kablosuz haberleşme sistemi için 4,85 GHz mikrodalga ve 26 GHz mm-dalga 5G bantlarında çalışan tek beslemeli, tek katmanlı ve çift bantlı bir anteni önermişlerdir. Önerilen antende, mm-dalga bandını kapsaması ile birlikte mikrodalga bandında çalışan dikdörtgen yamaların besleme hattı olarak saplama yüklü (stub-loaded) bir mikroşerit hat kullanılmıştır. Ayrıca, mikrodalga yamalarını ve mm-dalga dizisini bağlamak için bir bağlantı hattı kullanılarak, mikrodalga ve mm-dalga

sinyallerinin birbiri ile etkileşim yapmadan çalışabildiği gösterilmiştir (Guo ve ark., 2021).

2.4.1. Mm-dalga 5G MIMO Anten Çalışmaları

2017 yılında yapılan çalışmada, kablosuz taşınabilir cihazlara yönelik mevcut 4G standartları ve geniş bantlı, yüksek veri hızı iletişimi için gelecek 5G sistemleri için yeni bir entegre anten yapısı önerilmiştir. Önerilen entegre anten sistemi, mevcut 4G standartları için 1870-2530 MHz frekans bantlarını ve 28 GHz'de yaklaşmakta olan 5G mm-dalga bandını kapsar. Önerilen anten yapısı, MIMO anten olarak tasarlanmıştır. MIMO anten sistemi, 4G için iki reaktif yüklü monopolden oluşurken; mm-dalga için 2 adet 4 oyuklu anten dizisinden oluşmaktadır. Düzlemsel entegre anten sistemi, standart olarak $60\text{mm} \times 100\text{mm} \times 0.965\text{mm}$ arka düzlemli akıllı telefon cihazları için tasarlanmıştır. MIMO antenler 3 dielektrik katsayılı ve 0.0013 tanjant kayıplı Rogers RO3003 alttaş üzerine tasarlanarak üretimi gerçekleştirilmiştir. Önerilen MIMO anten sisteminin maksimum kazancı 3.86 dBi ve verimi % 83 olarak ölçülmüştür (Hussain ve ark., 2017).

Sharawi ve ark. (2017)'nın yapmış oldukları çalışmada, iki lineer diziden oluşan dielektrik rezonatör (DR) tabanlı MIMO anten sistemi sunulmaktadır. Tek bir MIMO antenini temsil eden her dizi, 30 GHz rezonans ve yaklaşık 1.5 GHz bant genişliğine sahip dört silindirik DR anten (cDRA) elemanından oluşmaktadır. Önerilen MIMO antenin besleme hattının da bulunduğu alt katmanda RO3003 dielektrik malzemesi tercih edilirken; cDRA yapıları dielektrik katsayısı 10 olan HiK500 malzemeleri ile tasarlanmıştır. Toplam boyutu $48\text{ mm} \times 21\text{ mm}$ olan MIMO antenin toplam kalınlığı da 6 mm olarak belirlenmiştir. Önerilen cDRA MIMO antenin maksimum kazancı ise 7 dBi 'nin biraz üzerine ölçülmüştür.

Başka bir çalışmada, gelecek nesil 5G cihazları için toplam alttaş boyutu $31.2 \times 31.2 \times 1.57\text{ mm}^3$ olan 8×8 MIMO anten tasarımı sunulmuştur. Alttaş olarak 2.2 bağıl geçirgenliği olan Rogers RT5580 malzemesi kullanılan MIMO anten konfigürasyonunun her bir anteni, $3 \times 4\text{ mm}^2$ boyutunda döndürülmüş H-şekilli bir yamadan oluşmaktadır. Önerilen MIMO yapısı, -6 dB referansta 5.68 GHz bant genişliğine sahip ve 25.2 GHz'de rezonansa girmektedir. Simülasyonlar ve ölçümlere göre MIMO konfigürasyonunda yer alan antenlerin tüm frekans bant genişliği üzerinde 15 dB'den daha iyi bir izolasyon performansına sahip olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca,

MIMO anten için elde edilen maksimum kazanç değeri 8.732 dBi olmuştur (Shoaib ve ark., 2018).

Jilani ve Alomainy (2018), mm-dalga 5G kablosuz uygulamaları için yüksek kazanç ve yüksek bant genişliğine sahip bir MIMO anten tasarımını literatüre kazandırmışlardır. Çalışmada yer alan MIMO konfigürasyonu, yan yana yerleştirilen koplanar (CPW) beslemeli T şekilli yamadan oluşan 4 özdeş antenden oluşmaktadır. Toplam alttaş boyutu $50.8 \times 12 \times 0.8 \text{ mm}^3$ olan MIMO antenin tasarımında Rogers RT5880 tercih edilmiştir. 25.1–37.5 GHz aralığında oldukça geniş bir bant genişliğine sahip MIMO antenin maksimum kazancı da 36 GHz frekansında 10.6 dBi olarak belirlenmiştir. Önerilen MIMO anten, çalışma bandı boyunca %80'in üzerinde verimliliğe sahiptir.

Mm-dalga 5G uygulamaları için yapılan bir diğer çalışmada, 24-39 GHz bant genişliği ile Ka bandının büyük çoğunluğunu kapsayan 9×9 'luk bir MIMO anten tasarımı yer almaktadır. Önerilen MIMO konfigürasyonundaki her bir antenin dairesel yamanın $14 \times 14 \times 0.8 \text{ mm}^3$ iken MIMO sisteminin toplam boyutu $126 \times 126 \text{ mm}^2$ 'dir. Tasarımında 3.4 dielektrik katsayılı RO4003C alttaş malzemesi kullanılan MIMO antenin, anten elemanları arasındaki izolasyon seviyesi -20 dB'nin altındadır. Işıma verimi %70'in üzerinde olan MIMO antenin maksimum kazancı da 7.8 dBi olarak ölçülmüştür (Wang ve ark., 2019).

Khalid ve ark. (2020), $30 \times 35 \times 0.76 \text{ mm}^3$ boyutunda Rogers RO4350B dielektrik alttaş üzerine tasarlanan 4 portlu bir MIMO anten sistemi önermişlerdir. 28 GHz bandı için tasarlanan MIMO anten sistemindeki her bir anten elemanı, dikdörtgen şekilli bir yarığı çevreleyen ters çevrilmiş C-şekilli bir yamadan oluşmaktadır. Önerilen 4 elemanlı MIMO antenin ölçümlerinde, -10 dB referansına göre 25.5-29.6 GHz frekans aralığında 4.1 GHz'lik bir bant genişliği ve çalışma bandı boyunca antenler arasında -17dB'den daha iyi bir izolasyon seviyesi tespit edilmiştir. Bununla birlikte, önerilen MIMO antenin maksimum kazanç değeri 8.3 dBi olarak bulunmuştur.

5G MIMO anten ile ilgili literatürde bulunan son çalışmalardan birinde Ali ve ark. (2021), 5G mm-dalga uygulamaları için 27 ve 39 GHz rezonans frekanslarına sahip çift bantlı bir anten tasarımını sunmuşlardır. Önerilen MIMO anten, toplam boyutu $26 \times 11 \text{ mm}^2$ olan iki monopolden oluşmaktadır. MIMO elemanlarının 180° açıyla yerleştirildiği anten sisteminin, çalışma bantları 26–29 GHz ve 36–41 GHz olarak ölçülmüştür. Belirlenen bu çalışma bantlarındaki izolasyon seviyeleri sırasıyla 30 dB ve

25 dB'nin üzerinde olan MIMO antenin, bu bantlardaki maksimum kazanç değerleri birinci ve ikinci bantlarda 5 dBi ve 5.7 dBi olarak ölçülmüştür.

Yine 2021 yılında yapılan bir çalışmada, her bir MIMO elemanının sonsuz şekilli bir kabuk ile çevrili üçlü dairesel şekilli halkalardan oluşan ve 90° açıyla yerleştirilen dört elemanlı MIMO anten konfigürasyonunu önermişlerdir. Önerilen MIMO anten sisteminin toplam boyutu 30mm x 30mm iken, anten tasarımında 0.787mm kalınlığa sahip RT5880 alttaşı kullanılmıştır. 28 GHz rezonans frekansında yaklaşık 2 GHz'lik bir bant genişliği bulunan MIMO antenin izolasyon seviyesi -29 dB'nin altındadır. Ayrıca, antenin maksimum kazanç seviyesi 6.1 dBi ve maksimum verimlilik değeri de %92'dir (Kamal ve ark., 2021).



3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Mikroşerit Antenler

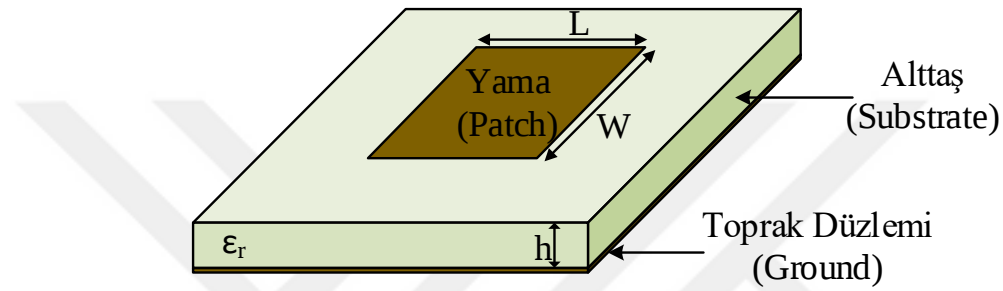
Antenler, elektromanyetik dalgaları alabilen ve gönderebilen kablosuz haberleşme sistemlerinin en önemli unsurlarından birisidir. Haberleşme sistemlerinin hava ara yüzü ile bağlantısını sağlayan antenlerin, matematiksel temeli James Clerk Maxwell tarafından ortaya konulan Maxwell denklemlerine dayanır. Kablosuz haberleşme ise, Heinrich Hertz ve Guglielmo Marconi'nin çalışmalarını temel almıştır (Stutzman ve Thiele, 2012).

Düzlemsel anten ya da yama anten olarak da bilinen adlandırılan mikroşerit antenler, günümüz kablosuz mobil cihazlarında sıklıkla kullanılmaktadır. Mikroşerit anten kavramı ilk olarak Deschamps (1953) tarafından ortaya konulmuştur. Mikroşerit antenle ilgili ilk patenti ise, Gutton ve Baissinot (1955) “düz (flat) anten” ismi ile almışlardır. Ortaya çıkışının ilk yıllarında çok fazla ilgi görmeyen mikroşerit antenlere olan ilgi, PCB üretim tekniğinin geliştirildiği 1970’li yıllardan sonra günden güne artmıştır (Balanis, 2013).

PCB teknolojisinden sonra mikroşerit antenlerin, ince bir malzeme üzerine ve birçok yüzeye uyumlu olacak şekilde üretilmesi, küçük boyutu, hafifliği, üretim kolaylığı, düşük maliyeti ve mikrodalga devrelere kolay entegre edilebilmesi gibi pek çok avantajları vardır. İlk başlarda füze, roket, radar gibi askeri uygulamalarda kullanılan bu antenler, günümüzde WLAN, GPS, GSM, LTE, Wi-Fi, WiMAX gibi birçok mobil haberleşme sistemleri, hava araçları, askeri sistemler ve biyomedikal teknolojiler gibi çok geniş bir kullanım alanına sahiptir. Geleneksel mikroşerit anten yapısı, Şekil 3.1’de gösterildiği gibi fiziksel olarak düşük kayıplı, ince tabakalı dielektrik bir alttaş ve bu malzemenin bir yüzeyinde ışımayı yapan iletken yama ile diğer yüzeyinde iletken toprak tabakasından oluşmaktadır. Mikroşerit anten yapılarında kullanılan iletken yüzeylerin iletken kalınlığı (t) serbest uzaydaki dalga boyundan (λ_0) oldukça küçük olup genelde 25-200 μm aralığında değişmektedir. Alttaş kalınlığı (h) ise yine küçük bir değer almakta ve çoğunlukla $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ arasında seçilmektedir. Kullanılan alttaş malzemenin dielektrik sabiti (ϵ_r) ise, genel olarak 2.2-12 aralığında değerler almaktadır (Balanis, 2013).

Mikroşerit antenlerin elektriksel performanslarının belirlenmesinde etkili olan parametreler; yama ve toprak düzlemlerinin şekli ve boyutu, alttaş kalınlığı ve kullanılan malzemenin dielektrik sabiti şeklinde sıralanabilir. Mikroşerit antenlerde

alttaş olarak seçilen malzemenin iki önemli işlevi vardır. Devre elemanlarının düzgün monte edilmesine imkân sağlayarak bu elemanlara mekanik açıdan destek olmak alttaş malzemenin ilk görevidir. Diğer amacı ise, iletim hattının bir parçası olarak dielektrik katsayısı ve kalınlığı ile antenin elektriksel özelliklerini belirlemektir. Mikroşerit anten yapımında alttaş malzeme olarak alümina, kuartz ve cam katkılı PTFE gibi yalıtkan malzemeler kullanılabilmektedir. Ancak, mikroşerit anten yapılarında en sık kullanılan malzeme FR4'tür. Alttaş malzeme üzerinde iletken olarak ise, çoğunlukla bakır kullanılır ve alttaş üzerine kimyasal olarak yapıştırılır (Garg ve ark., 2001).



Şekil 3.1 Mikroşerit anten yapısı

Mikroşerit antenlerde ışıma, antenin yama ve toprak düzlemleri arasındaki kenarlardan “saçak alanlar (fringing fields)” olarak bilinen elektrik alanlarla sağlanır. Mikroşerit antenler, açıklık antene benzer bir yapıda olduğundan saçak alanlar, sadece antenin polarizasyonunun doğrultusundaki kenarlar üzerinde oluşur. Bu saçak alanlar antenin etkin uzunluğunu anten uzunluğundan daha fazla göstermekte ve oluşturdukları alan çizgileri dielektrik malzemenin dışına çıktığından ışıma gerçekleşmektedir. Mikroşerit antenlerde ışımanın çoğunluğu yama ve toprak düzlemi arasında gerçekleşmektedir. Bu yüzden mikroşerit antenlerde seçilen yama ve toprak yapıları anten performansına doğrudan etki eden bir faktördür (Balanis, 2013).

Mikroşerit antenlerin avantajlarının yanında bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Bu dezavantajlarının başında dar bant genişliği gelmektedir. Ancak, kullanılan alttaşın değiştirilmesi, yama ve toprak yapılarında yapılacak değişiklikler ve kullanılan besleme teknikleri ile bu duruma çözüm bulunabilmektedir. Diğer bir dezavantaj ise, kullanılan dielektrik malzemedeki ötürü oluşan kayıplar yüksek olduğu için anten kazancı ve verimi düşüktür. Farklı taban malzemeleri kullanarak, yama üzerinde yapılan değişiklikler, katmanlı yapı kullanma ve kısa devre elemanları

eklenerek mikroşerit antenlerde yüksek kazanç elde edilmeye çalışılmıştır (Guha ve Antar, 2011; Balanis, 2013).

3.1.1. Mikroşerit Anten Besleme Teknikleri

Mikroşerit antenlerin besleme teknikleri, genel anlamda temaslı ve temassız olmak üzere iki gruba ayrılmaktadır. Temaslı besleme tekniklerinde, elektriksel enerjinin taşındığı hat doğrudan ışıma elemanına bağlıdır. Koaksiyel (prob), mikroşerit hat ve eş düzlemsel dalga kılavuz besleme temaslı besleme teknikleri olarak sayılmaktadır. Temassız besleme tekniklerinde ise, elektriksel enerji iletimi elektromanyetik kuplaj ile sağlanmaktadır. Temassız beslemeler açıklık kuplaj ve yakınlık kuplaj olarak sıralanır (Garg ve ark., 2001).

Mikroşerit antenlerde besleme teknikleri, anten performansını doğrudan etkilediği için tasarlanacak olan anten uygun olarak seçilmelidir. Mikroşerit antenlerde besleme tekniklerinin karakteristik özellikleri ve anten performansına etkilerinin karşılaştırması Tablo 3.1’de verilmiştir.

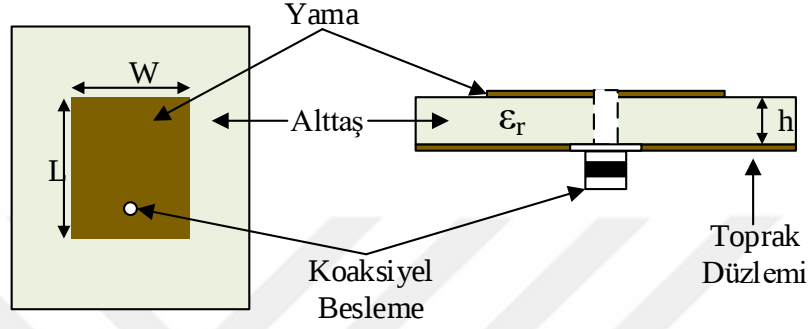
Tablo 3.1 Mikroşerit anten besleme tekniklerinin karşılaştırılması

	Koaksiyel	Mikroşerit Hat	EDK (CPW)	Yakınlık Kuplaj	Açıklık Kuplaj
Bant genişliği (%)	$2 < BW < 5$	$2 < BW < 5$	$BW < 3$	$BW < 13$	$BW < 21$
İstenmeyen ışıma	Çok	Az	Az	Çok	Çok
Üretim kolaylığı	Orta	Kolay	Kolay	Zor	Zor
Polarizasyon saflığı	Zayıf	İyi	İyi	Zayıf	Çok İyi
Empedans Uyumlandırma	Kolay	Kolay	Kolay	Kolay	Kolay

3.1.1.1. Koaksiyel (Prob) Besleme

Temaslı besleme tekniklerinden olan koaksiyel besleme, kullanımı kolay ve yüksek verimliliğe sahip olduğu için sıkça kullanılmaktadır. Şekil 3.2’de görüldüğü gibi koaksiyel beslemede dielektrik alttaş toprak düzlemi üzerinden delinerek yama

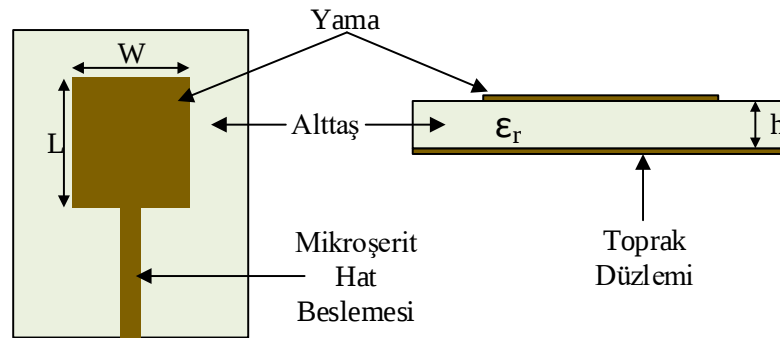
beslenmektedir. Beslemenin yapıldığı koaksiyel yapı, arasında yalıtkan bir katman bulunan iç içe geçmiş iki iletken oluşmaktadır. İçteki iletken alttaş içinden geçerek yamaya bağlanırken dıştaki iletken toprak düzlemine bağlanır. Besleme yama üzerinden herhangi bir yerden yapılabilir. Bu noktanın seçimi, en iyi empedans uyumunu gerçekleştirecek şekilde belirlenir. Belirlenen besleme noktasına göre antenin ışıma türü, çalışma frekansı ve bant genişliği değişmektedir.



Şekil 3.2 Koaksiyel beslemeli mikroşerit anten yapısı

3.1.1.2. Mikroşerit Hat Besleme

Mikroşerit antenlerde en sık kullanılan ve en basit besleme metodu mikroşerit hat beslemesidir. Mikroşerit hat beslemede, besleme hattı mikroşerit yama ile aynı düzlemde ve yamaya doğrudan bağlıdır (Şekil 3.3). Bu durumun en önemli avantajı, yama ve besleme hattının aynı yüzey üzerinde yer alması ile üretiminin kolay olmasıdır.

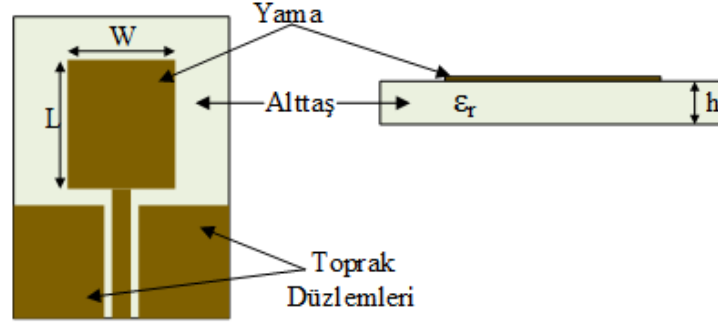


Şekil 3.3 Mikroşerit hat beslemeli mikroşerit anten yapısı

3.1.1.3. Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu (EDK) Besleme

EDK besleme, mikroşerit hat besleme ile oldukça benzerdir. EDK beslemeli antenin mikroşerit hat beslemeli antenden farkı, toprak düzlemi ile ışıma yaması aynı

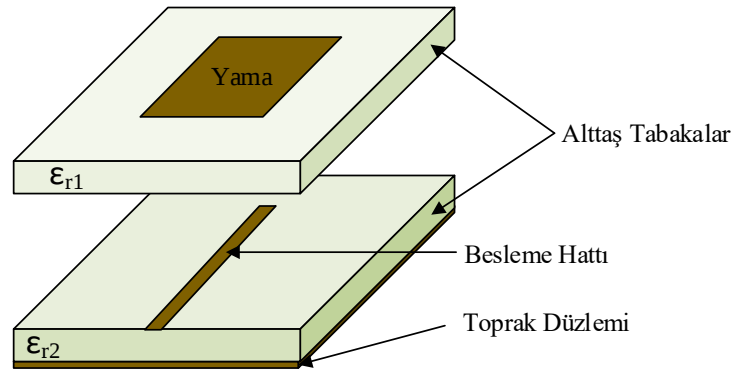
düzlemde yer almaktadır (Şekil 3.4). EDK beslemede, toprak düzlemi yama ile aynı düzlemde olduğu için ışımaya daha fazla etki etmektedir.



Şekil 3.4 EDK beslemeli mikroşerit anten yapısı

3.1.1.4. Yakınlık Kuplaj Besleme

Bu besleme türünde, birbirini üzerine eklenmiş farklı dielektrik özelliklere sahip iki dielektrik alttaşı kullanılmaktadır. Şekil 3.5'te görüldüğü gibi, yama ve toprak düzlemleri her iki alttaşın dış yüzeylerinde yer alırken besleme hattı bu iki alttaşın arasında bulunmaktadır. Bu durum, yama ile besleme hattı arasında kapasitif bir etki oluşturmaktadır. Mikroşerit yamanın eklendiği alttaşı malzemenin kalın seçilmesi halinde daha yüksek bir bant genişliği elde etmek mümkün olmaktadır.

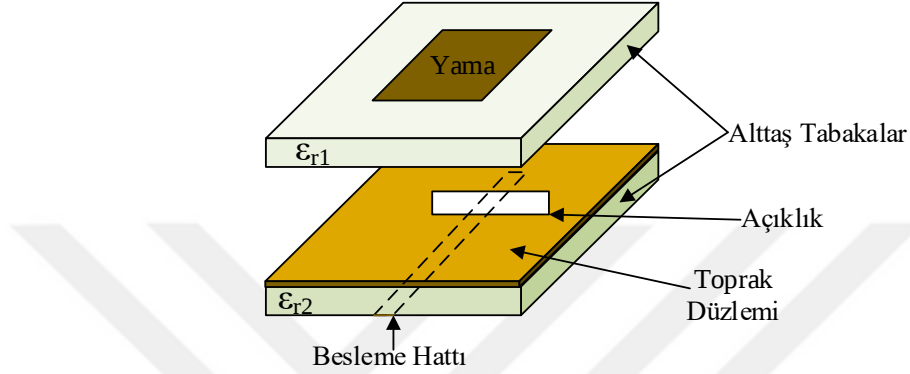


Şekil 3.5 Yakınlık kuplaj beslemeli mikroşerit anten yapısı

3.1.1.5. Açıklık Kuplaj Besleme

Açıklık kuplaj beslemede de, yakınlık kuplaja benzer şekilde iki farklı alttaşı malzeme kullanılmaktadır. Yakınlık kuplajdan farkı ise, dielektrik alttaşların dış yüzeylerinde ışıyıcı yama ile besleme hattı bulunurken; içinde bir açıklık bulunan

toprak düzlemi alttaşlar arasında yer almaktadır (Şekil 3.6). Yama ve besleme hattı arasındaki etkileşim de, toprak düzlemindeki bu açıklıktan sağlanmaktadır. Kuplaj açıklığı genelde mikroşerit yamanın merkezine denk gelecek şekilde konularak antende bir simetri sağlanır ve böylece çapraz polarizasyon etkisi çok düşük seviyelere çekilir. Kuplaj yoluyla aktarılabilecek olan elektromanyetik enerjinin miktarında açıklık boyutları, şekli ve konumu gibi faktörler etkili olmaktadır.



Şekil 3.6 Açıklık kuplaj beslemeli mikroşerit anten yapısı

3.1.2. Mikroşerit Anten Analiz Yöntemleri

Mikroşerit antenlerin analizinde pek çok teknik kullanılmaktadır. Bu teknikler en genel anlamda; mikroşerit anten modelleme teknikleri ve elektromanyetik hesaplama teknikleri olarak iki grupta sınıflandırılabilir. Dikdörtgen ve daire gibi düzgün şekildedeki yamalardan oluşan geleneksel mikroşerit antenlerde, iletim hattı modeli (TLM) ve boşluk (cavity) modeli gibi modelleme teknikleri ile analiz yapılabilmektedir. Sadece basitleştirilmiş ve düzgün şekilli yapılar için kullanılabilen bu tekniklerin çözümleri yama kenarlarındaki eşdeğer manyetik akım dağılımına dayanır (Balanis, 2013).

Modelleme ile yapılan analiz tekniklerinden elde edilen sonuçların güvenilirliğinin az olması ve düzgün olmayan yapılarda uygulanamaması nedeniyle, başta mikroşerit antenler olmak üzere karmaşık elektromanyetik problemin çözüm ve analizinde kullanılmak üzere birçok bilgisayar destekli elektromanyetik hesaplama tekniği geliştirilmiştir. Bu tekniklerin bir kısmı zaman ekseninde bir kısmı da frekans ekseninde çözüm yapmaktadır. Ancak her bir teknik sadece belli koşullarda doğru sonuçlar verdiğinden, uygulanacak elektromanyetik probleme en uygun teknik tercih edilmelidir. En çok kullanılan elektromanyetik hesaplama teknikleri; sonlu farklar zaman domen (FDTD) metodu, sonlu elemanlar metodu (FEM) ve moment metodu

(MoM)'dur. Bu tür yöntemler, yama ve toprak düzlemlerindeki elektrik akımı dağılımı çözümünü yaparak sonuca ulaşmaktadır. Bu yöntemlerde, çözülmek istenen yapı ızgaralama (meshing) ile pek çok küçük parçaya ayrılarak çözüm yapılmaktadır (Guha ve Antar, 2011; Sadiku, 2018).

3.1.2.1. İletim Hattı Modeli

İlk olarak Munson (1974) tarafından sunulan iletim hattı modeli genel olarak basit ve mikroşerit antenlerin temel performansının çözümünde kullanılabilecek bir yöntemdir. Diğer analiz yöntemlerine göre daha az hesaplamayı gerektiren yöntem, yalnızca dikdörtgen ve benzeri yapıların analizinde kullanılabilmektedir. Anten parametrelerinin deneye dayalı formüllerle hesaplandığı iletim hattı modelinde, özellikle yüksek frekanslarda güvenilir sonuçlar elde edilememektedir. Buna rağmen iletim hattı modeli, ısıma mekanizmasının karakteristiği için bile basit ifadeler verebildiğinden önceki çalışmalarda sıkça tercih edilen bir analiz yöntemi olmuştur. Bu yöntemin mikroşerit yapılara uygulanmasında, mikroşerit ısıma yapan elemanlar iletim hattı rezonatörleri olarak görülür ve ısıma açık devre uçlarındaki saçak alanlarından yapılır (Balanis, 2013).

3.1.2.2. Boşluk Modeli

Boşluk modeli, iletim hattı modeline göre doğruluk değerleri daha yüksek ancak daha karmaşık bir analiz yöntemidir. Lo ve ark. (1979) tarafından literatüre sunulan boşluk modelinde, yama ile toprak düzlemi arasındaki bölge birer boşluk olarak ele alınır ve bu boşluk alt ve üst kısımlarının elektrik alanla, çevresinin de manyetik bir duvar ile çevrilmiş olduğu varsayılarak analiz yapılmaktadır. Bu yöntem, taban malzemesinin yüksekliğinin düşük olduğu yapılarda daha yüksek doğruluk değerlerine sahip sonuçlar vermektedir (Balanis, 2013).

3.1.2.3. Sonlu Farklar Zaman Domeni Metodu

Diferansiyel formdaki Maxwell denklemlerinin doğrudan zaman domeninde ayrıklaştırılarak çözülmesi esasına dayanan FDTD yöntemi, elektromanyetik problemlerin çözümünde kullanılan oldukça popüler bir sayısal analiz yöntemidir. Yee

(1966) tarafından geliştirilen bu yöntem, en genel anlamda üç elektrik alan ve üç manyetik alan bileşeninin uzayın seçilen farklı noktalarında ve farklı zaman aralıklarında hesaplanması esasına dayanmaktadır.

FDTD yönteminde, analizi yapılacak olan yapı x, y ve z eksenlerinde binlerce küçük hücreye bölünür. Yapılan hesaplamalardan sonra yapı içerisindeki elektromanyetik dalgaların nasıl ilerlediği görülür. Her bir hücre için ayrı hesaplama yapıldığı için, elektrik ve manyetik alanın fazla değişmediği bölgelerde yapının fazla hücreye bölünmesi gereksiz olarak işlem yükünü artırmaktadır. Elektrik ve manyetik alan değerlerinin hızlı değişim gösterdiği köşe ve uç gibi bölgelerin analizinde ise, belirtilen bölgelerin daha fazla hücreye bölünmesiyle daha doğru ve verimli sonuçlar elde edilebilmektedir (Sadiku, 2018).

3.1.2.4. Sonlu Elemanlar Metodu

Başlangıçta makine ve inşaat mühendisliğindeki yapısal mekanik problemlerde kullanılan FEM, elektromanyetik problemlerin çözümünde uygulanması (Courant, 1994) ile başlamıştır. Gerçek çözüme oldukça yakın olması ve istenilen geometriye kolayca uygulanabilmesinden dolayı mikroşerit antenler için çok kullanışlı bir yöntem olan FEM, vektör elemanların tanımlanmasıyla daha yaygın olarak kullanılmaktadır. FEM, bir bölgenin küçük parçalara ayrılıp türevlerinin alınması ve daha sonra bu parçaların birleştirilerek bir bütün halinde çözülmesi esasına dayanmaktadır. FEM'in çalışma prensibi, öncelikle bir elemana ait ve sistem özelliklerini içeren denklemlerin çıkartılarak tüm sistemi temsil edecek şekilde eleman denklemlerini birleştirerek sisteme ait lineer denklemlerin elde edilmesi şeklindedir. Bölgesel yaklaşım kullanılan FEM yöntemi, hassas hesap ve büyük bölgeler için gerçek sonuçlara yakın büyük doğruluklarla çözümler vermektedir. Ancak bu yöntemin çözümünde çok sayıda denklemin çözümü gerektiği için hızlı ve işlevsel bilgisayarların kullanılması gereklidir (Sadiku, 2018).

3.1.2.5. Moment Metodu

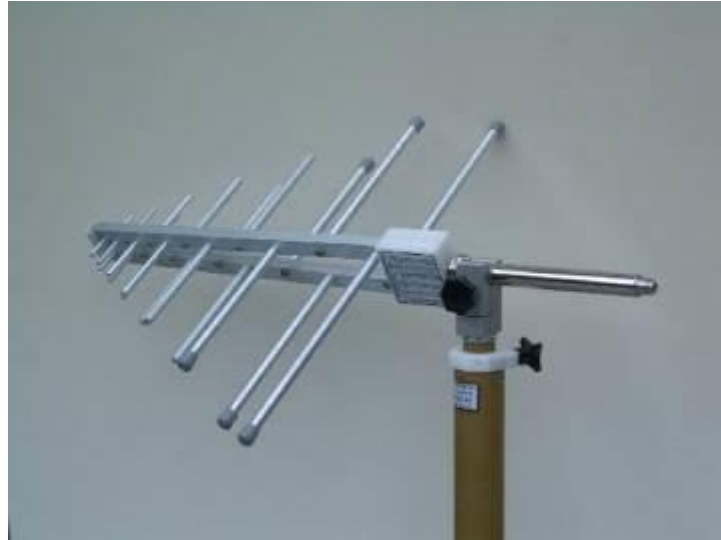
MoM, 1968 yılında Harrington tarafından geliştirilmiş ve birçok elektromanyetik problemin çözümünde uygulanan diğer bir sayısal analiz yöntemidir. MoM, özellikle saçılma ve ışıma problemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Diğer sayısal

yöntemlere göre düzlemsel anten yapılarına kolay uygulanabilmesi ve çözüm süresinin diğer yöntemlerden daha kısa olması sebebiyle, mikroşerit antenlerde oldukça sık tercih edilen bir yöntemdir. MoM yönteminin ana formülasyonu, Green fonksiyonları kullanarak elde edilen integral denklemleridir. MoM, frekans domeninde çözüm yapmakta ve genişletilmiş pulse ve dirac test fonksiyonlarını kullanmaktadır. MoM'da ilk olarak bir integral, matris denklemine dönüştürülür. Daha sonra ise, dalga boyuyla orantılı tel ızgaralarla modellenmiş katı yapılardan yayılan elektrik alan, parçalara bölünmüş teller üzerinde oluşturulan matrislerin çözümlerinin birleştirilmesiyle hesaplanır (Harrington, 1987).

3.2. Log-Periyodik Antenler

Teorikte, bant genişliğinde bir sınırlaması olmayan antenlere frekans bağımsız antenler denir. Log-periyodik antenler frekans bağımsız antenlerin en bilinen ve en çok uygulanan türüdür. Teoride her ne kadar frekans bağımsız anten olarak belirtilmiş olsa da, pratikte log-periyodik antenin çalışma bandının alt frekans sınırı antenin boyutuna göre belirlenir (Mayes, 1988).

Silindirik tellerden oluşan geleneksel log-periyodik dipol antenler (LPDA), temeli DuHamel ve Isbell (1966) tarafından atılan ve Şekil 3.7'de gösterildiği gibi boyutları logaritmik olarak azalan silindirik tel formunda dipol elemanlarından oluşan bir geniş bant anten türüdür.

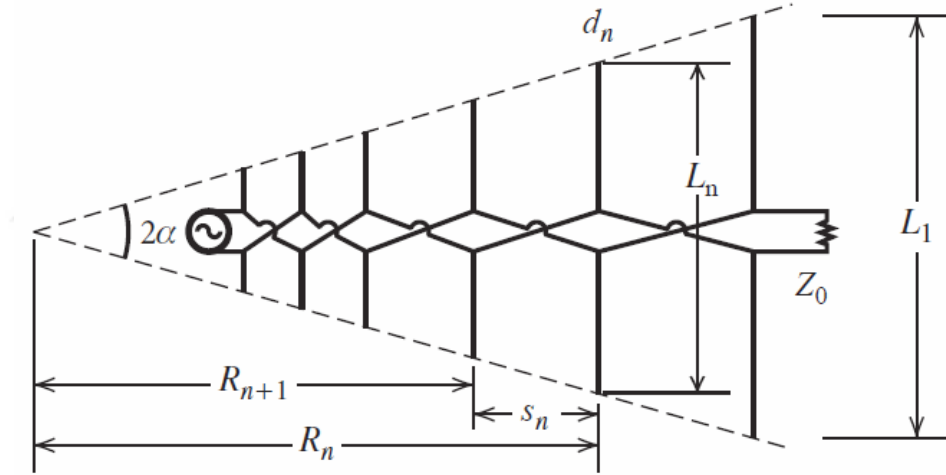


Şekil 3.7 Geleneksel LPDA için örnek anten yapısı

3.2.1. Log-Periyodik Anten Tasarım Parametreleri

Geleneksel bir LPDA anten geometrisi Şekil 3.8’de verilmiştir. Şekilde L_1 , en uzun dipol elemanı uzunluğunu gösterirken; “ L_n ”, n . dipol elemanın uzunluğunu; “ R_n ”, n . dipol elemanın tepe noktasına olan mesafesini; “ d_n ”, n . dipol elemanına ait genişliği; “ S_n ”, n ’nci ve $n+1$ ’nci dipol elemanları arasındaki boşluğu ve “ α ”, tepe yarı açıklık açısını ifade etmektedir. Tüm bu büyüklükler *ölçeklendirme faktörü* olarak adlandırılan ve bir tasarım parametresi olan “ τ ” ile orantılıdır. Ölçeklendirme faktörünün anten elemanları ile arasındaki bağlantı denklem 3.1’de gösterilmiştir.

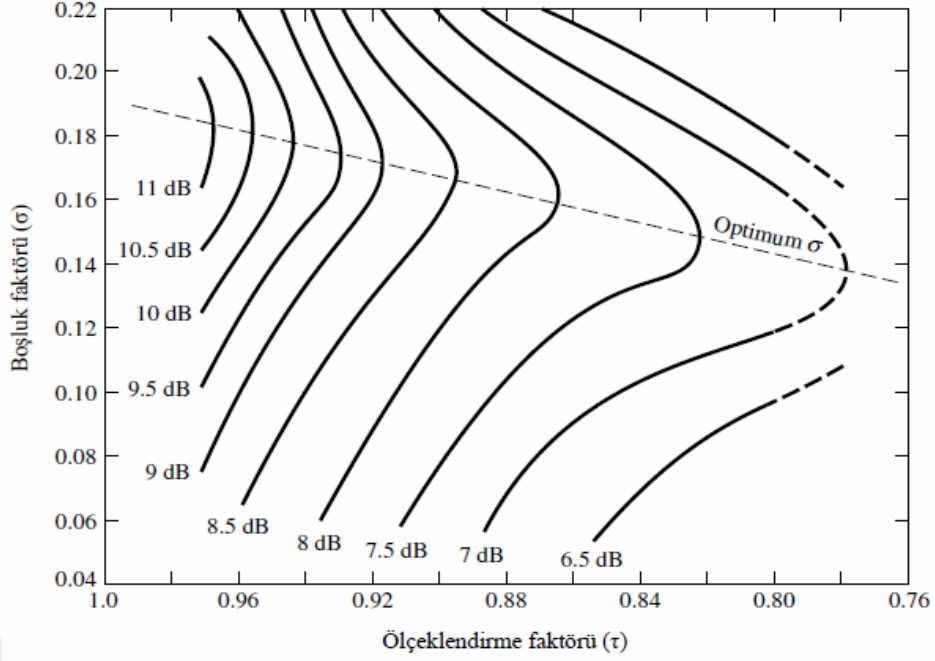
$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{S_{n+1}}{S_n} = \frac{d_{n+1}}{d_n} \quad (3.1)$$



Şekil 3.8 LPDA anten geometrisi

LPDA için tanımlı diğer bir parametre ise, *göreceli boşluk* ya da *boşluk faktörü* olarak bilinen “ σ ” değişkenidir. Bu değişkene boşluk faktörü denmesinin nedeni denklem 3.2’de görüldüğü gibi, dipol elemanları arasındaki boşluğa doğrudan etki etmesidir.

$$\sigma = \frac{S_n}{2L_n} = \frac{R_n - R_{n-1}}{2L_n} \quad (3.2)$$



Şekil 3.9 LPDA için τ ve σ değerlerine karşılık gelen yönlülük eğrileri

Bir LPDA'nın örüntüsü, kazancı ve empedansı τ ve σ tasarım parametrelerine bağlıdır. Carrel (1966)'ın ortaya koyduğu ve bir LPDA antenin kazanç eğrilerinin τ ve σ ile olan bağlantısına ait fonksiyonu Şekil 3.9'da çizilmiştir. Bir LPDA tasarımında τ ve σ parametreleri dışında belirlenmesi gereken iki değer daha vardır. Bunlar da; antenin çalışma bandının alt kesim frekansı f_{min} ve üst kesim frekansı f_{max} değerleridir. Bu dört değer belirlendikten sonra anten tasarımı için gerekli tüm parametreler sırasıyla hesaplanabilmektedir (Carrel, 1966).

İlk olarak τ ve σ parametreleri ile doğrudan ilişkili yarı açıklık açısı (α), denklem 3.3 ile hesaplanabilir. Bu üç parametre sadece birbirleri ile bağlantılı olduğu için tasarım esnasında herhangi ikisinin belirlenmesi yeterli olmaktadır.

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{1-\tau}{4\sigma} \right) \quad (3.3)$$

Bu üç parametre belirlendikten sonraki aşamada anten tasarım bant genişliği (B_s) değeri hesaplanmalıdır. Tasarım bant genişliği hesabında ise; istenen bant genişliği (B) ve aktif bölge bant genişliği (B_{ar}) değerleri bulunmalıdır. LPDA tasarımı için ihtiyaç duyulan bant genişliği ifadeleri B , B_{ar} ve B_s değerleri sırasıyla denklem 3.4, 3.5 ve 3.6 ile hesaplanır.

$$B = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \quad (3.4)$$

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7(1 - \tau)^2 \cot \alpha \quad (3.5)$$

$$B_s = B \times B_{ar} \quad (3.6)$$

LPDA tasarımının diğer önemli unsuru en büyük dipol eleman uzunluğu (L_1)'in belirlenmesidir. En büyük dipol elemanı boyutu ise, maksimum dalga boyunun yarısı ($\lambda_{\max}/2$) kadardır. Burada, denklem 3.7'deki $\lambda_{\max}$ kullanılarak; denklem 3.8'den L_1 elde edilir. Yine, anten ait toplam boyut ifadesi “ L ”, denklem 3.9 ile hesaplanır.

$$\lambda_{\max} = \frac{c}{f_{\min}} \quad (3.7)$$

$$L_1 = L_{\max} = \frac{\lambda_{\max}}{2} \quad (3.8)$$

$$L = \frac{\lambda_{\max}}{4} \left(1 - \frac{1}{B_s} \right) \cot \alpha \quad (3.9)$$

Daha sonrasında ise, belirlenen tasarım kriterlerine göre LPDA antenin dizi elemanı sayısı (N), denklem 3.10 ile hesaplanarak tasarım parametreleri tamamlanmış olur.

$$N = \frac{\ln(B_s)}{\ln(1/\tau)} \quad (3.10)$$

3.2.2. Düzlemsel Log-Periyodik Antenler

Geleneksel LPDA antenlerin en önemli dezavantajı, düşük frekanslı uygulama gerektiren durumlarda dalga boyunun büyüklüğüne bağlı olarak anten boyutunun büyük olmasıdır. Yine, bu antenlerin günümüz mobil sistemlerine uyumu zordur. Bu soruna

çözüm sunmak adına geliştirilen düzlemsel log-periyodik dipol antenler (DLPDA); kolay üretilebilme, PCB ile uyumlu olma, sabit ışıma karakteristiği sunma ve geniş bant kapsama gibi avantajlarından ötürü kablosuz haberleşme uygulamalarında kullanıma uygundur. Literatürde ilk DLPDA uygulaması, Campbell ve ark. (1977) tarafından gerçekleştirilmiştir.

Düzlemsel bir log-periyodik anten tasarımı da geleneksel LPDA tasarımına oldukça benzerdir. Fakat düzlemsel yapıda gelenekselden farklı olarak dipol elemanlar hava ortamı yerine dielektrik bir malzeme (alttaş) üzerinde yer almaktadır. Bu nedenle, anten tasarımında geleneksel LPDA için kullanılan λ_{max} ifadesinin yerini efektif dalga boyu (λ_{eff}) alır. Efektif dalga boyunun hesabında, denklem 3.11'deki gibi efektif dielektrik katsayısı (ϵ_{eff}) ve boşluktaki maksimum dalga boyu (λ_{max}) değerleri kullanılır.

$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_{max}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.11)$$

Bu denklemdeki ϵ_{eff} ifadesinin hesabı, dielektrik alttaşın dielektrik katsayısı (ϵ_r), kalınlığı (h) ve iletim hattının genişliği (W) değerleri kullanılarak denklem 3.12'deki gibi gerçekleştirilir.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12(h/W)}} \right) \quad (3.12)$$

3.3. Anten Performans Parametreleri

Antenlerin performanslarının belirlenmesinde kullanılan pek çok parametre vardır. Bu tez çalışması kapsamında tasarlanan mikroşerit antenlerin değerlendirilmesinde kullanılan parametreler sırasıyla aşağıda verilmiştir (Balanis, 2013).

3.3.1. Saçılma Parametreleri

S-parametreleri olarak da bilinen saçılma parametreleri bir elektrik sistemindeki terminaller (portlar) arasındaki giriş çıkış ilişkisini tanımlayan önemli anten

parametrelerinden birisidir. Tek bir antenin bulunduğu bir sistemde sadece S_{11} parametresi vardır. Tek antenli sistemdeki S_{11} , antene iletilen sinyalin ne kadarının geri yansıdığını ifade eder. Bu nedenle yansıma katsayısı olarak da adlandırılır ve Γ ile gösterilir. Yansıma katsayısı, denklem 3.13'e göre hesaplanır.

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.13)$$

Bu denklemde V_0^- yansıyan gerilim değerini, V_0^+ de gelen gerilim değerini ifade ederken; Z_L ve Z_0 sırasıyla yük empedansı ve karakteristik empedansı belirtir. İletilen sinyalin tamamının ışıdığı ideal bir sistemde yansıma katsayısı 0 olur, böylece geri dönüş kaybı sonsuz olur.

S-parametreleri ile antenin bant genişliği, ortak etkileşim (mutual coupling) ve empedans uyumunu gibi ışıma performanslarını gösterir. Şekil 3.10'da iki antenden oluşan bir MIMO sistemi bulunmaktadır. Bu sistemde S_{11} birinci antenin, S_{22} ise ikinci antenin yansıma katsayısını gösterir. S_{12} ifadesi ise, ikinci antenin birinci anten üzerindeki girişim (interferans) etkisini temsil eder.

S-parametrelerinin, antenlere iletilen ve antene geri dönen sinyallere göre ifadeleri denklem 3.14'de verilmiştir.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (3.14a)$$

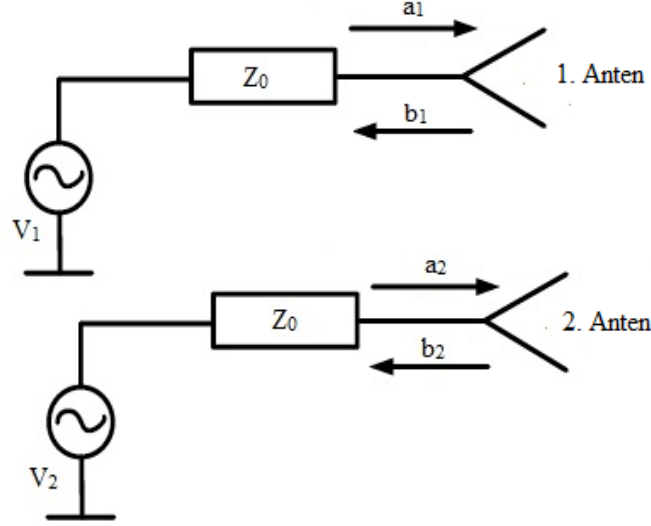
$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (3.14b)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (3.14c)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad (3.14d)$$

Genelde S-parametreleri desibel (dB) olarak ifade edilir. S-parametrelerini desibel cinsinden hesaplarken denklem 3.15 kullanılır.

$$|S_{xy}|_{dB} = -20 \log_{10} |S_{xy}| \quad (3.15)$$



Şekil 3.10 İki antenden oluşan bir sistem

İdeal bir antende, antene giren bütün güç ışıır ve iletilen sinyalde hiç geri dönen sinyal olmaması istenir. Anten tasarımlarında S_{11} için genelde iki referans değer kullanılır. Bunlar; antene iletilen sinyalin %90'ının ışıdığını gösteren -10 dB ve iletilen sinyalin %50'sinin ışıdığını gösteren -6 dB noktalarıdır.

3.3.2. Gerilim Duran Dalga Oranı (VSWR)

Gerilim Duran Dalga Oranı (VSWR) parametresi, antenin bağlı bulunduğu hat ile ne kadar iyi empedans uyumunun olduğunu sayısal olarak açıklayan bir ölçüttür. VSWR, antenin yansıyan gücünü tanımlayan ve denklem 3.16'da görüldüğü üzere anten yansıma katsayısının bir fonksiyonudur.

$$VSWR = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|} \quad (3.16)$$

VSWR değeri her zaman için 1'den büyük ve pozitif bir sayıdır. Bir antenin %90 oranda ışıma yaptığını gösteren $S_{11} = -10 \text{ dB}$ için, yansıma katsayısının oransal değeri 0.316'ya eşit olur. Bu durumda ise, VSWR değeri yaklaşık 2'ye karşılık gelir. Yansıma katsayısı -10 dB 'nin altına indikçe karşılık gelen VSWR değeri de 1'e yaklaşır.

3.3.3. Bant Genişliği

Bant genişliği (BW), bir antenin belirlenen standartlara uygun şekilde yayılım yapabildiği frekans bölgesini tanımlamaktadır. Bir antenin bant genişliğinin belirlenmesinde iki farklı değerlendirme kullanılmaktadır. Geniş bantlı antenler için bant genişliği ifadesi üst kesim frekansının alt kesim frekansına oranı, denklem 3.17a ile hesaplanır. Dar bantlı antenler için ise, denklem 3.17b’de hesaplaması verilen ve B_f ile gösterilen yüzdelik bant genişliği ifadesi kullanılır.

$$BW = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \quad (3.17a)$$

$$B_f = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \times 100 = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{(f_{\max} + f_{\min})/2} \times 100 \quad (3.17b)$$

Bir antenin empedans bant genişliğinin tespit edilmesinde S_{11} değerinin -10 dB ya da -6 dB referans noktaları arasındaki frekans bölgesi dikkate alınır. Eğer yansıma kaybı değeri olarak -10 dB değeri referans alınmış ise, bant genişliğinin belirlenmesinde VSWR değeri ($VSWR \leq 2$) de kullanılabilir.

3.3.4. Zarf Korelasyon Katsayısı (ECC)

Birden çok anten elemanının yer aldığı MIMO sistemlerinde, antenlerin birbiri ile etkileşimi kaçınılmaz bir sorundur. Karşılıklı kuplaj (mutual coupling), çoklu antenli sistemlerdeki anten elemanları arasındaki elektromanyetik etkileşimi ifade eder. İki anten birbirine nispeten yakınsa bir antenin oluşturacağı elektromanyetik alan, bu alana maruz kalan başka bir antende bir akım indükler. Sonuç olarak, elektromanyetik enerjisi birinci antenden ikinciye aktarılır. Bu durumda, MIMO sisteminde enerji israf edilir, bu da daha düşük anten verimliliğine ve dolayısıyla daha düşük veri hızına yol açar (Ma ve Chountalas, 2015).

MIMO anten sistemlerinde zarf korelasyon katsayısı olarak isimlendirilen ECC, antenlerin birbiri ile ne seviyede etkileşimde olduğunu gösteren önemli bir parametredir. İki antenden oluşan bir MIMO sisteminde ECC'nin hesaplanmasında kullanılan iki formül vardır. Bunlardan birisi, $F_i(\theta, \phi)$ ışıma örüntüsü değerlerinin

kullanıldığı denklem 3.18a; diğeri ise ilk denklemin s-parametrelerine dönüştürülmüş versiyonu olan 3.18b denklemdir (Balanis, 2013).

$$\rho_e = \frac{\left| \iint \overline{F}_1 \times \overline{F}_2^* d\Omega \right|^2}{\iint |\overline{F}_1|^2 d\Omega \times \iint |\overline{F}_2|^2 d\Omega} \quad (3.18a)$$

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (3.19b)$$

3.3.5. Işıma Örüntüsü

Işıma örüntüsü ya da ışıma patterni, bir anten tarafından yayılan ışımanın dış ortamındaki özelliklerini gösteren matematiksel ya da grafiksel fonksiyon olarak tanımlanabilir. Işıma örüntüsü genellikle uzak alan bölgeleri için geçerlidir ve bir antenin en önemli parametrelerinden birisidir. Bir antenin yaydığı ışıma alanı küresel bir yapı olarak düşünülürse birim vektörleri r , θ ve ϕ 'ye bağlı küresel bileşenlerin bir fonksiyonu olarak yazılabilir. Antenin maksimum ışıma yaptığı yöndeki ışıma bölgesine ana lop, diğer yönlerdeki ışıma bölgelerine ise yan loplar denir. Ana lop üzerindeki ışıma, antenin istenen yöne doğru olan ışmasını; yan loplar üzerindeki ışımlar ise, istenmeyen yönlerde yapılan ışımları gösterir.

Bir anten her yöne eşit seviyede ışıma yapıyorsa yani ışıma örüntüsü θ ve ϕ 'den bağımsız ise bu anten, izotropik ya da yön bağımsız bir anten olarak ifade edilir. Pratikte izotropik bir anten bulunmamakla birlikte, izotropik anten kavramı antenlerin karşılaştırmasında referans değer olarak kullanılır. Eğer bir antenin ışıma örüntüsü θ ya da ϕ 'den yalnızca birine göre değişiyorsa bu tür antenlere çok yönlü anten denir. Böyle antenlerde bağımlı olmadığı düzlemde alıcının yer değiştirmesi aldığı gücü değiştirmez. Bir anten sadece belirli bir yönde ışıma yapıyorsa bu anten yönlü bir antendir ve ışıma örüntüsü hem θ hem de ϕ 'ye bağlı olarak değişir.

3.3.6. Yönlülük

Bir antenin yönlülüğü o antenin maksimum ışıma yoğunluğunun izotropik antenin ışıma yoğunluğuna oranı ile hesaplanır. D ile gösterilen yönlülüğün birimi

yoktur ve her zaman için 1'den büyüktür. İzotropik antenin ışıma yoğunluğu, ışıyan toplam gücün 4π 'ye bölünmesiyle bulunur. Denklem 3.19'da yönlülüğün formülü verilmiştir.

$$D = \frac{U_{\max}}{U_{\text{izotropik}}} \quad (3.19)$$

3.3.7. Verim

Bir antenin verimi, denklem 3.20'de verildiği gibi antenin elektromanyetik dalgaya dönüştürdüğü gücün antene giren güce oranı olarak tanımlanır. Verimlilik “e” ile gösterilir ve birimi yoktur. İletkenlik kaybı, dielektrik kaybı, yansıma kaybı ve polarizasyon kaybı antenin verimini etkileyen faktörlerdir.

$$e = \frac{P_{\text{ışıyan}}}{P_{\text{giren}}} \quad (3.20)$$

3.3.8. Kazanç

Bir antenin kazancı, belirli bir yöndeki ışıma yoğunluğunun izotropik bir kaynaktan çıkan ışıma gücüne oranı olarak tanımlanır ve G ile gösterilir. Kazanç değeri de tıpkı yönlendiricilik ve verim gibi birimsizdir. Denklem 3.21'de verildiği gibi bir antenin kazancı, verimlilik ile yönlendiriciliğin çarpımına eşittir.

$$G = e \times D \quad (3.21)$$

3.3.9. Polarizasyon

Antenler için polarizasyon, belirli bir yönden yayılan ya da gönderilen dalga olarak ifade edilebilir. Dalga ilerlerken zamana bağlı elektrik alanın çizdiği şekil dalganın polarizasyonunu belirler. Üç çeşit polarizasyon vardır. Bunlar; doğrusal, dairesel ve eliptik polarizasyonlardır. Eğer elektrik alan vektörü zamana bağlı olarak tanımlandığında yalnızca bir hat boyunca (yatay-dikey) ilerliyorsa buna doğrusal

polarizasyon denir. Elektrik alan vektörü dairesel ilerleyerek her bir dalga boyunda 360° dönüyorsa dairesel polarizasyon, elektrik alanın izlediği yol bir elips şeklindeyse eliptik polarizasyon olarak adlandırılır.

3.4. Frekans Seçici Yüzeyler

Frekans seçici yüzey (FSY), dielektrik bir malzeme üzerine periyodik olarak yerleştirilmiş iletken elemanlardan oluşan ve elektromanyetik dalgaları belirlenen frekanslar için yansıtmak, iletmek ya da soğurmak için tasarlanan yapılardır. Yani, FSY'ler bir çeşit filtre görevi görmektedir.

Frekans seçici yüzeylerin frekans özelliklerini belirleyen birçok etken vardır. Bu etkenlerin bazıları; FSY geometrisi ve boyutu, dielektrik tabakanın elektriksel özellikleri ve periyodik yapıdaki elemanlar arasındaki boşluk şeklinde söylenebilir. Periyodik diziyi oluşturan birim FSY elemanının şekli, boyutu ve kullanılan dielektrik katman FSY'in rezonans frekansını ve bant genişliğini etkilemektedir. FSY'ler iletken yama veya iletken üzerine açılan oyuk şeklinde tasarlanabilir. FSY yama şeklinde tasarlanırsa kapasitif etki yaparken; iletken üzerinde oyuk şeklinde tasarlanması halinde endüktif etki yapmaktadır. FSS için seçilen geometri ile periyodik yapının bant durduran, bant geçiren, alçak geçiren ya da yüksek geçiren bir filtre gibi davranması sağlanmaktadır (Munk, 2005).

3.5. Vektör Network Analizör

Kısaca VNA olarak bilinen Vektör Ağ Analizörü, elektronik bir cihaz ya da sistemin RF performansını ölçmeye yarayan bir cihazdır. Filtre ve anten gibi bir RF devre elemanlarının VNA ile analizinde, belirlenen frekans aralığında S-parametreleri, VSWR değeri, yansıma katsayısı hesabı, kazanç ve kayıp ölçümleri yapılmaktadır. Tez çalışması sırasında üretilmiş anten prototiplerinin ölçülmesinde Keysight firmasına ait PNA N5224A network analizörü kullanılmıştır (Şekil 3.11). Kullanılan PNA 5224A network analizörü 2 portlu ve 10 MHz ile 43.5 GHz aralığında ölçüm yapabilmektedir.



Şekil 3.11 Keysight PNA N5224A VNA

3.6. Yansımaz Oda

Antenlerin en önemli karakteristiği olan ışıma örüntüsü antenlerin ışıma yönü ve verimi hakkında bilgi vermektedir. Bu testlerin sağlıklı yapılmasında açık saha deney alanı veya yansımaz oda gibi ortamlarda kazanç ve örüntü ölçümlerinin yapılması gerekmektedir.

Yansımaz oda (anechoic chamber), yapay olarak oluşturulmuş ve serbest uzaya benzetilen bir ortamdır. Yansımaz odada, elektromanyetik dalga yayılımları diğer nesnelerden herhangi bir etkileşim olmadan gerçekleştirilebilir. Yansımaz oda, iç duvarları elektromanyetik enerjiyi soğurucu malzemeler ile kaplı ve uzak alan ışıma ölçümleri için test edilen cihazın 2B ya da 3B dönmesini sağlayan döner tabladan oluşmaktadır. Sadece soğurucu malzeme ve döner tabladan oluşan odalara yarı-yansımaz oda (Semi- anechoic chamber) denilmektedir. Eğer odanın duvarı dışarıdan iletken plakalar ile ekranlama yapılırsa o zaman oda tam yansımaz oda olarak isimlendirilir.

Bu tez çalışmasında yer alan mikroşerit antenlerin ölçümleri Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi Mikrodalga Anten Malzeme Araştırma (MAMAR) laboratuvarında bulunan yarı-yansımaz bir odada gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.12 KMU MAMAR laboratuvarında bulunan yarı-yansısız oda

3.7. Elektromanyetik Simülasyon Programları

Elektromanyetik simülasyon programları karmaşık mikrodalga, RF baskı devre ve anten gibi elektronik devre parçalarının doğru bir şekilde analizlerini ve tasarımlarını gerçekleştirebilen ileri teknoloji programlardır.

3.7.1. IE3D Paket Programı

IE3D, tam dalga elektromanyetik (EM) çözümünde kullanılan 3-boyutlu (3B) ve MoM temeli ile çalışan bir paket programdır. Bu program ile düzlemsel mikrodalga devreleri, MMIC, RFIC, RFID, PCB, dijital devreler ve antenlerin analiz, tasarım ve optimizasyonu yapılabilmektedir. Maxwell denklemlerini çözerek sonuç veren program, çok fazla bir varsayım sunmadığı için oldukça doğru bir çözüm sunar (IE3D, 2013).

Çok yönlü ve kullanımı kolay bir elektromanyetik simülasyon aracı olan IE3D ile yakın ve uzak alan analizi, S-parametreleri, iki ve üç boyutlu ışıma örüntüleri, üç boyutlu yüzey akım dağılımı, kazanç, yönlendiricilik, verimlilik ve VSWR grafikleri elde edilebilmektedir.

3.7.2. CST Paket Programı

CST, yüksek frekans aralığında 3B elektromanyetik bileşen ve sistemleri tasarlamak, analiz etmek ve optimize etmek için kullanılan yüksek performanslı bir elektromanyetik simülasyon paket yazılımıdır. CST yazılımı ile antenlerin ve filtrelerin performans ve verimliliğinin incelenmesi, elektromanyetik uyumluluk ve elektromanyetik girişim (EMC / EMI) analizi ve elektromanyetik alanların canlı üzerindeki etkilerinin incelenmesi gibi çalışmalar yapılabilmektedir (CST, 2011).

CST simülasyon programının çalışma prensibi, 3B şekillerin ızgaralama (meshing) ile küçük parçalara bölünmesi ve her bir parçaya Maxwell ve dalga denklemlerinin uygulanması üzerinedir. Bir benzetim yapılırken ızgara (mesh) mesh sayısı ne kadar artarsa sonuçtaki hata oranı o kadar düşük olur. Ancak, bu durumda programın çalışma süresini uzatmaktadır. CST ile anten analizinde, s-parametreleri, kazanç, yönlülük, VSWR ve uzak alan hesaplamaları yapılabilmektedir.

3.8. Dielektrik Altaş

Geleneksel yama antenleri düzlemsel yapılardır. Altaş ya da substrat olarak adlandırılan dielektrik malzemeler mikroşerit yapısının temel bileşeni olan, alt ve üst tabakalarında iletken yüzeyleri bulunan bir yalıtkandır. Bu malzemeler mikroşerit antenlerde öncelikle antene mekanik kuvvet sağlamaya yarar. Anten tasarımı, substrat özelliklerine büyük ölçüde bağlı olduğundan, bir altaş seçimi çok önemlidir. Dielektrik ortam, yüzey dalgalarının yayılmasını sağlar ve toplam güçten daha az kısmının ışımasına neden olmaktadır. Bu durum antenin elektriksel özelliklerini düşürmektedir. Kullanılan altaş kalınlığı, bant genişliği ile doğru orantılı iken; malzemenin dielektrik sabiti bant genişliği ile ters orantılıdır. Dielektrik malzemelerde anten performansında doğrudan etki eden bir diğer faktör ise, kayıp tanjantıdır. Kayıp tanjantı, verimlilik ile ters orantılıdır. Bu nedenler düşük kayıp tanjantlı altaş daha pahalıdır. Mikroşerit antenlerin tasarımı için kullanılabilecek çok sayıda altaş vardır ve bunların dielektrik sabitleri genellikle 2.2 ile 12 arasında değişir (Mithari ve Patil, 2016).

Piyasada milimetre dalga frekanslarında anten tasarımına uygun, istenen geçirgenlik ve düşük kayıp karakteristikleri yelpazesi olan FR4, Rogers RT / Duroid ve Taconic gibi birçok sert altaş bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında yer alacak antenler

farklı dielektrik ve kalınlıktaki, iki tarafı bakır kaplı PCB malzemeler üzerine tasarlanarak üretimi yapılacaktır. En yaygın kullanılan ve en kolay bulunan türü FR4 malzemesidir. Genel olarak, bu malzemenin dielektrik katsayısı 4.2 ile 4.7 arasında değişirken tanjant kaybı 0.02 civarındadır. FR4 malzemenin en önemli avantajları ucuz olması, kolay bulunabilmesi ve baskı devre üretiminde de kullanıldığı için aynı kart üzerine antenle birlikte diğer entegre devrelerin de yerleştirilebilir olması olarak sıralanabilir. FR4 malzemenin dezavantajı ise, tanjant kaybının yüksek olmasıdır. Bu dezavantajı sebebiyle, diğer özellikleri aynı sadece daha düşük tanjant kaybına sahip bir başka malzeme kullanılarak FR4'e göre daha yüksek kazanç elde edilebilir (Aguilar ve ark., 1998).

Mikroşerit anten tasarımında FR4 haricinde kullanılan pek çok malzeme vardır. Özellikle yüksek frekans ve yüksek kazançlı anten tasarımlarında ticari olarak kullanılan daha üst seviye malzemeler mevcuttur. Bunlardan en çok bilinenlerden bir başka malzeme kullanılarak FR4'e göre daha yüksek kazanç elde edilebilir (Aguilar ve ark., 1998).

4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA

Bu tez çalışmasında, temelde 3 farklı log-periyodik mimariye sahip anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. Tasarımların bir kısmı 6 GHz altı 5G uygulamalarına yönelik iken; bazıları mm-dalga 5G uygulamalarına yönelik tasarlanmıştır. Son uygulanan anten sistemi ise, hem 6 GHz altı hem de mm-dalga uygulamaları için önerilmiştir. Önerilen antenler, PCB kazıma teknikleri ile üretildikten sonra ölçümleri de yapılmıştır. Yapılan çalışmalar sırası ile bu bölümde ayrıntılı bir şekilde sunulmuştur.

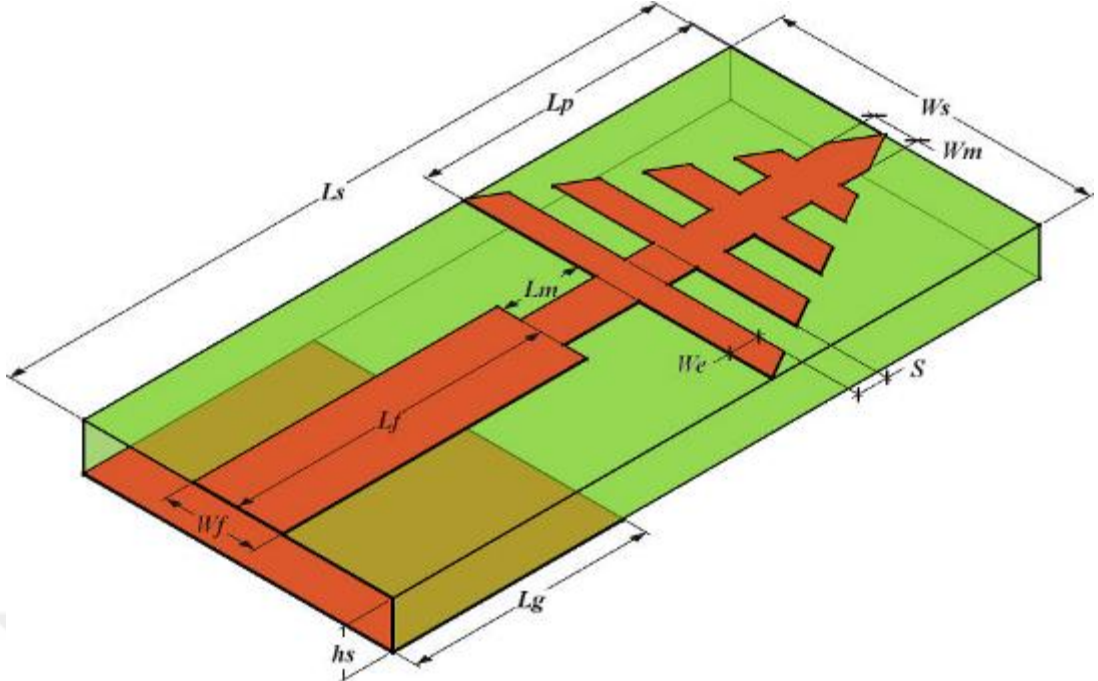
4.1. 6 GHz Altı 5G Uygulamaları İçin Üçgen Şekilli LPMA Tasarımları

Anten çalışmalarında ilk olarak, 5G için 6 GHz-altı bandına yönelik log-periyodik anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada, mikroşerit hat beslemeli üçgen yamaya benzer bir log-periyodik benzeri bir LPMA elemanı tasarlanmıştır. İlk olarak monopollü anten olarak tasarımı ve üretimi yapılan LPMA antenin mobil cihaz boyutlarında 4 ve 8 elemanlı MIMO mimarileri de çalışılmıştır.

4.1.1. Üçgen Şekilli LPMA Tasarımı

Önerilen monopollü log-periyodik yama anteninin detaylı 2B geometrisi Şekil 4.1'de verilmiştir ve önerilen antenin boyutları da Tablo 4.1'de sunulmuştur. Önerilen LPMA çalışmasında, 4.3 dielektrik sabiti ve 0.02 tanjant kaybı olan 1.6 mm kalınlığında bir alttaş kullanılarak $10.7 \times 22.5 \text{ mm}^2$ boyutlarında oldukça kompakt bir anten tasarlanmıştır.

Tasarlanan anten yaması, toplam boyutu $9.3 \times 10.7 \text{ mm}^2$ olan log-periyodik dizi benzeri bir yapıdan oluşmaktadır. Antenin yaması, 3.1 mm genişliğinde ve 10.5 mm uzunluğunda bir mikroşerit hat ile beslenmiştir. Besleme hattına ek olarak, mikroşerit besleme hattı ile anten yaması arasındaki empedans uyumunu sağlamak için 1.55 mm eninde ve 2.7 mm uzunluğunda bir şerit hat kullanılmıştır. Anten toprak düzlemi, $10.7 \times 8 \text{ mm}^2$ boyutunda dikdörtgen şekilli bir yapıdan oluşmaktadır.



Şekil 4.1 Üçgen şekilli LPMA mimarisi

Tablo 4.1 Üçgen şekilli LPMA boyutları (mm)

h_s	L_f	L_g	L_m	L_p	L_s	S	W_e	W_f	W_m	W_s
1.6	10.5	8	2.7	9.3	22.5	1	1	3.1	1.55	10.7

Önerilen LPMA antenin tasarım parametrelerinden ölçeklendirme faktörü olan τ , 0.87 olarak seçilmiştir. Anten şekli eşkenar üçgenden esinlenildiği için yarı tepe açısı (α) ise, 30° olarak belirlenmiştir. Yine tasarım parametrelerinden anten alt kesim frekansı (f_{min}) ve üst kesim frekansı (f_{max}) sırasıyla; 3.3 GHz ve 4.2 GHz seçilmiştir. Böylelikle 6 GHz altı ortak 5G bandının tümünün kapsanması hedeflenmiştir.

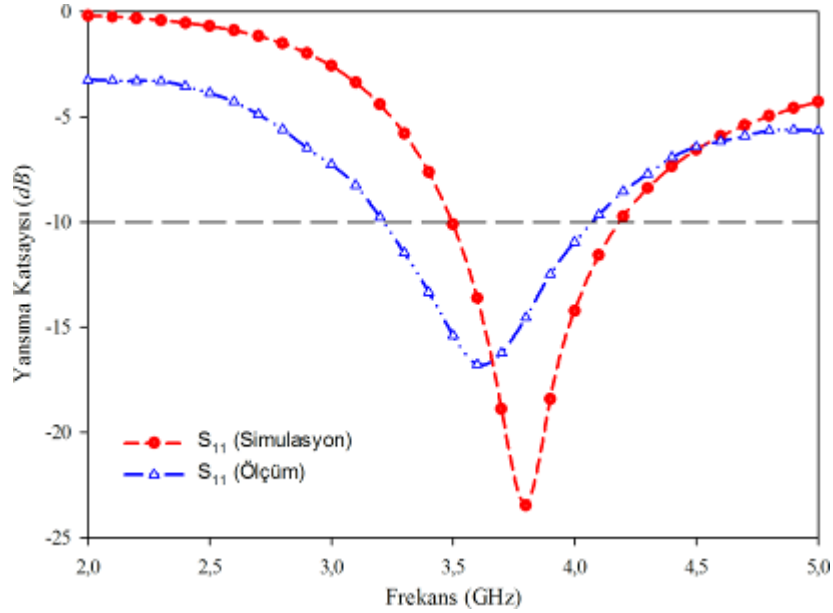
Tasarımı tamamlanan üçgen şekilli LPMA'nın üretiminde kolayca bulunabilen ve ucuz bir dielektrik malzeme olan 1.6mm kalınlıkta bir FR4 kullanılmış ve PCB kazıma teknolojisi ile üretilmiştir (Şekil 4.2).

Üçgen şekilli LPMA monopol antenin üretiminden sonra, ilk olarak 2-5 GHz aralığında S_{11} ölçümleri yapılmıştır. Belirtilen frekans aralığında yansıma katsayısına ait ölçüm ve simülasyon sonuçları Şekil 4.3'te görülmektedir.



Şekil 4.2 Üçgen şekilli LPMA monopol anten prototipi

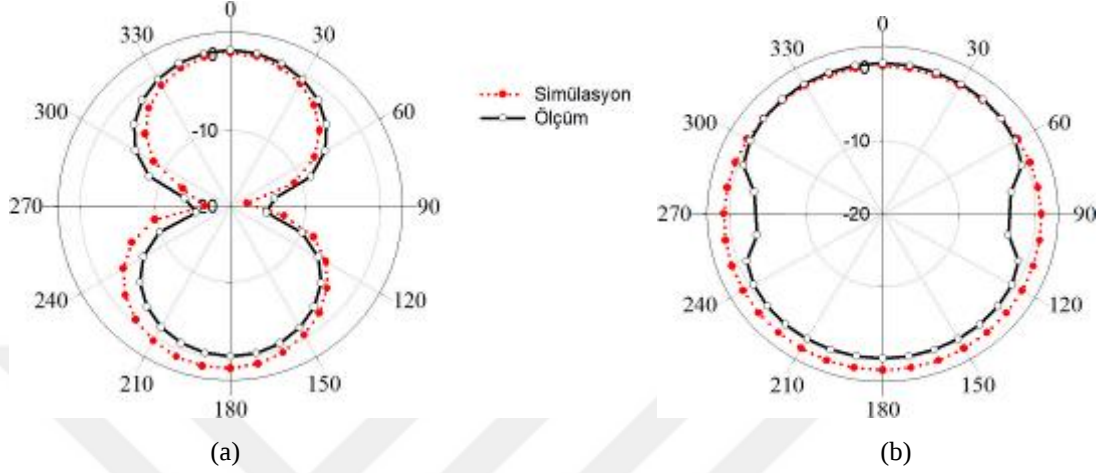
Şekil 4.3'te gösterildiği gibi, ölçüm ve simülasyon sonuçları arasında bazı farklılıklar olmasına rağmen her ikisi de 5G 6 GHz altı çalışma bandı için uygundur. Simülasyonla belirlenen 3.4-4.2 GHz çalışma bant genişliğine sahip anten için 3.1-3.9 GHz frekans aralığında -10 dB ve altında yansıma değeri ölçülmüştür. Arada oluşan bu farkın en önemli nedeni, boyutu oldukça küçük antenden ölçüm almak için lehimlenmiş SMA konektörün ısıtıcı etkisidir.



Şekil 4.3 Üçgen şekilli LPMA karşılaştırmalı S₁₁ grafikleri

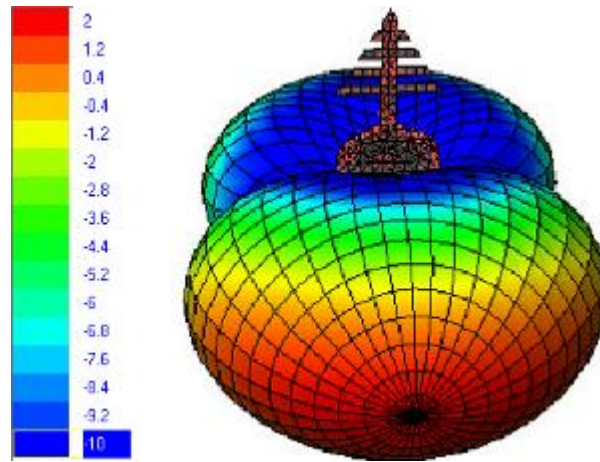
Önerilen LPMA antenin 3.6 GHz frekans noktasında xz ($\phi = 0^\circ$ veya E-düzlemi) ve yz ($\phi = 90^\circ$ veya H-düzlemi) düzlemleri için karşılaştırmalı 2B ışıma örüntüleri Şekil

4.4’de verilmiştir. Verilen grafiklere göre, simülasyon sonuçlarına göre xz ve yz düzlemleri için maksimum kazanç sırasıyla 1.92 dBi ve 1.9 dBi ’dir. Benzer ışıma deseni sunan ölçüm sonuçlarında da E -düzleminde 1.3 dBi olarak ölçülen maksimum kazanç değeri, H -düzleminde 1.32 dBi ölçülmüştür.



Şekil 4.4 Üçgen şekilli LPMA antenin 2B ışıma örüntüleri: (a) xz -düzlemi (b) yz -düzlemi

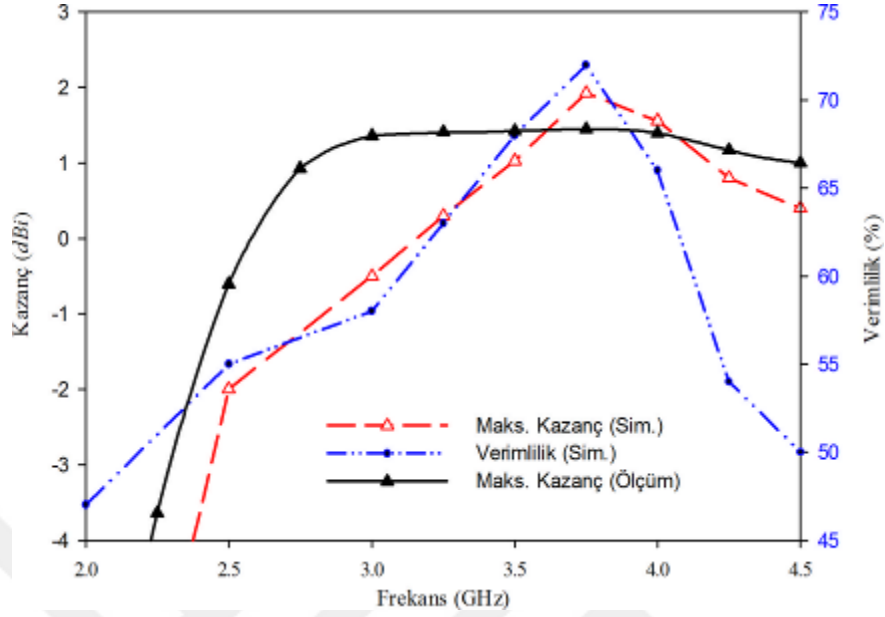
Yine, antenin 3B ışıma modeli de Şekil 4.5’de yer almaktadır. 3B ışıma modelinde de maksimum kazançların xz ve yz düzlemlerinin üzerinde olduğu görülmektedir. Bu iki grafikten görülebileceği gibi, önerilen LPMA monopollü anten 3.6 GHz frekansında neredeyse çok yönlü (near-omnidirectional) bir ışıma desenine sahiptir.



Şekil 4.5 Üçgen şekilli LPMA antenin 3B ışıma örüntüsü

Üçgen şekilli monopollü LPMA için son performans grafiğinde anten maksimum kazanç ve verimlilik eğrileri sunulmuştur (Şekil 4.6). Şekilden de görüldüğü gibi kazanç ve verimlilik eğrileri beklendiği gibi benzerdir. Simülasyon verilerine göre anten için maksimum kazanç değeri 3.75 GHz ’de yaklaşık 2 dBi iken; toplam verimliliğin maksimum

değeri yine 3.8 GHz'de %73 olarak belirlenmiştir. Yapılan ölçümlerde ise, antenin maksimum kazanç değeri ise 1.4 dBi olarak ölçülmüştür.

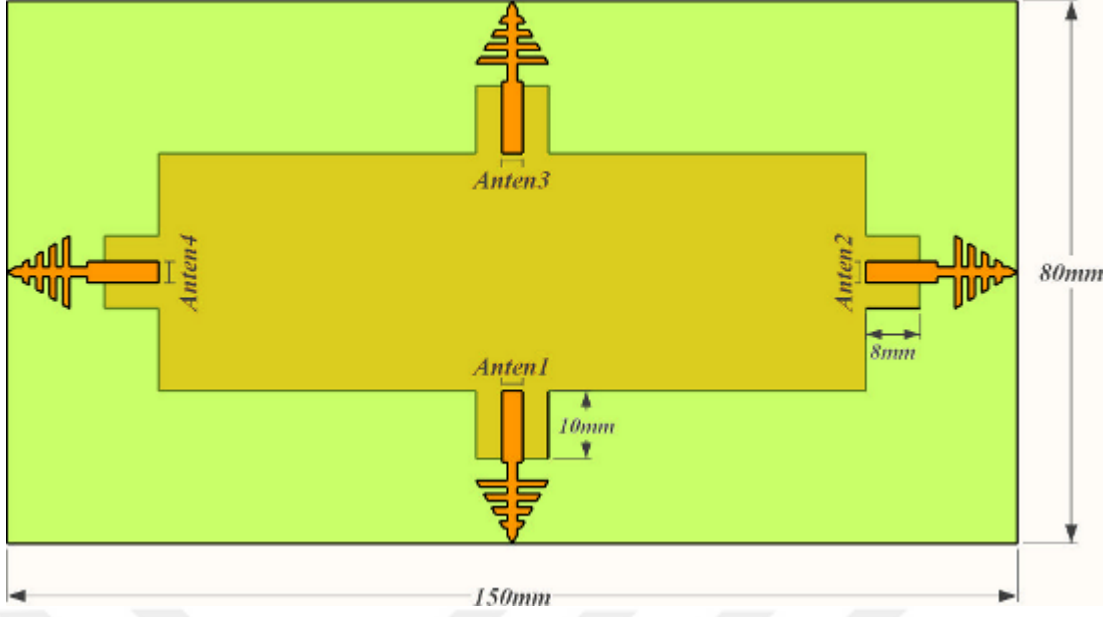


Şekil 4.6 Üçgen şekilli monopol LPMA kazanç ve verimlilik grafikleri

4.1.2. Üçgen Şekilli LPMA Antenin MIMO Uygulamaları

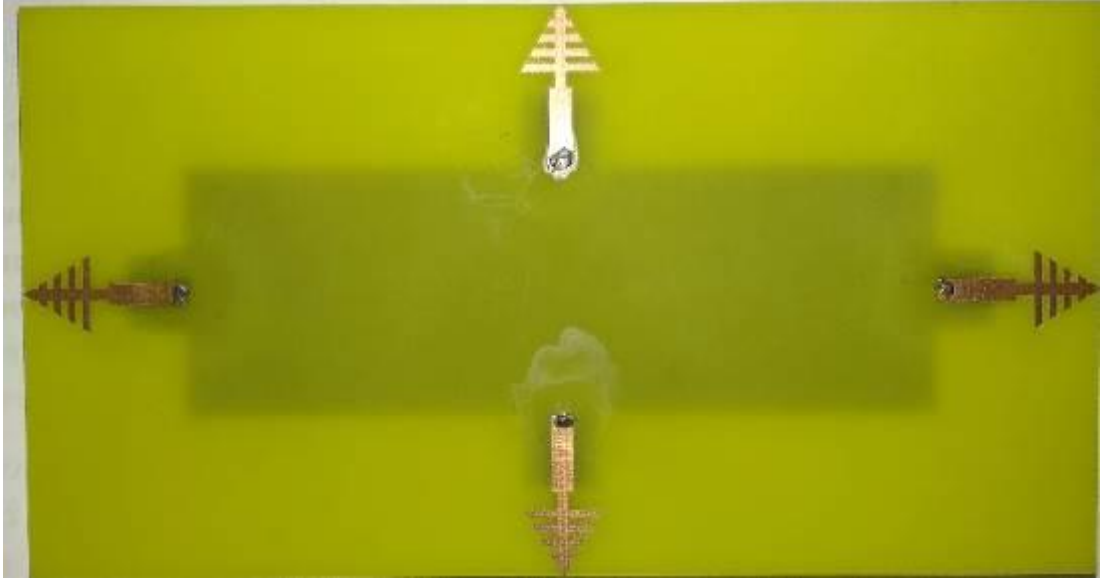
Bu çalışmada, ilk kısımda tasarlanan LPMA yapısı temel alınarak mobil cihazlar için karşılıklı ikişer simetrik elemandan oluşan toplam 4 elemanlı bir 5G MIMO anten dizisi önerilmiştir. Önerilen MIMO anten dizisi $80 \times 150 \text{ mm}^2$ ölçüsünde, 1.6 mm kalınlığında ve 4.3 dielektrik katsayısı ile tasarlanmıştır (Şekil 4.7).

MIMO anten sistemindeki anten yamalarının ölçüleri ilk kısımda verilen anten ölçüleri ile aynıdır. Şekilde görüldüğü üzere, MIMO sisteminde yer alan LPMA antenlerin monopol LPMA antenden farkı toprak düzlemlerinden kaynaklanmaktadır. 1 ve 3 numaralı antenlerin toprak düzlemleri 10 mm uzunluğunda iken; 2 ve 4 numaralı antenlerin toprak düzlemi ilk kısımda verilen LPMA anten ile aynı ölçü olan 8 mm yüksekliğindedir. Ayrıca, tüm LPMA MIMO anten sistemi toprak düzlemleri birleştirilmiştir.



Şekil 4.7 Üçgen şekilli 4-portlu LPMA MIMO anten mimarisi

Önerilen LPMA MIMO anten sisteminin tasarım sürecinden sonra prototipi üretilmiştir (Şekil 4.8). Üretim yapılırken, ilk antende olduğu gibi 4.3 dielektrik sabiti, 0.02 tanjant kaybı ve 1.6 mm kalınlığa sahip FR4 alttaş kullanılmıştır. Baskı devre ile üretilen antene RF sinyal verebilmek ve ölçüm alabilmek için 50 ohm SMA konnektörler lehimlenerek eklenmiştir.



(a)

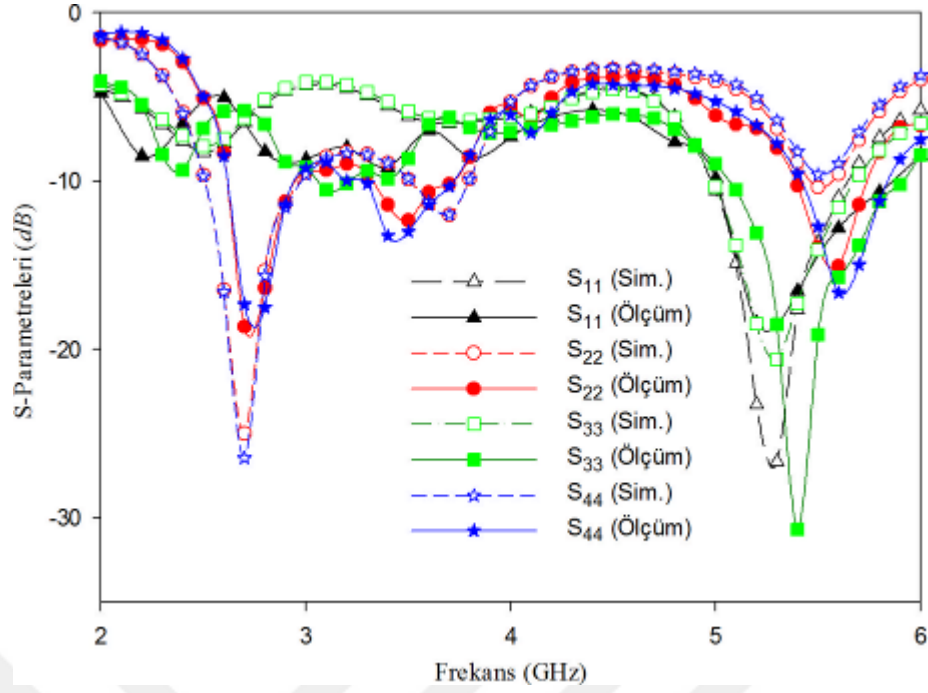


(b)

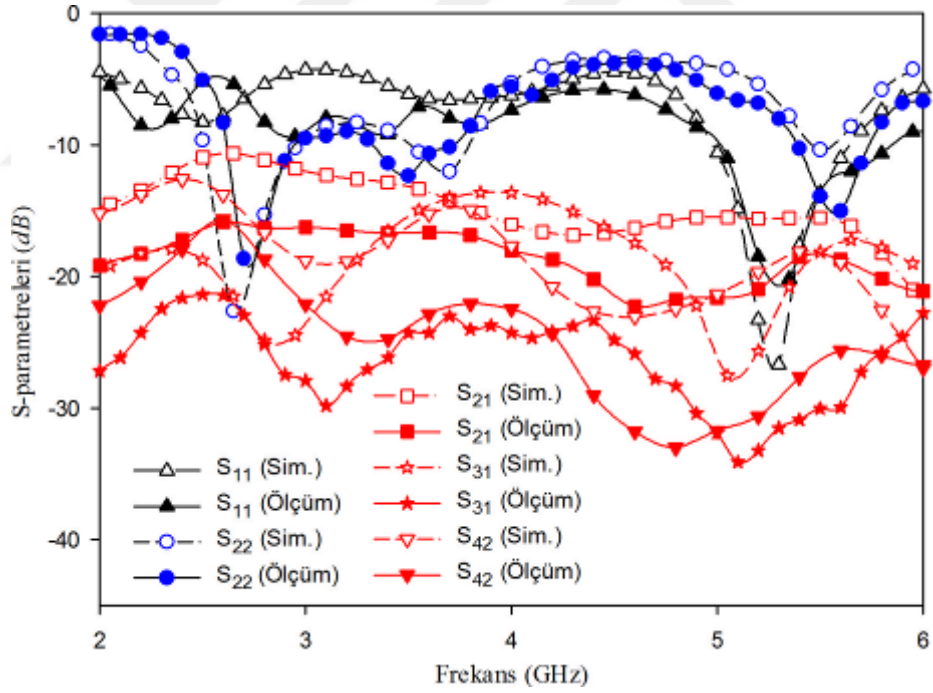
Şekil 4.8 4 elemanlı LPMA MIMO anten sisteminin prototipi (a) yama düzlemi (b) toprak düzlemi

Üretimi tamamlanan 4 elemanlı LPMA MIMO antenin her bir elemanı için ölçülen ve simüle edilen yansıma katsayısı grafikleri karşılaştırmalı olarak Şekil 4.9’da verilmiştir. 4 elemanlı LPMA MIMO anten tasarım aşamasında, -10 dB yansıma katsayısı referansı için üç bant çalışmaktadır. Simülasyon sonuçlarında anten sisteminin ışıma yaptığı bantlar sırasıyla; LTE 38 bandını kapsayan 2.5-3 GHz, 5G n78 bandında 3.4-3.8 GHz ve LTE 46 numaralı bandı kapsayan 4.95-5.65 GHz frekans aralıklarında çalışmaktadır. Önerilen log-periyodik elemanlı MIMO anten sisteminin yansıma katsayısı değerleri ölçüldüğünde ise, anten dizisinin 2.65-2.95 GHz, 3.3-3.8 GHz ve 5.05-5.9 GHz frekans aralıklarında üç bantta çalıştığı görülmektedir. Bununla birlikte, ölçüm ve simülasyon yansıma katsayı değerleri arasında büyük oranda benzerlik olduğu Şekil 4.9’daki grafiklerden anlaşılmaktadır.

Yine LPMA anten sisteminin MIMO elemanları arasında oldukça iyi bir karşılıklı kuplaj seviyesine sahip olduğu Şekil 4.10’daki izolasyon eğrilerinden (S_{mn}) görülmektedir. MIMO anten sistemindeki anten elemanları arasındaki izolasyon seviyesi bütün bant boyunca (2.5-6 GHz) 10 dB ’nin üzerinde iken; 5G bantlarında bu seviye 16 dB ve üzerinde olacak şekilde ölçülmüştür.



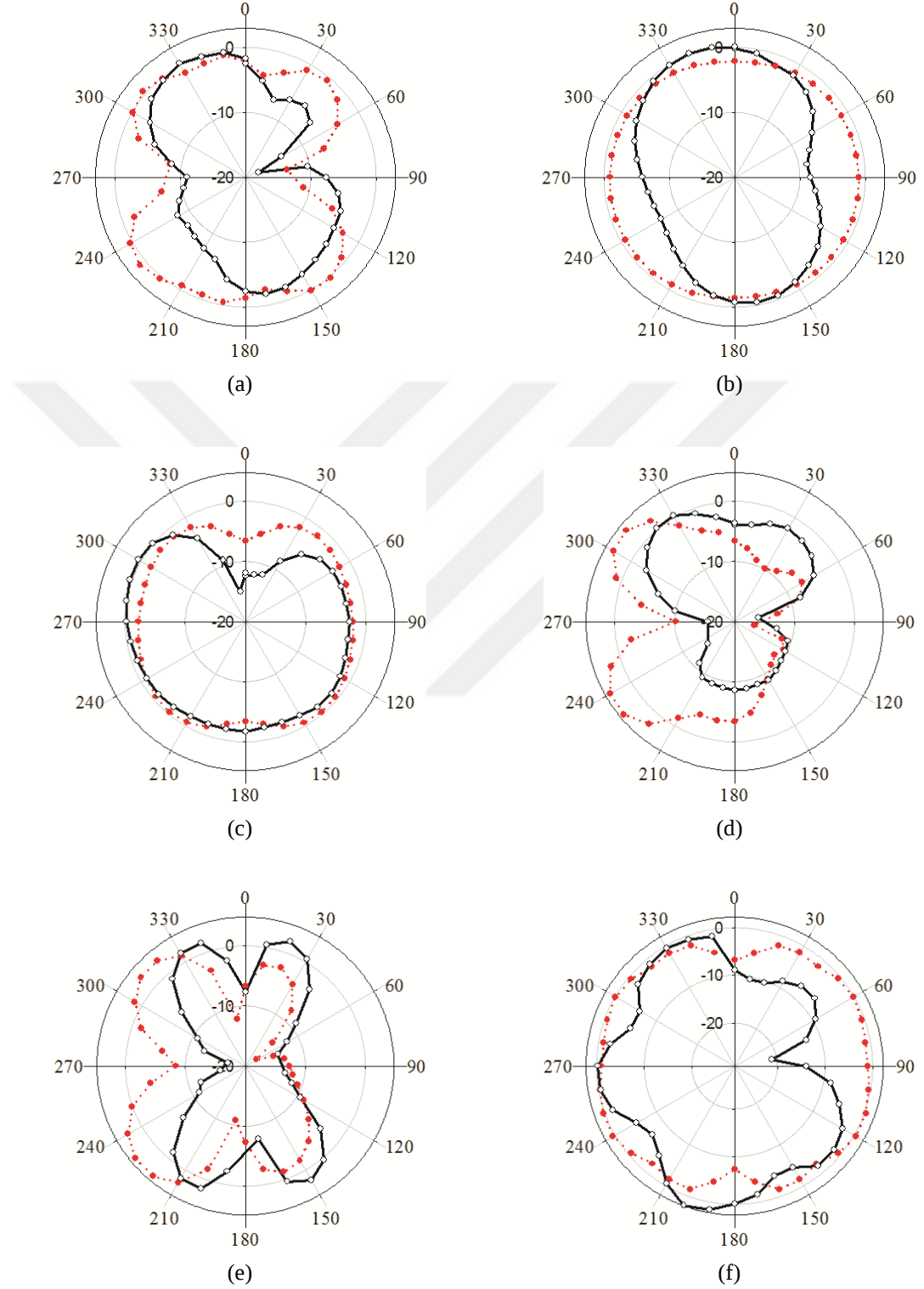
Şekil 4.9 4 elemanlı LPMA MIMO anten sisteminin karşılaştırmalı yansımaya katsayı grafikleri



Şekil 4.10 4 elemanlı LPMA MIMO anten sisteminin s-parametrelerinin karşılaştırmalı grafikleri

Tasarlanan ilk MIMO antenin rezonans frekans noktaları olan 2.7 GHz, 3.6 GHz ve 5.2 GHz için simülasyon ve ölçümlerden edinilen xz ($\phi = 0^\circ$ veya E -düzlemi) ve yz ($\phi = 90^\circ$ veya H -düzlemi) düzlemleri için 2B ışıma örüntülerinin karşılaştırması Şekil

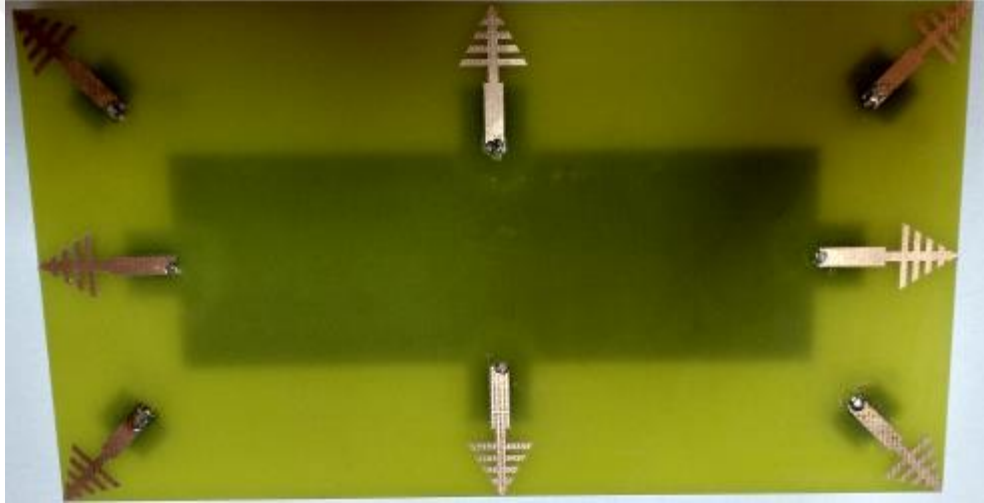
4.11'de verilmiştir. Şekildeki grafiklerde kırmızı renkli eğriler simülasyon, siyah renkli eğriler de ölçüm sonuçlarını göstermektedir.



Şekil 4.11 4 elemanlı LPMA MIMO anten ışıma örüntüleri: (a) 2.7 GHz xz-düzlemi, (b) 2.7 GHz yz-düzlemi, (c) 3.6 GHz xz-düzlemi, (d) 3.6 GHz yz-düzlemi, (e) 5.2 GHz xz-düzlemi, (f) 5.2 GHz yz-düzlemi

Şekilden de anlaşılacağı gibi, MIMO anten dizisi her üç frekans noktası için de nerdeyse çok yönlü bir ışıma sergilemektedir. Anılan frekans noktaları için ölçülen maksimum kazanç değerleri ise sırasıyla; 0.31 *dB*i, 0.51 *dB*i ve 2.6 *dB*i olarak belirlenmiştir.

Üçgen şekilli LPMA çalışmasının ikinci MIMO uygulamasında Şekil 4.12'deki 4 elemanlı bir 5G MIMO anten dizisi önerilmiştir. Önerilen MIMO anten dizisi ilk MIMO dizisinde olduğu gibi $80 \times 150 \text{ mm}^2$ ölçüsünde, 1.6mm kalınlık ve 4.3 dielektrik katsayılı FR4 dielektrik alttaşı üzerine kazınarak üretilmiştir. Şekilde görüldüğü üzere MIMO sisteminde yer alan antenlerden ilk 4 özdeş LPMA, anten sisteminin köşelerine yerleştirilmiştir. Diğer 4 LPMA ise, önceki MIMO dizisinde olduğu gibi ortak toprak düzleminde ve özdeş ikişer antenin karşılıklı yerleştirilmesinden oluşturulmuştur.



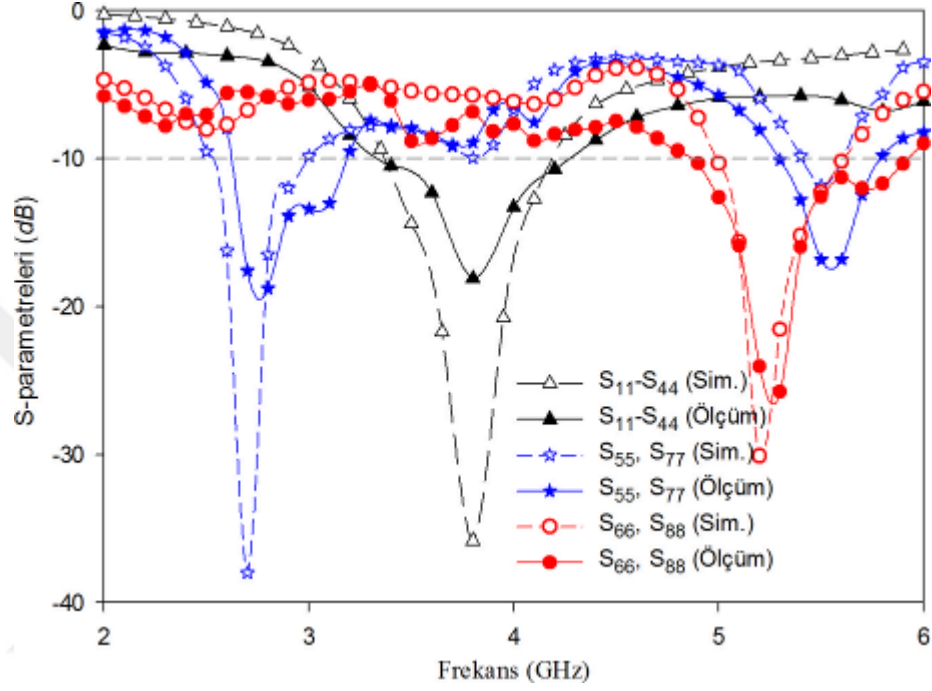
(a)



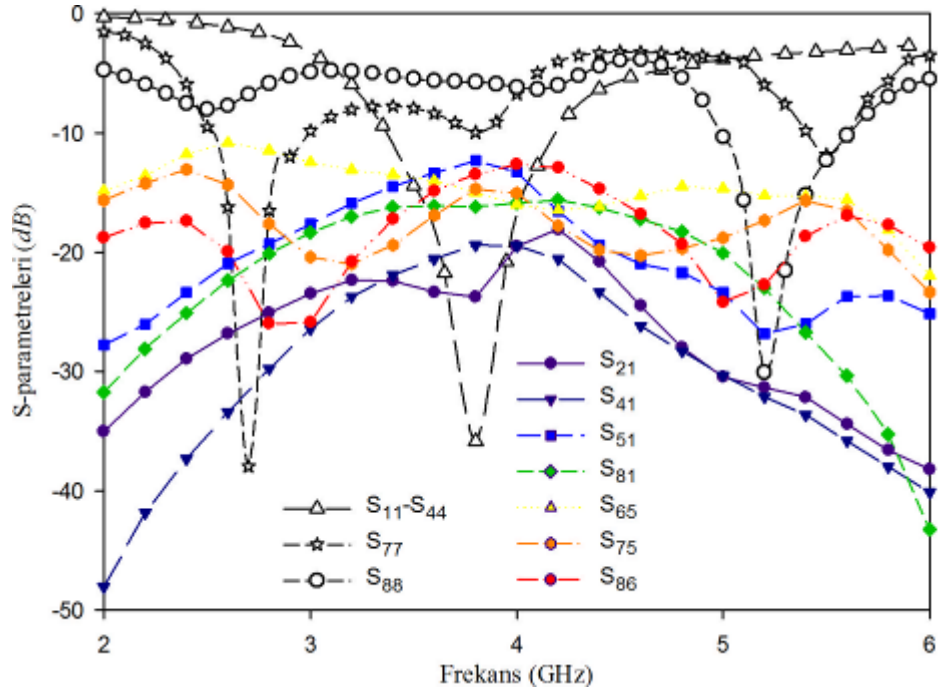
(b)

Şekil 4.12 8 elemanlı LPMA MIMO anten sisteminin prototipi (a) yama düzlemi (b) toprak düzlemi

Önerilen 8 portlu MIMO anten, LTE 38 bandını kapsayan 2.5-2.95 GHz, 5G n77 ve n78 bantlarını kapsayan 3.3-4.2 GHz ve LTE 46 numaralı bandı kapsayan 5-5.65 GHz frekans aralıklarında çalışmak üzere tasarlanmıştır. 8 elemanlı MIMO antenin ölçüm ve simülasyondan elde edilen yansımaya katsayısı eğrileri Şekil 4.13’de gösterilmektedir.



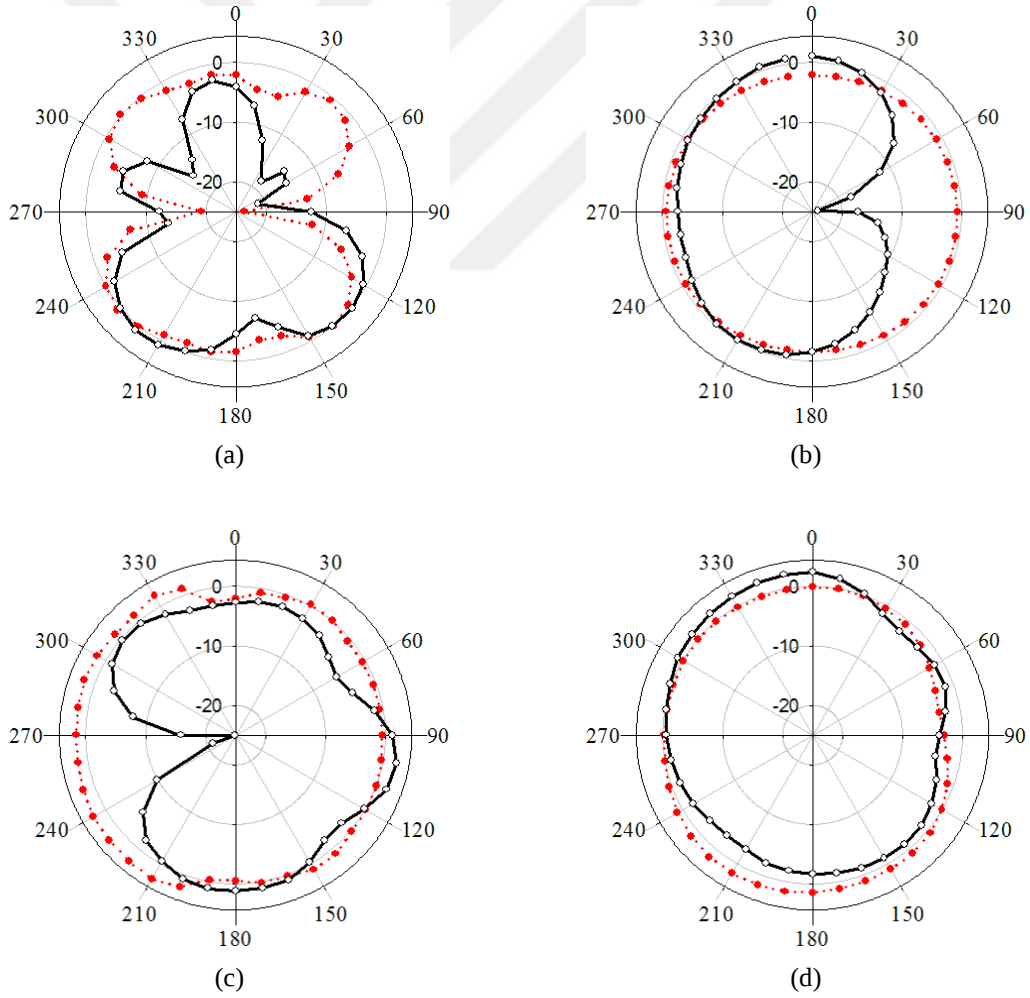
Şekil 4.13 8 elemanlı LPMA MIMO anten sisteminin karşılaştırmalı yansımaya katsayısı grafikleri

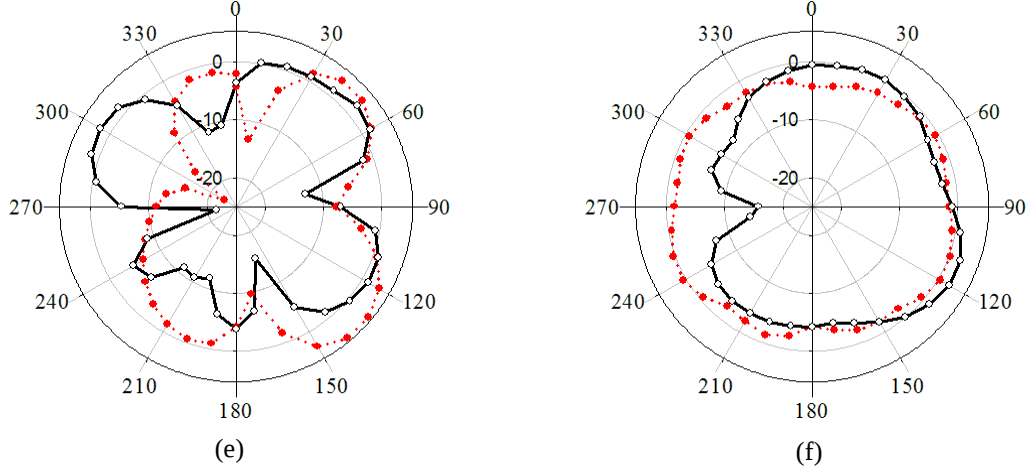


Şekil 4.14 8 elemanlı LPMA MIMO anten sistemindeki antenler arasındaki izolasyon seviyeleri

8 portlu LPMA MIMO dizisindeki antenler arasındaki izolasyon seviyelerini gösteren iletim katsayısı grafikleri Şekil 4.14’de yer almaktadır. Şekilden de görüleceği üzere MIMO anten elemanları arasında tüm çalışma bantları için, 11 dB’nin üzerinde izolasyon seviyeleri tespit edilmiştir. Böylelikle, 8 portlu LPMA MIMO anten sistemindeki MIMO elemanlarının arasındaki izolasyon seviyesinin yeterli ölçüde olduğu görülmüştür.

Üçgen şeklindeki LPMA ile tasarlanan 8 elemanlı MIMO anten sisteminde yer alan 3 bandın rezonans frekans noktaları olan 2.7 GHz, 3.8 GHz ve 5.2 GHz için 2B ölçümleri yapılan ışıma örüntülerinin simülasyon değerleri ile karşılaştırıldığı grafikler Şekil 4.15’de sunulmuştur. Belirtilen frekans noktalarında maksimum kazanç değerleri sırasıyla 1.05 dBi, 2.3 dBi ve 2.2 dBi ölçülmüştür. Şekildeki grafiklerde kırmızı renkli eğriler simülasyon, siyah renkli eğriler de ölçüm sonuçlarını göstermektedir.





Şekil 4.15 8 elemanlı LPMA MIMO anten ışıma örüntüleri: (a) 2.7 GHz xz-düzlemi, (b) 2.7 GHz yz-düzlemi, (c) 3.8 GHz xz-düzlemi, (d) 3.8 GHz yz-düzlemi, (e) 5.2 GHz xz-düzlemi, (f) 5.2 GHz yz-düzlemi

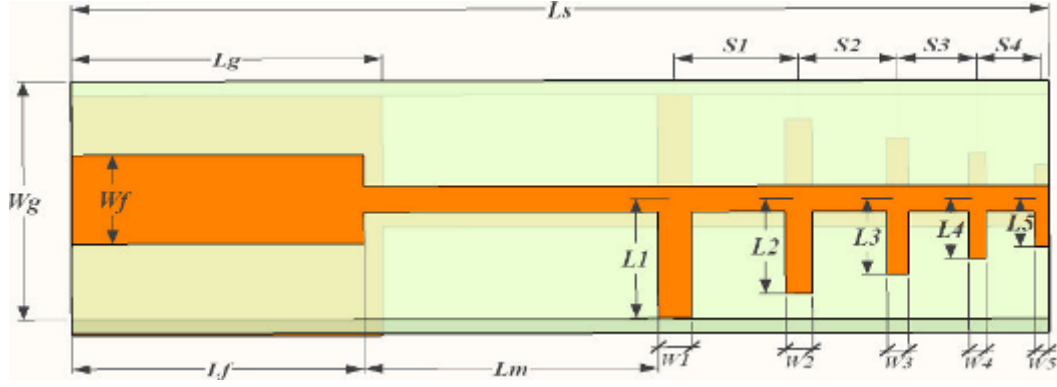
4.2. 28 GHz 5G Uygulamaları İçin Çapraz Olmayan LPDA MIMO Tasarımı

Bu çalışmada, 5G mobil uygulamalarına yönelik cihazlara uyumlu geniş bant bir MIMO anten sistemi tasarlanmıştır. Sunulan anten sistemi, mikroşerit hat beslemeli ve birbirlerine göre 90° açıyla yerleştirilmiş iki eşlenik çapraz olmayan LPDA'dan oluşmaktadır.

4.2.1. Çapraz Olmayan LPDA Tasarımı

Bu çalışmada sunulan anten sisteminin oluşturulmasına LPDA yapısının tasarlanması ile başlanmıştır. Önerilen log-periyodik anten sistemi, literatürde yer alan diğer log-periyodik antenlerden farklı olarak dipol elemanlarının çapraz olmayan şekilde yer almasıdır. Önerilen anten sisteminin bir diğer farkı ise, log-periyodik antenlerde daha önce uygulanmamış MIMO mimarisinin uygulanmış olmasıdır.

Bu çalışmada, 5G mm-dalga bantlarından 28 GHz rezonans frekansı ve 26.5-29.5 GHz frekans aralığı ile tanımlı n257 bandının kapsanması temel alınmıştır. Bu sebeple, LPDA tasarımında alt frekans noktası olarak 26.5 GHz, üst frekans noktası olarak da 29.5 GHz belirlenmiştir. Belirlenen parametreler sonrasında tasarlanan LPDA geometrisi Şekil 4.16'de, boyutları da Tablo 4.2'de gösterilmiştir.

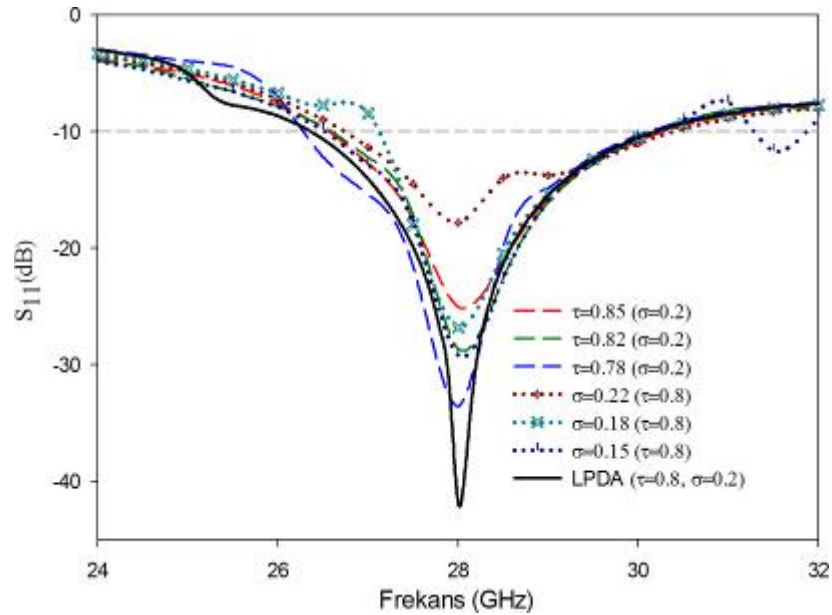


Şekil 4.16 Önerilen çapraz olamayan LPDA anten mimarisi

Tablo 4.2 Çapraz olmayan LPDA anten boyutları (mm)

h_s	L_f	L_g	L_m	L_s	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	S_1
0.508	3.9	4.15	3.9	13	2.07	1.66	1.33	1.06	0.85	1.66
S_2	S_3	S_4	W_f	W_g	W_m	W_1	W_2	W_3	W_4	W_5
1.33	1.06	0.85	1.55	4.15	0.45	0.45	0.36	0.29	0.23	0.18

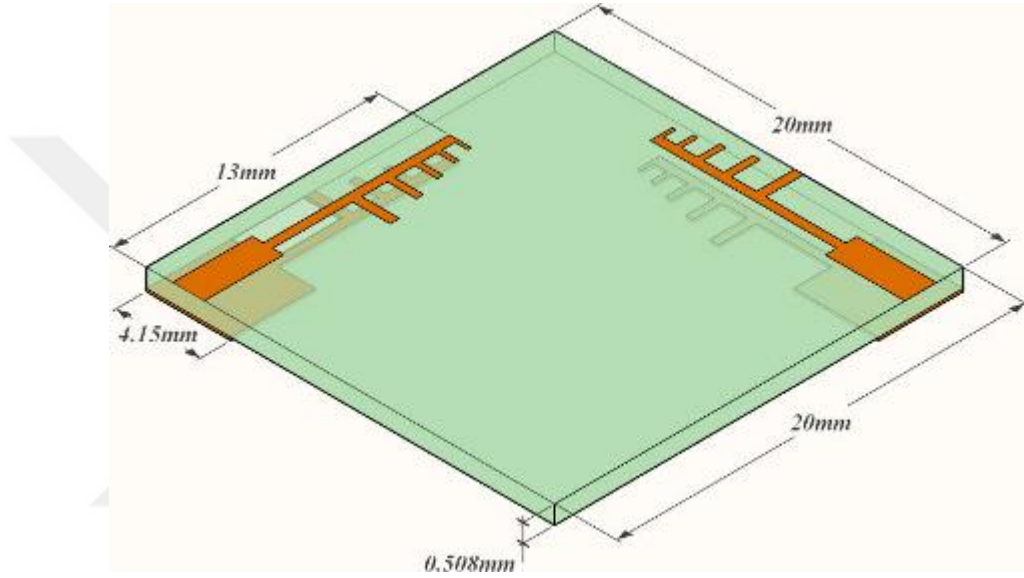
Tasarlanan bu yeni çapraz olmayan LPDA modelinin oluşturulmasında τ ve σ değerlerinin belirlenmesi için bir parametrik çalışma yapılmıştır. Yapılan bu parametrik çalışma neticesinde elde edilen geri dönüş kaybı (S_{11}) eğrilerinin karşılaştırması Şekil 4.17’de verilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı üzere, tasarımda belirlenen 28 GHz frekans bandı için en iyi S_{11} eğrileri τ ve σ değerlerinin sırasıyla 0.8 ve 0.2 olduğunda elde edildiği görülmektedir.



Şekil 4.17 τ ve σ parametrelerinin çapraz olmayan LPDA çalışma bandı üzerine etkisi

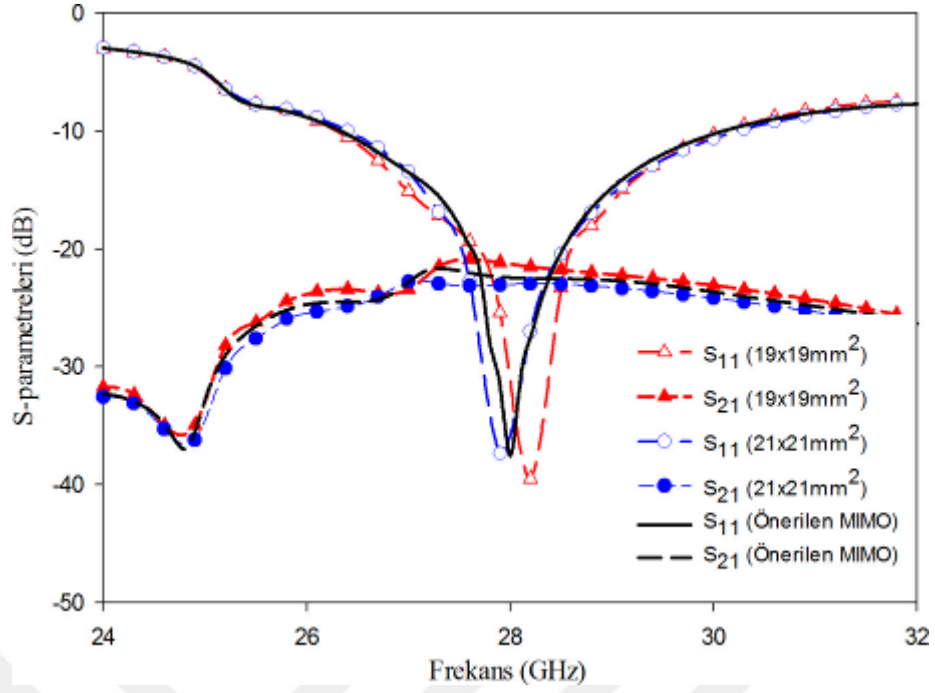
4.2.2. Çapraz Olmayan LPDA MIMO Anten Sistemi

Çapraz olmayan LPDA yapısının tasarımından sonra, antenin veri hızını yükseltmek ve kazanç değerini kısmen arttırmak için 2 elemanlı MIMO mimarisine geçilmiştir. MIMO mimarisine geçerken Şekil 4.18’de gösterildiği gibi iki özdeş LPDA birbirine göre 90° açıyla yerleştirilmiştir. Her bir LPDA boyutunun $4.15 \times 13 \text{ mm}^2$ olduğu MIMO anten sisteminin toplam boyutu $20 \times 20 \text{ mm}^2$ olarak ayarlanmıştır.



Şekil 4.18 Çapraz olmayan LPDA MIMO anten sisteminin 3B geometrisi

Önerilen log-periyodik elemanlı MIMO anten sistemini toplam boyutunun belirlenmesi için yapılan çalışmada elde edilen yansıma ve iletim değerlerine ait s-parametre eğrileri Şekil 4.19’te verilmiştir. Şekil 4.19’ten de görüldüğü üzere, 28 GHz rezonansını elde etmek için MIMO sistemin $20 \times 20 \text{ mm}^2$ boyutunda olması gerekmektedir. Yine, MIMO elemanları arasındaki izolasyonun 20 dB üzerinde olduğu ve kuplaj azaltmak için ek bir yapıya ihtiyaç duyulmadığı görülmektedir.



Şekil 4.19 Anten boyutunun LPDA MIMO anten bant genişliği üzerindeki etkisi

4.2.3. Çapraz Olmayan LPDA MIMO Antenin Kazancının Artırılması

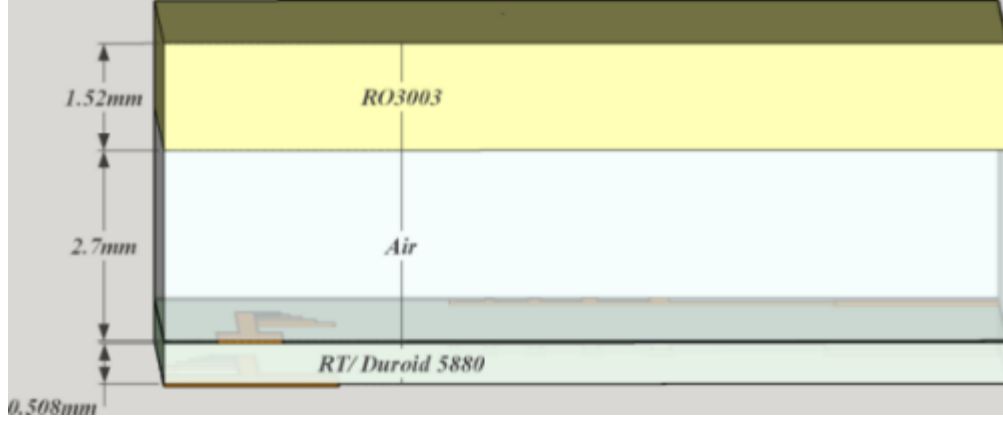
Bu kısımda önerilen LPDA MIMO anten sisteminin tasarım sürecinin son aşamasında, anten kazancı artırılmaya çalışılmıştır. Kazanç artırmak amacıyla, ilk olarak üst katmanlı (superstrate) bir anten yapısı denenmiştir. Bu yapının tasarımında ilk olarak, anten elemanı ile üst katman arasında rezonans frekansının çeyrek dalga boyu ($\lambda_0/4$) kadar bir boşluk bırakılmıştır. Bırakılan bu hava boşluğunun üzerine de üst katmanı oluşturan ve efektif dalga boyunun çeyreği kalınlığında ($\lambda_{eff}/4$) bir dielektrik alttaş eklenmiştir.

Üst katman için eklenecek dielektrik alttaş belirlenirken; pratikte bulunabilecek malzeme kalınlığı ve bağıl geçirgenlik değerlerine uygun olacak şekilde 4.1 denkleminde faydalanılmıştır.

$$\frac{\lambda_{eff}}{4} = \frac{c}{4 * f_r * \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.1)$$

Denklem 4.1’de yer alan formül, pratikte bulunan malzeme ve kalınlıklarına uygulandığında 3 dielektrik sabitine karşılık yaklaşık 1.7 mm kalınlık değeri elde edilmektedir. Pratikte, bu değerlere yakın değerleri Rogers RO3003 malzemesi ile elde

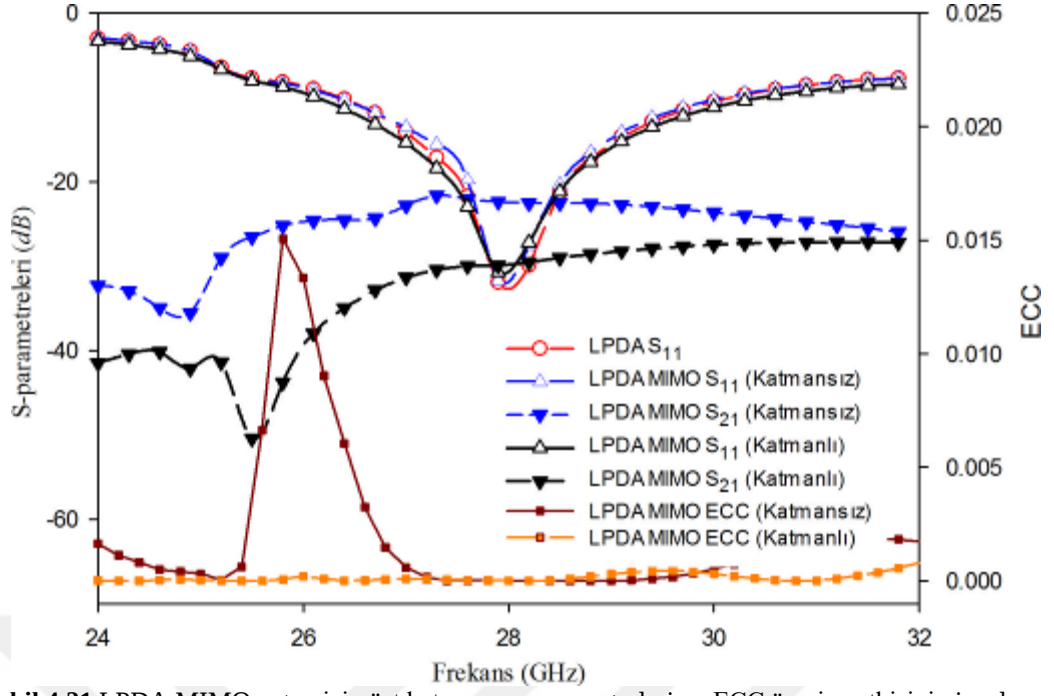
etmek mümkün olmaktadır. Sonuçta, elde edilen üst katmanlı MIMO antenin geometrisi Şekil 4.20’de verilmiştir.



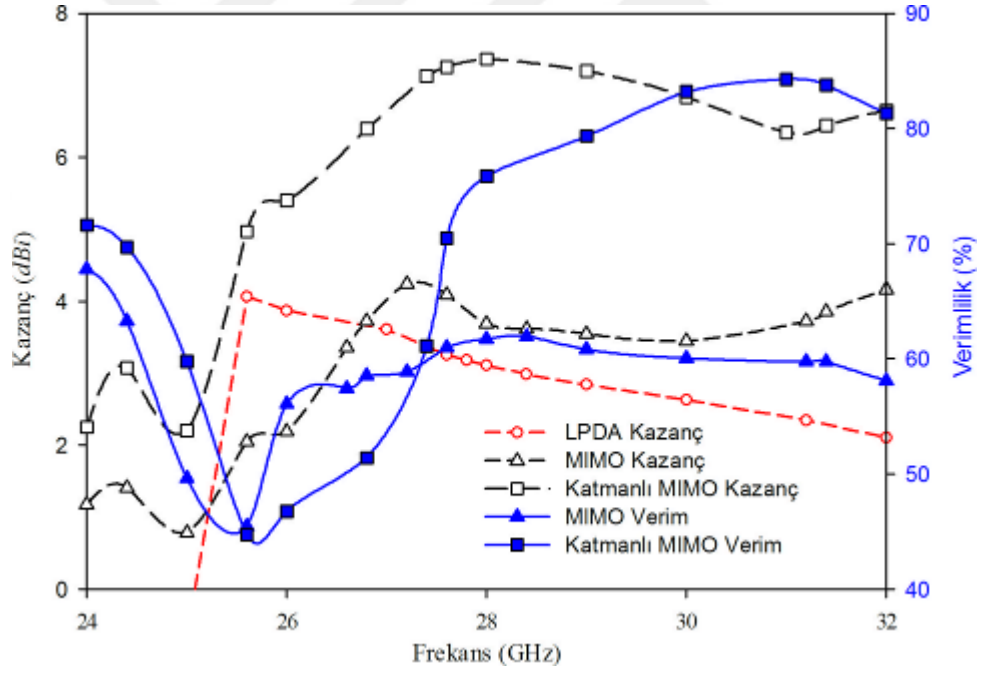
Şekil 4.20 Üst katmanlı LPDA MIMO anten geometrisi

Kazanç artırmak için eklenen üst katmanın anten ışıması üzerine etkileri incelenirken s-parametreleri, bant genişliği, kazanç ve verimlilik değerleri dikkate alınmıştır. İlk olarak, s-parametreleri ve bunlarla birlikte bant genişliklerinin simülasyon sonuçları incelenmiştir. Şekil 4.21’de görüleceği gibi, her üç aşamada da 28 GHz rezonans frekansı korunmuştur. Anten izolasyon seviyesi üst katmansız MIMO anten sisteminde minimum 21 dB iken; üst katmanın uygulandığı son durumda tüm çalışma bandı boyunca 27 dB’nin üzerine çıkmıştır. Üst katmanlı yapı ile antenin nihai çalışma bandı da 26.2-30.4 GHz aralığında 4.2 GHz gibi oldukça geniş bir bant olarak tespit edilmiştir. Bununla birlikte, üst katmanın eklenmesinin MIMO anten sisteminin ECC değeri üzerine etkisi de Şekil 4.21’de gösterilmiştir. ECC grafiklerinden görüldüğü gibi, MIMO anten elemanları arasındaki etkileşim katmanlı yapıda sıfıra daha yakın belirlenmiştir.

MIMO anten sisteminin simüle edilen üst katmanlı ve üst katmansız olarak kazanç ve verimlilik grafikleri de Şekil 4.22’de verilmiştir. Şekil 4.22’de görüldüğü gibi, tüm çalışma bandı boyunca anten kazancında %100’e yakın bir artış sağlanmış ve 3.8 dBi olan maksimum kazanç değeri 4 dBi artışla 7.8 dBi seviyesine gelmiştir. Benzer şekilde anten verimliliği de tüm çalışma bandı boyunca %20 üzerinde yükselmiş ve maksimum verimlilik değeri %86 ile 29 GHz frekansında elde edilmiştir.



Şekil 4.21 LPDA MIMO anten için üst katmanın s-parametreleri ve ECC üzerine etkisinin incelemesi



Şekil 4.22 LPDA MIMO antenin kazanç ve verimlilik simülasyon sonuçlarının karşılaştırmalı grafikleri

4.2.4. Çapraz Olmayan LPDA MIMO Antenin Performans İncelemeleri

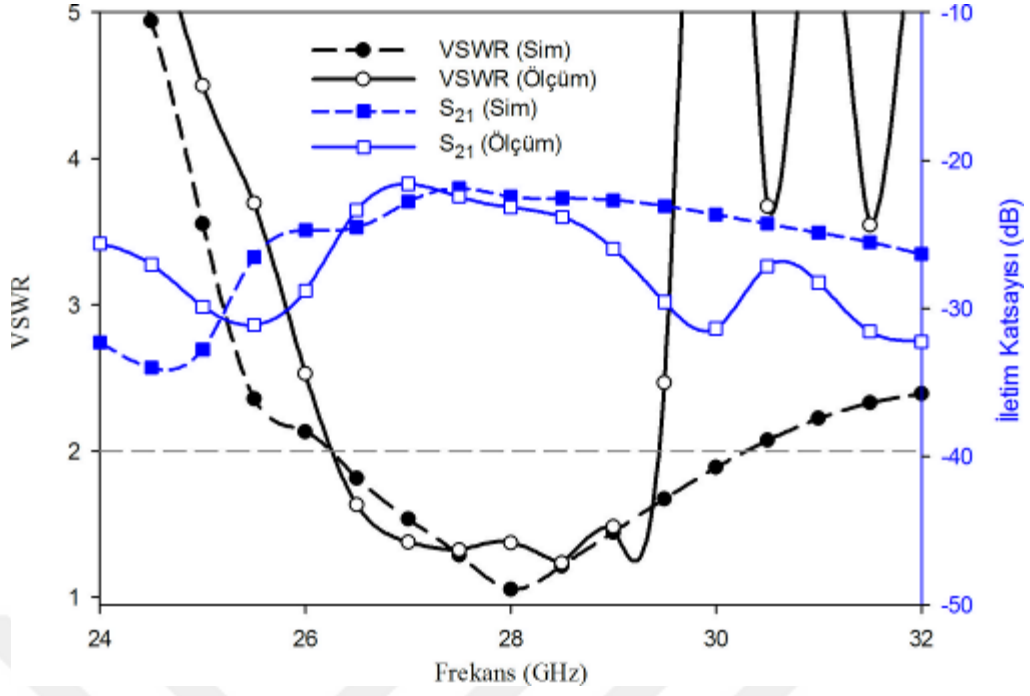
Bu bölümde tasarlanan çapraz olmayan LPDA MIMO anten PCB kazıma tekniği ile 0.508 mm kalınlıktaki Rogers RT 5880 dielektrik alttaş kullanılarak üretilmiştir. Üretimi yapılan antene 2.92mm konektör bağlantısı yapılarak prototipleştirilmiştir (Şekil 4.23).



Şekil 4.23 LPDA MIMO anten prototip fotoğrafı

Anten prototipinin oluşturulmasından sonra, anten performans değerlendirmeleri yapılmıştır. Performans değerlendirmesi yapılırken antenler için en önemli performans kriterleri olan s-parametreleri, VSWR değerleri, kazanç ve ışıma örüntüleri dikkate alınmıştır.

İlk performans değerlendirmesinde üretilen çapraz olmayan LPDA MIMO antenin iletim katsayıları (S_{21}) ile özdeş MIMO elemanlarından birinin VSWR eğrileri incelenmiştir. Elde edilen bulgular simülasyon sonuçları ile karşılaştırmalı şekilde Şekil 4.24’de verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi, üretilen LPDA MIMO antenin ölçüm değerleri ile simülasyon sonuçları oldukça benzer sonuçlar vermiştir. Önerilen LPDA MIMO için, ölçülen bant genişliği 26.4-29.5 GHz aralığında yaklaşık 3.1 GHz kadardır. Yine, iletim katsayısı değerlerinin bu bant boyunca -20 dB’nin altında olmasından MIMO antenin elemanları arasında oldukça düşük bir kuplaj olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 4.24 LPDA MIMO anten VSWR ve iletim katsayısı eğrilerinin karşılaştırmalı grafiği

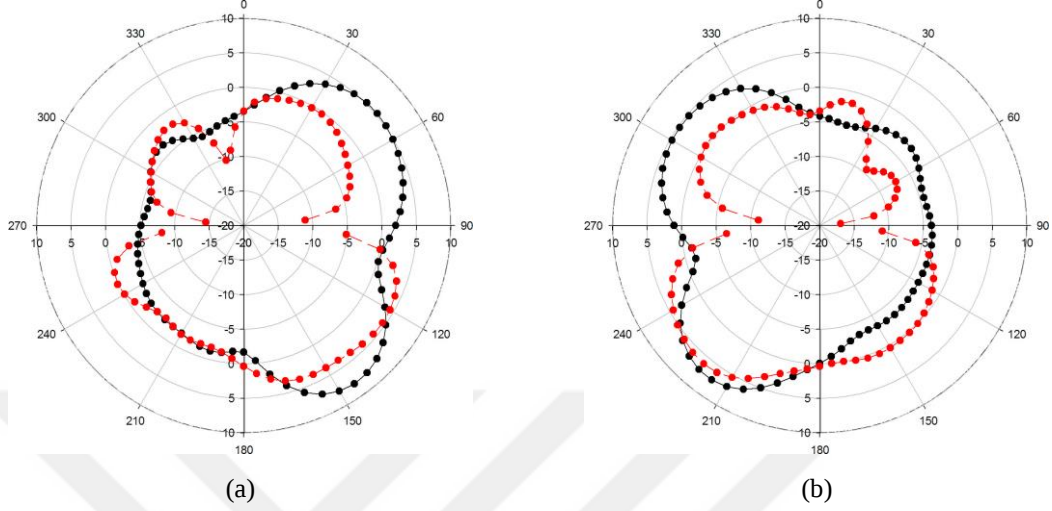
Anten performans incelemelerinde ikinci olarak ise; ışıma örüntülerinin ölçüm ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Önerilen LPDA MIMO antenin ışıma örüntüsü ölçümünde Şekil 4.25’deki gibi üst katman eklenmiş anten yapısı tercih edilmiştir.



Şekil 4.25 Üst katmanlı LPDA MIMO anten prototip resmi

MIMO antenin ölçümlerinde xz (E -düzlemi) ve yz (H -düzlemi) eksenlerindeki eğrilere ait değerler, simülasyon değerleri ile birlikte 2B olarak çizdirilmiştir (Şekil 4.26). Şekil 4.26’deki grafiklerde siyah renkli eğriler simülasyon, kırmızı renkli eğriler de ölçüm sonuçlarını göstermektedir. 28 GHz frekansında önerilen üst katmanlı LPDA’nın maksimum kazanç değerleri; xz düzleminde ($\phi=0$) 125° ’de 4.5 dBi ve yz

düzleminde ($\phi=90$) 220° açısında 6.1 dBi olarak ölçülmüştür. Aynı eksenler için simülasyon sonuçlarında maksimum kazanç değerlerinin 7.8 dBi ($\theta=140^\circ$) ve 7.25 dBi ($\theta=215^\circ$) olduğu görülmüştür.



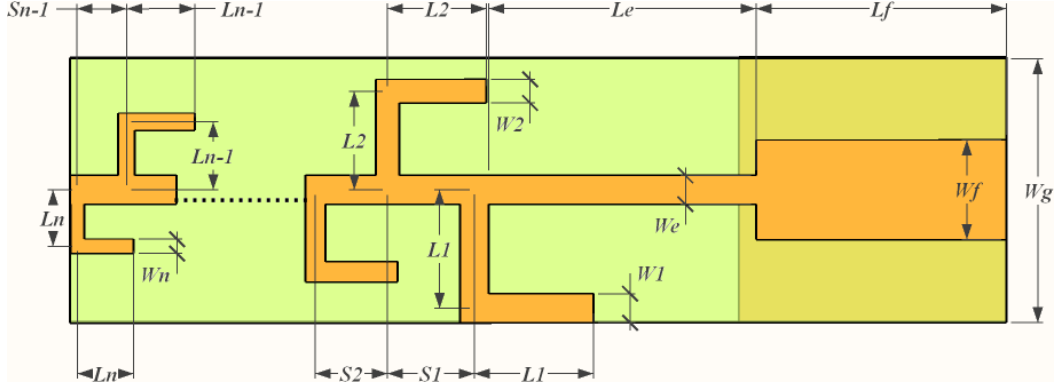
Şekil 4.26 LPDA MIMO antenin ışıma örüntüleri (a) E -düzlemi (b) H -düzlemi

4.3. Mm-dalga 5G Bantları İçin Çentikli Log-Periyodik Anten Tasarımları

Tez çalışmasında yer alan üçüncü anten modelinde, özgün bir yapıya sahip çentikli dizi elemanlarından oluşan bir çentikli log-periyodik monopol anten (ÇLPMA) tasarımları gerçekleştirilmiştir. Anten tasarımlarında $24.5\text{-}27.5 \text{ GHz}$, $26.5\text{-}29.5 \text{ GHz}$ ve $37\text{-}42 \text{ GHz}$ frekans bantlarını içine alan 3 farklı frekans kombinasyonlu 3 MIMO mimarisi gerçekleştirilmiştir.

4.3.1. ÇLPMA Mimarisi

Üçüncü anten tipinde özgün bir log-periyodik mimari olan ÇLPMA tasarımı gerçekleştirilmiştir (Şekil 4.27). Şekilden de görüldüğü gibi dielektrik malzemenin alt yüzeyinde dikdörtgen kısmı toprak düzlemi yer alırken; üst yüzeyde çentikli bir log-periyodik yama yer almaktadır. ÇLPMA yama kısmında yer alan her bir log-periyodik eleman, iki adet çeyrek dalga boyunda ($\lambda_{\text{eff}}/4$) şerit hattın 90° açıyla çentikli şekilde birleştirilmesi ile elde edilmiştir. Böylelikle, aslında her bir dizi elemanı aslında yarım dalga boyutundaymış ($\lambda_{\text{eff}}/2$) gibi olmaktadır. Oluşturulan bu özgün yapı ile 3 farklı MIMO mimarisi elde edilmiş ve sırasıyla diğer kısımlarda incelenmiştir.



Şekil 4.27 2B ÇLPMA mimarisi

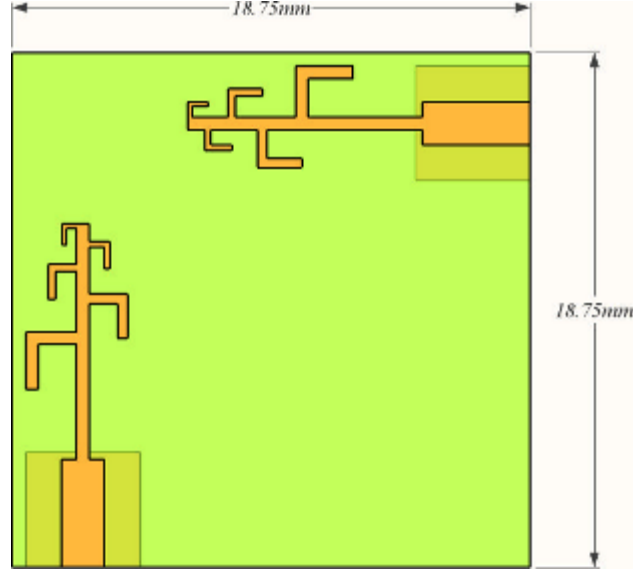
ÇLPMA mimarisi kullanılarak sırasıyla 28 GHz rezonanslı tek bant, 26/28 GHz rezonanslı genişbant ve 26/39 GHz rezonanslı çift bantlı MIMO antenler tasarlanmış ve üretilmiştir. Bu kısımda sunulan ÇLPMA antenlerin tasarım parametrelerinin belirlenmesinde CST benzetim programı içinde yer alan optimizasyon aracı kullanılmıştır. Parametrelerin optimizasyonu için program içinde bulunan genetik algoritma kullanılırken, başlangıç parametreleri olarak Tablo 4.3'te verilen değerler kullanılmıştır.

Tablo 4.3 Optimizasyonda kullanılan genetik algoritma başlangıç değerleri

Başlangıç Parametresi	Değeri
Popülasyon boyutu	32
Maksimum iterasyon	30
Maksimum çözüm	500
Hedef fonksiyonu seviyesi	0
Mutasyon oranı	%50
Rastgele oranı	0.8

4.3.2. Tek Bant ÇLPMA MIMO Anten Tasarımı

Tez çalışmasına özgün olarak geliştirilen ÇLPMA antenin ilk uygulaması 28 GHz bandı için gerçekleştirilmiştir. ÇLPMA ile yapılan ilk tasarımda, $18.75 \times 18.75 \text{ mm}^2$ boyutundaki alümin üzerine 90° açı ile yerleştirilmiş iki özdeş antenden oluşan bir MIMO anten sistemi oluşturulmuştur (Şekil 4.28).



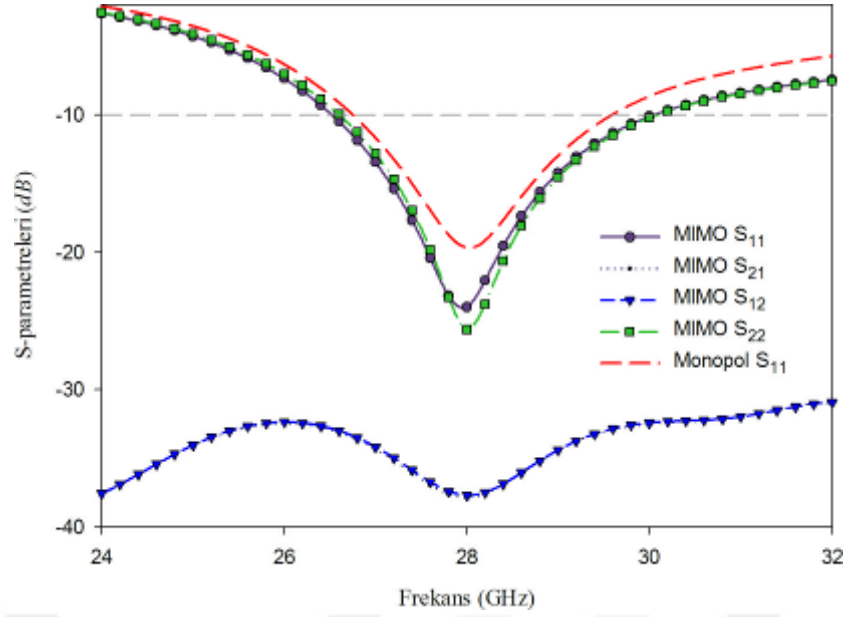
Şekil 4.28 Tek bant ÇLPMA MIMO anten sistemi

Tasarımda kullanılan özdeş LPMA'ların başlangıç parametrelerinden olan f_{min} ve f_{max} değerleri 28 GHz bandına uygun olacak şekilde 26.5 GHz ve 29.5 GHz olarak seçilmiştir. Diğer tasarım parametreleri olan τ ve σ ise, yapılan optimizasyon çalışmalarından sonra sırası ile 0.78 ve 0.17 olarak seçilmiştir. Belirtilen bu tasarım parametreleri ve yapılan optimizasyonlar neticesinde 5'er monopollü dizi elemanından oluşan ÇLPMA boyutları Tablo 4.4'de ayrıntılı olarak verilmiştir.

Tablo 4.4 Tek bant ÇLPMA boyutları (mm)

ϵ_r	h_s	L_e	L_f	L_g	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	S_1
2.2	0.508	4.15	3.9	4.15	2.07	1.6	1.25	0.975	0.76	1.4
S_2	S_3	S_4	W_e	W_f	W_g	W_1	W_2	W_3	W_4	W_5
1.1	0.85	0.65	0.45	1.55	4.15	0.45	0.35	0.275	0.22	0.175

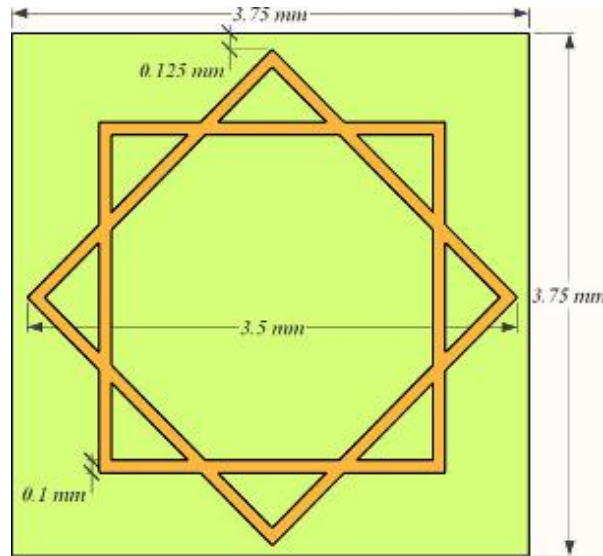
Tasarımı yapılan bu ilk ÇLPMA MIMO antenin simülasyonundan elde edilen s-parametreleri Şekil 4.29'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi simülasyon sonuçlarına göre, tasarlanan ÇLPMA 28 GHz rezonans frekansı ve 26.5-30 GHz bant genişliğine sahiptir. Ayrıca, antenler arasındaki izolasyon seviyesi 30 dB'nin üzerindedir.



Şekil 4.29 Tek bant ÇLPMA MIMO antenin simüle s-parametreleri

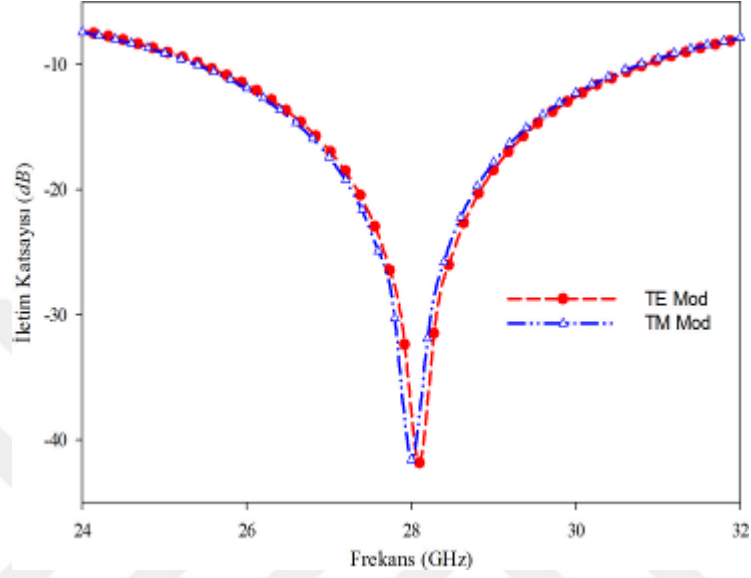
4.3.2.1. Tek Bant ÇLPMA MIMO Anten Kazancının Artırılması

Tez çalışmasında önerilen mm-dalga antenlerin yol kaybını bertaraf etmek için anten kazançlarının artırılmaya çalışıldığını belirtmiştik. Bu kısımda önerilen tek bantlı ÇLPMA kazanç artırımı için ilk olarak, daha önceki kısımda sunulan LPDA antende olduğu gibi 1.52 mm kalınlık ve 3 bağıl geçirgenlikte Rogers RO3003 malzemesi üst katman olarak tercih edilmiştir. Anten kazancını daha da artırmak adına, bu üst katmanın üzerine Şekil 4.30’de gösterilen ve Selçuklu Devletinin sembolü de olan Selçuklu yıldızı şeklinde özgün bir FSY tasarlanmıştır.



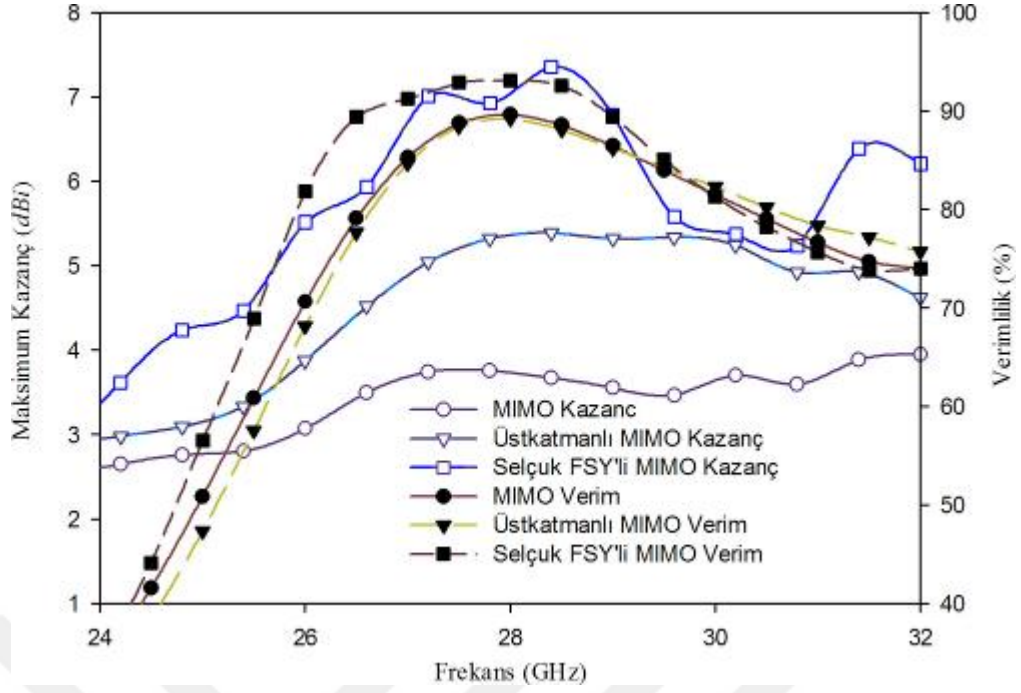
Şekil 4.30 Selçuklu yıldızı şeklindeki FSY yapısı

Tasarlanan Selçuklu yıldızı şeklindeki FSY için iletim karakteristiği de simülasyon programı ile incelenmiştir. Şekil 4.31’de verilen iletim katsayısı grafiğinde görüldüğü gibi tasarlanan Selçuklu yıldızı şeklindeki FSY, 28 GHz rezonans frekansına sahiptir.



Şekil 4.31 Selçuklu yıldızı şekilli FSY iletim karakteristikleri

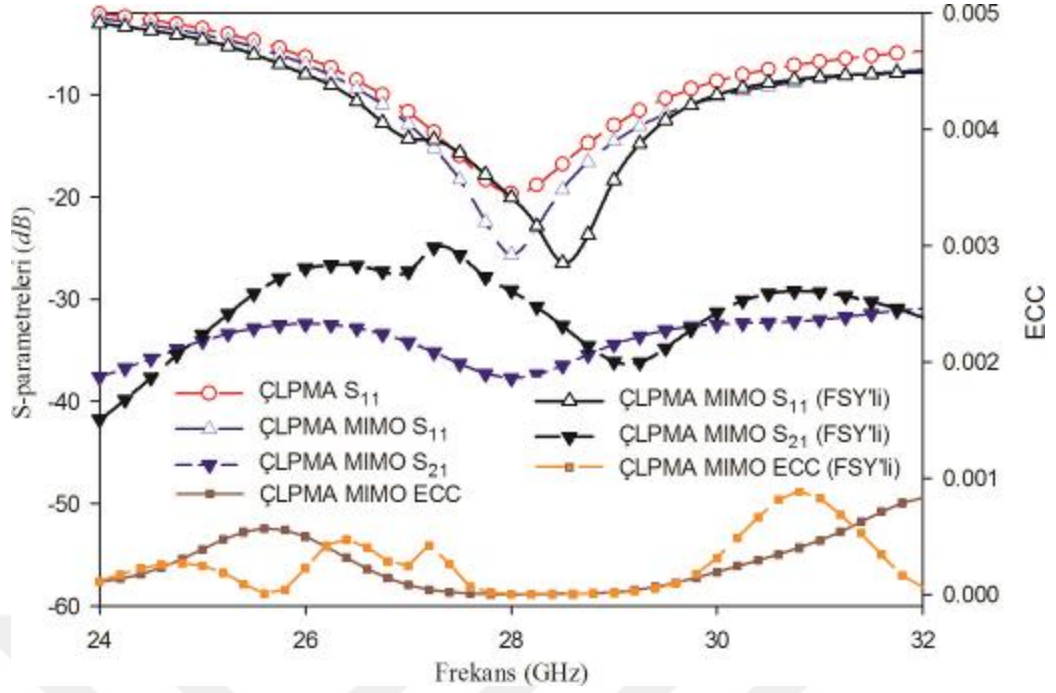
ÇLPMA MIMO anten sisteminin üst katmanlı yapılarla birlikte maksimum kazanç ve toplam verimlilik değerlerinin değişimi de Şekil 4.32’de görülmektedir. Görüldüğü gibi üst katmansız ÇLPMA’nın rezonans frekansındaki kazancı yaklaşık 3.5 dBi iken; anten sistemine üst katman ve FSY’in eklenmesi ile kazanç değeri 7 dBi ve 8.1 dBi seviyelerine gelmektedir. Böylelikle anten sistemindeki kazanç artışı %100’den fazla olmuş ve beklentiyi karşılamıştır. ÇLPMA MIMO anten sisteminin verimlilik eğrilerine göre üst katmanlı anten ile katmansız anten neredeyse aynı değerlere sahipken; Selçuk yıldızı şekilli FSY eklendiğinde ise bir miktar artış söz konusudur. Katmanlı ve katmansız MIMO antenlerin 28 GHz rezonans frekansındaki toplam verimlilikleri %89 iken, aynı frekanstaki FSY eklenmiş MIMO antenin verimliliği %93 olarak belirlenmiştir.



Şekil 4.32 Tek bant ÇLPMA MIMO antenin karşılaştırmalı kazanç eğrileri

Bir anten sistemine sonradan eklenen üst katman ve FSY gibi yapıların anten kazancını artırırken anten çalışma bandını değiştirmemesi gerekmektedir. Bu çalışmadaki tek bantlı MIMO ÇLPMA yapısına eklenen Selçuklu yıldız şekilli FSY'nin anten bant genişliği üzerindeki etkisi incelenmiş ve Şekil 4.33'da gösterilmiştir. Bant genişliği üzerindeki etkiler incelenirken s-parametreleri ve ECC değerleri karşılaştırılmıştır.

Şekildeki grafiklerinden görüleceği gibi, monopol ÇLPMA ile MIMO ÇLPMA yapısı neredeyse birebir benzer yansıma katsayısı (S_{11}) eğrilerine sahipken FSY eklenen yapının her ne kadar rezonans frekansı yaklaşık 400 MHz kadar kayarak 28.4 GHz olmuştur. Ancak, FSY'li anten yapısının bant genişliği diğer iki anten yapısından da daha geniş ve belirlenen n257 bandını fazlasıyla kapsamaktadır. Eklenen Selçuk yıldız şekilli FSY, MIMO antenin iletim katsayısı (S_{21}) üzerinde bir miktar etkisi olsa da bant genişliğini etkileyen bir durum söz konusu değildir. Aynı şekilde ECC değerlerinde de önemli bir değişim gerçekleşmemiştir. Sonuçta, kazanç artırmak için eklenen FSY yapısının anten çalışma bandı üzerinde ciddi boyutta olumsuz bir etkisi bulunmamaktadır.



Şekil 4.33 ÇLPMA MIMO antene eklenen kazanç artırıcı yapıların anten bant genişliği üzerine etkisi

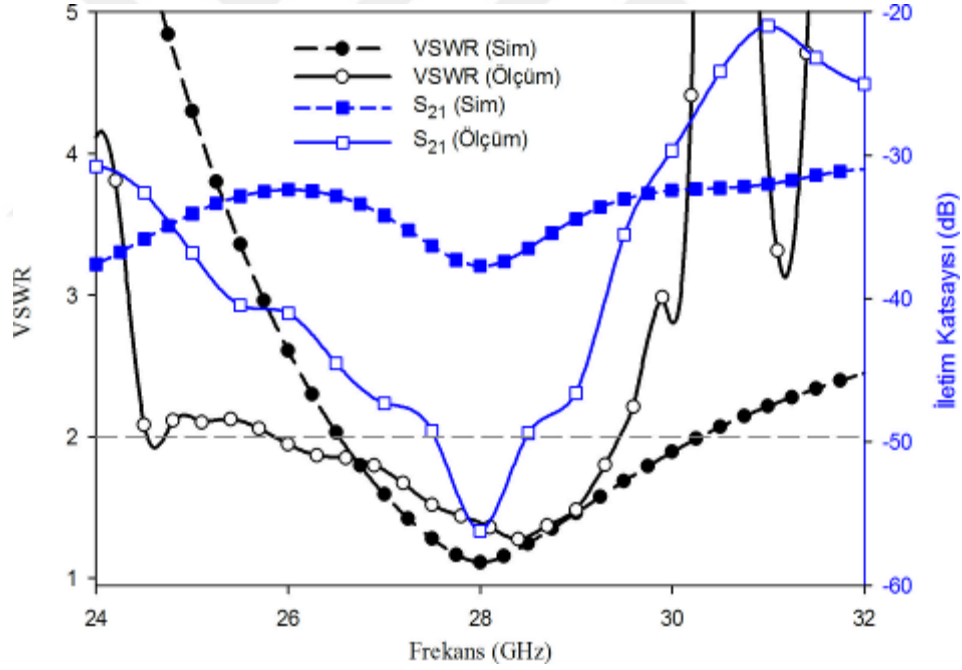
4.3.2.2. Tek Bant ÇLPMA MIMO Antenin Performans İncelemeleri

ÇLPMA için tasarlanan ilk MIMO antenin prototipi Rogers firmasının 0.508 mm kalınlığa sahip, $18.75 \times 18.75 \text{ mm}^2$ boyutunda RT5880 dielektrik alttaş üzerine PCB kazıma tekniği ile üretilmiştir. Üretimden sonra antenlerin besleme hatlarına 2.92 mm konektörler lehimleyerek bağlanmış ve prototip ölçüme hazır hale getirilmiştir (Şekil 4.34).

Üretim aşamasından sonra 5G n257 bandı için önerilen ÇLPMA MIMO antenin ölçümleri yapılmıştır. İlk olarak özdeş ÇLPMA elemanlarının yansımaya katsayısı ve MIMO elemanlarının birbirleri ile etkileşimi ölçülerek simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır (Şekil 4.35).



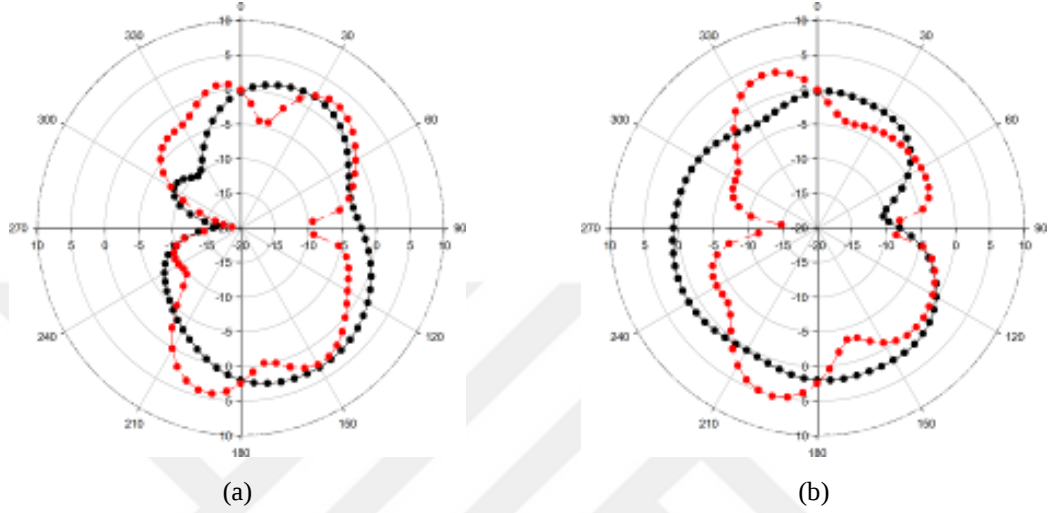
Şekil 4.34 Tek bant ÇLPMA MIMO anten prototipi



Şekil 4.35 Tek bant ÇLPMA MIMO antenin VSWR ve iletim katsayısı eğrilerinin karşılaştırmalı grafiği

Şekil 4.35’de verilen grafiklerden görüldüğü üzere ÇLPMA MIMO antenin ölçümlerinde 28 GHz olan rezonans frekansı yaklaşık 400 MHz kadar sağa kaymıştır. Ölçülen bant genişliği ise; 25.8-29.4 GHz aralığında olup simülasyon sonucuna göre bir miktar değişim söz konusu olsa da çalışma bandını etkileyecek bir değişim olmamıştır. Ayrıca, antenin ECC değerlerinde simülasyon ve ölçümler sonuçları oldukça benzer sonuçlar vermekte ve MIMO antenleri arasında sıfıra yakın bir etkileşim bulunmaktadır.

Diğer bir anten performans kriteri olan ışıma örüntüsüne bakıldığında, n257 bandının rezonansı olan 28 GHz frekansında $\phi=0^\circ$ (xz-düzlemi) ve $\phi=90^\circ$ (yz-düzlemi) açıları için yz (H-düzlemi) eksenlerindeki ölçüm ve simülasyon değerleri ile birlikte 2B polar diyagramı Şekil 4.36’de gösterilmiştir. Grafiklerde siyah renkli eğriler simülasyon, kırmızı renkli eğriler de ölçüm sonuçlarını göstermektedir.



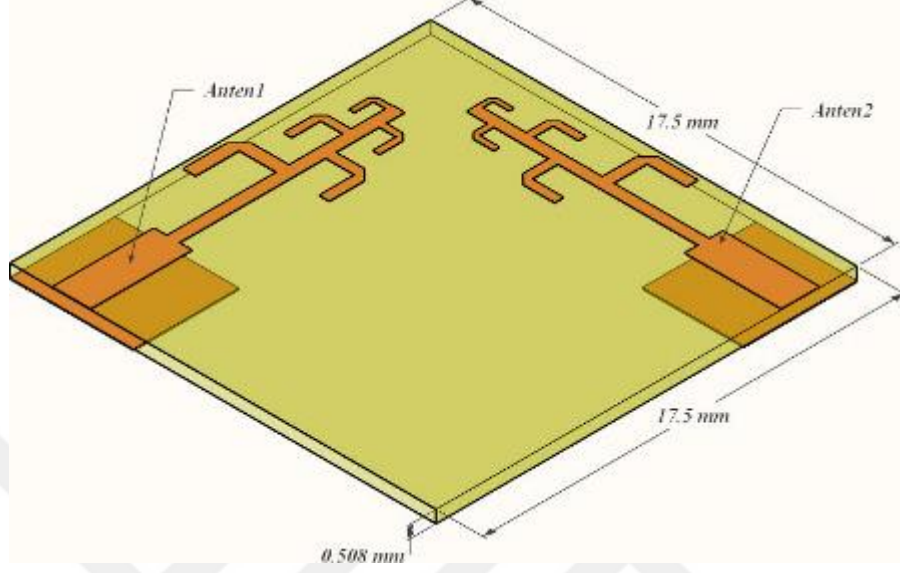
Şekil 4.36 Tek bant ÇLPMA MIMO antenin ışıma örüntüleri (a) E-düzlemi (b) H-düzlemi

Tek bant ÇLPMA için 28 GHz rezonans frekansında ölçülen maksimum kazanç değerleri; xz-düzlemi ve yz-düzlemi için 190° ’de 4.3 dBi ve 5.1 dBi olarak ölçülmüştür. Ölçülen ve simüle edilen ışıma örüntüleri de görüldüğü gibi benzer ve nerdeyse çok yönlü ışıma desenine sahiptir.

4.3.3. Çift Rezonanslı Genişbant ÇLPMA MIMO Tasarımı

ÇLPMA mimarisi ile yapılan ikinci anten çalışmasında, n257 ve n258 5G mm-dalga frekans bölgeleri için iki elemanlı genişbant bir MIMO anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Önerilen bu MIMO anten mimarisinde yer alan ÇLPMA’lardan birisi 26 GHz rezonansı ile 24.5-27.5 GHz aralığında ışıma yaparken; bu antene dik olacak şekilde yer alan ikinci anten 26.5-29.5 GHz bant genişliği aralığında 28 GHz rezonans frekans değeri sunmak üzere tasarlanmıştır. Yine tasarlanan ÇLPMA yapıları için τ değerleri sırasıyla 0.81 ve 0.8 olarak belirlenmiş; diğer parametre olan σ değerleri de 0.145 ve 0.2 olarak ayarlanmıştır. MIMO anten tasarımının son kısmında ise; toplam boyutu $17.5 \times 17.5 \text{ mm}^2$ olarak optimize edilmiş ve son hali Şekil 4.37’de verilmiştir.

Çift rezonanslı genişbant MIMO anten sistemindeki ÇLPMA yapıları birbirinden farklı parametreler ile tasarlandığı için boyutları da birbirinden farklıdır. Bu iki antene ait boyutlar sırasıyla Tablo 4.5 ve Tablo 4.6’de verilmiştir.



Şekil 4.37 Çift rezonanslı geniş bant ÇLPMA MIMO anten 3B yapısı

Tablo 4.5 Çift rezonanslı genişbant MIMO anten sistemi Anten1’in boyutları (mm)

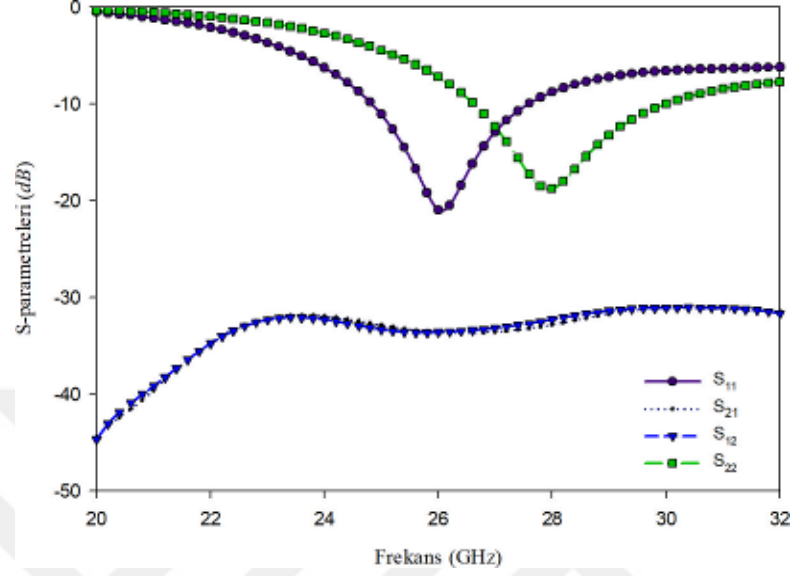
<i>L1</i>	<i>L2</i>	<i>L3</i>	<i>L4</i>	<i>L5</i>	<i>W1</i>	<i>W2</i>	<i>W3</i>	<i>W4</i>	<i>W5</i>
2.3	1.85	1.5	1.225	1	0.5	0.4	0.32	0.26	0.21
<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S4</i>	<i>Lf</i>	<i>Le</i>	<i>Lg</i>	<i>Wf</i>	<i>We</i>	<i>Wg</i>
1.325	1.075	0.875	0.7	4.15	4.5	4.325	1.55	0.5	5.075

Tablo 4.6 Çift rezonanslı genişbant MIMO anten sistemi Anten2’nin boyutları (mm)

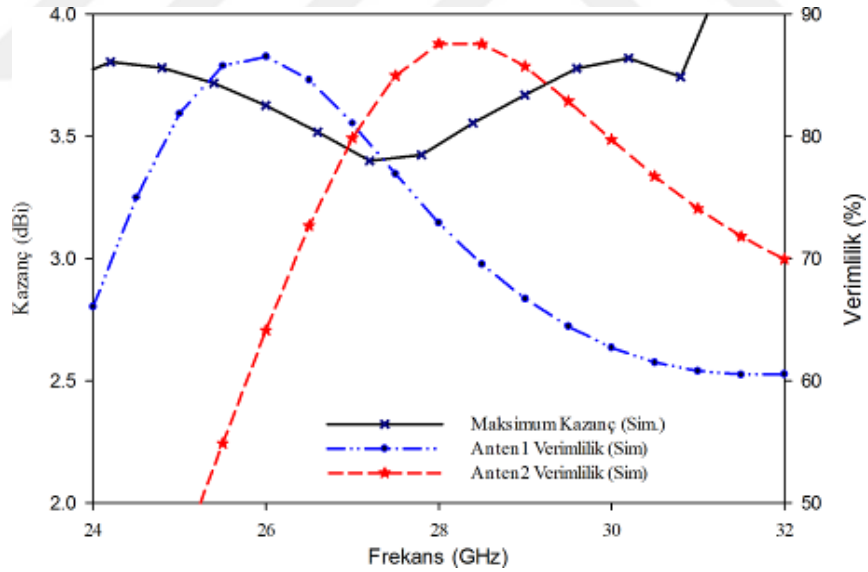
<i>L1</i>	<i>L2</i>	<i>L3</i>	<i>L4</i>	<i>L5</i>	<i>W1</i>	<i>W2</i>	<i>W3</i>	<i>W4</i>	<i>W5</i>
2.07	1.66	1.32	1.07	0.85	0.45	0.36	0.29	0.23	0.18
<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S4</i>	<i>Lf</i>	<i>Le</i>	<i>Lg</i>	<i>Wf</i>	<i>We</i>	<i>Wg</i>
1.66	1.32	1.07	0.85	3.95	3.95	4.15	1.55	0.45	4.65

Tasarımı yapılan bu çift elemanlı MIMO antenin simülasyonundan elde edilen *s*-parametreleri Şekil 4.38’de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi simülasyon sonuçlarına göre, tasarlanan ÇLPMA MIMO yapısı n257 ve n258 5G bantlarını ayrı ayrı kapsayarak 24.4-29.5 GHz frekans aralığında -10 dB ve altında yansımaya katsayı değeri sunmaktadır. Yapılan simülasyonlar ile MIMO sisteminde yer alan antenlerin rezonans frekansları 26

GHz ve 28 GHz olarak belirlenmiştir. Önerilen MIMO anten yapısında yer alan antenler her ne kadar ilk ÇLPMA yapısında olduğu gibi özdeş olmasa da antenler arasında yine 30 dB'nin üzerinde bir izolasyon elde edilmiştir.



Şekil 4.38 Çift rezonanslı genişbant ÇLPMA MIMO antenin simüle edilen s-parametreleri



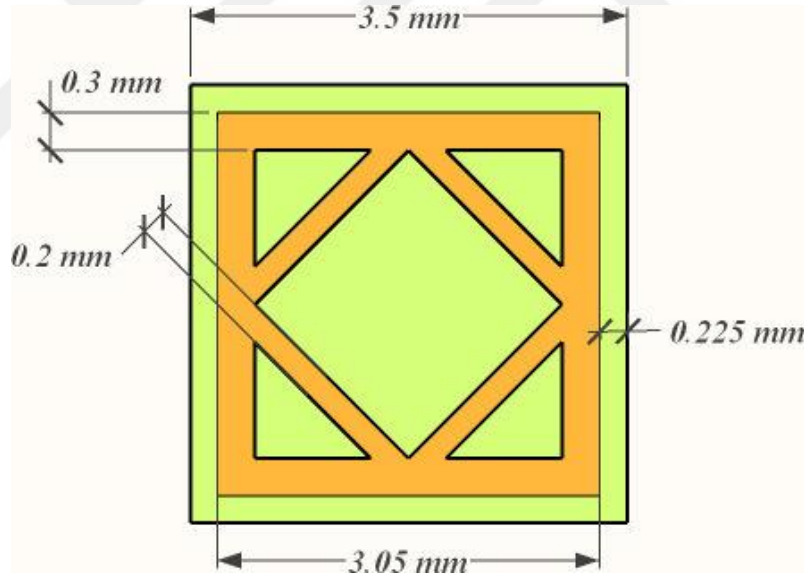
Şekil 4.39 Çift rezonanslı genişbant ÇLPMA MIMO anten simülasyon kazanç ve verimlilik eğrileri

Bu kısımda verilen genişbant ÇLPMA MIMO tasarımında incelenen diğer performans kriterleri de kazanç ve verimlilik değerleridir. Bu kapsamda, anten sisteminde yer alan antenlerden elde edilen maksimum kazanç ve antenlerin verimlilikleri Şekil 4.39'da verilmiştir. Önerilen MIMO antenin tüm çalışma bandında

3.4 dBi ve üzerinde kazanç sağlanırken; MIMO mimarisinde yer alan antenlerin 26 ve 28 GHz frekanslarında verimlilikleri de sırasıyla %86 ve %88 olarak tespit edilmiştir.

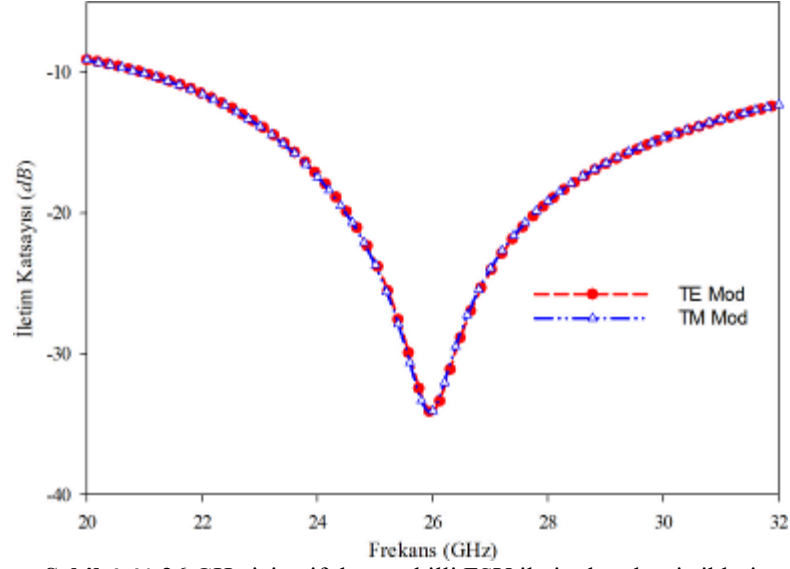
4.3.3.1. Genişbant ÇLPMA MIMO Antenin Kazancının Artırılması

Bu kısımda önerilen genişbant ÇLPMA MIMO anteninin kazanç artırımı için iki FSY yapısı denenmiştir. Bunlardan ilki önceki kısımda sunulan ve 28 GHz rezonansı için tasarlanmış Selçuklu yıldızı şekilli FSY yapısıdır. Çünkü, bu bölümde yer alan çift rezonanslı MIMO anteninin rezonans frekanslarından birisi 28 GHz'dir. Burada sunulan genişbant MIMO anteninin kazancını artırmak için tasarlanan ikinci anten mimarisi ise; Şekil 4.40'da 2B mimarisi verilen ve FR4 plaka üzerine tasarlanan 26 GHz rezonanslı FSY yapısıdır. Şekilde görüldüğü gibi ekoseye benzeyen FSY, dış kısmında kalın şeritli kare bir yapının içinde bu yapıya göre 45° çevrilmiş ince şeritli diğer bir kare şeritten oluşmaktadır.



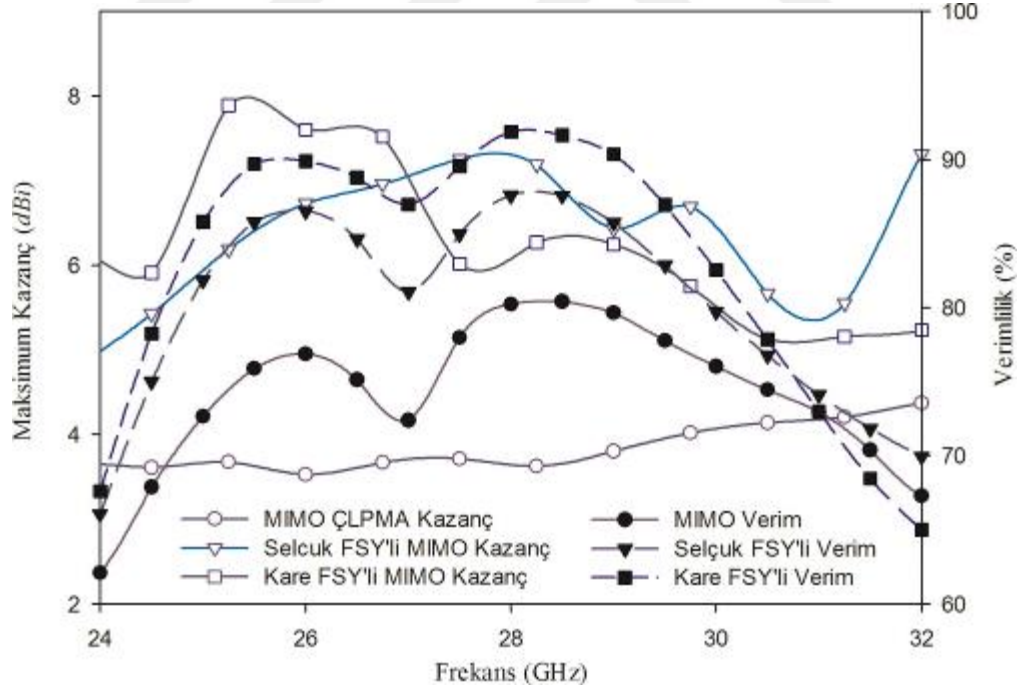
Şekil 4.40 26 GHz için tasarlanan FSY birim eleman yapısı

Tasarlanan bu yeni FSY yapısının TE ve TM modları için simüle edilmiş iletim karakteristik grafikleri Şekil 4.41'de verilmiştir. Görüldüğü gibi birim FSY elemanının rezonans frekansı her iki mod için de 26 GHz olarak belirlenmiştir.



Şekil 4.41 26 GHz için çift kare şekilli FSY iletim karakteristikleri

ÇLPMA mimarisi ile yapılan ikinci MIMO anten sisteminde kazancını artırmak için tasarlanan ekose benzeri kare FSY ve Selçuklu yıldızı şekilli FSY'lerin MIMO anten sisteminin kazancına etkilerine ait grafikler Şekil 4.42'de verilmiştir.



Şekil 4.42 Çift rezonanslı genişbant ÇLPMA MIMO anten karşılaştırmalı maksimum kazanç ve verimlilik grafikleri

Önerilen MIMO anten sisteminin çalışma bandı boyunca FSY olmadan 4 dBi'nin altındaki kazanç değeri, Selçuk yıldızı şekilli FSY ile 28 GHz rezonansında yaklaşık 7 dBi olduğu görülmüştür. İç içe geçmiş iki kareden oluşan FSY'nin MIMO

antene eklenmesinde ise, 26 GHz'deki kazanç değeri yaklaşık 8 dBi'ye çıkmıştır. Anten verimlilik değerlerine bakılacak olursa ÇLPMA geometrisinin MIMO verimi maksimum %80 seviyelerinde iken, Selçuk yıldızı şekilli FSY'li yapını verimi %88'lere ulaşmaktadır. Fakat kare şekilli FSY'nin eklendiği MIMO anten sistemini verimi diğer FSY'li antenin verim değerini de aşarak %93'lere gelmektedir. Böylece, kare şekilli FSY ile anten kazancındaki artış miktarı bant boyunca yüzde yüze yakinken; verimde %15 civarında bir artış sağlanmıştır.

4.3.3.2. Genişbant ÇLPMA MIMO Antenin Performans İncelemeleri

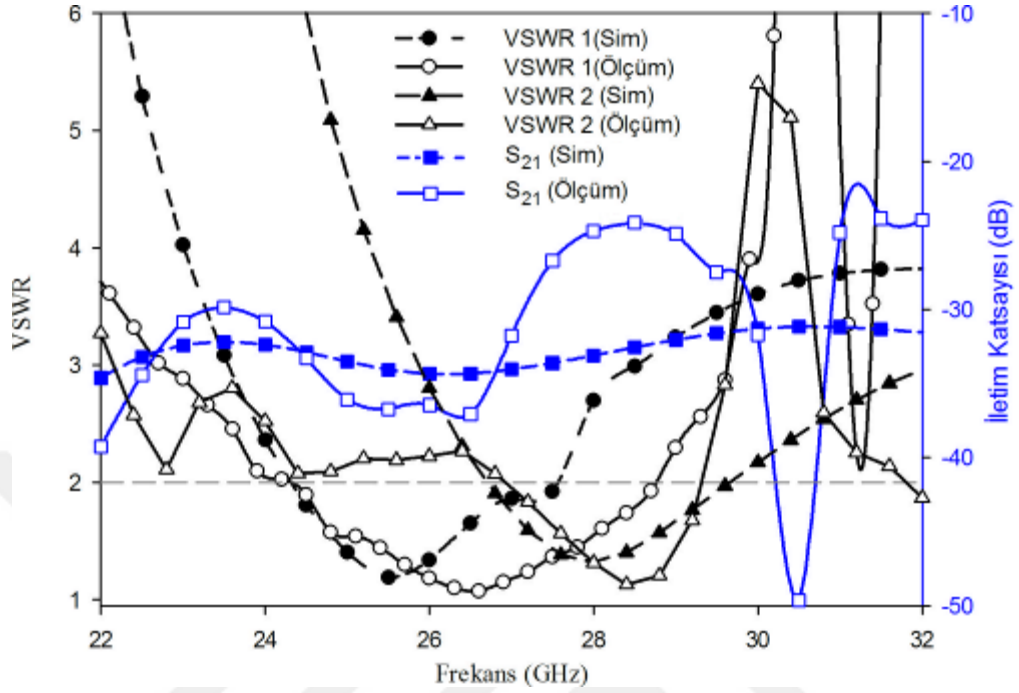
ÇLPMA için tasarlanan ikinci MIMO anten, yine ilk antende olduğu gibi dielektrik kalınlığı 0.508 mm olan Rogers RT5880 üzerine çift taraflı kazıma ile prototip hale getirilmiştir. Prototip üretiminden sonra antenlerin beslemesi için K (18-27 GHz) ve Ka (26.5-40 GHz) bantlarında çalışabilen 2.92 mm konektörler bağlanmıştır. Üretimden sonra oluşturulan genişbant ÇLPMA MIMO anten sisteminin fotoğrafı Şekil 4.43'da görülmektedir.



Şekil 4.43 Genişbant ÇLPMA MIMO anten prototipi

Üretimi tamamlanan genişbant 5G MIMO antenin ölçümlerine SWR ve antenler arasındaki izolasyon seviyesini gösteren S_{21} ölçümleri ile başlanmıştır. Elde edilen

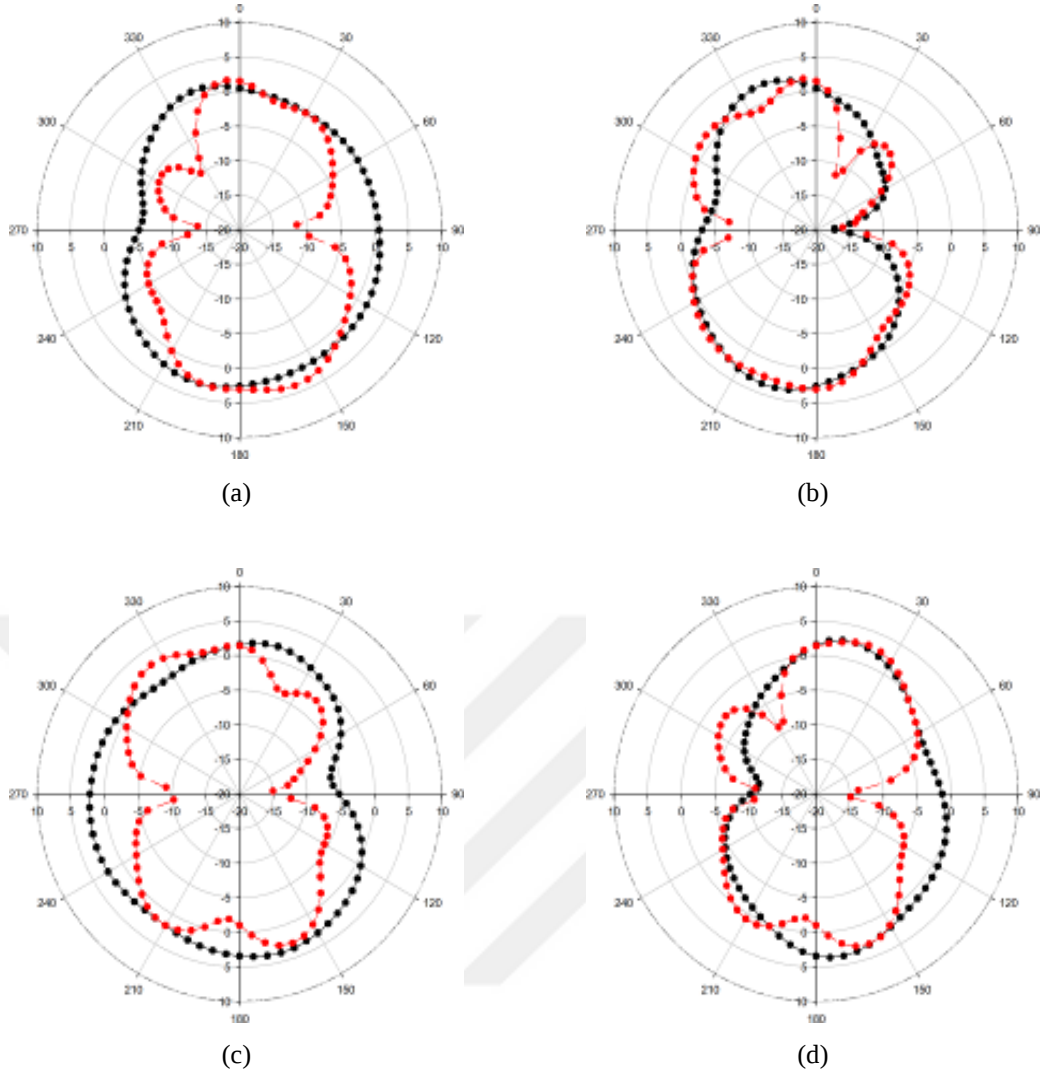
ölçüm sonuçları simülasyonlardan elde edilen değerler ile karşılaştırılarak Şekil 4.44’da grafikleri ile verilmiştir.



Şekil 4.44 Genişbant ÇLPMA MIMO antenin VSWR ve iletim katsayısı eğrilerinin karşılaştırmalı grafiği

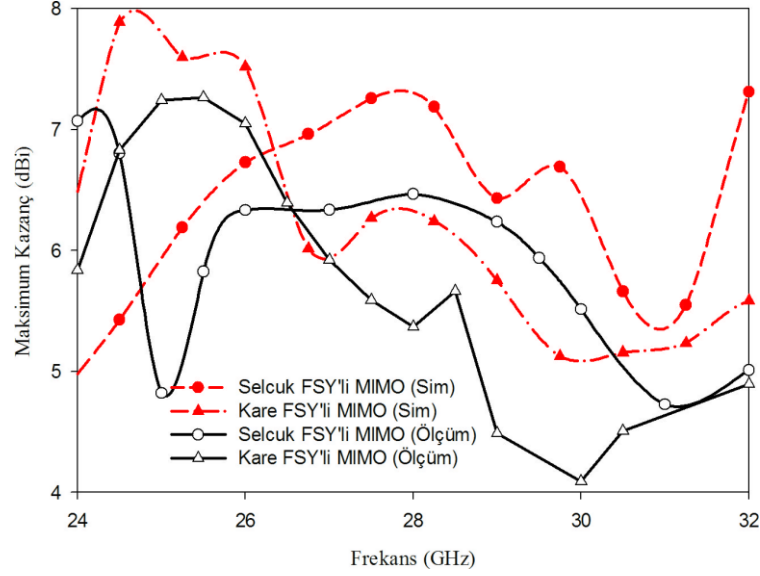
Şekil 4.44’da verilen grafiklerde görüldüğü gibi, genişbant ÇLPMA MIMO antenin ölçüm ve simülasyondan elde edilen VSWR ve iletim katsayısı eğrileri büyük oranda benzerlik göstermektedir. Ölçümlerden elde edilen -10 dB referansına göre bant genişlikleri, birinci ve ikinci anten elemanları için sırasıyla 24.3-28.7 GHz ve 26.9-29.3 GHz aralığındadır.

Genişbant ÇLPMA MIMO antenin 2B ışıma örüntüleri Şekil 4.45’de verilmiştir. 26 GHz ve 28 GHz için bakılan ışıma örüntülerinde ölçüm ve simülasyon eğrileri birbiri ile benzer ışıma desenindedir. Genişbant ÇLPMA’nın 26 GHz’de maksimum kazanç değerleri *E*-düzleminde 3.15 dBi (160°) ve *H*-düzleminde 3 dBi (180°) olarak ölçülmüş iken; 28 GHz’deki *xz* ve *yz* düzlemlerindeki 160° açısında ölçülen maksimum kazanç değerleri sırasıyla 3.05 dBi ve 2.9 dBi’dir.



Şekil 4.45 Genişbant ÇLPMA MIMO antenin ışıma örüntüleri (a) 26 GHz *E*-düzlemi (b) 26 GHz *H*-düzlemi (c) 28 GHz *E*-düzlemi (d) 28 GHz *H*-düzlemi

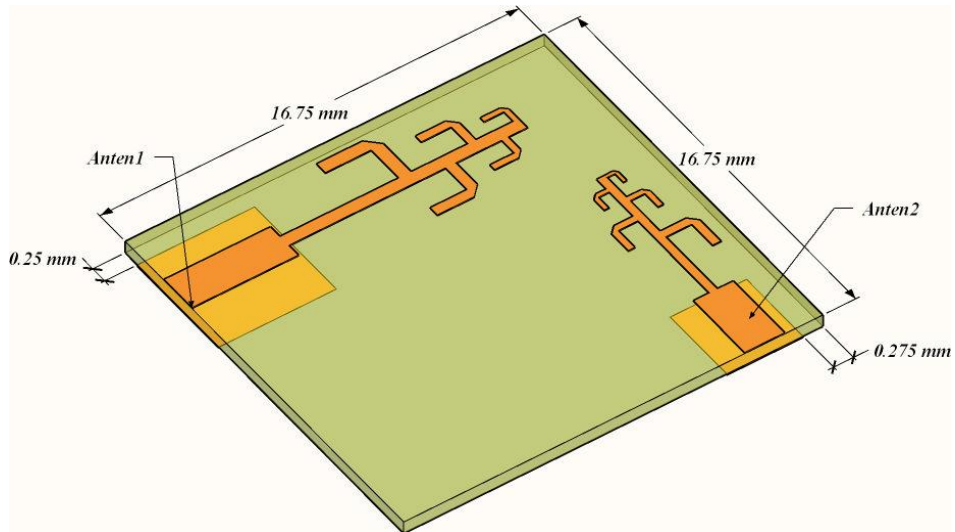
Çift rezonanslı ÇLPMA anten için eklenen FSY'li simülasyon sonuçlarından elde edilen maksimum kazanç değerleri ile ölçümlerden edinilen kazanç değerleri karşılaştırılmış ve elde edilen grafikler Şekil 4.46'da gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi FSY yapılarının eklendiği genişbant ÇLPMA MIMO antenin ölçümleri ile simülasyon değerleri birbirine yakın sonuçlar vermiştir. Selçuk şekilli FSY'nin eklenmesi ile elde edilen katmanlı ÇLPMA için maksimum kazanç değeri 28 GHz noktasında ve 6.45 dBi olarak ölçülmüştür. Ayrıca, tüm çalışma bandı boyunca neredeyse sabit bir kazanç değeri elde edilmiştir. Kare şekilli FSY eklendiğinde ise, beklendiği gibi 26 GHz seviyelerinde kazanç değeri daha yüksek olmuştur. Maksimum kazanç 7.25 dBi değeri ile 25.75 GHz'de ölçülmüştür. Görüldüğü gibi eklenen FSY'ler ile anten kazancında önemli bir artış sağladığı ölçümlerle de doğrulanmıştır.



Şekil 4.46 Çift rezonanslı genişbantlı ÇLPMA antenin simülasyon ve ölçülen kazanç değerlerinin karşılaştırılması

4.3.4. Çift Bantlı ÇLPMA MIMO Tasarımı

Yapılan diğer anten çalışmasında ÇLPMA mimarisi, n258 ve n260 5G mm-dalga frekans bölgeleri için iki elemanlı ve çift bantlı bir MIMO anten tasarımına uygulanmıştır. Yapılan MIMO anten mimarisindeki anten elemanları 26 GHz ve 39 GHz frekanslarında rezonansa girecek şekilde tasarlanmıştır. Çift bantlı MIMO sistemindeki 26 GHz anten elemanının τ ve σ tasarım parametreleri, 0.81 ve 0.145 iken; 39 GHz anten elemanı için bu değerler 0.84 ve 0.16 olarak optimize edilmiştir. Çift bantlı ÇLPMA MIMO anten sisteminin toplam boyutu önceki çalışmada olduğu gibi $16.75 \times 16.75 \text{ mm}^2$ olarak uygulanmıştır (Şekil 4.47).



Şekil 4.47 Çift bantlı ÇLPMA MIMO anten sistem 3B şekli

Çift bantlı MIMO anten sistemindeki ÇLPMA elemanlarının her ikisi de 5 elemanlı log-periyodik diziden oluşmaktadır. 26 GHz ve 39 GHz için tasarlanan antenlerin tasarım boyutları da Tablo 4.7 ve Tablo 4.8’de ayrıntılı olarak sunulmuştur.

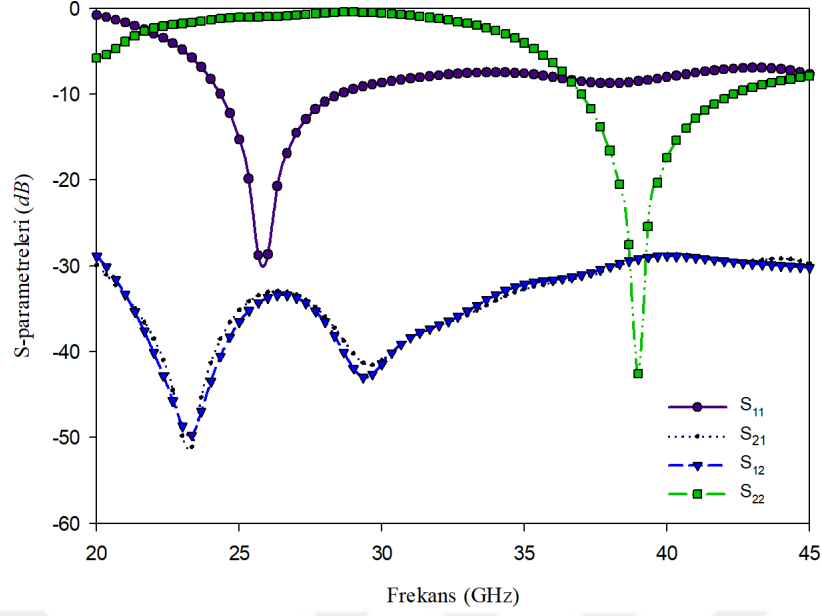
Tablo 4.7 Çift bantlı ÇLPMA MIMO anten sistemi Anten1’in boyutları (mm)

<i>L1</i>	<i>L2</i>	<i>L3</i>	<i>L4</i>	<i>L5</i>	<i>W1</i>	<i>W2</i>	<i>W3</i>	<i>W4</i>	<i>W5</i>
2.3	1.85	1.5	1.225	1	0.5	0.4	0.32	0.26	0.21
<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S4</i>	<i>Lf</i>	<i>Le</i>	<i>Lg</i>	<i>Wf</i>	<i>We</i>	<i>Wg</i>
1.325	1.075	0.875	0.7	4.15	4.5	4.325	1.55	0.5	5.075

Tablo 4.8 Çift bantlı ÇLPMA MIMO anten sistemi Anten2’in boyutları (mm)

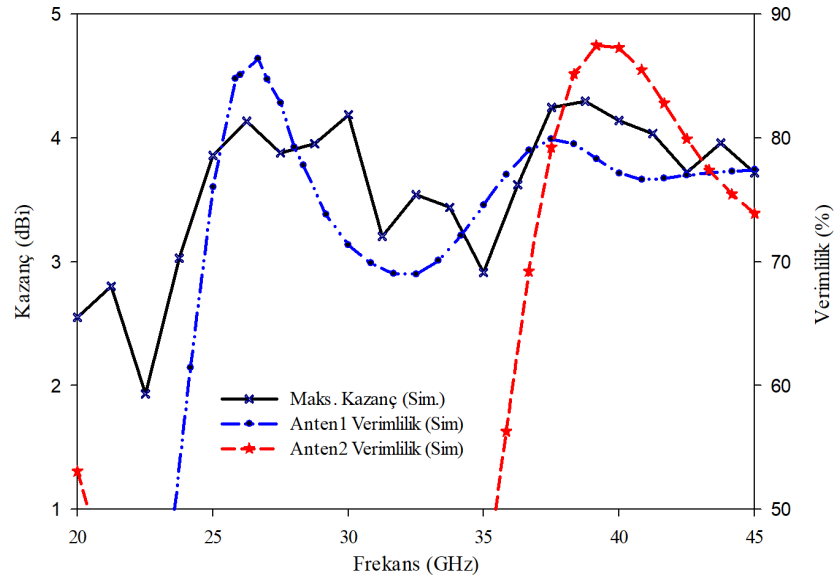
<i>L1</i>	<i>L2</i>	<i>L3</i>	<i>L4</i>	<i>L5</i>	<i>W1</i>	<i>W2</i>	<i>W3</i>	<i>W4</i>	<i>W5</i>
1.325	1.1	0.925	0.775	0.65	0.325	0.275	0.23	0.23	0.19
<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S4</i>	<i>Lf</i>	<i>Le</i>	<i>Lg</i>	<i>Wf</i>	<i>We</i>	<i>Wg</i>
0.85	0.7	0.6	0.5	2.85	2.85	3.175	1.55	0.325	3.0

ÇLPMA ile tasarlanan üçüncü MIMO anten tasarımının simülasyonlarından elde ettiğimiz s-parametreleri Şekil 4.48’de verilmiştir. Şekil 4.48’de yer alan eğriler incelendiğinde MIMO anten elemanlarının n258 ve n260 5G bantlarını ayrı ayrı kapsayarak sırasıyla -10 dB referansına göre 24.3-28.3 GHz ve 37-42.3 GHz frekans aralıklarında ışıma yaptığı görülmektedir. Yine grafikten görüldüğü üzere MIMO sisteminde yer alan antenlerin rezonans frekansları 26 GHz ve 39 GHz olarak belirlenmiştir. Önerilen MIMO anten yapısında yer alan antenler arasında yine 30 dB’nin üzerinde bir izolasyon elde edilmiştir.



Şekil 4.48 Çift bantlı ÇLPMA MIMO antenin simüle edilen s-parametreleri

Bu kısımda verilen çift bantlı ÇLPMA MIMO tasarımında incelenen diğer performans kriterleri de kazanç ve verimlilik değerleridir. Bu kapsamda, anten sisteminde yer alan antenlerden elde edilen maksimum kazanç ve antenlerin verimlilikleri Şekil 4.49’de verilmiştir.



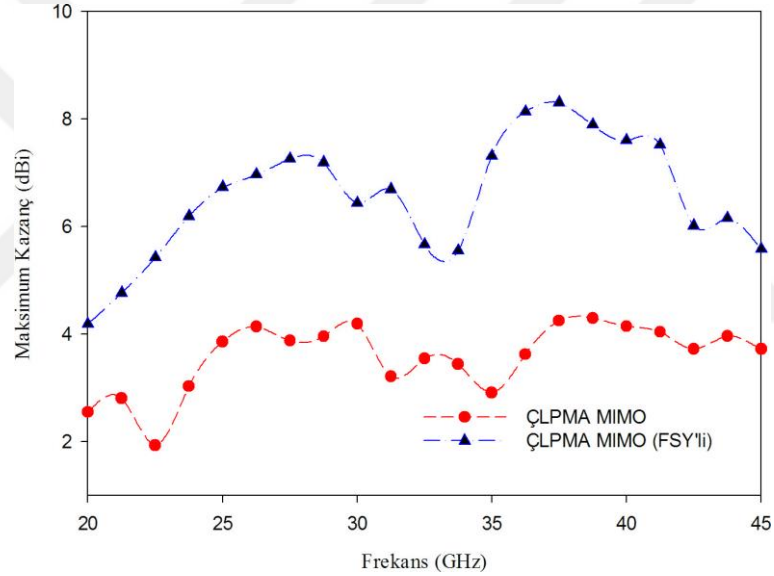
Şekil 4.49 Çift bantlı ÇLPMA MIMO antenin simülasyon kazanç ve verimlilik eğrileri

Önerilen MIMO antenin 26 GHz ve 39 GHz frekanslarındaki maksimum kazanç değerlerinin 4.15 dBi ve 4.3 dBi olduğu görülmüştür. Çalışma bantlarındaki anten verimlerine ayrı ayrı bakıldığında n258 bandında %71 üzerinde ve %86 maksimum

verimlilik değeri varken; n260 bandında ise %75 üzerinde ve %87 maksimum verim elde edilmiştir.

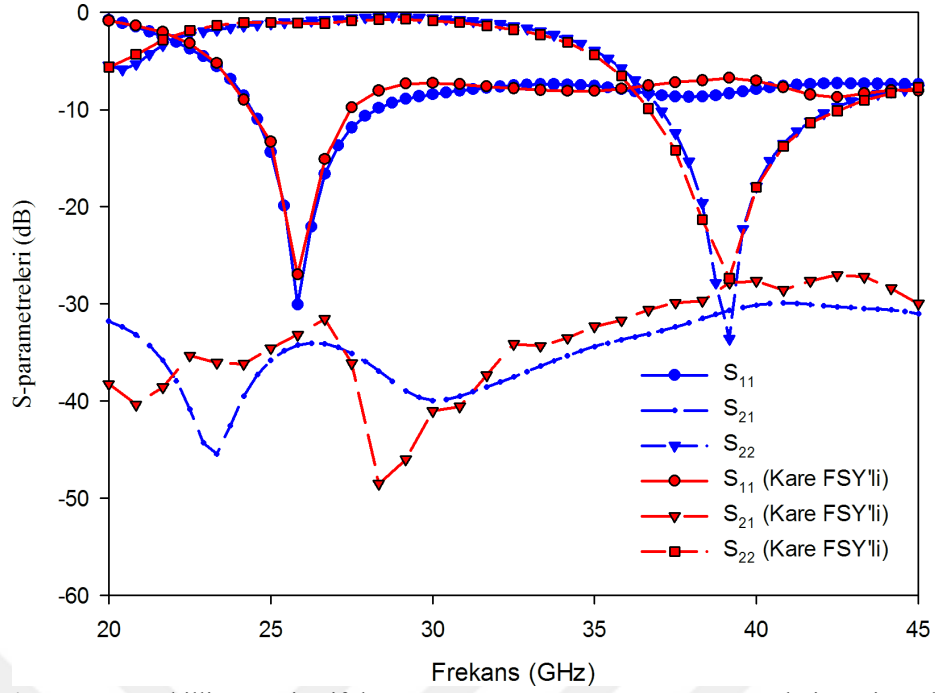
4.3.4.1. Çift Bantlı ÇLPMA MIMO Antenin Kazancının Artırılması

ÇLPMA mimarisi ile yapılan son MIMO antenin kazancını artırmak için daha önceki genişbant anten sisteminde 26 GHz için tasarlanan kare FSY sistemi eklenmiştir. Bu kısımda önerilen çift bantlı MIMO antene eklenen ekose benzeri kare FSY ile sağlanan kazanç artışı incelenmiştir. Şekil 4.50’de verilen grafiklerde görüldüğü gibi kare şekilli FSY ile başta n257 bandı olmak üzere tüm çalışma bantlarında % 70 ve üzerinde bir kazanç artışı sağlanmıştır.



Şekil 4.50 Çift bant ÇLPMA MIMO antenin karşılaştırmalı kazanç eğrileri

Tez çalışmasının bu kısmında yer alan çift bantlı ÇLPMA MIMO anten sisteminin FSY’li ve FSY’siz s-parametre eğrileri karşılaştırması Şekil 4.51’de verilmiştir.



Şekil 4.51 Kare şekilli FSY'nin çift bant ÇLPMA MIMO anten s-parametreleri üzerine etkisi

MIMO anten sistemine sonradan eklenen ekose benzeri kare şeklindeki FSY için anten kazancını artırmasının yanında çalışma bandında önemli bir değişim oluşturmaması beklenmekteydi. Şekilden görüleceği üzere, anten rezonans frekanslarında ve bant genişliklerinde bir değişim söz konusu değildir. Benzer şekilde anten izolasyon seviyelerinde ciddi bir değişim oluşmamıştır.

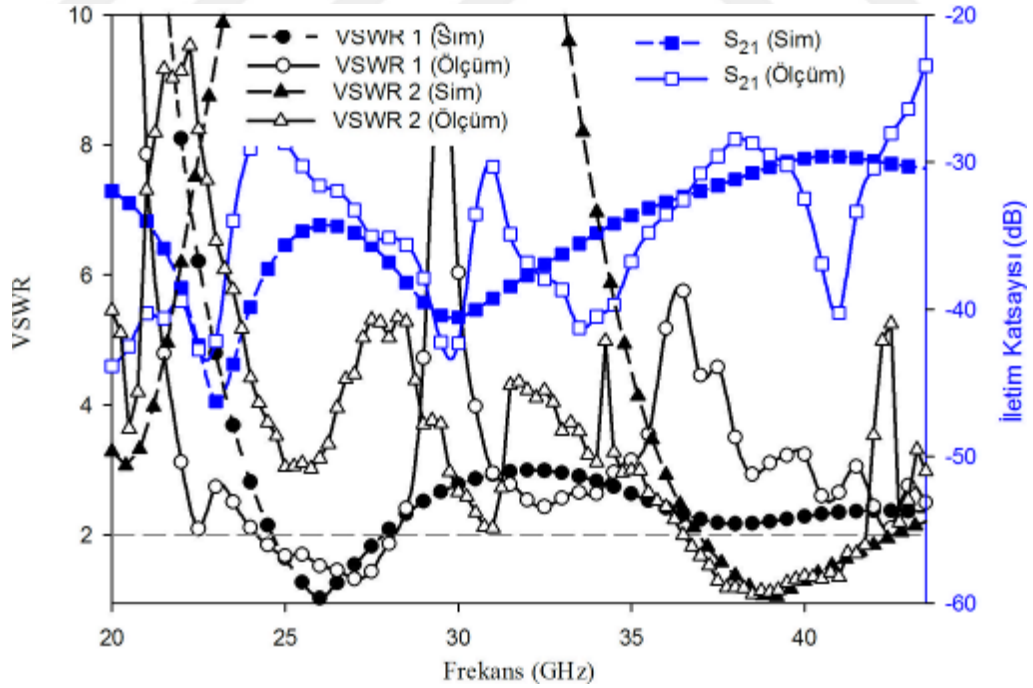
4.3.4.2. Çift Bantlı ÇLPMA MIMO Antenin Performans İncelemeleri

26 ve 39 GHz için tasarlanan çift bantlı ÇLPMA MIMO anten sisteminin prototipinin üretiminde önceki mm-dalga antenlerde olduğu gibi Rogers RT5880 malzemesi kullanılmıştır. Daha önceki mm-dalga antenlerde olduğu gibi çift bantlı ÇLPMA MIMO antenin besleme hatlarına da 2.92 mm konektörler lehimlenerek anten ölçüme hazır hale getirilmiştir (Şekil 4.52).



Şekil 4.52 Çift bant ÇLPMA MIMO anten prototipi

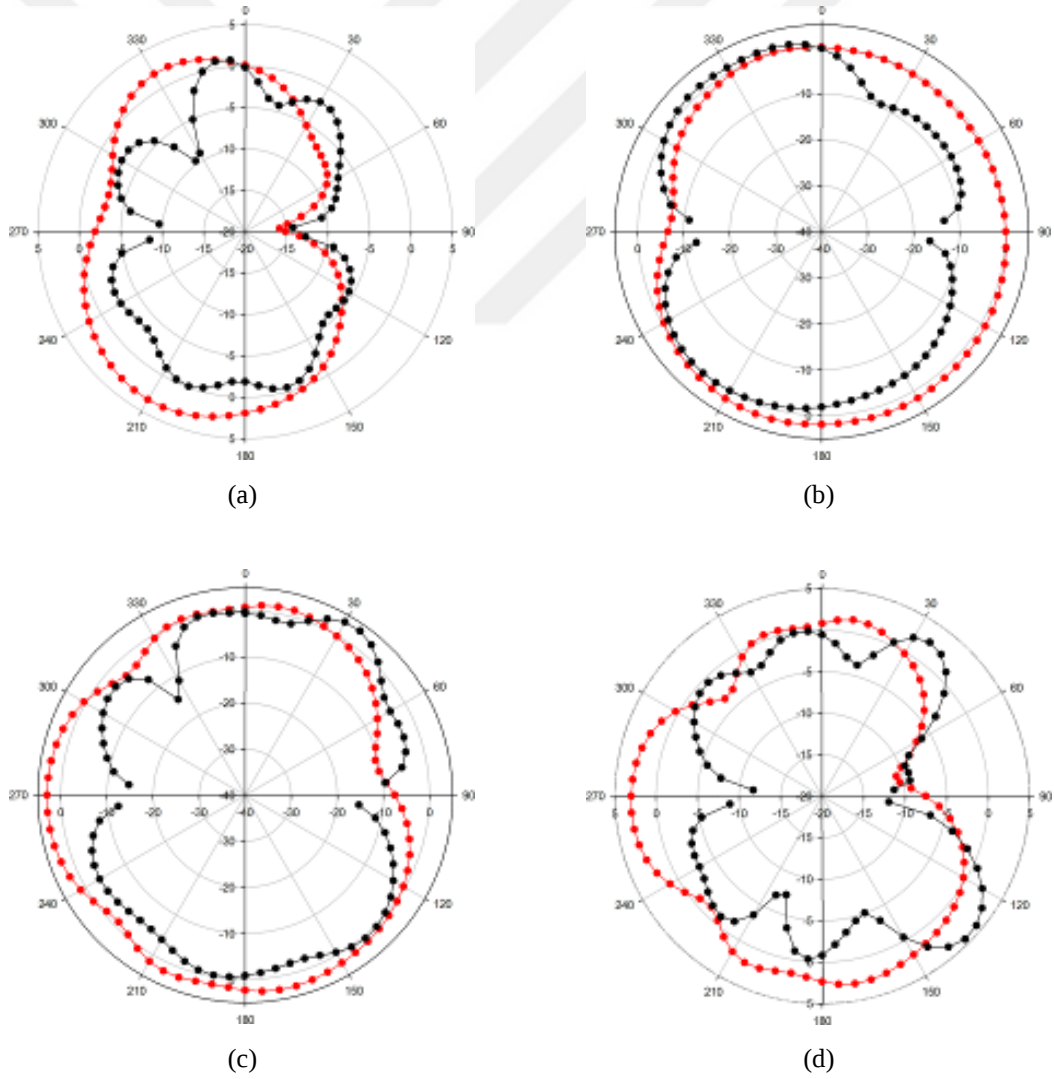
MIMO antenin üretimden sonra yapılan ölçümler sonucunda bant genişliğinin göstergesi olan VSWR ile elde edilen iletim katsayısı değerlerinin simülasyon değerleri ile karşılaştırılması Şekil 4.52’de verilmiştir.



Şekil 4.53 Çift bant ÇLPMA MIMO antenin VSWR ve iletim katsayısı eğrilerinin karşılaştırmalı grafiği

Şekilde düz siyah renkli eğriler simüle edilen, kesikli siyah renkli eğriler de ölçülen VSWR’leri ifade etmektedir. Görüldüğü gibi bant genişlikleri birbirleri ile

büyük ölçüde uyum göstermektedir. Simülasyonlarda elde edilen 26 ve 39 GHz rezonans noktalarına sahip iken; ölçüm sonuçlarında bu noktaların 25.9 GHz ve 38.9 GHz noktalarında olduğu gözlemlenmiştir. Bant genişliği olarak bakılacak olursa düşük frekanstaki antenin 24.2-28.15 GHz aralığında yaklaşık 4 GHz bir bant genişliği varken; yüksek frekanslı ÇLPMA anten elemanının 36.5 GHz ile 41.8 GHz arasında 5 GHz üzerinde bir bant genişliğine sahip olduğu görülmektedir. Simülasyon sonuçları ile oluşan bu farklılığın da üretim aşamasında karşılaşılan lehimleme, insan faktörü gibi etkenlerden olduğu düşünülmektedir. Yine beklendiği gibi şekilde mavi renkli grafiklerde verilen S_{21} değerlerinin ise, hem ölçüm hem de simülasyon eğrileri -30 dB'nin altında değerlerde olduğunda MIMO sistemindeki antenlerin birbirlerinden etkileşiminin oldukça düşük olduğu görülmektedir.

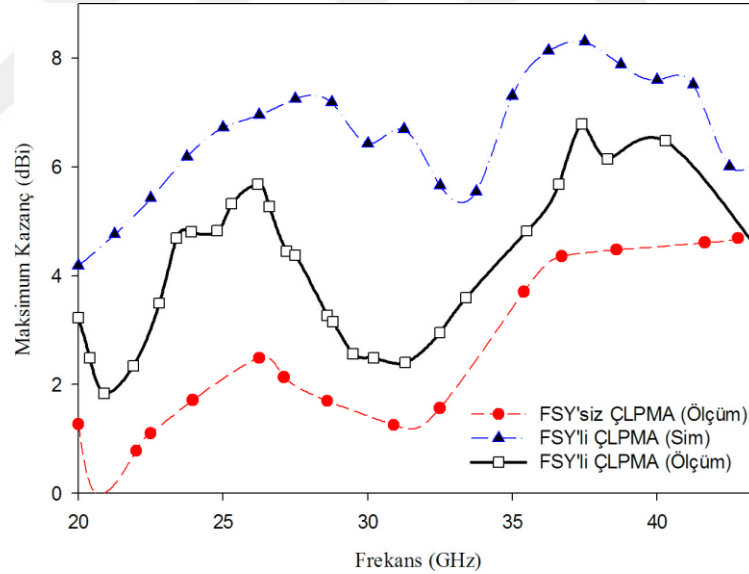


Şekil 4.54 Çift bant ÇLPMA MIMO antenin ışıma örüntüleri (a) 26 GHz E-düzlemi (b) 26 GHz H-düzlemi (c) 39 GHz E-düzlemi (d) 39 GHz H-düzlemi

Şekil 4.53'te çentikli mimari ile yapılan son iki elemanlı anten sistemi olan çift bant ÇLPMA MIMO antenin 26 GHz ve 39 GHz'deki xz ve yz düzlemlerinde 2B ışıma örüntülerinin ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırması yer almaktadır. Grafiklerin karşılaştırılmasında kırmızı renkli çizgiler simülasyon, siyah renkli çizgiler de ölçüm sonuçlarını göstermektedir.

Çift bantlı anten için 26 GHz ve 39 GHz için alınan ışıma örüntüsü ölçümlerinde maksimum kazanç değerleri 3.45 dBi ve 4.3 dBi olarak belirlenmiştir. Aynı frekans bölgelerinde simüle edilen kazanç sonuçlarının maksimum değerleri 4.1 dBi ve 4.4 dBi olarak alınmıştır. MIMO antenin ölçüm ve simülasyon eğrileri birbiri ile benzer ışıma desenine sahiptir.

FSY'li simülasyon sonuçlarından elde edilen maksimum kazanç değerinin FSY'li ve FSY'siz ölçümlerden elde edilen değerler ile karşılaştırılması Şekil 4.55'de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi FSY eklenen anten mimarisinin kazanç değeri ölçümlerde de ciddi bir artış kaydetmiştir.

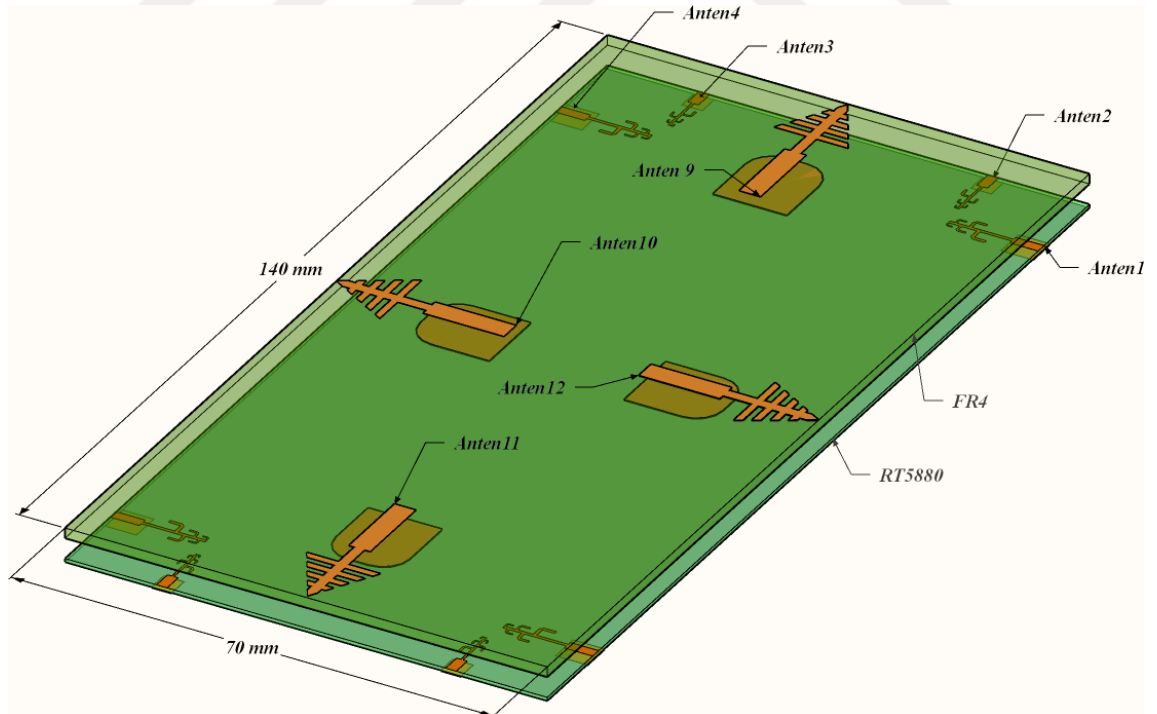


Şekil 4.55 Çift bantlı ÇLPMA antenin simülasyon ve ölçülen kazanç değerlerinin karşılaştırılması

Şekilden de görüldüğü gibi FSY eklenen ÇLPMA MIMO antenin ölçümünde simülasyon değerlerine yakın sonuçlar elde edilmiştir. FSY'li ÇLPMA için maksimum kazanç değeri, 40.3 GHz frekans noktasında 6.48 dBi olarak ölçülmüştür. Bu sonuçlar ile eklenen FSY yapısının anten kazancında önemli bir artış sağladığı ölçümlerle de doğrulanmıştır.

4.3.5. Gelecek Nesil 5G Mobil Cihazları İçin Üç Bantlı 12-portlu MIMO Log-Periyodik Anten Sistemi Tasarımı

Bu tezde yer alan son çalışmada, Şekil 4.56’de 3B mimarisi gösterilen katmanlı 12 portlu MIMO anten sistemi tasarlanmıştır. Anten sisteminin toplam boyutu günümüz mobil cihazlarına uygun şekilde $70 \times 140 \text{ mm}^2$ olarak belirlenmiştir. Tasarımın alt katmanında, üçüncü ÇLPMA tasarımında sunulan ve 0.508 mm kalınlıkta Duroid RT5880 üzerine yerleştirilmiş ikili olarak gruplanmış ve toplamda 8 elemandan oluşan çift bantlı (26/39 GHz) mm-dalga anten sistemi yer almaktadır. İkili anten grupları $70 \times 140 \text{ mm}^2$ boyutlu plakanın köşelerine yerleştirilmiştir. Böylece, çoklu MIMO yapısı ile kanal kapasitesi artırılırken; birbirinden mümkün oldukça uzakta bulunan MIMO anten elemanlarının birbiri ile etkisi de en aza indirgenmiştir. Üst katmanda ise, tezin ilk kısmında 6 GHz altı 5G uygulamaları için tasarlanmış üçgen şekilli LPMA yama modelinin benzeri olan ve 4 özdeş elemandan oluşan bir MIMO yapısı yer almaktadır. Üst katmadaki üçgen şekilli LPMA MIMO yapısının ilk kısımda yer alan antenlerden ilk farkı toprak düzleminin köşelerinin oval olarak tasarlanmasıdır.



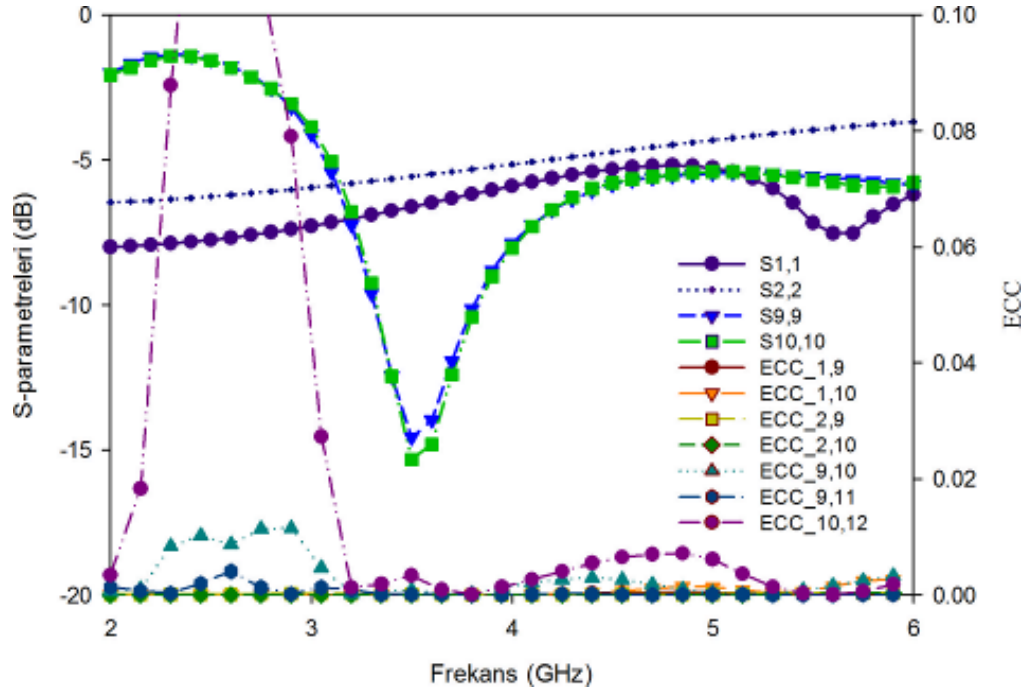
Şekil 4.56 12 elemanlı ve üç bantlı log-periyodik MIMO anten sisteminin 3B mimarisi

Bu kısımda yer alan LPMA MIMO anten sisteminin diğer farkı ise, toprak düzlemlerinin ilk kısımdaki MIMO yapıları gibi birleşik olmayıp ayrı ayrı

yerleştirilmesidir. Üst katman tasarımında, ilk anten yapılarında olduğu gibi 1.6 mm kalınlığa ve 4.3 dielektrik katsayıya sahip FR4 kullanılmıştır. Tasarımın ara katmanında ise, 26 GHz rezonans frekansının çeyrek dalga boyutu olan 2.9 mm kalınlıkta bir hava boşluğu kullanılmıştır. Böylelikle alt katmanda yer alan anten sisteminin kazancı da artırılması hedeflenmiştir.

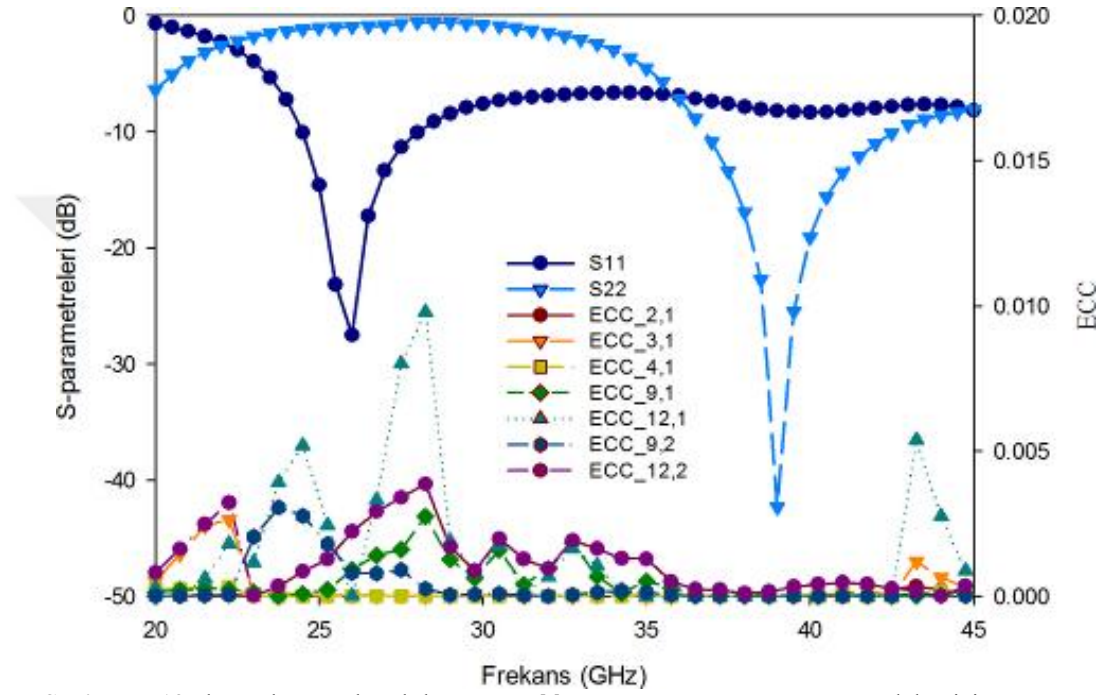
Mobil cihazlara yönelik tasarlanan bu anten sisteminin bant genişliklerinin tespitinde anten elemanlarının yansımaya katsayısı (S_{nn}) eğrileri incelenmiştir. MIMO sisteminde yer alan antenlerin birbirleri arasındaki girişim etkisi için ECC eğrileri incelenmiştir. Bu anlamda 12 portlu MIMO anten sisteminin adı geçen anten parametreleri açısından karşılaştırılması 6 GHz altı ve mm-dalga bantları için ayrı ayrı yapılmış ve sırasıyla Şekil 4.57 ve Şekil 4.58’de verilmiştir.

Şekil 4.56’de 6 GHz altı bandı için FR4 üst katmanında tasarlanmış olan 4 elemanlı anten sistemindeki log-periyodik anten elemanlarının tümü (Anten9, Anten10, Anten11, Anten12) -10 dB yansımaya katsayısına göre, 3.55 GHz rezonans frekansında ve 3.3 GHz ile 3.8 GHz frekans aralığında 500 MHz’lik bir bant genişliği değeri sunmaktadır. Yine, n78 bandı (3.3-3.8 GHz) boyunca alt katmandaki antenlerin yansımaya katsayıları -8 dB’nin altına inmemiş ve anten sisteminde yer alan 12 anten arasındaki ECC değeri sıfıra yakın sonuç vermektedir (Şekil 4.57).



Şekil 4.57 12 elemanlı ve üç bantlı log-periyodik MIMO anten sisteminin 6 GHz altı için ECC ve s-parametrelerinin karşılaştırmalı grafikleri

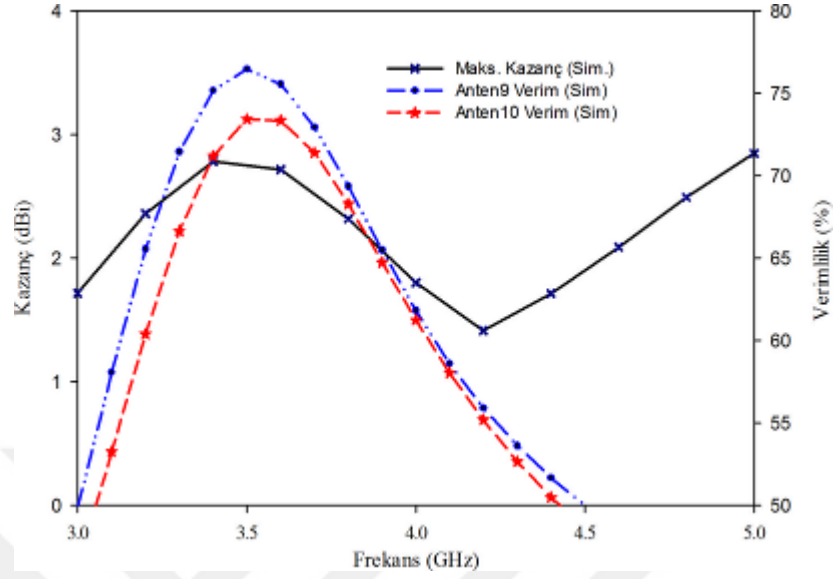
Önerilen 12 portlu MIMO anten sisteminin mm-dalga bölgesi için RT5880'den oluşan alt katmandaki 8 elemanlı ÇLPMA anten elemanlarından Anten1, Anten4, Anten5 ve Anten8'in bant genişlikleri birbiri ile eşdeğer ve 24.5-28 GHz aralığında 3.3GHz olarak belirlenmiştir. Bu dört antenin rezonans frekansları 26 GHz olacak şekilde tasarım yapılmıştır. Benzer şekilde Anten2, Anten3, Anten 6 ve Anten 7 elemanları da 39 GHz rezonansına ve 37-42.5 GHz empedans bant genişliğine sahiptir (Şekil 4.58).



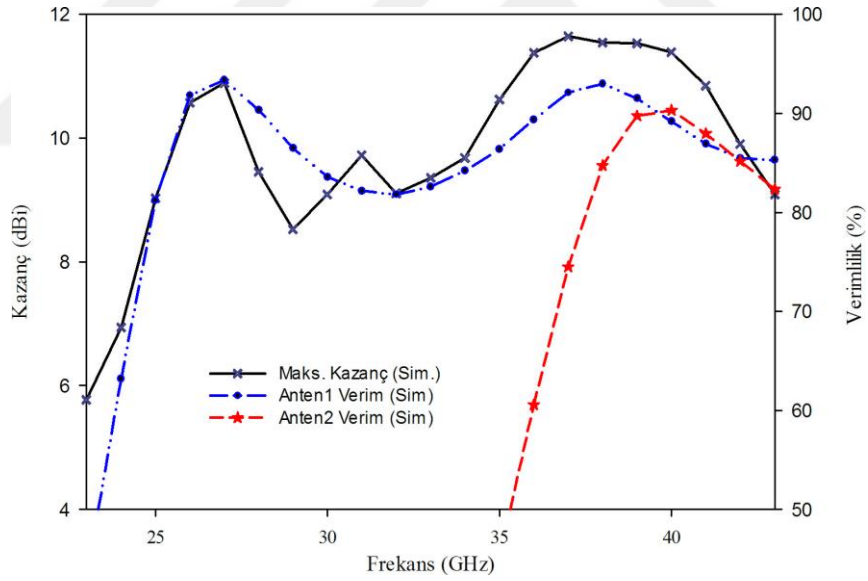
Şekil 4.58 12 elemanlı ve üç bantlı log-periyodik MIMO anten sisteminin mm-dalga için ECC ve s-parametrelerinin karşılaştırmalı grafikleri

Tez çalışmasındaki son anten tasarımı olan 12 portlu MIMO anten sisteminin kazanç ve verimlilik değerleri de 6 GHz altı ve mm-dalga bölgeleri için ayrı ayrı incelenmiştir. Bu kapsamda, anten sistemindeki antenlerden elde edilen maksimum kazanç ve antenlerin verimlilikleri Şekil 4.59'de verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi, 6 GHz altındaki çalışma bandında 2 dBi üzerinde bir kazanç değeri mevcut iken; mm-dalga bantlarında üst katman yapısının da etkisi ile kazanç değeri 10 dBi ve üzerinde seyretmektedir. Önerilen MIMO antenin maksimum kazancı ise, 11.6 dBi olmuştur. Anten verimlilikleri de benzer şekilde üst katmanda yer alan orta bant 5G antenler için maksimum %77 seviyesinde iken; alt katmanda bulunan antenlerin maksimum verim değerleri n258 ve n260 bant ÇLPMA yapıları için sırasıyla %92 ve %91 olarak elde edilmiştir. Üst katmanda kullanılan FR4, alt katmanda bulunan mm-dalga antenler için bir tür kazanç artırıcı katman görevi görmektedir. Böylelikle, katmanlı anten yapısı ile

hem çoklu bant kapsama sağlanmış hem de mm-dalga antenler için geçerli olan yüksek atmosferik kaybın etkisi azaltılmıştır.



(a)

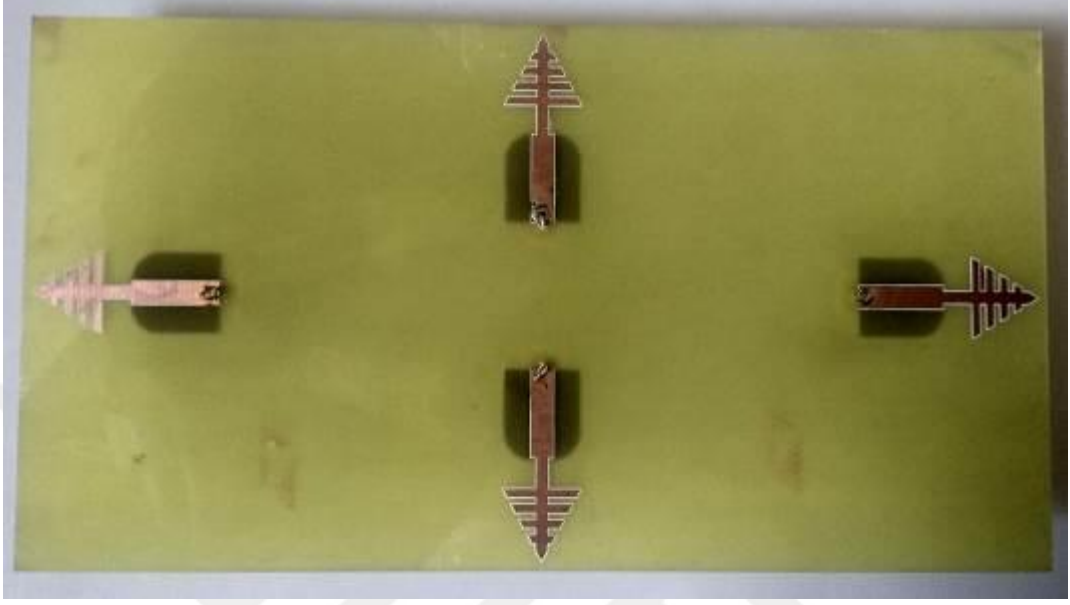


(b)

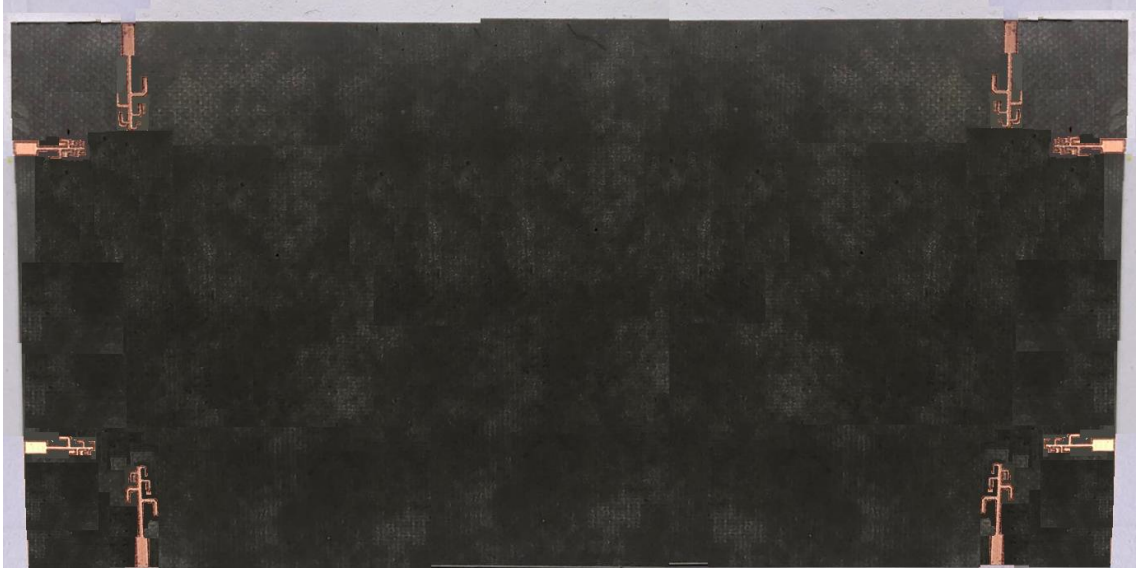
Şekil 4.59 12 elemanlı ve üç bantlı log-periyodik MIMO anten sisteminin kazanç ve verimlilik grafikleri
(a) 6 GHz altı frekans bölgesi (b) mm-dalga frekans bölgesi

Yukarıda yer alan anten parametreleri neticesinde uygun bir tasarım olduğu anlaşılan çift katmanlı ve 12 elemanlı log-periyodik MIMO anten dizisinin üretimine geçilmiştir. Üretimde alt katman için diğer mm-dalga antenlerde olduğu gibi düşük tanjant kayıplı Rogers RT5880 kullanılmıştır. Üst katmanda ise, ucuz ve kolay temin

edilebilen FR4 dielektrik malzemesi tercih edilmiştir. Dielektrik alttaşılar üzerine PCB kazıma tekniği ile çift taraflı olarak kazınan MIMO anten yapıları Şekil 4.60'de ayrı ayrı verilmiştir.



(a)

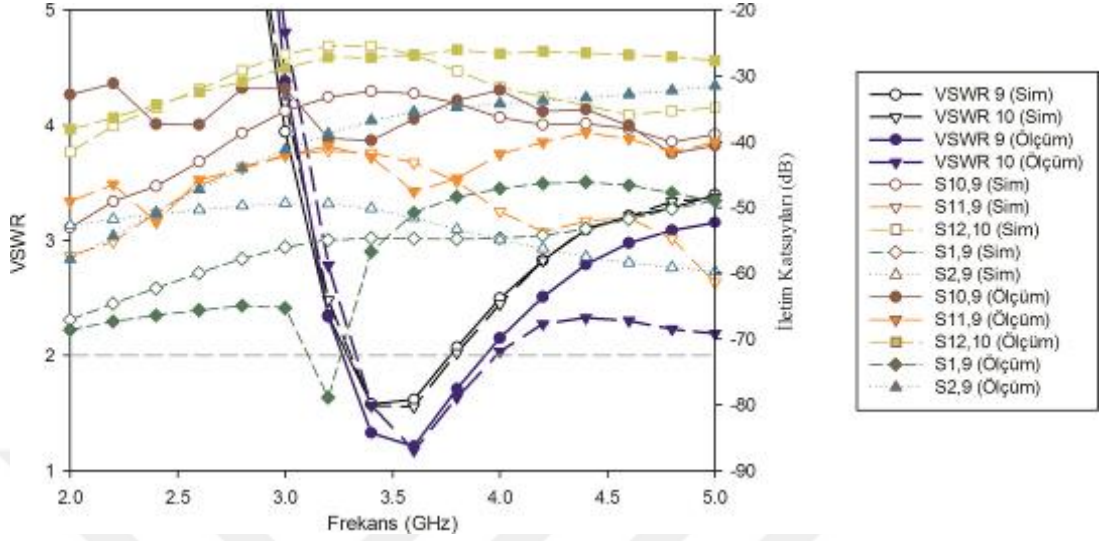


(b)

Şekil 4.60 12 portlu çoklu bant katmanlı log-periyodik MIMO anten sistemi (a) üst katman (b) alt katman

Mobil cihaz boyutlarına göre tasarlanan ve üretimi gerçekleştirilen 12 portlu çoklu bant log-periyodik MIMO antenin ölçümleri 5G orta bant frekans bölgesi için ayrı ve mm-dalga frekans bölgesi için ayrı yapılmıştır. Ölçümlerde ilk olarak bant genişliği

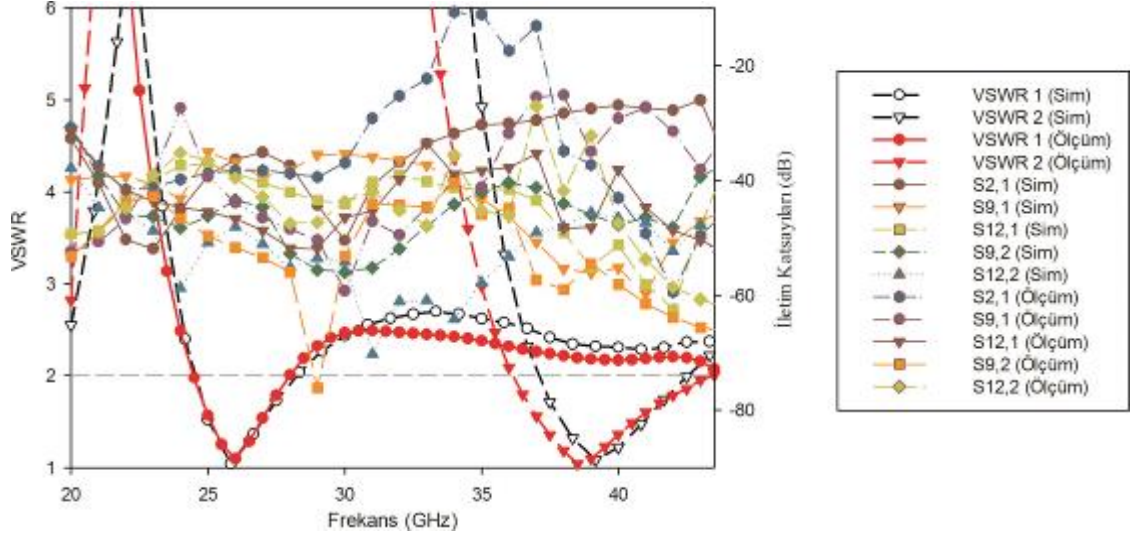
sonuçları incelenmiştir. Yapılan ölçümler ile simülasyonlardan alınan VSWR ve S_{21} sonuçları, ilk olarak 6 GHz altı frekans bölgesi için karşılaştırılmıştır (Şekil 4.61).



Şekil 4.61 12 portlu çoklu bant katmanlı log-periyodik MIMO antenin 6 GHz altı VSWR ve iletim katsayısı eğrilerinin karşılaştırmalı grafiği

Şekil 4.61'deki grafiklerden görüleceği üzere 12 elemanlı MIMO antenin üst katmanında bulunan n78 bandı için tasarlanan üçgen şekilli LPMA simülasyon sonuçlarında 3.3-3.8 GHz aralığında çalışırken; ölçüm sonuçlarında 3.2-4 GHz frekans aralığında 800 MHz'lik bir bant genişliği elde edilmiştir. Antenler arasındaki izolasyon seviyesini gösteren iletim katsayısı (S_{mn}) sonuçları incelendiğinde ise, hem simülasyon hem de ölçümlerde -20 dB'nin üzerinde olduğu görülmektedir.

Yukarıda yer alan grafiklere ek olarak, mm-dalga bölgesinde de VSWR ve S_{mn} ölçümleri yapılarak simülasyon sonuçları ile karşılaştırmalı olarak çizdirilmiştir (Şekil 4.62). Şekilden de görüleceği üzere daha önceki kısımda bulunan çift bantlı ÇLPMA MIMO antende olduğu gibi, 26 GHz ve 39 GHz için tasarlanan anten sisteminin ölçümlerinden elde edilen bant genişlikleri 24-27.5 GHz ve 36.5-42 GHz frekans aralıklarındadır. Yine, belirlenen frekans bölgelerindeki iletim katsayısı ölçümlerinde 11 dB'den daha iyi izolasyon sonuçları elde edilmiştir.



Şekil 4.62 12 portlu çoklu bant katmanlı log-periyodik MIMO antenin mm-dalga VSWR ve iletim katsayısı eğrilerinin karşılaştırmalı grafiği

4.3.6. ÇLPMA MIMO Mimarisinin Literatürde Yer Alan MIMO Antenlerle Karşılaştırılması

Tez çalışmasında son olarak, önerilen katmanlı çift bantlı ÇLPMA MIMO konfigürasyonlarının literatürde sunulan diğer mm-dalga MIMO antenlerle kıyaslanması yapılmıştır. Yapılan kıyaslamalarda bir MIMO antende öne çıkan özellikler Tablo 4.8’de sırayla verilmiştir.

Tablo incelendiğinde, MIMO boyutu ve izolasyon seviyeleri açısından ÇLPMA mimarisinin 3 konfigürasyonu da verilen diğer MIMO antenlerden daha iyi değerlere sahiptir. Antenlerin bant genişliğine bakıldığında ise, önerilen ÇLPMA yapıları literatürden örnek alınan çalışmaların çoğundan daha iyi değerler sunmaktadır.

Karşılaştırılan son ve en önemli kıstaslardan olan kazanç değerleri açısından ise, tek bantlı ve genişbantlı ÇLPMA yapılarından daha iyi sonuç veren antenler olsa da çift bantlı ÇLPMA MIMO antenin maksimum kazanç değeri tüm antenlerden daha iyi bir değer olan 11.6 dBi seviyesindedir.

Tablodan da görüldüğü üzere, önerilen çoklu bant ÇLPMA MIMO antenin literatürde yer alan antenlerden nerdeyse her anlamda daha iyi olduğu anlaşılmaktadır.

Tablo 4.9 Önerilen ÇLPMA MIMO konfigürasyonlarının literatürde yer alan mm-dalga MIMO antenlerle karşılaştırma tablosu

Referans	Yama mimarisi	MIMO boyutu (mm ²)	Rezonans frekansları (GHz)	Bant genişliği (%)	Maksimum kazanç (dBi)	İzolasyon seviyesi (dB)
(Sharawi ve ark., 2017)	Dairesel DRA	48 × 21	30	5	7	< -30
(Shoaib ve ark., 2018)	H-şekilli	31.2 × 31.2	25.2	22.5 (-6 dB)	8.7	< -15
(Jilani ve Alomainy, 2018)	T-şekilli	50.8 × 12	31	40	10.6	< -22
(Wang ve ark., 2019)	Dairesel	14 × 14 (monopol) 126 × 126	26, 32	23, 28	7.8	< -20
(Khalid ve ark., 2020)	Ters C-şekilli	30 × 35	28	14.6	8.3	< -17
(Sehrai ve ark., 2020)	Ağaç şekilli	80 × 80	28, 33, 38	51	11.45	< -20
(Ali ve ark., 2021)	Kare oyuklu	26 × 11	27, 39	11.1, 12.8	5.7	< -25
(Kamal ve ark., 2021)	Dairesel halka	30 × 30	28	7.1	6.1	< -29
Tek Bant ÇLPMA	LPMA	18.75 × 18.75	28	12.8	8.1	< -30
Genişbant ÇLPMA	LPMA	17.5 × 17.5	26, 28	16.9, 10.7	7.25	< -30
Çift Bantlı ÇLPMA	LPMA	16.75 × 16.75 (2 elemanlı) 70 × 140 (8 elemanlı)	26, 39	13.6, 18.5	11.6	< -30

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

5.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında gelecek nesil 5G mobil cihazlarına yönelik mikroşerit anten tasarımları yapılmıştır. Yapılan anten tasarımlarında literatürden ilham alınarak özgün log-periyodik MIMO anten mimarileri üretilmiştir. Yapılan ilk anten tasarımı log-periyodik mimari ile üçgen yama mimarisinin birleşmesi ile elde edilmiş bir anten yapısıdır ki, 6 GHz altı 5G frekans bölgelerinden 3.3-4.2 GHz (n79) bandında ışıma yapmaktadır.

İkinci tasarımda, çapraz dipol elemanlarından oluşan klasik LPDA yapısı yerine çapraz olmayan LPDA yapısı sunulmuş ve 5G mm-dalga bantlarından olan ve 26.5-29.5 GHz frekans aralığını belirten 28 GHz bandına uygulanmıştır. Yine, bu kısımda anten kazancını artırmak için Rogers RO3003 alttaşının kullanıldığı bir üst katman eklenmiştir.

Üçüncü anten tasarımında tamamen özgün bir mimarideki çentikli log-periyodik yapısı, 3 farklı MIMO mimarisine uygulanmıştır. Bu üç farklı MIMO mimarisi sırasıyla 28 GHz, 26/28 GHz ve 26/39 GHz frekans bölgelerine uygulanmıştır. Ayrıca, üçüncü tasarımdaki LPMA yapılarında kazanç artırmak adına 2 özgün FSY kullanılmıştır. Bu yapılardan ilkinde Selçuklu yıldızı şeklindeki FSY 28 GHz rezonansına sahip iken; ikincisinde 26 GHz frekansı için 90° açılı ile iç içe geçmiş iki kareden oluşan bir FSY tasarlanmıştır. Tasarlanan bu FSY yapıları log-periyodik antenlerde %50 üzerinde bir kazanç artışı sağlamıştır.

Son olarak ise, ilk ve üçüncü anten mimarileri birleştirilerek çok katmanlı ve 3 bantlı bir MIMO anten sistemi tasarlanmıştır. Tasarlanan bu anten sisteminde alt katmanda mm-dalga bantlarında ışıyan 8 elemanlı bir yapı ve üst katmanında 6 GHz altı 5G bandı için 4 elemanlı bir yapı yer almaktadır. Ara katmana ise hava boşluğu eklenmiştir. Sonuçta log-periyodik antenlerden oluşan MIMO anten sistemi, 12 portlu ve 3 bantlı (n78, n257 ve n260) bir yapıdadır.

Simülasyonlar ile analizleri yapılan log-periyodik antenlerin üretimi PCB kazıma yöntemi ile yapılmıştır. Üretilen antenlerin ölçümleri Keysight PNA N5224A network analizörü kullanılarak gerçekleştirilmiş ve antenlerin çalışması test edilmiştir. Üretilen antenlerin ışıma örüntüleri de yine desenleri network analizör ve ona bağlı döner tabla yardımıyla yarı yansız odada ölçülmüştür.

Elde edilen ölçüm sonuçları grafik çizim programlarında simülasyon sonuçları ile karşılaştırmalı olarak çizilmiştir. Simülasyon ve ölçümlerden alınan sonuçlar karşılaştırıldığında büyük oranda benzer oldukları görülmüştür. Ölçüm ve simülasyonlar arasında oluşan farklılıklara neden olanın ise, üretimdeki hatalar ve ölçüm cihazlarındaki hassas kalibrasyon problemlerinden kaynaklandığı öngörülmüştür.

Sonuç olarak, bu çalışmada önerilen antenlerin boyutları ve ışıma karakteristikleri itibarıyla başta gelecek nesil 5G mobil cihazlar olmak üzere birçok mm-dalga uygulamasında kullanılabileceği düşünülmektedir.

5.2. Öneriler

Bu tez çalışmasında henüz yeni bir teknoloji olan 5G mobil sistemleri için önerilen log-periyodik anten yapıları, yüksek kazanç gerektiren diğer haberleşme uygulamaları için de denemesi yapılması önerilebilir. Gelecekte yapılması beklenen bu çalışmalar sonrasında gerektiğinde yapay zeka teknikleri de kullanılarak antenlerin optimize edilmesi düşünülebilir. Yine bu antenlerle ilgili gelecekte ITU ve BTK'nın belirleyeceği SAR değerlerine göre; SAR analizleri yapılabilir.

Ayrıca, tez çalışmasında önerilen log-periyodik mimarilerin seramik gibi başka dielektrik malzemeler yada 5G için belirlenen 64 GHz gibi diğer çalışma bantlarında da denemeleri yapılarak yeni çalışmalar gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- Albreem, M. A., 2015, 5G wireless communication systems: Vision and challenges, *2015 International Conference on Computer, Communications, and Control Technology (I4CT)*, 493-497.
- Ali, W., Das, S., Medkour, H. ve Lakrit, S., 2021, Planar dual-band 27/39 GHz millimeter-wave MIMO antenna for 5G applications, *Microsystem Technologies*, 27 (1), 283-292.
- Anagnostou, D. E., Papapolymerou, J., Tentzeris, M. M. ve Christodoulou, C. G., 2008, A printed log-periodic Koch-dipole array (LPKDA), *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 7, 456-460.
- Balanis, C. A., 2013, Antenna Teorisi: Analiz ve Tasarım, *Nobel Akademik Yayıncılık*.
- Ban, Y.-L., Li, C., Wu, G. ve Wong, K.-L., 2016, 4G/5G multiple antennas for future multi-mode smartphone applications, *IEEE access*, 4, 2981-2988.
- Campbell, C., Traboulay, I., Suthers, M. ve Kneve, H., 1977, Design of a stripline log-periodic dipole antenna, *IEEE transactions on antennas and propagation*, 25 (5), 718-721.
- Carrel, R., 1966, The design of log-periodic dipole antennas, *1958 IRE International Convention Record*, 61-75.
- Casula, G. A., Maxia, P., Montisci, G., Mazzarella, G. ve Gaudiomonte, F., 2013, A printed LPDA fed by a coplanar waveguide for broadband applications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, 1232-1235.
- Chen, J., Ludwig, J. ve Lim, S., 2017, Design of a compact log-periodic dipole array using T-shaped top loadings, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, 1585-1588.
- CST, 2011, Computer simulation technology: Microwave studio, *Computer Simulation Technology Std*.

- Deschamps, G. A., 1953, Microstrip microwave antennas, *Proceedings of the Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program*, 18-22.
- DuHamel, R. ve Isbell, D., 1966, Broadband logarithmically periodic antenna structures, *1958 IRE International Convention Record*, 119-128.
- EC, 2021, From 1G to 5G Infographic, <https://digital-strategy.ec.europa.eu/en/library/1g-5g-infographic>: [02.05.2021].
- El Shorbagy, M., Shubair, R. M., AlHajri, M. I. ve Mallat, N. K., 2016, On the design of millimetre-wave antennas for 5G, *16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 1-4.
- Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I. J. ve Ittipiboon, A., 2001, Microstrip Antenna Design Handbook, *Artech House*.
- Guha, D. ve Antar, Y. M., 2011, Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications, *John Wiley & Sons*.
- Guo, Y. Q., Pan, Y.-M., Zheng, S. ve Lu, K., 2021, A singly-fed dual-band microstrip antenna for microwave and millimeter-wave applications in 5G wireless communication, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*.
- Gutton, H. ve Baissinot, G., 1955, Flat aerial for ultra high frequencies, *French patent*, 703113.
- Harrington, R. F., 1987, The method of moments in electromagnetics, *Journal of Electromagnetic waves and Applications*, 1 (3), 181-200.
- Hill, T. A. ve Kelly, J. R., 2019, 28 GHz Taylor feed network for sidelobe level reduction in 5G phased array antennas, *Microwave and Optical Technology Letters*, 61 (1), 37-43.
- Hussain, R., Alreshaid, A. T., Podilchak, S. K. ve Sharawi, M. S., 2017, Compact 4G MIMO antenna integrated with a 5G array for current and future mobile handsets, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 11 (2), 271-279.

IE3D, 2013, HyperLynx 3D EM. Wilsonville, OR, USA, Mentor Graphics.

Isbell, D., 1960, Log periodic dipole arrays, *IRE transactions on antennas and propagation*, 8 (3), 260-267.

Jardon-Aguilar, H., Tirado-Mendez, J. A., Flores-Leal, R. ve Linares-Miranda, R., 2011, Reduced log-periodic dipole antenna using a cylindrical-hat cover, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 5 (14), 1697-1702.

Jilani, S. F. ve Alomainy, A., 2017, A multiband millimeter-wave 2-D array based on enhanced Franklin antenna for 5G wireless systems, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, 2983-2986.

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

Kamal, M. M., Yang, S., Ren, X.-c., Altaf, A., Kiani, S. H., Anjum, M. R., Iqbal, A., Asif, M. ve Saeed, S. I., 2021, Infinity shell shaped mimo antenna array for mm-wave 5g applications, *Electronics*, 10 (2), 165.

Khalid, M., Iffat Naqvi, S., Hussain, N., Rahman, M., Mirjavadi, S. S., Khan, M. J. ve Amin, Y., 2020, 4-Port MIMO antenna with defected ground structure for 5G millimeter wave applications, *Electronics*, 9 (1), 71.

Lee, J., Tejedor, E., Ranta-aho, K., Wang, H., Lee, K.-T., Semaan, E., Mohyeldin, E., Song, J., Bergljung, C. ve Jung, S., 2018, Spectrum for 5G: global status, challenges, and enabling technologies, *IEEE Communications Magazine*, 56 (3), 12-18.

Li, E., Li, X. J., Seet, B.-C. ve Lin, X., 2020, Ink-printed flexible wideband dipole array antenna for 5G applications, *Physical Communication*, 43, 101193.

Li, Y., Luo, Y. ve Yang, G., 2018, Multiband 10-antenna array for sub-6 GHz MIMO applications in 5-G smartphones, *IEEE access*, 6, 28041-28053.

- Lo, Y., Solomon, D. ve Richards, W., 1979, Theory and experiment on microstrip antennas, *IEEE transactions on antennas and propagation*, 27 (2), 137-145.
- Ma, R. ve Chountalas, I., 2015, Pattern reconfigurable MIMO antennas for Multiband LTE Operation.
- Mao, Y., Guo, S. ve Chen, M., 2018, Compact dual-band monopole antenna with defected ground plane for Internet of things, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 12 (8), 1332-1338.
- Marcus, M. J., 2015, 5G and" IMT for 2020 and beyond"[Spectrum Policy and Regulatory Issues], *IEEE Wireless Communications*, 22 (4), 2-3.
- Marcus, M. J., 2019, ITU WRC-19 spectrum policy results, *IEEE Wireless Communications*, 26 (6), 4-5.
- Mayes, P. E., 1988, Frequency-independent antennas, In: *Antenna Handbook*, Eds, Springer, 517-637.
- Munk, B. A., 2005, Frequency selective surfaces: theory and design, *John Wiley & Sons*.
- Munson, R., 1974, Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays, *IEEE transactions on antennas and propagation*, 22 (1), 74-78.
- Özgönül, M. C. ve Seçmen, M., 2020, Size-reduced printed log-periodic dipole antenna for wireless communication applications, *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, 35 (3), 1631-1645.
- Özpınar, H., Aksimsek, S. ve Tokan, N. T., 2020, A novel compact, broadband, high gain millimeter-wave antenna for 5G beam steering applications, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 69 (3), 2389-2397.
- Parchin, N. O., Shen, M. ve Pedersen, G. F., 2016, End-fire phased array 5G antenna design using leaf-shaped bow-tie elements for 28/38 GHz MIMO applications, *2016 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, 1-4.

- Parchin, N. O., Al-Yasir, Y., Abdulkhaleq, A. M., Elfergani, I., Rayit, A., Noras, J. M., Rodriguez, J. ve Abd-Alhameed, R. A., 2018, Frequency reconfigurable antenna array for mm-Wave 5G mobile handsets, *2018 International Conference on Broadband Communications, Networks and Systems*, 438-445.
- Parchin, N. O., Alibakhshikenari, M., Jahanbakhsh Basherlou, H., A Abd-Alhameed, R., Rodriguez, J. ve Limiti, E., 2019, Mm-wave phased array quasi-Yagi antenna for the upcoming 5G cellular communications, *Applied Sciences*, 9 (5), 978.
- Qualcomm, 2020, Global update on spectrum for 4G & 5G.
- Rappaport, T. S., Murdock, J. N. ve Gutierrez, F., 2011, State of the art in 60-GHz integrated circuits and systems for wireless communications, *Proceedings of the IEEE*, 99 (8), 1390-1436.
- Sadiku, M. N., 2018, Numerical Techniques in Electromagnetics with MATLAB, *CRC press*.
- Sehrai, D. A., Abdullah, M., Altaf, A., Kiani, S. H., Muhammad, F., Tufail, M., Irfan, M., Glowacz, A. ve Rahman, S., 2020, A novel high gain wideband MIMO antenna for 5G millimeter wave applications, *Electronics*, 9 (6), 1031.
- Sharawi, M. S., Podilchak, S. K., Hussain, M. T. ve Antar, Y. M., 2017, Dielectric resonator based MIMO antenna system enabling millimetre-wave mobile devices, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 11 (2), 287-293.
- Shoaib, N., Shoaib, S., Khattak, R. Y., Shoaib, I., Chen, X. ve Perwaiz, A., 2018, MIMO antennas for smart 5G devices, *IEEE access*, 6, 77014-77021.
- Stutzman, W. L. ve Thiele, G. A., 2012, Antenna theory and design, *John Wiley & Sons*.
- Wang, F., Duan, Z., Wang, X., Zhou, Q. ve Gong, Y., 2019, High isolation millimeter-wave wideband MIMO antenna for 5G communication, *International Journal of Antennas and Propagation*, 2019.

- Wei, X., Liu, J. ve Long, Y., 2017, Printed log-periodic monopole array antenna with a simple feeding structure, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17 (1), 58-61.
- Yee, K., 1966, Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media based on FDTD calculations, *IEEE transactions on antennas and propagation*, 17, 585-589.
- Yeo, J. ve Lee, J. I., 2012, Planar log-periodic bow-tie dipole array antenna with reduced size and enhanced front-back ratio, *Microwave and Optical Technology Letters*, 54 (6), 1435-1441.
- Zhai, G., Cheng, Y., Yin, Q., Chiu, L., Zhu, S. ve Gao, J., 2013, Super high gain substrate integrated clamped-mode printed log-periodic dipole array antenna, *IEEE transactions on antennas and propagation*, 61 (6), 3009-3016.
- Zhang, R., Sun, X., Fernández-González, J.-M. ve Sierra-Pérez, M., 2017, Planar antenna array on LTCC and rogers substrates for 5G applications, *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 1-2.
- Zhang, S., Syrytsin, I. ve Pedersen, G. F., 2018, Compact beam-steerable antenna array with two passive parasitic elements for 5G mobile terminals at 28 GHz, *IEEE transactions on antennas and propagation*, 66 (10), 5193-5203.