
GAZİ ÜNİVERSİTESİ
Gazi
1926

S-BANT TELEMETRİ FREKANSI UYGULAMALARI İÇİN SİLİNDİRİK YÜZEYE UYUMLU DİZİ ANTEN TASARIMI

Ozan MANAV

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ARALIK 2024

ETİK BEYAN

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

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

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

Ozan MANAV

23/12/2024

S-BANT TELEMETRİ FREKANSI UYGULAMALARI İÇİN SİLİNDİRİK YÜZEYE UYUMLU DİZİ ANTEN TASARIMI

(Yüksek Lisans Tezi)

Ozan MANAV

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 2024

ÖZET

Füze ve roket uygulamaları gibi test noktasında veri toplamanın mümkün olmadığı durumlarda telemetri sistemleri kullanılarak kablosuz haberleşme aracılığı ile test edilen birimden veriler alınarak analizler gerçekleştirilmektedir. Bahsedilen senaryoda kablosuz haberleşmenin sağlanması amacı ile test edilen birimin aerodinamik yapısını bozmayacak ve telemetri sistemleri için "IRIG Standart 106-04 Part 1" standardı tarafından tanımlanmış frekans bantlarında çalışabilecek anten tasarımlarının ortaya koyulması gerekmektedir. Bu çalışmada, füze ve roket gibi silindirik bir yüzeye sahip platformlardan uçuş esnasında kablosuz haberleşme ile veri toplanabilmesi amacı ile S-Bant telemetri frekansında çalışacak silindirik yüzeye uyumlu dikdörtgen mikroşerit yama dizi anten tasarımı ve üretimi yapılmıştır. İlk olarak birim ışıma elemanı boyutları teorik olarak hesaplanarak HFSS (High Frequency Structure Simulator) benzetim programı aracılığı ile modellenmiş ve analiz edilmiştir. Analiz esnasında mükemmel uyumlu tabaka (Perfectly Matched Layer - PML) sınır koşulları ve elektromanyetik olarak etkileşimli sınır koşulları (Master/Slave Boundary) kullanılarak birim ışıma elemanının dizi anten yapısı içerisinde maruz kalacağı girişimler hesaba katılmak istenmiştir. Hazırlanan simülasyon ortamında yapılan analizler sonucunda optimum birim ışıma elemanı boyutları belirlenerek dört elemanlı düzlemsel dizi anten yapısı CST (Computer Simulation Technology) benzetim programı aracılığı ile kurgulanmıştır. Tek bir besleme portu üzerinden sağlanan enerji, T-eklem güç bölücüler ve çeyrek dalga dönüştürücüler vasıtası ile birbirlerine göre 2,25 GHz merkez çalışma frekansında 0,75 λ mesafeye yerleştirilmiş birim ışıma elemanlarına iletilmektedir. İstenen anten parametrelerine ulaşılana kadar yapılan iyileştirme çalışmaları sonucunda elde edilen optimum düzlemsel dizi anten 128 mm çapındaki bir silindirik yüzeyi saracak şekilde bükülmüştür. Ortaya çıkan silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısının çalışma merkez frekansında meydana gelen kaymayı düzeltmek için yeni yapı ile tekrar optimizasyon çalışmaları yapılmıştır. Beklenen değerlere ulaşılması sonrasında hem düzlemsel dizi anten hem de bükülmüş dizi anten üretimleri gerçekleştirilmiştir. Üretilen antenlerin S_{11} yansıma katsayısı ve bant genişliği parametreleri ölçülerek analizler sonucunda bulunan değerler ile kıyaslanmıştır.

Bilim Kodu	:	93415
Anahtar Kelimeler	:	Telemetri, S-Bant, silindirik yüzeye uyumluluk, dizi anten tasarımı, anten parametrelerinin optimizasyonu
Sayfa Adedi	:	95
Danışman	:	Prof. Dr. Nursel AKÇAM

CYLINDRICAL SURFACE COMPATIBLE ARRAY ANTENNA DESIGN FOR S-BAND TELEMETRY FREQUENCY APPLICATIONS

(M. Sc. Thesis)

Ozan MANAV

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

December 2024

ABSTRACT

In cases where data collection at the test field is not feasible, such as in missile and rocket application, telemetry systems are employed to transmit data from the tested unit via wireless commuication, thereby facilitating subsequent analysis. In the scenario described, it is essential to design antennas that do not interfere with the aerodynamic integrity of the tested unit and that can operate within the frequency bands specified by the "IRIG Standard 106-04 Part 1" standard for telemetry systems, to enable wireless communication. This study presents the design and product of a rectangular microstrip patch array antenna, compatible with the cylindrical surface of platforms such as missile and rockets, for the purpose of data collection during flight via wireless communication. The antenna is designed to operate at the S-Band telemetry frequency. Initially, the dimesions of the radiating element were theoretically calculated and subsequently modeled and analyzed using the HFSS (High Frequency Structure Simulator) simulation software. During the analysis, PML (Perfectly Matched Layer) boundary conditions and electromagnetically coupled boundary conditions were applied to account for the interferences that the radiating element would encounter within the array antenna configuration. Based on the analysis conducted in the preprepared simulation environment, the optimal dimensios of the radiating element were determined, and four elements planar array antenna structure was designed using the CST (Computer Simulation Technology) simulation software. The energy supplied through a single feed port is transmitted to the radiating elements, which are placed 0,75 λ apart from each other at a central operating frequency of 2,25 GHz, via T-junction power dividers and quarter wave transformers. As a result of the iterative optimization process conducted to achieve the desired antenna parameters, the final planar array antenna was curved to conform to the surface of a cylindrical structure with a diameter of 128 mm. To compensate for the frequency shift occuring at the operating central frequency of the array antenna structure adapted to the cylindrical surface, further optimization efforts were carried out with the new configuration. After the expected values were acquired, the fabrication of both planar and curved array antennas was performed. The S_{11} reflection coefficient and bandwidth parameters of the fabricated antennas were measured and compared with the values obtained from analyses.

Science Code : 93415
Key Words : Telemetry, S-Band, compatibility with cylindrical surface, array antenna design, optimization of the antenna parameters
Page Number : 95
Supervisor : Prof. Dr. Nursel AKÇAM

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimimin başından tez sürecimin sonuna kadar olan süreçte varlığını eksik etmeyen, bana her türlü konuda destek sağlayan, rehberliği ile yolumu aydınlatan saygıdeğer tez danışmanım sayın Prof. Dr. Nursel AKÇAM'a çok teşekkür ederim.

Bilgi birikimi, önerileri ve tecrübeleri ile çalışmama katkı sağlayan sayın Burak Alptuğ YILMAZ'a teşekkür ederim.

Kıymetli eşim Gizem MANAV'a sabrından, anlayışından, maddi ve manevi desteklerinden dolayı teşekkürü borç bilirim. Son olarak eğitimimi her zaman destekleyen, beni teşvik eden ve her zaman yanımda olan annem Serpil, babam Bayram ve kardeşim Ecrin MANAV'a saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜR vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ x

ŞEKİLLERİN LİSTESİ xi

RESİMLERİN LİSTESİ xv

SİMGELER VE KISALTMALAR xvi

1. GİRİŞ 1

2. ANTENLER 7

2.1. Antenlerin Temel Parametreleri 7

2.1.1. Işıma örüntüsü 7

2.1.2. Hüzme genişliği 8

2.1.3. Işıma güç yoğunluğu 9

2.1.4. Işıma şiddeti 9

2.1.5. Yönlülük 10

2.1.6. Anten verimi 10

2.1.7. Anten ışıma verimliliği 11

2.1.8. Kazanç 11

2.1.9. Hüzme verimliliği 12

2.1.10. Bant genişliği 12

2.1.11. Kutuplanma 12

2.1.12. Giriş empedansı 13

2.2. Anten Çeşitleri 14

Sayfa

2.2.1. Tel antenler 14
2.2.2. Yürüyen dalga antenler 15
2.2.3. Yansıtıcı antenler 16
2.2.4. Açıklık antenler 17
2.2.5. Mikroşerit antenler 18
2.2.6. Dizi antenler 19
2.2.7. Log-periyodik antenler 19
2.2.8. Lens antenler 20
3. MİKROŞERİT YAMA ANTENLER VE TELEMETRİ SİSTEMLERİNDEKİ YERLERİ 23
3.1. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Anten Tasarımı 24
3.2. Mikroşerit Yama Anten Besleme Yöntemleri 28
3.2.1. Mikroşerit hat ile besleme 28
3.2.2. Koaksiyel prob ile besleme 32
3.2.3. Açıklık bağlaşımlı besleme 34
3.2.4. Yakınlık bağlaşımlı besleme 35
3.3. Mikroşerit Yama Dizi Antenler 36
3.4. Mikroşerit Yama Dizi Antenler İçin Besleme Ağı Tasarım Metotları 42
3.4.1. Paralel besleme 43
3.4.2. Seri besleme 44
3.4.3. Hibrit besleme 45
3.5. Antenlerin Telemetri Sistemlerindeki Yeri 46
4. ANTEN TASARIM SÜRECİ VE SİMÜLASYON SONUÇLARI 49
4.1. Tekil Işıma Elemanı Tasarımı 49
4.2. Düzlemsel Dizi Anten Tasarımı 58
4.3. Silindirik Yüzeye Uyumlu Dizi Anten Tasarımı 65

Sayfa

5. ÜRETİM VE ÖLÇÜM SONUÇLARI 73

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 85

KAYNAKLAR 89

ÖZGEÇMİŞ 95

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 4.1. Teorik hesaplamalar ile elde edilmiş tekil ışıma elemanı ölçüleri 51

Çizelge 4.2. Optimize edilmiş tekil ışıma elemanı ölçüleri 57

Çizelge 4.3. İyileştirilmiş düzlemsel dizi anten ölçüleri 63

Çizelge 4.4. CST ile optimize edilmiş düzlemsel dizi anten ölçüleri 67

Çizelge 4.5. Optimize edilmiş silindirik yüzeye uyumlu dizi anten ölçüleri 71

Çizelge 5.1. Üretimi yapılacak düzlemsel dizi anten ölçüleri 75

Çizelge 5.2. Üretimi yapılacak silindirik yüzeye uyumlu dizi anten ölçüleri 76

Çizelge 5.3. Tez çalışmasının literatürdeki diğer çalışmalar ile karşılaştırılması 84

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Bir antenin ışıma örüntüsü 8

Şekil 2.2. Bir antenin iki boyutlu hüzme genişliği örüntüsü 9

Şekil 2.3. İletim modundaki anten 14

Şekil 2.4. Dipol anten 15

Şekil 2.5. Sarmal anten 16

Şekil 2.6. Yansıtıcı anten 17

Şekil 2.7. Piramitsi boynuz anten 18

Şekil 2.8. Dikdörtgen mikroşerit yama anten 18

Şekil 2.9. Dizi anten 19

Şekil 2.10. Log-periyodik anten 20

Şekil 3.1. Temel mikroşerit yama anten yapısı 23

Şekil 3.2. Yaygın olarak kullanılan mikroşerit ışıma elemanı şekilleri 24

Şekil 3.3. Mikroşerit hat 25

Şekil 3.4. Yamanın fiziki ve efektif uzunluğu 26

Şekil 3.5. Dikdörtgen mikroşerit yama besleme noktasına göre empedans değişimi ... 27

Şekil 3.6. Normalize edilmiş yama direnci değişim grafiği 27

Şekil 3.7. Empedans uyumlama 29

Şekil 3.8. Mikroşerit hattın temel konfigürasyonu 29

Şekil 3.9. Mikroşerit hat tarafından oluşturulan elektrik ve manyetik alanlar 30

Şekil 3.10. Mikroşerit hat eşdeğer devresi 30

Şekil 3.11. Mikroşerit hat mimarisi 31

Şekil 3.12. Koaksiyel hat ile mikroşerit hat bağlantı modeli 32

Şekil 3.13. Koaksiyel prob eşdeğer devresi 33

Şekil 3.14. Koaksiyel hat kesiti 33

Şekil 3.15. Açıklık bağlaşımlı besleme 35

Şekil **Sayfa**

Şekil 3.16. Açıklık bağlaşımlı besleme eşdeğer devresi 35

Şekil 3.17. Yakınlık bağlaşımlı besleme 36

Şekil 3.18. Yakınlık bağlaşımlı besleme eşdeğer devresi 36

Şekil 3.19. İki tane sonsuz küçük dipolden oluşan doğrusal dizi 37

Şekil 3.20. İki tane sonsuz küçük dipolden oluşan dizi için uzak alan gözlemleri 39

Şekil 3.21. N tane izotropik antenden oluşan doğrusal dizinin uzak alan geometrisi .. 40

Şekil 3.22. Fazör diyagramı 42

Şekil 3.23. Paralel besleme ağı 43

Şekil 3.24. T-eklem güç bölücü 43

Şekil 3.25. Wilkinson güç bölücü 44

Şekil 3.26. Seri besleme ağı 45

Şekil 3.27. Hibrit besleme ağı 45

Şekil 3.28. Tümleşik telemetri sisteminin genel mimarisi 46

Şekil 4.1. Teorik olarak hesaplanan dikdörtgen mikroşerit yama anten 51

Şekil 4.2. Floquet port metodu için olması gereken dizi anten yapısı 53

Şekil 4.3. Elektromanyetik olarak etkileşimli sınırlar 54

Şekil 4.4. PML yapıları 55

Şekil 4.5. Teorik olarak hesaplanan antenin S_{11} yansıma katsayısı 56

Şekil 4.6. Teorik olarak hesaplanan antenin 2,25 GHz'deki kazancı 56

Şekil 4.7. Optimize edilmiş antenin S_{11} yansıma katsayısı 57

Şekil 4.8. Optimize edilmiş antenin 2,25 GHz'deki kazancı 58

Şekil 4.9. T-eklem güç bölücü modeli 59

Şekil 4.10. Çeyrek dalga dönüştürücü eşdeğer devresi 60

Şekil 4.11. Tasarlanan besleme ağı 61

Şekil 4.12. Oluşturulan düzlemsel dizi anten yapısı 61

Şekil 4.13. İlk düzlemsel dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı 62

Şekil **Sayfa**

Şekil 4.14. İlk düzlemsel dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı 62

Şekil 4.15. İyileştirilmiş düzlemsel dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı 63

Şekil 4.16. İyileştirilmiş düzlemsel dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı 64

Şekil 4.17. Düzlemsel dizi anten için dizi faktörü grafiği 65

Şekil 4.18. HFSS ile modellenmiş silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısı 65

Şekil 4.19. CST ile analiz edilmiş düzlemsel dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı .. 66

Şekil 4.20. CST ile analiz edilmiş düzlemsel dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı 66

Şekil 4.21. CST ile optimize edilmiş düzlemsel dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı 68

Şekil 4.22. CST ile optimize edilmiş düzlemsel dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı 68

Şekil 4.23. CST ile modellenmiş silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısı 69

Şekil 4.24. Silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı 69

Şekil 4.25. Silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı 70

Şekil 4.26. Optimize edilmiş silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı 71

Şekil 4.27. Optimize edilmiş silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı 72

Şekil 5.1. Üretimi yapılacak düzlemsel dizi anten S_{11} yansıma katsayısı 74

Şekil 5.2. Üretimi yapılacak düzlemsel dizi antenin 2,25 GHz'deki kazancı 74

Şekil 5.3. Üretimi yapılacak silindirik yüzeye uyumlu dizi anten S_{11} yansıma katsayısı 75

Şekil 5.4. Üretimi yapılacak silindirik yüzeye uyumlu dizi antenin 2,25 GHz'deki kazancı 76

Şekil 5.5. Silindirik yüzeye uyumlu dizi antenin düzlemsel halinin S_{11} yansıma katsayısı 77

Şekil 5.6. Silindirik yüzeye uyumlu dizi antenin düzlemsel halinin 2,25 GHz'deki kazancı 77

Şekil 5.7. Gerber görüntüleri 78

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.8. Düzlemsel dizi antenin simülasyon ve ölçüm sonuçları..... 80

Şekil 5.9. Bükülecek antenin düzlemsel halinin simülasyon ve ölçüm sonuçları 81

Şekil 5.10. Bükülmüş antenin simülasyon ve ölçüm sonuçları 81

Şekil 5.11. Aşamalı büküm esnasında alınmış ölçümler..... 83

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim **Sayfa**

Resim 5.1. Üretilmiş antenler 78

Resim 5.2. Ölçüme hazır antenler 79

Resim 5.3. Ölçüm sistemi 79

Resim 5.4. Düzlemsel dizi antenin büküm aşamaları 82

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklamalar
%	Yüzde
B	Toplu Süseptans
BE	Hüzme Verimliliği
c	Işık Hızı
C	Kapasitans
ch	Bakır Yüzeylerin Kalınlığı
d	Işıma Elemanları Arasındaki Mesafe
D	Yönlülük
dB	Desibel
dBi	İzotropik Antene Göre Desibel
dBiC	Dairesel Polarize İzotropik Antene Göre Dairesel Polarizasyon Desibeli
DF	Dizi Faktörü
D_{max}	Maksimum Yönlülük
e_0	Toplam Verimlilik
e_c	İletim Verimliliği
e_{cd}	Işıma Verimliliği
e_d	Dielektrik Verimliliği
e_r	Yansıma Verimliliği
E_t	Toplam Elektrik Alan
f_r	Çalışma Merkez Frekansı
G	Kazanç
GHz	Gigahertz
h	Alt Taş Yüksekliği
I_0	Uyarım Akımı Genliği
k_0	Serbest Uzay Yayılım Sabiti
k	Faz Sabiti

Simgeler	Açıklamalar
l	Dipol Işıma Elemanının Uzunluğu
L	Endüktans
L_e	Etkin Uzunluk
L_g	Alt Taş / Toprak Tabakası Uzunluğu
L_p	Işıma Elemanının Uzunluğu
MHz	Megahertz
m	Metre
m^2	Metrekare
mm	Milimetre
N	Anten Dizisindeki Toplam Eleman Sayısı
P_{rad}	Işıyan Güç
r	Ölçüm Alınan Noktaya Olan Uzaklık
R	Direnç
R_s	İletken Yüzey Direnci
S_{11}	Yansıma Katsayısı
tanδ	Dağılım Faktörü
U_0	Yön Bağımsız Kaynağın Işıma Şiddeti
U	Işıma Şiddeti
U_{max}	Maksimum Işıma Şiddeti
y_0	Işıma Elemanı İçerisine Girinti Uzunluğu
W_0	Güç Yoğunluğu
W	50 Ω Empedanslı Mikroşerit Hat Genişliği
W_g	Alt Taş / Toprak Tabakası Genişliği
W_p	Işıma Elemanının Genişliği
W_{rad}	Işıma Güç Yoğunluğu
Z_0	Besleme Hattı Karakteristik Empedansı
Z_{in}	Işıma Elemanı Köşesindeki Karakteristik Empedans
β	Faz Farkı
β	Yayılım Sabiti
η	Dalgaların Yayılacağı Ortamın Öz Empedansı
λ	Lambda
μ_0	Serbest Uzay Manyetik Geçirgenliği

Simgeler	Açıklamalar
Ω	Ohm
π	Pi Sayısı
v_0	Serbest Uzay Işık Hızı
v_p	Serbest Uzay Işık Hızı
ΔL	Saçaklanmaya Bağlı Uzunluk Değişimi
ε	Geçirgenlik Sabiti
ε_0	Serbest Uzay Elektriksel Geçirgenliği
ε_e	Etkin Dielektrik Sabiti
ε_r	Alt Taş Dielektrik Sabiti
ψ	Bağıl Faz
$	Dolar

Kısaltmalar	Açıklamalar
CST	Computer Simulation Technology
FNBW	First Null Beam Width
HF	High Frequency
HFSS	High Frequency Structure Simulator
HPBW	Half Power Beam Width
IEEE	Institute of Electrical And Electronics Engineers
IRIG	Inter-Range Instrumentation Group
kW	Kilowatt
MATLAB	Matrix Laboratory
MIMO	Multiple Input Multiple Output
PIFA	Planar Inverted-F Antennas
PML	Perfectly Matched Layer
RCC	Range Commanders Council
RF	Radyo Frekansı
SMA	SubMiniature version A
UHF	Ultra High Frequency
VHF	Very High Frequency

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
FSS	Frequency Selective Surface

1. GİRİŞ

Anten, Webster sözlüğüne göre, genelde metal olan (tel veya çubuk) ve radyo dalgalarını iletmekte ya da almakta kullanılan bir cihazdır [1]. Bir başka deyişle, anten elektronik devrelerin iletim hatlarından gelen sinyalleri radyo dalgalarına çevirerek boşluğa yayan ya da boşluktaki radyo dalgalarını toplayarak elektronik devrelerin iletim hatlarına sinyal olarak ileten pasif cihazlardır. Kısaca anten, serbest uzay ve iletim hattı arasındaki çift yönlü (alıcı ve verici) dönüştürücü birimdir.

Anten teorisinin tarihi incelenecek olur ise James Clark Maxwell'in elektrik ve manyetizma teorilerini birleştiren ve Maxwell Denklemleri olarak bilinen çalışmalarını başlangıç noktası olarak referans alınabilir [1, 2]. Literatüre göre antenler hakkındaki ilk deney, James Clark Maxwell tarafından öne sürülen elektromanyetik dalgaların mevcudiyeti teorisini doğrulamak için Alman fizikçi Heinrich Hertz tarafından 1887 yılında bir çift anten tasarımı ile gerçekleştirilen halka deneyi olmuştur [3]. Heinrich Hertz'in çalışmasını Guglielmo Marconi'nin 1897 yılında İngiltere'de Brean Down Fort kalesi ile Lavernock kıyısı arasında yaklaşık 16 kilometrelik mesafede gerçekleştirdiği kablosuz haberleşme ile mesaj gönderme çalışması ve 1901 yılında 15 kW'lık güç ve 366 metre dalgaboyu kullanarak İngiltere-Amerika arasında Atlantik okyanusunu aşan yaklaşık 3500 kilometrelik mesafedeki iki nokta arasındaki sinyal iletim çalışması takip etmiştir [4]. Birinci Dünya Savaşı yıllarına gelindiğinde ise ağır ve büyük cihazlara rağmen çok kısa menzilde kablosuz haberleşme yapılabilmesi, anten yapılarının fiziksel olarak çok büyük olmasından dolayı hedef haline gelmesi ve atmosferik girişimlere karşı hassasiyetten kaynaklı doğru iletişimin gerçekleştirilememesi radyo iletişiminin kablolu telefonlara ve telgraflara göre daha az kullanılmasına sebep olmuştur [5]. Cephe hattı ile karargâh arasında yaşanan iletişim problemleri, radyo iletişiminin henüz emekleme dönemimde döneminde olduğunu gözler önüne sermiştir. 1930'lu yılların sonlarında radyo spektrumunun mikrodalga bölümünde çalışmanın yararları bilinse de mikrodalga sinyalleri üretecek vericilerin yeterli çıkış güçlerini üretememesinden dolayı daha düşük frekanslar bölgeleri (High Frequency - HF ve Very High Frequency - VHF) RADAR uygulamaları için kullanılmıştır [6]. Çalışılan frekans bölgesine karşılık gelen dalga boylarından dolayı fiziki açıdan büyük antenlerin kullanılması gerekmiştir. İkinci Dünya Savaşı, mikrodalga anten ve radar teknolojileri için kırılma noktası olarak düşünülebilir. Kablosuz haberleşme ve dolayısı ile antenlerin hayati

önemini ortaya çıkarmış ve bu alandaki çalışmaların hızlanarak devam etmesini sağlamıştır. Çalışmalar ve ilerlemeler hızla devam eder iken 1940'lı yılların başlarında radyo spektrumunun mikrodalga bölgesinde gerekli sinyallerin uygun bir şekilde üretilebilmesi ile anten mimarilerinde ve boyutlarında küçülmeler meydana gelmiştir [6]. Yıllar geçtikçe ve teknoloji geliştikçe elektronik birçok bileşende olduğu gibi anten yapılarında da minyatürleşme çalışmaları yapılmıştır. 1953 yılında ortaya çıkan ve 1955 yılında bir patent alınmış olmasına rağmen ancak 1970'li yıllar ile ilgi görmeye başlayan mikroşerit anten fikri ile anten teknolojisi, insanoğlunun hayatındaki askeri ve gündelik sivil uygulama alanlarının hemen hemen hepsine dâhil olmaya başlamıştır [1-7]. Mikroşerit anten teknolojisinin yaygınlaşması sonrasında yetersiz kalan anten parametrelerini iyileştirme amacı ile dizi anten yapıları üzerinde çalışmalar artış göstermiş ve hız kazanmıştır. 1980'li yıllara gelindiğinde ise mikroşerit anten teknolojisindeki gelişmeler düzlemsel ters-F anten (Planar Inverted-F Antenna - PIFA) ve çoklu giriş-çoklu çıkış (Multiple Input Multiple Output - MIMO) anten teknolojilerinin ortaya çıkmasını sağlamıştır [8]. Bilgisayar teknolojisinin gelişimi ve bilgisayar destekli tasarım araçlarının piyasaya sürülmeleri ve yaygınlaşmaları ile anten teknolojisindeki ilerleme ivmelenerek artmıştır.

Kullanılacak sistem, kullanım amacı, yerleştirilecek fiziksel yapı, sahip olunan bütçe, anten için ayrılan hacim, antenden beklenen performans, üretim kolaylığı ve daha birçok etkene göre değişiklik gösterecek ihtiyaçlar kapsamında kullanılabilecek çeşitli anten türleri mecuttur [9]. Anten boyutları, birkaç milimetreden yüzlerce metreye kadar uzanabilir. Gelişen teknoloji ile birlikte kablosuz haberleşme sistemlerinin kullanımındaki artış ve anten teknolojisindeki ilerlemeler paralelinde antenlerin kullanım alanlarını genişletmiştir. Eğlenceden savunmaya, güvenlikten konfora kablosuz haberleşmenin ve radyo dalgalarının kullanıldığı her alan için antenlere ihtiyaç duyulmaktadır. Performans ihtiyaçlarına göre antenler tekil ışıma elemanı ya da dizi eleman yapısına göre kurgulanabilmektedir. Bu sayede tekil ışıma elemanı ile karşılanamayan performans gereksinimleri dizi eleman yapısı sayesinde karşılanabilmektedir.

Aerodinamik açıdan kısıtlara sahip olan uydu, uçak, füze ve roket uygulamalarında kablosuz haberleşme ihtiyacını karşılayabilmek için küçük profilli, göre az alan kaplayan, düzlemsel olmayan yüzeylere uyumlu, hafif antenlere ihtiyaç duyulmaktadır [1, 10-13]. Kolay üretilebilir, maliyet etkin, hafif, düzlemsel veya düzlemsel olmayan yüzeylere uygun, düşük profilli olma gibi özelliklere sahip mikroşerit antenler sayesinde bu ihtiyaçlar

karşılanabilmektedir [14-16]. Günümüzde mikroşerit anten üretiminde ihtiyaca göre alt taş olarak kullanılabilecek birçok malzeme seçeneği bulunmaktadır. Alt taş malzemelerin dielektrik sabiti ve kayıp tanjantı olmak üzere iki temel parametresi mevcuttur. Seçilecek malzemenin kayıp tanjant ve dielektrik sabiti parametreleri ile antenin bant genişliği ve antenin kazancında iyileştirmeler yapılabileceği gibi seçilecek malzemenin fiziksel özellikleri sayesinde düzlemsel olmayan yüzeylere uyacak şekilde esnek bir anten üretimi gerçekleştirilebilmektedir [17, 18]. Ayrıca alt taş malzemelerindeki çeşitlilik sayesinde, tedarik durumu mümkün olmayan veya termin süresi uzun olan malzemeler yerine tedarik etmesi nispeten daha kolay olan alternatif alt taş malzemelere yönelerek tasarımın ve üretimin tamamlanması mümkündür. Alt taş malzemesinin seçimi kadar tasarım esnasında karar verilen alt taş yüksekliği de anten performansı için doğrudan bir etkiye sahiptir [19, 20]. Tıpkı alt taş malzeme çeşitliliği gibi mikroşerit antenleri beslemek için çeşitli besleme yöntemleri mevcuttur. Besleme metotları doğrudan bant genişliği, geri dönüş kaybı ve verimlilik gibi anten parametrelerini etkilemektedir [21]. Tasarım aşamasında anten parametrelerinin optimizasyonu için besleme metodunda değişiklikler yapılarak en uygun besleme metodu antene uygulanabilir. Ayrıca besleme metodu sayısının fazlalığı sayesinde üretim hattının üretim kabiliyetlerine göre besleme metodu seçilebilir ve anten üretimi gerçekleştirilebilir. Dizi anten yapısında birden fazla ışıma elemanı olacağı için besleme metodu kararı dışında besleme ağı tasarımı da önemli bir yere sahiptir. Işıma elemanlarının dizi anten yapısı içindeki yerleşimleri, ışıma elemanlarının geometrik şekli, dizi anten yapısını enerjilendirmek için tek beslememi yoksa çoklu beslememi kullanılacağı, besleme ağı empedans uyumlama metotları gibi faktörler besleme ağı tasarımını önemli ölçüde etkilemektedir [1].

Uydu, uçak, füze ve roket uygulamalarında antenlere, yer sistemleri, deniz araçları veya başka hava platformları ile kablosuz haberleşmenin kurulması için ihtiyaç duyulmaktadır [22]. Kablosuz haberleşmenin kurulması ile görev iptali ya da güncellemesi, ara faz güdüm yapılması veya telemetri sistemleri aracılığı ile sistemin sağlık durumunun izlenmesi gibi işlevler yerine getirilmektedir. Bir sistemin prototipleme ve geliştirme aşamalarındaki testler esnasında telemetri sistemleri aracılığı ile izlenmesi ve analiz edilmesi hayati önem taşımaktadır. Telemetri sistemleri aslen yerinde ölçüm almanın mümkün olmadığı ya da tehlikeli olduğu uzaktaki bir sistemden veriler toplayarak sistemin performansını izlemek, analiz etmek ve geliştirme çalışmalarını yön vermek için kullanılır [23, 24]. Sınır Komutanları Konseyi'nin (Range Commanders Council - RCC) standartlar ekibi olan

Menziller Arası Enstrümantasyon Grubu (Inter-Range Instrumentation Group - IRIG) tarafından yayınlanan IRIG Standard 106-04 ile telemetri standartları belirtilmektedir. Bu standart, telemetri için çalışma frekansı dâhil birçok tanımlama yapmaktadır. Telemetri için kullanılabilecek frekans bantları sırası ile alt L-Band bölgeleri 1435-1525 MHz ile 1525-1535 MHz, alt S-Band bölgesi 2200-2290 MHz, üst S-Band bölgeleri 2310-2360 MHz ile 2360-2390 MHz'dir [25].

Bu tezin amacı, roketler ve füzeler gibi silindirik dış yüzeye sahip, uzun mesafelerden veri toplamaya ihtiyaç duyulan platformlar için alt S-Band telemetri frekansında çalışacak, 128 mm çaplı silindirik yüzeye uyumlu mikroşerit anten tasarımını ve üretimini gerçekleştirmek, elde edilen antenin testlerini icra etmek ve test sonuçları ile tasarım esnasında elde edilen simülasyon sonuçlarını karşılaştırmaktır. Çalışma kapsamında tasarlanan anten yapısında 0,75 λ mesafe ile yerleştirilmiş dört adet ışıma elemanı paralel besleme ağı ile uyarılmıştır. 50 Ω besleme ağı empedansı ile anten giriş empedansını uyumlamak için ışıma elemanı içine doğru girinti metodu kullanılmıştır. Besleme ağı tasarımı ise T-eklem güç bölücüler ve çeyrek dalga dönüştürücü metodu ile gerçekleştirilmiştir. Alt taş malzemesi olarak silindirik yüzeye sarılacak şekilde bükülme esnasında esnekliği sayesinde kırılmayacağı öngörülen, 10 GHz'de ε_r dielektrik katsayısı 2,2 ve tanδ dağılım faktörü 0,0009 olan Rogers RT/Duroid 5880 kullanılmıştır [26]. Çalışma frekans bandı olarak telemetri uygulamalarında sıklıkla tercih edilen alt S-Band bölgesi ve f_r merkez frekans olarak da 2.25 GHz belirlenmiştir.

Bu tez toplamda altı bölümden oluşmaktadır. Tezin ikinci bölümünde antenlerin temel parametreleri ve anten türleri hakkında bilgiler verilmiştir. Üçüncü bölümde dikdörtgen mikroşerit yama anten tasarımı anlatılmış, yaygın olarak kullanılan mikroşerit yama anten besleme yöntemleri sunulmuş, mikroşerit yama dizi antenler hakkında teorik bilgiler aktarılmış, bu tür dizi antenler için yaygın bir şekilde tercih edilen besleme ağı tasarım metotlarından bahsedilmiş ve telemetri sistemlerinin amacı anlatılarak antenlerin telemetri sistemlerindeki yerine dikkat çekilmiştir. Dördüncü bölümde ise gerçekleştirilen simülasyonlarda gerçeğe yakın doğru sonuçları elde edebilmek adına araştırılan ve kullanılan yöntemler anlatılmış, çalışma kapsamında yürütülen tasarım aşamaları aktarılmış ve elde edilen simülasyon sonuçları sunulmuştur. Beşinci bölümde tasarımı tamamlanmış anten dizilerinin üretim süreçleri, üretilmiş görselleri ve S_{11} yansıma katsayısı parametresi ölçüm sonuçları paylaşılmış, simülasyon sonuçları ile ölçüm sonuçları kıyaslanmış ek olarak doğrusal dizi anten yapısının büküm aşamalarında çalışma karakteristiğindeki değişimler

ölçümler alınarak incelenmiştir. Ayrıca literatürde mevcut olan ve tez çalışması kapsamında incelenmiş diğer çalışmalar ile karşılaştırmalar yapılmıştır. Son olarak altıncı bölümde tez çalışmasının özeti verilmiş, genel bir değerlendirmesi yapılmış ve gelecekte yapılacak çalışmalar için performans iyileştirme amacı ile çeşitli önerilerde bulunulmuştur.

2. ANTENLER

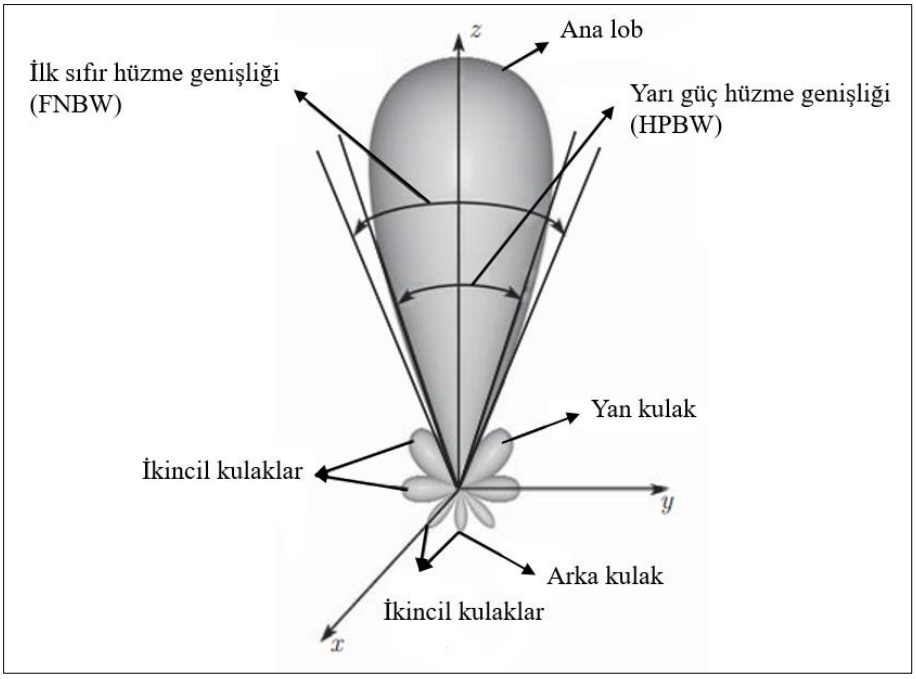
Antenler kablosuz haberleşmenin olmaz ise olmaz bileşenleridir. Antenlerin performansını ve karakteristiğini gösteren birçok anten parametresi mevcuttur. İhtiyaca ve kısıtlara göre çeşitli anten türleri bulunmaktadır. Bir antenin sahip olduğu parametre değerlerine bakarak türünü tahmin etmek mümkün olabilmektedir.

2.1. Antenlerin Temel Parametreleri

Antenler, performanslarını ve karakteristiklerini belirleyen temel parametrelere sahiptirler. Bu parametrelerden bazıları birbirleri ile bağlantılıdır. Dolayısı ile eğer bir parametre biliniyor ise basit hesaplar ile ilintili olan diğer parametrelerin bulunması da mümkün olur. Bir antenin kullanılacağı sistemdeki gereksinimleri karşılayıp karşılayamayacağı sahip olduğu temel anten parametreleri sayesinde anlaşılır. Bu başlık altında anten performansını belirleyen antenlerin temel parametreleri aktarılmıştır.

2.1.1. Işıma örüntüsü

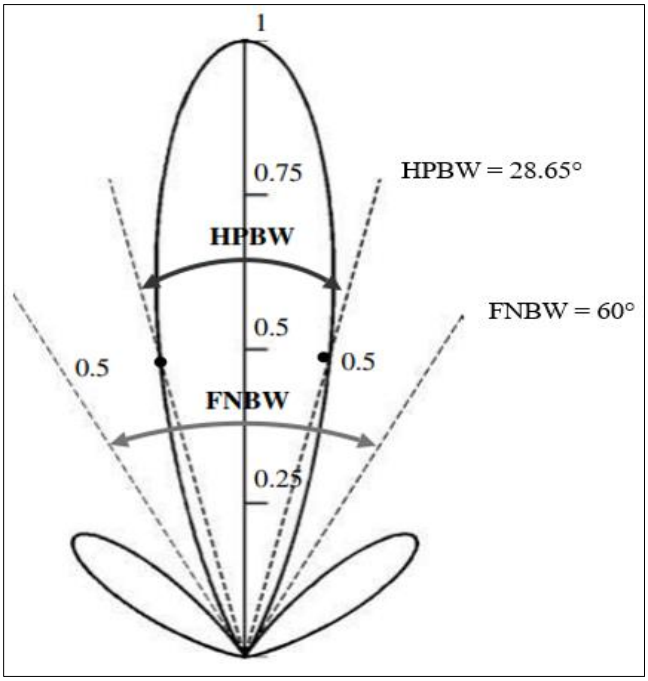
Bir antenin ışıma örüntüsü veya anten örüntüsü, "antenin ışıma özelliklerinin, uzay koordinatlarının bir fonksiyonu olarak matematiksel bir ifade veya grafiksel bir gösterimi olarak tanımlanır [1]. Işıma örüntüsü genelde uzak alan ölçümü ile belirlenir. Işıma örüntüsü ile güç akı yoğunluğu, ışıma şiddeti, alan genliği, yönlülük, faz veya kutuplanma gibi antenin diğer özellikleri bulunabilir. Bir antenin ışıma örüntüsünde Şekil 2.1'de gösterildiği gibi ana kulakçık (lob), yan kulakçıklar ve arka kulakçıklar yer almaktadır [27]. Ana kulakçık, antenin ışımasının en fazla gerçekleştiği yönü ve bölgeyi gösterir. Bir antenin ihtiyaç duyulan ışıma gereksinimlerini karşılayıp karşılayamadığı ışıma örüntüsünde yer alan ana kulakçık ile belirlenir. Işıma örüntüsünde yer alan diğer kulakçıklar olan yan kulakçıklar ve arka kulakçılar küçük kulakçıklar olarak isimlendirilir ve aslında antenden istenmeyen doğrultulardaki ışımaları gösterirler [28]. Anten tasarımı esnasında ihtiyaçlara göre ana kulakçığın geniş ya da dar tutulması istenebilir. Fakat optimum bir anten tasarımının gerçekleştirilebilmesi için küçük kulakçıkların olabildiğince küçük tutulması gerekir [1].



Şekil 2.1. Bir antenin ışıma örüntüsü [27]

2.1.2. Hüzme genişliği

Hüzme genişliği aslen ışıma örüntüsü ile ilişkili bir anten parametresidir. Hüzme genişliği ışıma örüntüsünde yer alan ana kulakçık üzerinden ölçülür. Bir anten örüntüsünde iki tane önemli hüzme genişliği ölçüsü vardır [28]. Birincisi, ışıma örüntüsündeki ana kulakçığın sağındaki ve solundaki ilk sıfırları arasındaki açısal genişliği tarif eder ve ilk sıfır hüzme genişliği (First Null Beamwidth - FNBW) olarak isimlendirilir [1, 27]. İkincisi ve en yaygın kullanılan hüzme genişliği tanımı olup yarı güç hüzme genişliği (Half-Power Beamwidth - HPBW)'dir ve Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü (Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE) tarafından "hüzme maksimumunun yönünü içeren bir düzlemde, ışıma şiddetinin yarıya düştüğü iki yön arasındaki açı" olarak tanımlanır [1, 27]. Literatürde hüzme genişliğinden söz edildiğinde, genelde yarı güç hüzme genişliği anlaşılır. Şekil 2.2'de ilk sıfır hüzme genişliği ve yarı güç hüzme genişliği görülmektedir.



Şekil 2.2. Bir antenin iki boyutlu hüzme genişliği örüntüsü [1]

2.1.3. Işıma güç yoğunluğu

Işıma güç yoğunluğu (W_0), elektromanyetik dalgaların yayılma yönüne dik, 1 m^2'lik bir yüzeye bir saniye içinde akan enerji miktarına denir ve matematiksel ifadesi Eş. 2.1 ile verilir [28].

$$\boldsymbol{W}_0 = \hat{a}_r W_0 = \hat{a}_r \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \quad \left(\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m}^2}\right) \tag{2.1}$$

Burada, P_{rad} yön bağımsız ışıyıcı tarafından ışınan toplam gücü, $\hat{a}_r$ ışıma doğrultusundaki birim vektörü ve r ise güç yoğunluğunun düzgün olarak dağıldığı küre yüzeyinin yarıçapını göstermektedir [1].

2.1.4. Işıma şiddeti

Bir doğrultudaki ışıma şiddeti (U) "birim katı açı başına bir antenden ışıyan güç" olarak tanımlanır [1]. Işıma şiddeti, uzak alan ile ilgili bir parametredir ve

$$U = r^2 W_{rad} \tag{2.2}$$

Eş. 2.2 ile hesaplanır. Işıma şiddeti, ışıma güç yoğunluğunun (W_{rad}) ölçüm alınacak uzaklığın karesi ile çarpılması sonucu elde edilir.

2.1.5. Yönlülük

Bir antenin yönlülüğü (D), antenin verilen bir yöndeki ışıma şiddetinin tüm yönler üzerindeki ortalama ışıma şiddetine oranı olarak tanımlanır [29]. Bir antenin ortalama ışıma şiddeti ise antenin toplam ışıma şiddetinin 4π'ye oranı olarak tanımlanır [1].

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi}{P_{rad}} \tag{2.3}$$

Işıma için herhangi bir yön tayin edilmediği durumda maksimum ışıma yoğunluğu referans alınır [27]. Maksimum yönlülük Eş. 2.4 ile hesaplanır.

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \tag{2.4}$$

Burada D_{max} ve D_0 maksimum yönlülüğü, U_{max} maksimum ışıma şiddetini ve U_0 yön bağımsız kaynağın ışıma şiddetini göstermektedir [1].

2.1.6. Anten verimi

Antenler için birden fazla verimlilik tanımı mevcuttur. Lakin bütün verimlilik tanımları toplam verimlilik olarak tanımlanmış bir ifade altında hesaba katılmaktadır. Toplam verimlilik tanımı altında yansıma verimliliği, iletim verimliliği ve dielektrik verimliliği yer alır [1]. Toplam verimlilik için matematiksel ifade,

$$e_0 = e_r e_c e_d \tag{2.5}$$

Eş. 2.5'te yer almaktadır. Burada e_0 toplam verimliliği gösterir iken e_r yansıma verimliliğini, e_c iletim verimliliğini ve e_d dielektrik verimliliğini göstermektedir. e_c ve e_d'yi hesaplamak çok zordur lakin deneysel olarak elde edilebilirler. e_c ve e_d'nin çarpımı ile edilen e_{cd} ifadesi kazanç ve yönlülüğü birbirleri ile ilişkilendiren anten ışıma verimliliğidir, matematiksel olarak Eş. 2.6 ile verilmektedir [1].

$$e_{cd} = e_c e_d \tag{2.6}$$

2.1.7. Anten ışıma verimliliği

e_c iletim kayıpları ve e_d dielektrik kayıpları aracılığı ile anten ışıma verimliliği hesaplanır. Bir antenin iletim kayıpları ile dielektrik kayıplarını hesaplamak çok zordur ve genellikle ölçülerek bulunurlar [1]. Işıma verimliliği, yönlülük ile birlikte anten kazancını hesaplamak için kullanılabilir. Işıma verimliliği,

$$e_{cd} = [\frac{R_r}{R_L+R_r}] \tag{2.7}$$

Eş. 2.7'de verilmektedir. Eşitlikteki R_L direnci anten kayıpları olan iletim ve dielektrik kayıplarını temsil eder iken R_r direnci ise antenin ışımasını temsil etmektedir [1].

2.1.8. Kazanç

Kazanç, bir antenin performansını tanımlayan en önemli parametrelerden birisidir. Anten kazancı yönlülük ile yakından ilişkilidir ve antenin verimliliğini de hesaba katar. Tanım olarak bir antenin kazancı, antenin maksimum ışıma şiddetine sahip olduğu doğrultuda yön bağımsız ışıma yapan izotropik antenin ışıma şiddetine göre oranıdır [28]. Kazanç hesaplamak için kullanılan formül Eş. 2.8'deki gibidir. $U(\theta,\varphi)$ ışıma şiddetini, P_{in} ise antene iletilen toplam gücü göstermektedir.

$$G = 4\pi \frac{U(\theta,\varphi)}{P_{in}} \tag{2.8}$$

Yön belirtilmediği durumlarda güç kazancı, antenin maksimum ışıma yönü olarak alınır [1, 27]. Ayrıca kazanç, Eş. 2.9'da gösterildiği gibi yönlülük ve ışıma verimliliği ile hesaplanabilmektedir.

$$G(\theta,\varphi) = e_{cd} D(\theta,\varphi) \tag{2.9}$$

2.1.9. Hüzme verimliliği

Hüzme verimliliği, anten kalitesini değerlendirmek için kullanılan bir başka anten parametresidir. Çok yüksek hüzme verimliliği, antenden ışıyan gücün çoğunluğunun ana kulakta bulunduğu, yan kulaklardaki güç miktarlarının çok düşük olduğunu belirtir [1]. Hüzme verimliliği ifadesi Eş. 2.10 ile verilmektedir.

$$BE = \frac{\int_0^{2\pi}\int_0^{\theta_1} U(\theta,\varphi)sin\theta d\theta d\varphi}{\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} U(\theta,\varphi)sin\theta d\theta d\varphi} \tag{2.10}$$

2.1.10. Bant genişliği

Bir antenin bant genişliği, anten giriş empedansı, hüzme genişliği, hüzme yönü, ışıma örüntüsü, kazanç, yan kulak seviyeleri, ışıma verimliliği, kutuplanma gibi anten parametrelerinin kabul edilebilir seviyelerde olduğu merkez frekansının her iki yanı arasındaki frekansların arası olarak kabul edilir [1]. Bir antenden performans gereksinimlerini bant genişliği sınırları içerisinde karşılaması beklenir. Günümüzde askeri ya da sivil fark etmeksizin birçok uygulama için kullanılacak antenlerin geniş bir bant genişliğine sahip olması istenmektedir.

Geniş bantlı antenler için bant genişliği, kabul edilebilir çalışma şartlarının olduğu üst frekansın alt frekansa olan oranı şeklinde ifade edilir. Örneğin, 10:1'lik bant genişliği çalışma frekans aralığının üst frekansın alt frekanstan 10 kat daha büyük olduğunu gösterir [1].

Dar bantlı antenler için bant genişliği, merkez frekansını referans alarak kabul edilebilir çalışma şartlarının olduğu üst frekans ile alt frekansın farkının yüzdesi olarak ifade edilir. Örneğin % 5'lik bir bant genişliği, kabul edilebilir bir çalışma aralığı için olan frekans farkının merkez frekansının % 5'i olduğunu gösterir [1].

2.1.11. Kutuplanma

Bir antenin verilen bir yönde kutuplanması aslında anten tarafından yayılan elektromanyetik dalganın kutuplanması olarak tanımlanır [1]. Doğrusal, dairesel ve eliptik olmak üzere üç

farklı kutuplanma tipi mevcuttur. Elektromanyetik dalgaların bileşeni olan elektrik alan vektörünün yayılım şekline göre kutuplanmanın tipi belirlenir. Bir zaman harmonik dalganın elektrik alan vektörü, zamanla daima aynı düz çizgi boyunca yönleniyor ise doğrusal kutuplanma, zamanın fonksiyonu olarak bir daire çiziyor ise dairesel kutuplanma, eliptik bir şekil izliyor ise eliptik kutuplanma olarak ifade edilir [27]. Doğrusal kutuplanma, kendi içinde elektrik alan vektörünün yatay veya dikey yayılma durumuna göre yatay veya dikey kutuplanma olmak üzere ikiye ayrılır. Dairesel ve eliptik kutuplanma için elektrik alan vektörünün dönüş yönüne ve elektromanyetik dalganın gidiş yönüne göre iki farklı kutuplanma türü mevcuttur. Elektrik alan vektörünün saat yönünde dönmesi sağ el kutuplanma olarak isimlendirilir iken saat yönünün tersine dönmesi ise sol el kutuplanma olarak isimlendirilir [28].

2.1.12. Giriş empedansı

Bir antenin giriş empedansı, o antenin terminallerinde gösterdiği empedansıdır ve terminallerdeki gerilimin akıma oranı veya bir noktadaki elektrik alanın manyetik alana oranı olarak tanımlanır [28]. Üretilen gücün bağlı olduğu iletim hattından antene en iyi şekilde iletilebilmesi ve en az şekilde antenden bağlı olduğu iletim hattına geri yansıması için anten giriş empedansı ile iletim hattı empedansının uyumlu olması gerekir. Şekil 2.3'te iletim modundaki bir antenin elektiksel gösterimi ile Thevenin ve Norton eşdeğer devreleri gösterilmiştir.

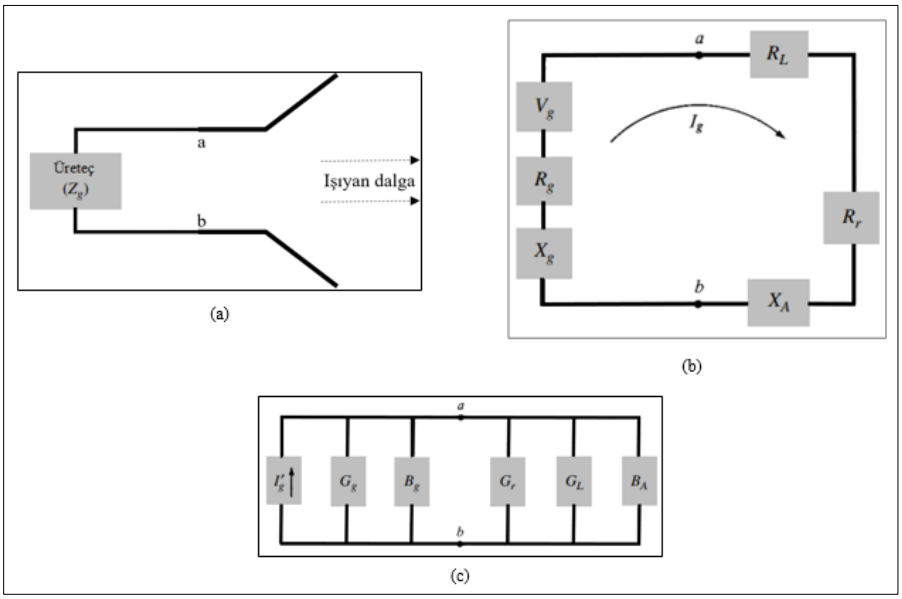
Herhangi bir yük bağlı değil iken anten terminallerindeki gerilimin akıma oranı, yani antenin empedansı, Eş. 2.11 ile verilmektedir [1].

$$Z_A = R_A + jX_A \tag{2.11}$$

Burada; Z_A, a-b terminalleri arasındaki anten empedansını, R_A, a-b terminalleri arasındaki anten direncini, X_A, a-b terminalleri arasındaki anten reaktansını göstermektedir. R_A direnci Eş. 2.12'de tanımlandığı biçimde; R_r, antenin ışıma direnci ve R_L, antenin kayıp direnci olmak üzere iki bileşen içerir [1].

$$R_A = R_r + R_L \tag{2.12}$$

R_r direnci antenin gerçekleştireceği ışımayı temsil etmektedir [1]. Bir antenin giriş empedansı genellikle frekansın bir fonksiyonudur. Bu sebeple anten bağlı olduğu iletim hattına ve diğer ekipmanlara yalnızca tanımlı bir bant genişliği içerisinde uyumludur [28].



Şekil 2.3. İletim modundaki anten a) elektriksel gösterimi b) Thevenin eşdeğer devresi c) Norton eşdeğer devresi [1]

2.2. Anten Çeşitleri

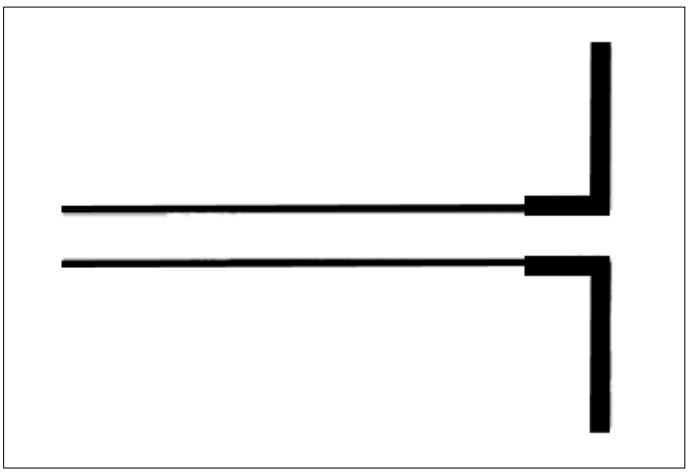
Fiziksel yapılarına, üretim kolaylıklarına, maliyetlerine, performans kriterlerine göre farklılaşan birden fazla anten çeşidi mevcuttur. Bir uygulama için yüksek kazançlı antenler gerekir iken diğer bir uygulama için yüksek yönlülüğüne sahip antenler gerekebilir ya da bir başka uygulama için düşük profilli antenlere ihtiyaç duyulur iken farklı bir uygulama için düşük maliyetli antenler lazım olabilir. İhtiyaçlara, eldeki kaynaklara ya da kısıtlara bakarak en uygun anten çeşidi seçilmelidir. Gündelik hayatta, bilimsel alanda ve askeri alanda sıklıkla kullanılan anten çeşitleri bu başlık altında aktarılmıştır.

2.2.1. Tel antenler

Doğrusal veya kavisli tel antenler, en basit, en ucuz, en eski ve en yaygın kullanıma sahip antenlerdir. Karmaşık bir yapıları olmadığından matematiksel olarak modellenmeleri ve analiz edilmeleri kolaydır. Tel antenler, ciddi bir boyut değişimi ile düşük frekanslardan

yüksek frekanslara kadar birçok uygulamada düşük maliyetlerinden dolayı uzun süredir kullanılmaktadırlar [1, 28, 30].

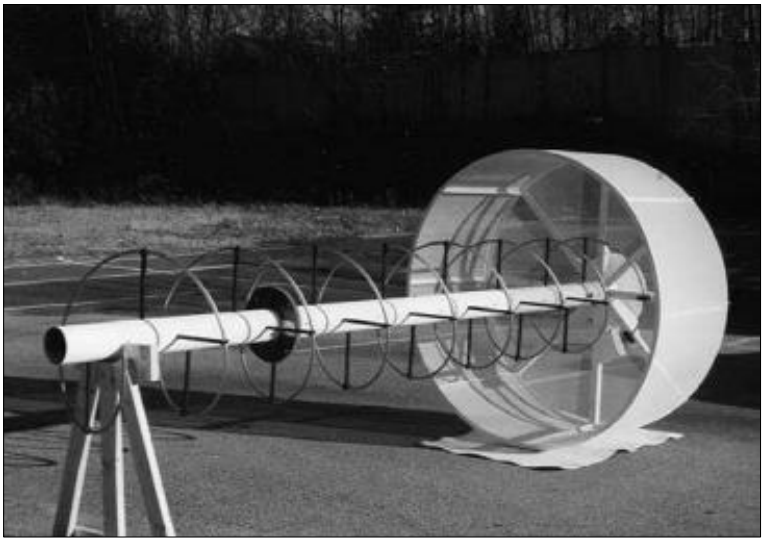
Kendi içinde kısa dipol antenler, dipol antenler, yarım dalga dipoller, geniş bant dipoller, monopol antenler, katlanmış dipol antenler, halka antenler ve yonca yaprağı antenler olmak üzere sekizee ayrılırlar [30]. Şekil 2.4'te temsili bir dipol anten verilmiştir.



Şekil 2.4. Dipol anten [1]

2.2.2. Yürüyen dalga antenler

Yürüyen dalga antenleri yayınım yapan iletim hatları olarak tanımlanabilir. Biçimsiz geometriye sahip bir anten türü olduğundan matematiksel olarak modellenmeleri pek pratik değildir. Yüksek kazanç sağlamalarına karşın genelde düşük bant genişliğine sahiptirler. Yüzey dalga antenleri ve sızan dalga antenleri olmak üzere iki çeşidi vardır. Sarmal antenler, Yagi-Uda antenler, logaritmik-periyodik antenler ve spiral antenler yürüyen dalga antenleri olarak değerlendirilebilirler [1, 28, 30]. Şekil 2.5'te üretimi gerçekleştirilmiş bir sarmal anten gösterilmektedir.



Şekil 2.5. Sarmal anten [1]

2.2.3. Yansıtıcı antenler

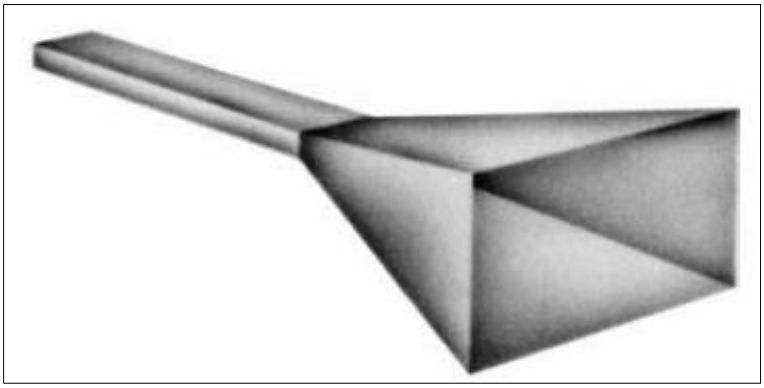
Yansıtıcı antenler, radyo astronomide, mikrodalga iletişimde ve uydu izlemede sıklıkla kullanılmaktadırlar. Enerjiyi istenen yöne yönlendirmek için kullanılırlar, dolayısı ile yüksek bir yönlülüğe sahiptirler. Yüksek yönlülüğe sahip olmalarının yanında dar hüzme genişlikleri vardır. Yüksek yönlülüğe ek olarak çok yüksek kazançlara sahip tasarımlar yapmak mümkündür [1, 28, 30]. Yüksek kazanç, yüksek yönlülük ve dar hüzme genişliği gibi özellikleri sayesinde radar sistemlerinde sıklıkla tercih edilirler [31]. Anten kazancını en yüksek düzeye çıkarmak amacı ile yansıtıcı yüzeyler için çok sayıda geometrik konfigürasyon denemesi mevcuttur. Fakat en popüler geometrik şekillerden bazıları köşe, parabolik ve düzlem biçimindedir. Şekil 2.6'da fiziki olarak gerçekleştirilmiş bir yansıtıcı anten verilmiştir.



Şekil 2.6. Yansıtıcı anten [1]

2.2.4. Açıklık antenler

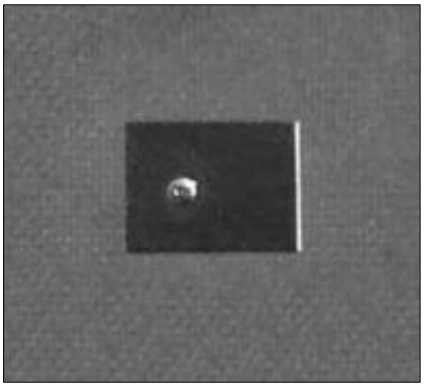
Açıklık antenler en çok mikrodalga frekanslarında yaygındır. Uzay aracı veya uçakların yüzeyine düzgün bir biçimde monte edilebildiklerinden, aerodinamik profili bozmazlar. Bu sebeple havacılık ve uzay uygulamaları için oldukça pratiktirler. Açıklıkları çevresel koşullardan korumak için dielektrik malzeme ile kaplanabilirler [1, 28, 30]. Yarık antenler, boynuz antenler, vivaldi antenler, yarıklı dalga kılavuzu antenler ve boşluk destekli yarık antenler başlıca açıklık anten türüne örnektir. Şekil 2.7'de temsili bir boynuz anten gösterilmektedir.



Şekil 2.7. Piramitsi boynuz anten [1]

2.2.5. Mikroşerit antenler

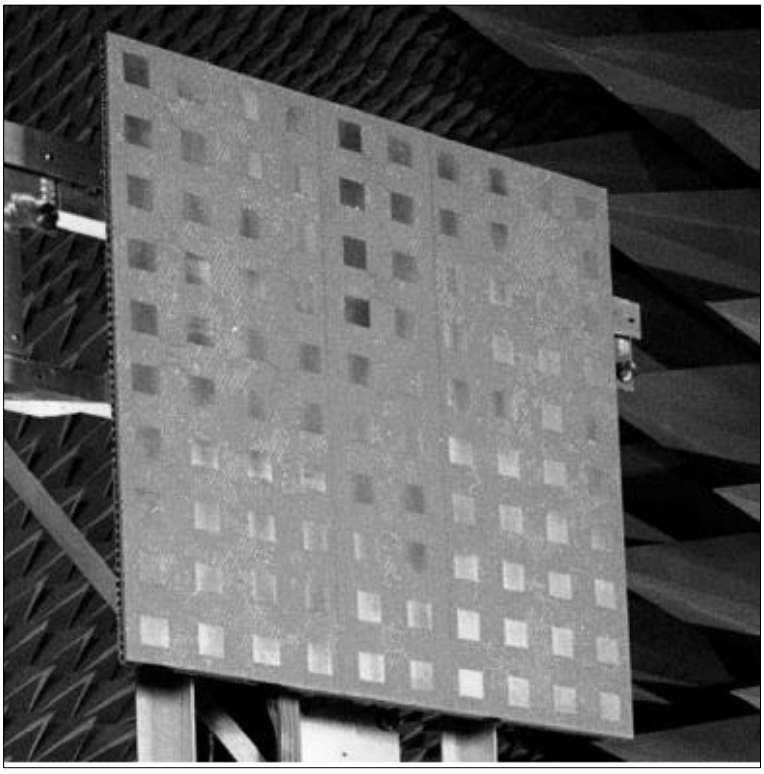
Düzlemsel ve düzlemsel olmayan yüzeylere uygun olarak üretilebilen, modern baskı devre teknolojisi aracılığı ile üretimi oldukça basit ve ucuz olan mikroşerit antenler aerodinamik kısıtları olan uçak, uydu ve füze uygulamaları için oldukça yaygın bir şekilde kullanılmaktadırlar. Küçük boyutlarda, maliyet etkin, oldukça hafif ve kullanılacağı sistemin performans ihtiyaçlarını karşılayacak niteliklerde üretilebilirler. Avantajlarının yanında en önemli dezavantajı, düşük verimlilik ve düşük güç değerlerine sahip olması gösterilebilir [1, 28, 30]. En yaygın mikroşerit anten türü olarak tasarımı, analizi ve üretimi en kolay olan dikdörtgen mikroşerit yama antenler rahatlıkla gösterilebilir. Diğer bir yaygın mikroşerit anten türü ise dizüstü bilgisayarlar, cep telefonları ve tabletlerde sıklıkla kullanılan PIFA'dır [30]. Tekli ya da çoklu bant uygulamaları için ve doğrusal ya da dairesel polarizasyonda mikroşerit anten tasarımı yapmak mümkündür. Şekil 2.8'de üretimi gerçekleştirilmiş bir dikdörtgen mikroşerit yama anten gösterilmektedir.



Şekil 2.8. Dikdörtgen mikroşerit yama anten [1]

2.2.6. Dizi antenler

Birçok uygulama için tekil ışıma elemanının ışıma performansı yeterli olmayabilir. Fakat uygulama için istenen ışıma performansı, belirli bir elektriksel ve geometrik düzende genelde aynı türden olan tekil ışıma elemanlarının bir araya getirilmesi ile oluşturulan dizi yapısı sayesinde karşılanabilmektedir [2, 28, 30]. Işıma elemanlarının dizilimine göre ışıma örüntüsü belli bir yöne yönlendirilebilmekte ya da link bütçesini kapatabilmek adına tekil ışıma elemanının yeterli olmayan anten kazancı dizi yapısı sayesinde artırılabilir. Ayrıca dizi anten yapısı ile hüzme genişliği, ışıma örüntüsündeki sıfırların yerleri ve yan kulakçıkların sinyal seviyeleri düzenlenebilirler [1, 32]. Şekil 2.9'da yankısız odada test edilen üretilmiş bir dizi anten verilmiştir.

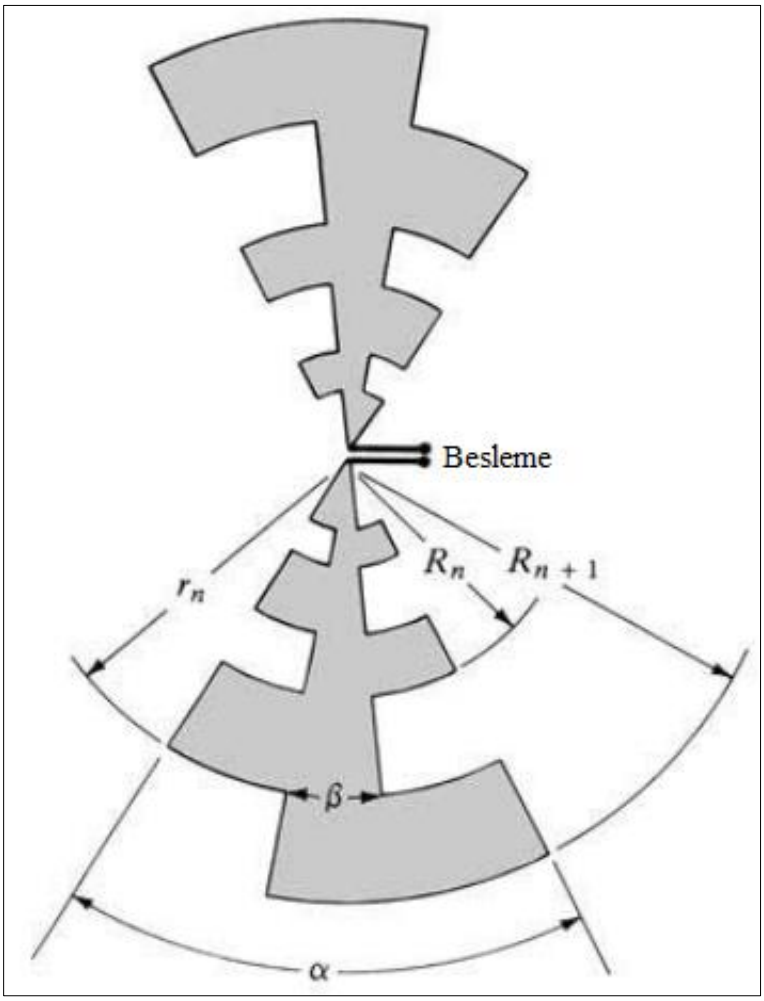


Şekil 2.9. Dizi anten [1]

2.2.7. Log-periyodik antenler

Log-periyodik antenler, geniş frekans bandında çalışmak üzere tasarlanan çok elemanlı ve yönlü antenlerdir. Geniş bantlar içerisinde hemen hemen frekanstan bağımsız ışınım özellikleri gösterirler. VHF ve UHF (Ultra High Frequency) bantlarında kullanılan log-

periyodik antenler dar hüzmeli ve geniş bantlı antenlerdir [33]. Log-periyodik antenler, log-periyodik dipol diziler ve papyon antenler log-periyodik anten çeşidi örnekleridir [30]. Şekil 2.10'da temsili bir log-periyodik anten gösterilmiştir.



Şekil 2.10. Log-periyodik anten [1]

2.2.8. Lens antenler

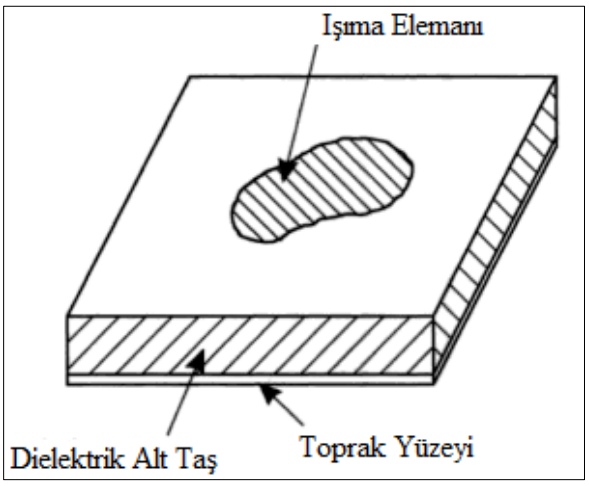
Lens antenler uzak alan enerjisinin istenmeyen yönlere yayılımını engellemek için kullanılırlar. Işık için optik bir merceğin çalışma mantığına benzer olarak bir lens anteni, mikrodalga sinyallerine kırılma prensibi uygulayarak odaklamak için kullanılır. Yüksek hızlı iletişim gereken uygulamalarda tercih edilirler. Uygun geometrik biçimlendirme ve uygun lens malzemesinin seçilmesi ile lens antenler uzak alan enerjisinin düzlemsel dalgalara dönüştürülmesini sağlarlar. İdeal bir lens anten tüm gücün istenilen yöne iletilmesini sağlamak için kullanıldığından yüksek bir yönlülüğe sahiptir. Lens antenler yansıtıcı

antenlerin bir türü olan parabolik antenlere benzerlik gösterirler. Ancak lens antenler, üretiminin ve montajlanmasının zorluğu ve parabolik antenlere göre nispeten daha ağır ve daha büyük hacimlere ihtiyaç duymasından dolayı parabolik antenlerden daha az tercih edilirler [1].

3. MİKROŞERİT YAMA ANTENLER VE TELEMETRİ SİSTEMLERİNDEKİ YERLERİ

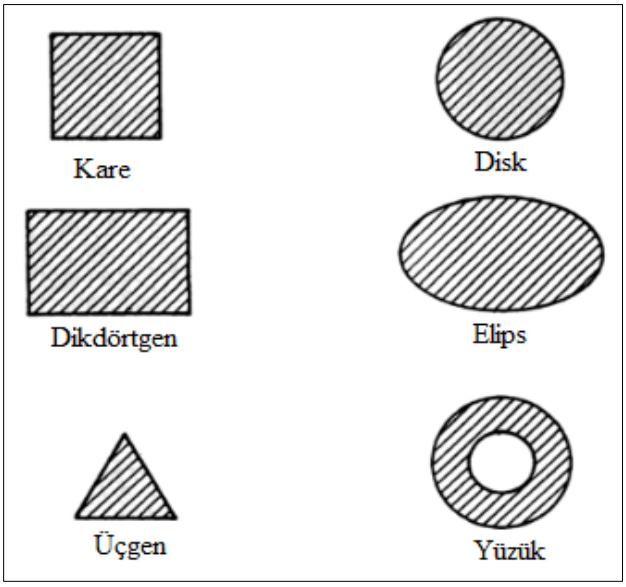
Mikroşerit yama antenler 1950'li yıllarda keşfedilmiş olsalar da özellikle 1970'li yılların başlarında popülerlik kazanmışlardır [7]. Üretim kolaylığı, düşük üretim maliyetleri, küçük boyutları, hafiflikleri, rahat benzetim ve analiz imkânları ve frekans spektrumunun geniş bir kısmı için tasarlanabilmeleri gibi birçok avantajları sayesinde mikroşerit yama antenler yaygın olarak kullanılmaktadırlar [1]. Mikroşerit yama antenler, her türlü yüzeye entegre edilebilecek şekilde üretilmeleri küçük boyutları, düşük profilli yapıları ve hafiflikleri sayesinde füze, roket, jet ve uydu gibi aerodinamik açıdan limitli araçların haberleşme sistemleri için hayati öneme sahiptirler [14, 34, 35].

Mikroşerit yama antenler Şekil 3.1'de gösterildiği gibi temel olarak toprak yüzeyi, dielektrik alt taş ve ışıma elemanı olmak üzere üç katmandan oluşmaktadır [1].



Şekil 3.1. Temel mikroşerit yama anten yapısı [36]

Işıma elemanı tasarımı için çeşitli geometrik şekillerde yapılabilir olsa da en yaygın kullanılan şekiller; kare, dikdörtgen, elips, üçgen, disk ve yüzük şekilleridir [36]. Şekil 3.2'de ışıma elemanı tasarımında yaygın kullanılan geometrik şekiller verilmiştir.



Şekil 3.2. Yaygın olarak kullanılan mikroşerit ışıma elemanı şekilleri [36]

Mikroşerit yama antenler, çeşitli besleme yöntemleri uyarılabilmekte, çift frekans uygulamaları için kullanılabilmekte, bütünleşik mikrodalga devrelerine kolayca entegre olabilmekte ve doğrusal ve dairesel kutuplanma özelliğine sahip olabilmektedirler. Mikroşerit yama antenlerin dezavantajları ise; düşük kazanca ve verimliliğe sahip olmaları, uyarılan yüzey dalgaları sebebi ile kayıpların fazla olması ve % 1 ila % 5 civarında dar bant genişliğine sahip olmaları olarak gösterilebilir [36].

3.1. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Anten Tasarımı

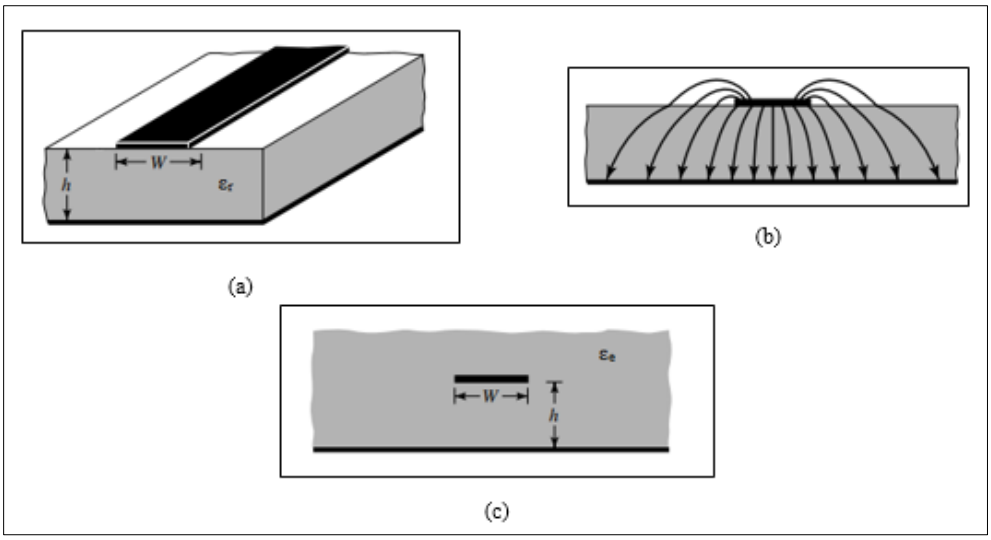
Bu tez çalışmasında, tasarımı, analizi ve üretimi diğer geometrik şekillere göre nispeten daha basit olması sebebi ile dikdörtgen mikroşerit yama ışıma elemanlı anten kullanılmıştır.

Tipik bir dikdörtgen mikroşerit yama anten yapısında ışıma elemanının boyutlarını basitleştirilmiş formülasyon ile belirlemek için, çalışma frekansı f_r, kullanımı kararlaştırılan alt taşın dielektrik sabiti ε_r ve alt taş yüksekliği h değerlerinin bilinmesi gerekir. Böylelikle ışıma elemanı yamanın genişliği W_p ve uzunluğu L_p hesaplanabilir. Tasarım prosedürüne, istenen merkez çalışma frekansında ışıma yapabilecek ışıma elemanı tasarımı için Eş. 3.1'deki eşitlik ile yama genişliği hesaplanarak başlanmıştır [1, 27].

$$W_p = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}} = \frac{v_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}} \tag{3.1}$$

Burada; serbest uzayın ışık hızı υ_0, serbest uzayın dielektrik sabiti ε_0, serbest uzayın manyetik geçirgenliği μ_0'dır. υ_0=3x10^8 m/sn, μ_0= 4πx10^{-7} H/m, ε_0= 8,85x10^{-12} F/m'dir [37].

Mikroşerit yama ışıma elemanının genişliğinin hesaplanmasından sonra mikroşerit yama antenin etkin dielektrik sabiti ε_e belirlenir. Etkin dielektrik sabiti ε_e, elektrik alan dalgalarının yayılım gösterdiği mikroşerit hattın hava ve dielektrik bölgelerindeki homojen ortamın dielektrik sabiti olarak tanımlanır ve Eş. 3.2 ile hesaplanır [1, 37]. Şekil 3.3 ile mikroşerit hattın mimarisi, mikroşerit hattan yayılan elektrik alan ve hesaplanan etkin dielektrik sabitinin geometrisi verilmektedir.

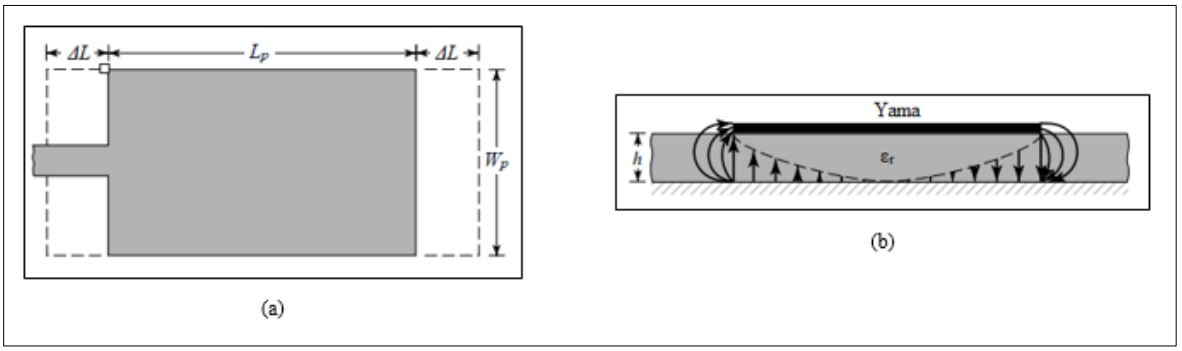


Şekil 3.3. Mikroşerit hat a) mimarisi b) alan dalgaları c) etkin dielektrik sabiti mimarisi [1]

$$\text{Eğer } \frac{W}{h} > 1 \text{ ise } \varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2}\frac{1}{\sqrt{1+12\frac{h}{W}}} \tag{3.2}$$

Saçaklanma etkisinden dolayı mikroşerit antenin ışıma elemanı olan yama, elektriksel olarak fiziksel boyutlarından daha büyük davranmaktadır. Yamadan yayılan elektrik alan vektörleri, saçaklanma sebebi ile yamanın fiziki uzunluğu L_p'nin uzağında bir yayılım sergilerler. Elektrik alan vektörlerinin yamaya göre daha uzaktan bir yayılım sergilemeleri L_e ile gösterilen yamanın etkin uzunluk tanımını ortaya çıkarır. Etkin uzunluk L_e'yi bulabilmek için elektrik alan vektörlerinin yama uzunluğu L_p'ye göre ne kadarlık bir ΔL mesafesinden yayılım gösterdiğini hesaplamak gerekir [1, 27].

Dikdörtgen mikroşerit yama anten tasarım sürecinde etkin dielektrik sabiti ε_e'nin belirlenmesinden sonraki aşama, saçaklanma sebebi ile doğru modellemeyi yapabilmek adına Şekil 3.4'te gösterilen ΔL mesafesinin hesaplanmasıdır [1].



Şekil 3.4. Yamanın fiziki ve efektif uzunluğu a) üstten görünüş b) yandan görünüş [1]

Eş. 3.3 ile pratik bir şekilde ΔL mesafesi hesaplanabilmektedir.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_e + 0.3)(\frac{W_p}{h} + 0.264)}{(\varepsilon_e - 0.258)(\frac{W_p}{h} + 0.8)} \tag{3.3}$$

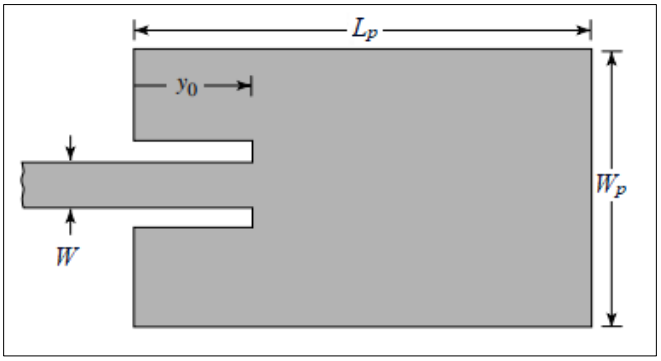
Dikdörtgen mikroşerit yama anten tasarımının bir sonraki adımı yamanın gerçek uzunluğunun hesaplanmasıdır. Dikdörtgen mikroşerit yama antenin fiziki uzunluğu Eş. 3.4'te verilen denklem ile hesaplanmaktadır [1, 27].

$$L_p = \frac{1}{2f_r\sqrt{\varepsilon_e}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} - 2\Delta L \tag{3.4}$$

İhtiyaç duyulması halinde etkin uzunluk L_e ise Eş. 3.5 ile hesaplanabilmektedir [1, 27].

$$L_e = L_p + 2\Delta L \tag{3.5}$$

Işıma elemanının besleme noktasına göre rezonans empedansı değişir. İletim hattı ile empedans uyumlama işlemi için yamanın rezonans empedansının belirlenmesi anten performansı için oldukça önemlidir.



Şekil 3.5. Dikdörtgen mikroşerit yama besleme noktasına göre empedans değişimi [1]

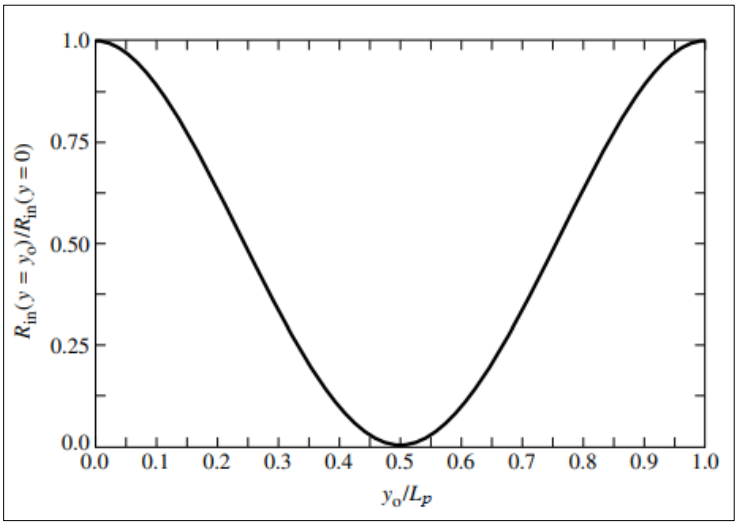
Şekil 3.5'te gösterilen yamanın besleme noktasındaki karakteristik empedansını bulabilmek için Eş. 3.6'da verilen denklem kullanılır [1, 27].

$$Z_{in}(y = y_0) = Z_{in}(y = 0)cos^2(\frac{\pi}{L_p}y_0) \tag{3.6}$$

Yamanın y_0 = 0 olduğu giriş köşe noktasındaki karakteristik empedansı yaklaşık olarak hesaplayabilmek için ise Eş. 3.7 kullanılır [1, 27].

$$Z_{in} = 90\frac{(\varepsilon_r)^2}{\varepsilon_r - 1}(\frac{L_p}{W_p})^2 \tag{3.7}$$

Şekil 3.6'da normalize edilmiş yama direncinin, yamayı besleme noktasının yama uzunluğu oranına göre değişimi gösterilmiştir.



Şekil 3.6. Normalize edilmiş yama direnci değişim grafiği [1]

Mikroşerit antenin ışıma elemanının fiziksel boyutları belirlendikten sonra anten tasarımının teorik kısmından geriye sadece dielektrik alt taşın ve toprak yüzeyinin fiziksel boyutlarının belirlenmesi kalmaktadır. Dielektrik alt taşın ve toprak yüzeyinin genişliği ve uzunluğu ışıma elemanının genişliği ve uzunluğuna göre hesaplanır.

Dielektrik alt taşın ve toprak yüzeyinin genişlikleri,

$$W_g = 6h + W_p \tag{3.8}$$

Eş. 3.8'deki denklem ile hesaplanır iken uzunlukları ise

$$L_g = 6h + L_p \tag{3.9}$$

Eş. 3.9'daki denklem ile hesaplanır [38].

Mikroşerit yama anten tasarımı için teorik hesaplamaların tümü yapıldıktan sonra çeşitli benzetim programları kullanılarak anten parametreleri elde edilir. İstenen anten parametrelerinin elde edilemediği durumda hesaplanan değerlere bağlı kalarak benzetim programları üzerinden optimizasyon çalışmaları, anten parametrelerinin beklenen değerleri elde edilene kadar gerçekleştirilir.

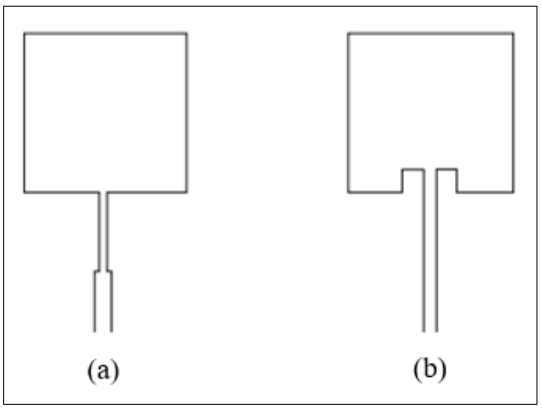
3.2. Mikroşerit Yama Anten Besleme Yöntemleri

Mikroşerit yama antenleri beslemek için birçok yöntem var olmasına rağmen günümüzde yaygın olarak kullanılan dört tane yapı mevcuttur. Bu yapılar, temas gerektiren besleme yöntemi olarak isimlendirilen mikroşerit hat ve koaksiyel prob ile temas gerektirmeyen besleme yöntemi olarak isimlendirilen açıklık bağlaşımı ve yakınlık bağlaşımıdır [1].

3.2.1. Mikroşerit hat ile besleme

En temel besleme yöntemi olan mikroşerit hat ile besleme, ışıma elemanına oranla daha ince bir iletken şerit aracılığı ile ışıma elemanının uyarılmasına dayanır. Mikroşerit hat ile beslemenin üretimi rahattır. Şekil 3.7'de verilen çeyrek dalga dönüştürücü metodu veya

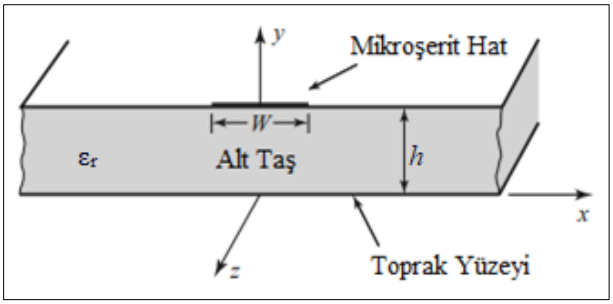
ışıma elemanı içine doğru girinti metodu ile empedans uyumlaması basit ve modellemesi epey kolaydır.



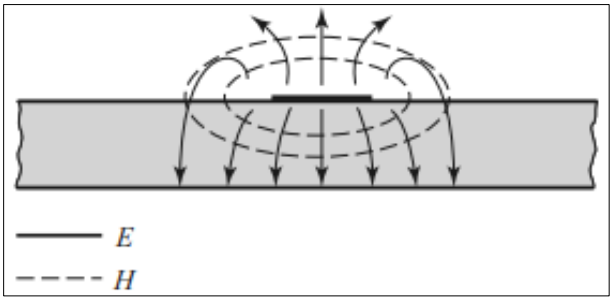
Şekil 3.7. Empedans uyumlama a) çeyrek dalga dönüştürücü b) ışıma elemanına girinti [28]

Fakat alt taş malzemenin kalınlığının artırılması sonucunda yüzey dalgaları ve besleme parazit ışımalarının artışı bant genişliğini % 2 ila % 5 arasına sınırlamaktadır [1].

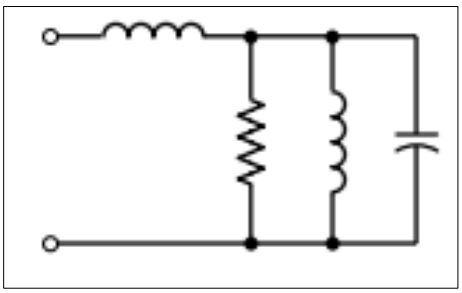
Şekil 3.8'de bir mikroşerit hattın en basit konfigürasyonu, Şekil 3.9'da bu mikroşerit hattan yayılan elektrik ve manyetik alanlar ve Şekil 3.10'da ise mikroşerit hattın eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 3.8. Mikroşerit hattın temel konfigürasyonu [37]



Şekil 3.9. Mikroşerit hat tarafından oluşturulan elektrik ve manyetik alanlar [37]



Şekil 3.10. Mikroşerit hat eşdeğer devresi [1]

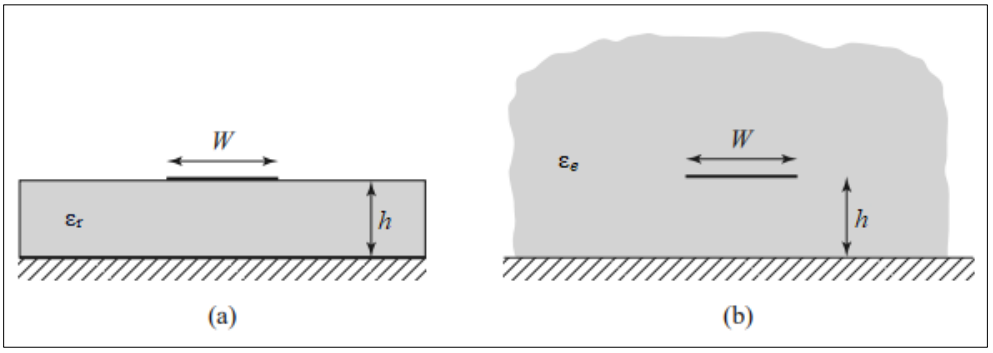
Işıma elemanı içine doğru girinti veya çeyrek dalga dönüştürücü metodu ile birlikte, mikroşerit hattın genişliği ile ışıma elemanına maksimum güç aktarımının yapılması ve ışıma elemanından mikroşerit hatta geri yansımanın minimize edilmesi kontrol edilir iken mikroşerit hattın uzunluğu diğer parametrelerden bağımsızdır, herhangi bir etkisi bulunmamaktadır [39]. Aşağıda verilen denklemlerin yardımı ile özellikleri verilen bir mikroşerit hattın karakteristik empedansı veya karakteristik empedansı verilen bir mikroşerit hattın özellikleri hesaplanabilir. Bir mikroşerit hattın genişliği, günümüzde standart olarak kullanılan mikroşerit hat karakteristik empedansları 50 Ω veya 75 Ω değerlerini sağlayacak şekilde ayarlanır.

Bir elektromanyetik dalganın faz hızı υ_p, Eş. 3.10 ile ve yayılım sabiti β, Eş. 3.11 ile hesaplanır [37].

$$\upsilon_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}} \tag{3.10}$$

$$\beta = k_0\sqrt{\varepsilon_e} \tag{3.11}$$

Elektromanyetik alan çizgilerinin bir kısmı dielektrik bölgede ve bir kısmı ise boşluk olduğundan eşdeğer mikroşerit hat geometrisi, gerçek mikroşerit hat geometrisi yerine kullanılır. Gerçek mikroşerit hat geometrisinde kullanılan dielektrik sabiti ε_r yerine eşdeğer mikroşerit hat geometrisinde etkin dielektrik sabiti ε_e kullanılır [37]. Şekil 3.11'de gerçek mikroşerit hat geometrisi ile eşdeğer mikroşerit hat geometrisi gösterilmiştir.



Şekil 3.11. Mikroşerit hat mimarisi a) gerçek geometrisi b) eşdeğer geometrisi [37]

Mikroşerit hattın etkin dielektrik katsayısı ε_e, Eş. 3.2 ile hesaplanır. ε_e için hesaplanan değer,

$$1 < \varepsilon_e < \varepsilon_r \tag{3.12}$$

Eş. 3.12 ile verilen eşitsizliğe uymalıdır [37].

Alt taş yükseliği h ve hat genişliği W belli olan bir mikroşerit hattın Z_0 karakteristik empedansı,

$$\text{Eğer } \frac{W}{h} \leq 1 \text{ ise } Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) \tag{3.13}$$

$$\text{Eğer } \frac{W}{h} > 1 \text{ ise } Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}\left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)\right]} \tag{3.14}$$

Eş. 3.13 veya Eş. 3.14 eşitlikleri ile hesaplanır [37].

Z_0 karakteristik empedansı ve ε_r dielektrik katsayısı belli olan bir mikroşerit hattın genişliğinin toprak yüzeyinden yüksekliğine oranı,

Eğer $\frac{W}{h} < 2$ ise $\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A}-2}$ (3.15)

Eğer $\frac{W}{h} > 2$ ise $\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi}[B - 1 - ln(2B-1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\{ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}\}]$ (3.16)

Eş. 3.15 veya Eş. 3.16 ile hesaplanır [37].

Burada *A* ve *B* değerleri sırası ile,

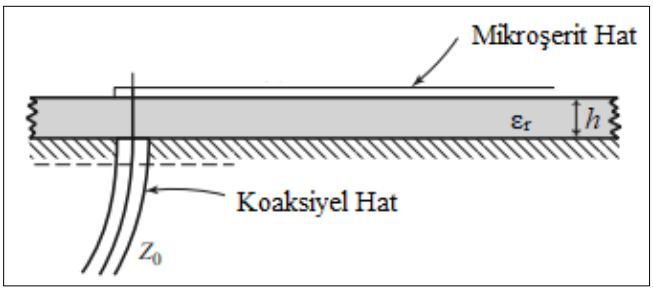
$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r+1}{2}} + \frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}) \quad (3.17)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.18)$$

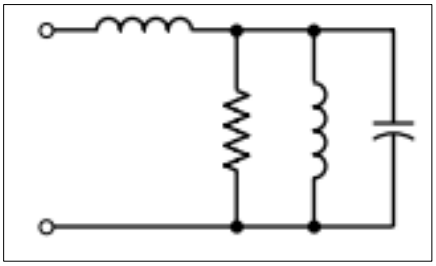
Eş. 3.17 ve Eş. 3.18 eşitlikleri ile hesaplanırlar [37].

3.2.2. Koaksiyel prob ile besleme

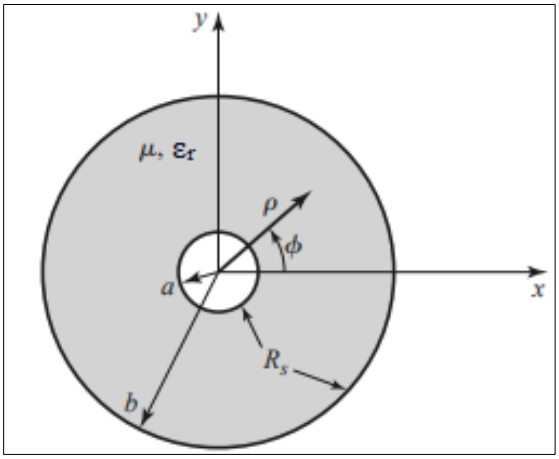
Koaksiyel prob ile besleme, mikroşerit hat ile besleme gibi günümüzde oldukça yaygın kullanılan bir yöntemdir. Koaksiyel probun iç iletkeni genelde canlı uç olarak isimlendirilir ve ışıma elemanına bağlanır iken dış iletkeni toprak yüzeyine bağlanır. Koaksiyel prob ile beslemenin üretiminin ve uyumlamasının basit olmasına ek olarak parazit ışıması da düşüktür. Ancak, koaksiyel prob besleme dar bir bant genişliğine sahiptir ve kalın alt taş katmanları ($h > 0.02\lambda_0$) için modellemesi zordur [1]. Koaksiyel hat ile taşınan enerjinin mikroşerit hatta aktarılması Şekil 3.12 ile gösterilmekte iken koaksiyel prob eşdeğer devresi Şekil 3.13 ile ve koaksiyel hat kesiti Şekil 3.14 ile gösterilmektedir.



Şekil 3.12. Koaksiyel hat ile mikroşerit hat bağlantı modeli [37]



Şekil 3.13. Koaksiyel prob eşdeğer devresi [1]



Şekil 3.14. Koaksiyel hat kesiti [37]

Koaksiyel hattın maksimum güç transferini sağlaması ve geri yansımayı minimize etmesi için karakteristik empedansının bağlı olacağı diğer sistemler ile uyumlu olması gerekir. Bir koaksiyel hattın endüktans, kapasitans, rezistans ve daha önemlisi karakteristik empedansı aşağıdaki denklemler yardımı ile hesaplanır. Bir koaksiyel hattın endüktansı Eş. 3.19 ile hesaplanır iken kapasitansı Eş. 3.20 ile hesaplanmaktadır [37].

$$L = \frac{\mu}{2\pi} ln \frac{b}{a} \tag{3.19}$$

$$C = \frac{2\pi\varepsilon'}{ln\frac{b}{a}} \tag{3.20}$$

Eş. 3.20'de görülen ε' ifadesi Eş. 3.21 ile verilen ε geçirgenlik sabitinin gerçel kısmıdır [37].

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \tag{3.21}$$

Bir koaksiyel hattın direnci Eş. 3.22'deki eşitlik ile verilir.

$$R = \frac{R_s}{2\pi}\left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b}\right) \tag{3.22}$$

Burada R_s, iletkenin yüzey direncidir. Koaksiyel hattın karakteristik empedansı ise Eş. 3.23a ve Eş. 3.23b ile hesaplanmaktadır [37].

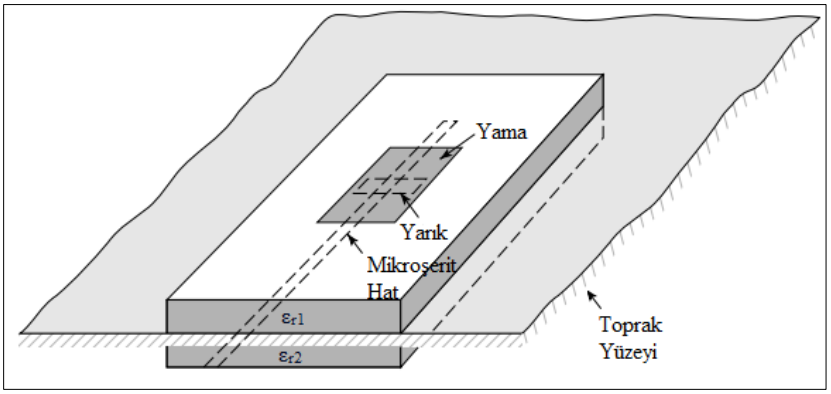
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}ln\left(\frac{b}{a}\right) \tag{3.23a}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}ln\left(\frac{b}{a}\right) = 60\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}ln\left(\frac{b}{a}\right) \tag{3.23b}$$

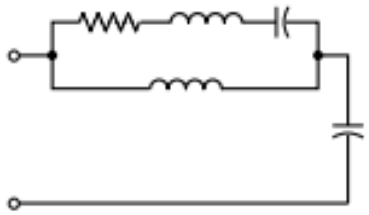
3.2.3. Açıklık bağlaşımlı besleme

Açıklık bağlaşımlı besleme, alışık olunan geleneksel besleme yöntemlerinden farklıdır ve besleme ağı ile ışıma yapacak yama arasında temas bulunmaz [40]. Modellemesi biraz daha kolay ve parazitik ışıması kabul edilebilir seviyelerde olsa da açıklık bağlaşımlı beslemenin üretimi oldukça zordur ve bant genişliği de düşüktür [1].

Açıklık bağlaşımlı besleme mimarisi, toprak yüzeyi ile ayrılmış iki farklı alt taştan oluşur. Alttaki alt taşın dielektrik katsayısı, üstte bulunan alt taşın dielektrik katsayısına göre genelde büyüktür. Alt katmanda bulunan alt taşın altında mikroşerit besleme hattı yer alır. İki alt taşı ayıran toprak yüzeyinde bulunan bir açıklık aracılığı ile ışıma elemanına mikroşerit besleme hattından enerji aktarımı gerçekleştirilir [41, 42]. Alt taşlar arasında bulunan toprak yüzeyi, parazitik ışımanın ışıma örüntüsüne etkisini minimize ederken kutuplanma saflığını artırır [1]. Şekil 3.15'te açıklık bağlaşımlı besleme mimarisi gösterilmiş iken Şekil 3.16'da ise bu besleme yönteminin eşdeğer devresi gösterilmektedir.



Şekil 3.15. Açıklık bağlaşımlı besleme [1]

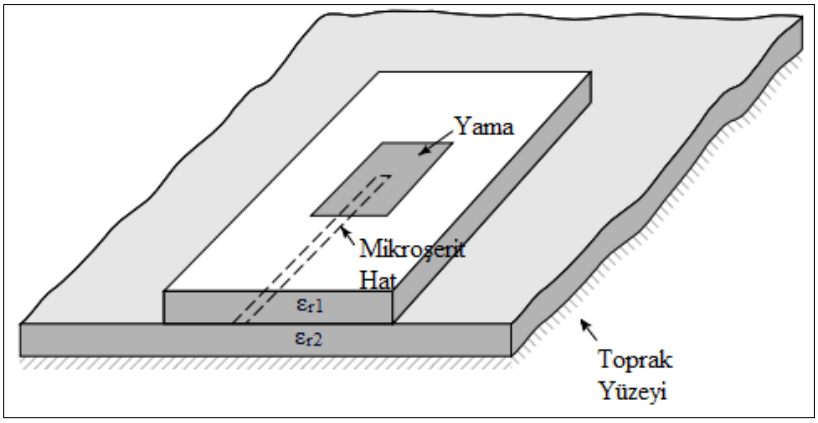


Şekil 3.16. Açıklık bağlaşımlı besleme eşdeğer devresi [1]

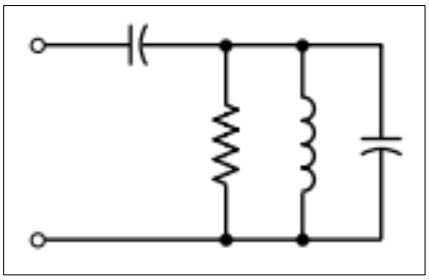
Açılık bağlaşımlı besleme yöntemi ile kurgulanan bir anten mimarisinin optimizasyonu, kullanılacak alt taşların dielektrik katsayıları, besleme hattı genişliği, açıklık boyutu ve konumu gibi değerler ile sağlanabilir [43]. Ek olarak empedans uyumlama işlemi, besleme hattı genişliğinde ve açıklık boyutunda değişimler yapılarak gerçekleştirilir [41].

3.2.4. Yakınlık bağlaşımlı besleme

Besleme ağı ile ışıma elemanı arasında temas mevcut olmayan bir başka besleme metodu ise yakınlık bağlaşımlı beslemedir. Açıklık besleme yöntemine benzer bir şekilde yakınlık besleme yönteminde de iki farklı alt taş kullanılır ve anten mimarisinin en üst katmanında ışıma elemanı yer alır. Ancak yakınlık bağlaşımlı besleme yönteminde besleme hattı iki alt taşın arasında iken toprak yüzeyi en alt katmandadır [1]. Şekil 3.17'de yakınlık bağlaşımlı besleme mimarisi verilmiş iken Şekil 3.18'de bu besleme yönteminin eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 3.17. Yakınlık bağlaşımlı besleme [1]



Şekil 3.18. Yakınlık bağlaşımlı besleme eşdeğer devresi [1]

Mikroşerit besleme hattının genişliği ve uzunluğu empedans uyumlama işleminin gerçekleştirilmesinde kullanılır, ayrıca antenin rezonans frekans değerine de doğrudan etki eder [44]. Yüksek bant genişliği sağlaması gibi önemli bir özelliğe sahip olan yakınlık bağlaşımlı besleme yönteminin üretimi pek kolay olmadığı gibi maliyeti de oldukça yüksektir. Fazladan bir alt taş daha kullanılıyor olması ise anten yapısının yüksekliğini artırır. Ku ve C frekans spektrumlarında benzer verimlilik göstererek çalışabilen yakınlık bağlaşımlı beslemeye sahip antenler uydu haberleşmesi için önemli bir yere sahiptirler [45, 46]. Ayrıca yüksek bant genişliği sağlamasından dolayı geniş bantlı internet sistemler için tercih edilebilir bir aday olmaktadırlar [47].

3.3. Mikroşerit Yama Dizi Antenler

Tek bir ışıma elemanına sahip mikroşerit antenin ışıma örüntüsü geniş fakat yönlülüğü ve dolayısı ile kazancı düşüktür. Bir mikroşerit antenin kazancı 8 dBi civarlarındadır [1]. Günümüzde birçok uygulama için antenlerin uzun mesafelerde çalışabilmesi istenmektedir. Bir antenin uzun mesafelerde çalışabilmesi için yüksek bir yönlülüğe sahip olması ile birlikte

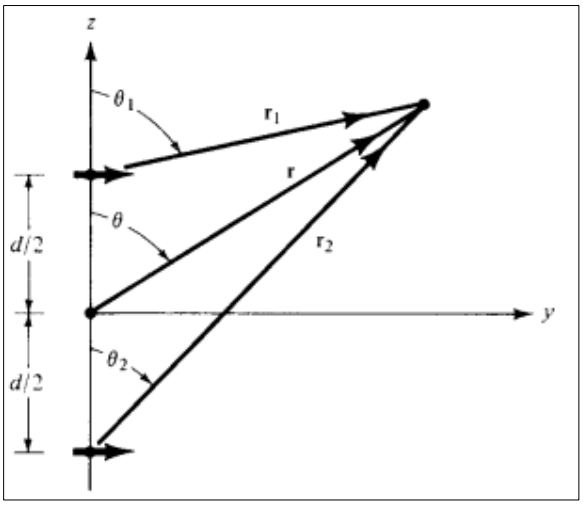
yüksek kazanca sahip olması gerekir. Uzun mesafede haberleşme isterini karşılayabilmek ve mikroşerit yama antenlerin sağladığı avantajlardan faydalanmaya devam etmek adına mikroşerit yama dizi antenler tasarlanır [1]. Mikroşerit yama dizi antenler, birçok ışıma elemanının bir düzlem üzerinde belirli bir örüntüye göre dizilmesi ile oluşturulur. Tek bir ışıma elemanının karşılayamadığı yönlülük, kazanç gibi performans parametreleri dizi anten yapısı sayesinde karşılanabilir.

Bir dizinin ışıdığı toplam alan, ışıma elemanlarının ışıdığı alanların vektörel toplamları ile belirlenir. İyi derecede yönlülüğe sahip bir dizi için, dizi elemanlarının ışıdığı alanların istenilen yönlerde artar iken diğer yönlerde azalması gerekir. İdeal durumda bu senaryo gerçekleştirilse de pratikte ancak yaklaşılabilmektedir. Bir anten dizisinin örüntüsünü şekillendirmek için,

1. Doğrusal, dairesel, dikdörtgensel, küresel vs. şeklinde dizinin geometrisi,
2. Işıma elemanları arası mesafe,
3. Işıma elemanlarının besleme genliği,
4. Işıma elemanlarının besleme fazı,
5. Işıma elemanlarının bağıl örüntüsü

değişkenleri kullanılır [1].

Şekil 3.19'daki gibi z-ekseni boyunca birbirlerinde *d* mesafe uzağa yerleştirilmiş iki sonsuz küçük yatay dipolden oluşan bir dizi olduğunu ve dipol elemanları arasında herhangi bir bağlaşım olmadığı varsayılsın [1].



Şekil 3.19. İki tane sonsuz küçük dipolden oluşan doğrusal dizi [1]

Bu durumda diziden yayılan toplam alan, iki dipol elemanın ayrı ayrı yaydığı alanların toplamına eşit olur ve y-z düzlemi için Eş. 3.24'deki denklem ile verilir [1].

$$\boldsymbol{E}_t = \boldsymbol{E}_1 + \boldsymbol{E}_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi}\{\frac{e^{-j[kr_1-(\frac{\beta}{2})]}}{r_1} cos\,\theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2+\frac{\beta}{2}]}}{r_2} cos\,\theta_2\} \tag{3.24}$$

Işıma elemanlarının uyarım büyüklükleri eşittir. Burada, toplam elektrik alan E_t, faz sabiti k, dipolleri uyarım akım genliği I_0, ışıma elemanlarının uzunluğu l, dipol elemanlar arasındaki faz uyarım farkı β, dalgaların yayılacağı ortamın öz empedansı $\eta = 120\pi$ ve dipoller ile yayılan dalgaların gözlendiği nokta arasındaki mesafe r ile gösterilmektedir [1].

Uzak alan çalışmaları için Eş. 3.24'deki ifadeler,

$$\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta, \tag{3.25}$$

$$r_1 \approx r - (\frac{d}{2}) cos\,\theta, \tag{3.26}$$

$$r_2 \approx r + (\frac{d}{2}) cos\,\theta, \tag{3.27}$$

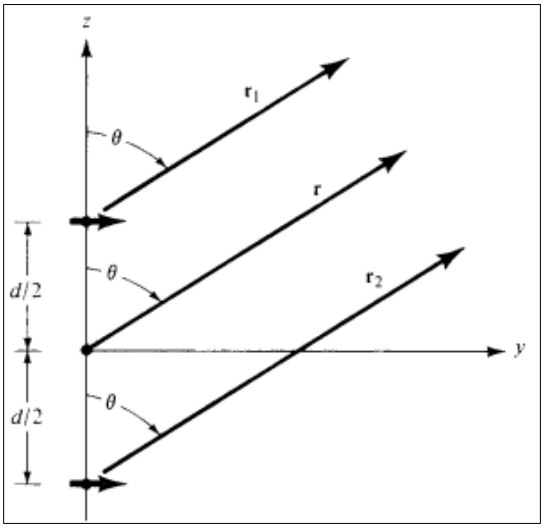
$$r_1 \approx r_2 \approx r \tag{3.28}$$

biçimine gelir [1]. Eş. 3.26 ve Eş 3.27'deki yaklaşım faz değişimleri için Eş 3.28'deki yaklaşım ise genlik değişimleri için kullanılır. Şekil 3.20'de verilen iki tane sonsuz küçük yatay dipolden oluşan dizinin uzak alan için ışıdığı toplam alan,

$$\boldsymbol{E}_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} cos\,\theta\,[e^{\frac{+j(kd\,cos\,\theta+\beta)}{2}} + e^{\frac{-j(kd\,cos\,\theta+\beta)}{2}}] \tag{3.29}$$

$$\boldsymbol{E}_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} cos\,\theta\,\{2\,cos\left[\frac{1}{2}(kd\,cos\,\theta + \beta)\right]\} \tag{3.30}$$

Eş. 3.29 ve Eş. 3.30 ile verilmektedir [1].



Şekil 3.20. İki tane sonsuz küçük dipolden oluşan dizi için uzak alan gözlemleri [1]

Uzak alan hesaplaması için elde edilen eşitlik incelendiği zaman görülmektedir ki dizi yapısının toplam alanı, orijinde bulunan tek bir ışıma elemanının dizi faktörü olarak ifade edilen bir faktörle çarpımına eşittir. Sabit genlik ile beslenen iki elemanlı bir dizi için dizi faktörü,

$$DF = 2\cos\left[\frac{1}{2}(kd\cos\theta + \beta)\right] \tag{3.31}$$

Eş. 3.31'deki eşitlik ile verilmektedir [1]. Dizi faktörünün normalize edilmiş biçimi ise,

$$(DF)_n = \cos\left[\frac{1}{2}(kd\cos\theta + \beta)\right] \tag{3.32}$$

Eş. 3.32'deki eşitlik ile verilmektedir [1].

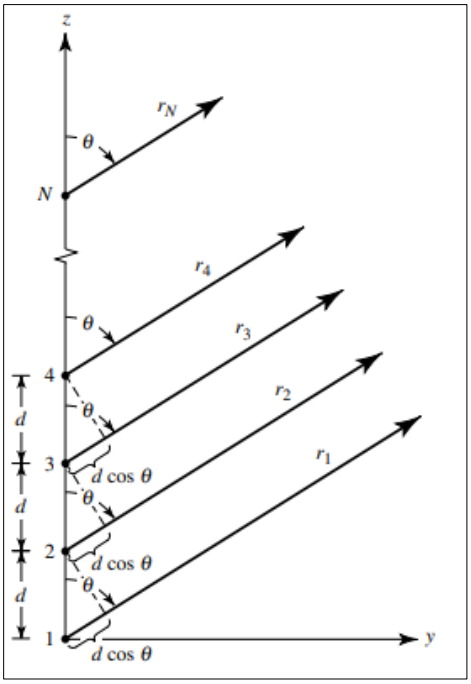
Dizi faktörü, dizi geometrisi ve faz uyarım farkı β'nın bir fonksiyonudur. Dolayısı ile ışıma elemanları arasındaki mesafe d veya faz uyarım farkı β'nın değiştirilmesi ile dizinin ışıdığı toplam alan ve dizi faktörü kontrol edilebilir [1].

Doğrusal olarak yerleştirilmiş özdeş iki elemanlı bir dizinin ışıdığı elektrik alanın uzak alan bölgesindeki karşılığı, Eş. 3.33'de gösterildiği şekilde, genellikle orijin olarak seçilen referans noktasındaki tek bir elemanın ışıdığı alanının ilgili dizinin dizi faktörü ile çarpımına eşit olduğu vurgulanmıştır [1].

$$\boldsymbol{E}(toplam) = [\boldsymbol{E}(referans\ noktasındaki\ tek\ eleman)]x[dizi\ faktörü] \quad (3.33)$$

Dizilerin kendi dizi faktörleri vardır. Dizi faktörleri genellikle; dizideki ışıma elemanı sayısına, ışıma elemanlarının geometrik yerleşimlerine, ışıma elemanlarını göreceli uyarım genliği ile göreceli uyarım fazına ve son olarak ışıma elemanlarının birbirleri arasındaki mesafeye bağlıdır. Dizi faktörü ışıma elemanlarının yönlülük parametresine bağlı olmadığından, dizideki gerçek ışıma elemanlarının yön bağımsız nokta kaynaklar ile yer değiştirilmesi ile formüle edilebilir [1].

Her ışıma elemanının aynı genlik ile uyarıldığı, fakat elemanların kendilerinden bir önceki elemana göre faz uyarım farkı artan β oranlı faza sahip olduğu varsayılsın. Her biri aynı genlikli ve her biri artan fazlı olan özdeş ışıma elemanlı bir dizi, düzgün dizi olarak isimlendirilir. Dizi faktörü, gerçek ışıma elemanları yerine nokta kaynakların hesaba katılması ile elde edilebilir. Dizinin gerçek ışıma elemanları izotropik değiller ise toplam elektrik alan, tek bir ışıma elemanının elektrik alanı ile izotropik antenlerin dizi faktörünün çarpılması sonucunda elde edilebilir [1]. Bu yöntemi kullanabilmek için dizinin gerçek ışıma elemanlarının özdeş olması gerekir.



Şekil 3.21. N tane izotropik antenden oluşan doğrusal dizinin uzak alan geometrisi [1]

Şekil 3.21'de verilen N elemanlı, elemanları doğrusal yerleştirilmiş dizi için dizi faktörü Eş. 3.34'den elde edilen Eş. 3.35 ile verilmektedir.

$$DF = 1 + e^{+j(kd\cos\theta+\beta)} + e^{+j2(kd\cos\theta+\beta)} + \cdots + e^{+j(N-1)(kd\cos\theta+\beta)} \quad (3.34)$$

$$DF = \sum_{n=1}^{N} e^{j(n-1)(kd\cos\theta+\beta)} \quad (3.35)$$

Ayrıca dizi faktörü,

$$DF = \sum_{n=1}^{N} e^{j(n-1)\psi} \quad (3.36)$$

Eş. 3.36 ile de verilmektedir. Burada,

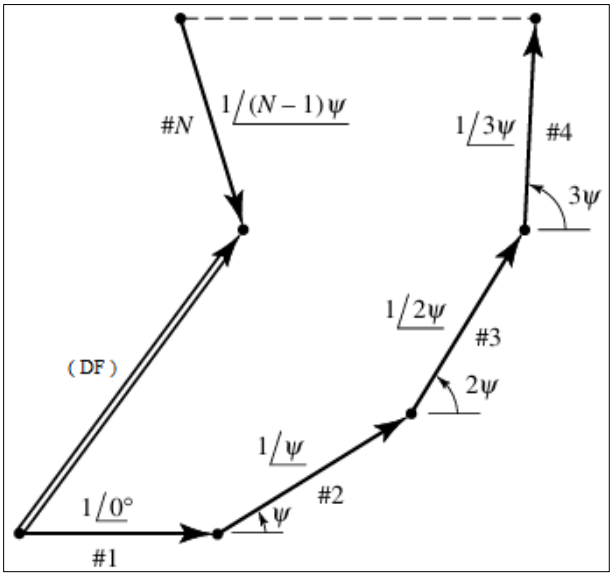
$$\psi = kd\cos\theta + \beta \quad (3.37)$$

olarak tanımlanır. Eş. 3.37'den anlaşılacağı üzere düzgün diziler için toplam dizi faktörü üstel ifadelerin bir toplamı olduğundan birim genlikli ve artan ψ fazlı N tane fazörün vektörel toplamı olarak Eş. 3.38'deki gibi gösterilebilir [1].

$$(DF)e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \cdots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (3.38)$$

Eş. 3.38'de tanımlanan fazörlerin toplamı grafiksel olarak Şekil 3.22'de gösterilmiştir.

Fazör diyagramından açıkça görüleceği üzere düzgün dizilerin dizi faktörlerinin genlikleri ve fazları, ışıma elemanları arası ψ bağıl fazının düzgün seçilmesi aracılığı ile kontrol edilebilmektedir [1].



Şekil 3.22. Fazör diyagramı [1]

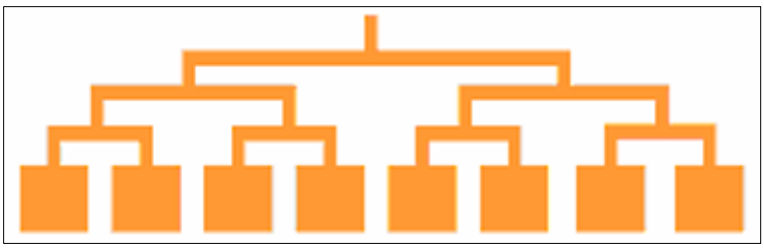
3.4. Mikroşerit Yama Dizi Antenler İçin Besleme Ağı Tasarım Metotları

Mikroşerit yama dizi anten yapısında besleme portundan sağlanan gücü ışıma elemanlarına iletebilmek için bir besleme ağı tasarımının gerçekleştirilmesi gerekir. Işıma elemanlarına ilgili gücü iletirken ihtiyaç duyulan faz farkı doğrudan besleme hattı aracılığı ile gerçekleştirebilir. Dizi anten yapılarında, ışıma elemanlarına enerji sağlanırken faz farkı oluşturulmasına ihtiyaç duyulur ise güç bölücüler, faz kaydırıcılar gibi mikrodalga devre elemanları besleme ağı içerisinde kullanılabilir [48].

Çapraz kutuplaşma ve yan kulakçık seviyeleri gibi besleme ağından kaynaklı ışınımlar dizi anten yapılarının performansını olumsuz etkiler. Dizi anten yapılarını beslemek için yansıtıcı dizi anten, lens anten, seri besleme ağı, paralel besleme ağı ve hibrit besleme ağı başta olmak üzere çeşitli besleme yöntemleri mevcuttur [1, 27]. Fakat günümüzde mikroşerit yama dizi anten yapılarını enerjilendirmek için ağırlık, kalınlık, kolay üretilebilirlik ve üretim maliyetlerinin etkisi sebebi ile seri besleme ağı, paralel besleme ağı ve hibrit besleme ağı diğer besleme yöntemlerine göre daha yaygın olarak kullanılmaktadır. Besleme ağı ile ışıma elemanları arasında empedans uyumlama işlemi için genellikle çeyrek dalga dönüştürücü yöntemi veya konikleştirilmiş mikroşerit hat yöntemi tercih edilir [49]. Besleme ağı türleri birçok açıdan farklılık göstermekte olduklarından uygulama özelinde besleme ağı türü seçilmelidir.

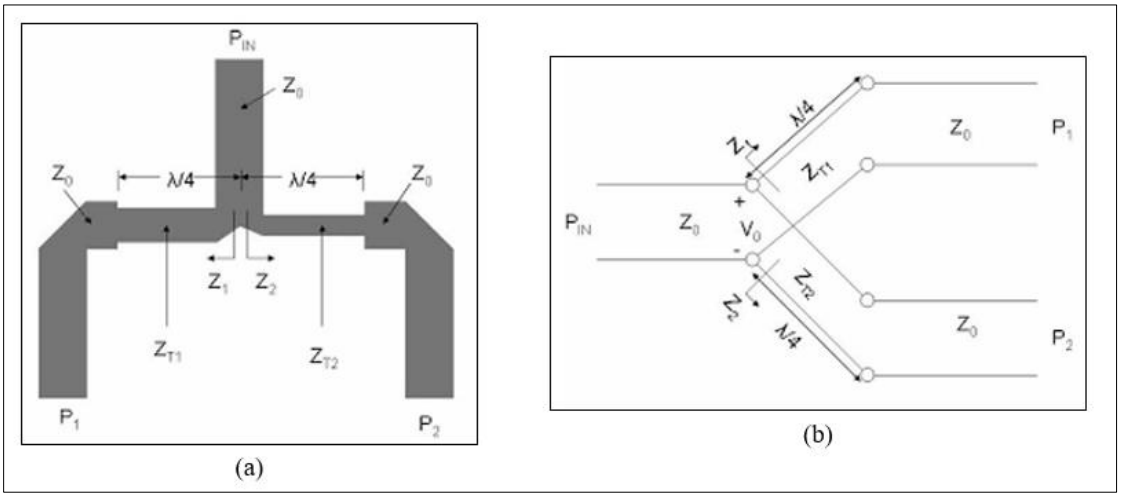
3.4.1. Paralel besleme

Paralel besleme ağında giriş sinyali, paralel hatlarda bulunan ışıma elemanı sayısı kadar bölünür [48]. Temsili bir paralel besleme ağı Şekil 3.23'te gösterilmiştir.

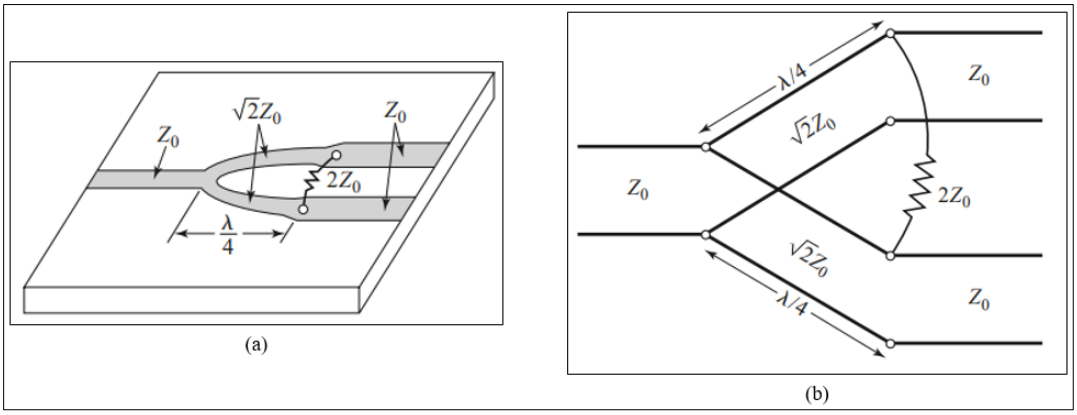


Şekil 3.23. Paralel besleme ağı [50]

Paralel besleme ağları, T-eklem, Wilkinson güç bölücü, 90° hibrit bağlantı elemanı, Rat Race olarak da bilinen 180° hibrit bağlantı elemanı, yönlü bağlantı elemanı ve Lange kuplörü gibi mikrodalga güç bölücüleri ile gerçekleştirilebilir. [37]. Yaygın olarak T-eklem veya Wilkinson güç bölücü mikrodalga devre yapıları kullanılarak tasarlanır. T-eklem güç bölücünün avantajı tasarım kolaylığı iken dezavantajı ise çıkış terminalleri arasında izolasyon sağlamamasıdır. Wilkinson güç bölücüsünde rezistif bir element yardımı ile çıkış terminalleri arasındaki izolasyon probleminin üstesinden gelinmekte iken çıkış terminallerinden faz dışı bir sinyalin iletildiği durumda kayıplar oldukça büyük olur [37, 51]. Şekil 3.24'te T-eklem güç bölücü elektriksel mimarisi ile eşdeğer devresi ve Şekil 3.25'te Wilkinson güç bölücü elektriksel mimarisi ile eşdeğer devresi verilmektedir.



Şekil 3.24. T-eklem güç bölücü a) elektriksel mimarisi b) eşdeğer devresi [50]



Şekil 3.25. Wilkinson güç bölücü a) elektriksel mimarisi b) eşdeğer devresi [37]

Paralel yapı sayesinde iletim hattının uzunluğu faz kaymasına etki etmez. Mikrodalga güç bölücüler ve faz kaydırıcılar sayesinde her bir ışıma elemanı özelinde besleme gerilimi ve faz kontrol imkânı mümkündür [27].

Paralel besleme ağı sayesinde genelde çalışma merkez frekansının %10'u kadarlık bir bant genişliği elde edilir. Fakat besleme ağı için kullanılan alanın daha büyük olması sebebi ile besleme ağındaki direnç kayıpları ve dielektrik kayıpları daha fazladır. Ayrıca paralel besleme konfigürasyonu sebebi ile ortaya çıkan köşeler ve bölücüler gibi süreksizliklerden kaynaklı radyasyon kayıpları da daha fazla olur. [50]. Bu kayıplar sebebi ile paralel besleme ağı yönteminde verilen bir giriş gücüne göre çıkış gücünde zayıflamalar, dolayısı ile ışıma örüntüsünde bozulmalar ve anten verimliliğinde azalmalar meydana gelir.

3.4.2. Seri besleme

Seri besleme ağı tasarımında, ışıma elemanları ve gerekli faz ayarlamasını yapacak olan faz kaydırıcılar besleme hattı boyunca seri olarak yerleştirilir. Giriş sinyali besleme ağının bir ucundan sağlanır ve ardından seri olarak bağlanmış faz kaydırıcılar ile ışıma elemanlarına iletilir. Kompakt yapısı ve düşük kayıplı bir yapıya sahip olması seri besleme ağının öne çıkan özelliğidir. Ayrıca istenmeyen yan kulakçık ışımaları seri besleme ağı ile minimize edilebilir [52]. Seri besleme ağının özgün bir özelliği, frekansın biraz değiştirilmesi ile dizinin ana huzmesini eğmeye izin vermesidir. Ana huzmenin eğilebileceği eğim aralığı ışıma elemanlarının ve besleme ağının bant genişliği ile sınırlıdır [27]. Düşük maliyetli ve kolay üretilebilir olması besleme ağı olarak tercih edilme olasılığını artırmaktadır. Temsili bir seri besleme ağı Şekil 3.26'da gösterilmektedir.

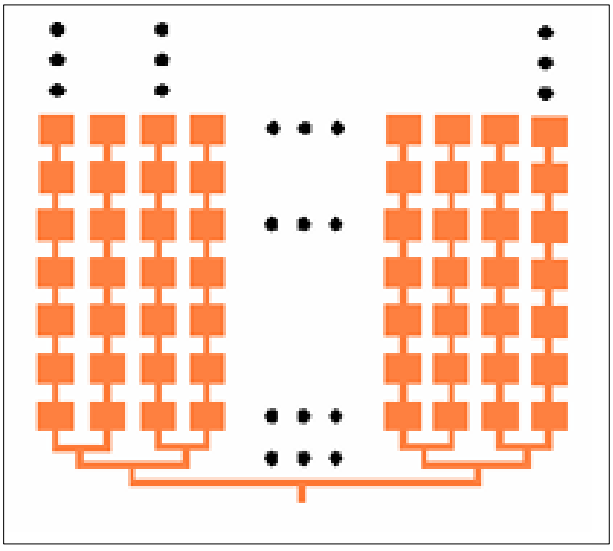


Şekil 3.26. Seri besleme ağı [50]

Dezavantajı ise, bant genişliği çalışma frekansının yaklaşık % 1-% 3'ü kadar olmasıdır [50]. Seri besleme hattı bir gecikme hattı olarak davranacağı için farklı frekanslardaki frekans kayması değişiklik gösterir. Bu yüzden seri besleme hattı yalnız tasarlandığı frekansta çalışır [48]. Ek olarak besleme hattına seri olarak eklenen faz kaydırıcıların kayıpları, hat boyunca üst üste binerek artacağı için büyük elemanlı dizilerde ayrıca dikkat edilmesi gereken bir konu haline gelir.

3.4.3. Hibrit besleme

Hibrit besleme yöntemi temelinde seri besleme ve paralel besleme yöntemlerinin beraber kullanıldığı besleme yöntemidir. Hibrit besleme yöntemi ile sadece seri ya da sadece paralel besleme yöntemlerine göre daha geniş bant genişlikleri elde edilebilir iken seri besleme yöntemine göre daha yüksek ekleme kaybı ortaya çıkar [27]. Tasarım esnasında bant genişliğini artırmak hedeflenir, yaşanabilecek ekleme ve ışıma kayıplarının dengesinin iyi ayarlanması gerekir. Şekil 3.27'de temsili bir hibrit besleme ağı gösterilmiştir.

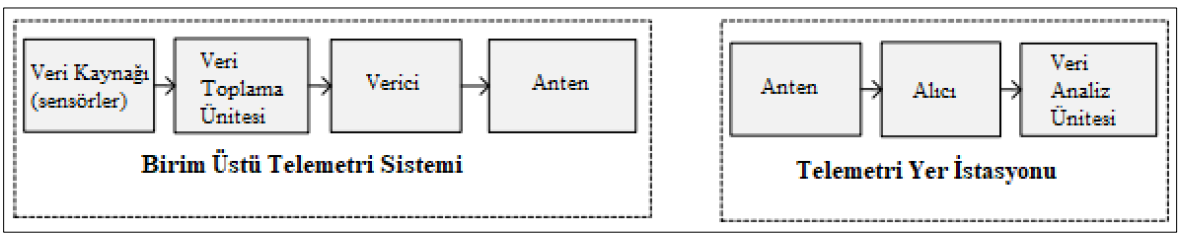


Şekil 3.27. Hibrit besleme ağı [50]

3.5. Antenlerin Telemetri Sistemlerindeki Yeri

Tarım, savunma, tıp, meteoroloji, havacılık gibi çeşitli alanlarda kullanılan telemetri sistemleri sayesinde izlenmesi gereken alanlardan, test altındaki platformlardan ya da durumunun kontrol edilmesi gereken sistemlerden merkez istasyona titreşim, sıcaklık, basınç gibi analog sensör verilerinin veya sayısal verilerin iletimi sağlanır. Telemetri sistemleri, geliştirme aşamasındaki bir platformun davranışını izlemek ve bu platformun iyileştirilmesi amacı ile tasarıma girdiler sağlamak gibi bir amaca hizmet ettiği gibi gündelik hayatta hava durumunu takip etmek ya da tarım alanlarının ortam koşullarını kontrol etmek amacı ile de kullanılır [24]. Özellikle füze gibi oldukça hızlı bir şekilde uzak mesafelere giden, test süresi saniyeler ile sınırlı sistemlerden güdüm verisi gibi sayısal verilerin ve sıcaklık, titreşim, basınç gibi analog verilerin toplanması, sistemin davranışının analiz edilmesi ve geliştirilmesi için elzemdir. Askeri, savunma, uzay veya sivil havacılık gibi alanlarda kullanılacak telemetri sistemleri, "IRIG Standard 106-04 Part 1" aracılığı ile standardize edilmiştir. Bu standart, telemetri sistemleri için modülasyon tekniklerini, veri katarlarının yapısını, haberleşme kanalı özelliklerini, RF alıcı ve RF verici modül mimarilerini, zaman senkronizasyonunu sağlamayı, hedef konumunu tayin ederek hedef takibi yapmayı ve çalışılacak frekans bantlarını tanımlar.

Telemetri sistemleri genel hatları ile test edilen birimden istenen bilgilerin gerçek zamanlı olarak alınabilmesi ya da bir ortamın durum bilgilerinin tahsis edilmesi amacı ile çeşitli sensör tiplerinden, veri toplama ünitelerinden, RF verici ünitelerinden, RF alıcı ünitelerinden, veri analiz ünitelerinden ve antenlerden oluşur. Şekil 3.28'de tümleşik bir telemetri sisteminin mimarisi gösterilmektedir [23, 24].



Şekil 3.28. Tümleşik telemetri sisteminin genel mimarisi [23]

Kablosuz telemetri sistemleri için kablosuz haberleşme ağının kurulabilmesi ve veri iletiminin sağlanabilmesi için antenler oldukça önemli bir noktaya gelmektedirler. Telemetri

sistemlerinde yer alacak antenler için en önemli husus, telemetri standardı tarafından tanımlanmış frekans bantlarında çalışabilecek şekilde tasarlanmış olmalarıdır. Roketler, uydular, füzeler, uçaklar gibi özelleşmiş platformlarda kullanılacak telemetri antenleri için mühim olan diğer bir husus ise aerodinamik bütünlüğü hayati öneme sahip bu platformların uçuşunu ya da performansını engellemeyecek yapıda olma gerekliliğidir [10, 11, 16]. Aerodinamik kısıtlardan dolayı hava platformlarında telemetri anteni olarak düşük profilli, yerleştirilecek her türlü yüzeye uyarlanabilecek ve yerleşim için ayrılmış ufak alanlara sığabilecek olan mikroşerit antenler veya mikroşerit antenlerin fiziksel yapısına dayanan vivaldi antenler ile düzlemsel ters F antenler sıklıkla tercih edilir. Doğrudan antenlere atanan bir gereksinim olmayıp telemetri sisteminin bütününü ilgilendirse de ölçüm alınacak en uzak menzilde haberleşme linkinin kurulabilmesi için telemetri sisteminde kullanılacak alıcı ve verici antenlerin kazancı oldukça önemlidir. Polarizasyon uyumsuzluğundan kaynaklı haberleşme link marjininin performansında azalma olmaması ve sağlıklı haberleşmenin sağlanabilmesi adına antenleri ilgilendiren diğer bir husus ise alıcı ve verici antenlerin polarizasyonlarının uyumlu olmasıdır. Bir çok uygulama alanının aksine telemetri sistemleri için tasarlanacak antenlerde geniş bant genişlikleri önemli bir kriter olmaz. "IRIG Standard 106-04 Part 1" incelendiği zaman, telemetri sistemleri için tanımlı frekans bölgeleri arasında en fazla 90 MHz'lik bant genişliğine sahip bir frekans bandının bulunduğu görülür.

Sivil bir çok uygulamanın aksine özellikle roket, füze ve insansız hava araçları gibi askeri araçlarda kullanılacak telemetri antenlerinde, bant genişliğinden ziyade uzak mesafelerden haberleşme linkinin sağlıklı bir şekilde kurulabilmesine katkı sağlaması amacı ile anten kazancı parametresinin yüksek olması gerekir. Fakat düzlemsel mikroşerit dizi anten yapılarında yüksek anten kazancı değerlerini yakalamak nispeten basit iken yerleştirilecek platformun gövdesini saracak biçimde silindirik şekilde bükülen mikroşerit temelli antenlerde kazanç değerinin 6 dBi değerini geçmesinin, yapılan literatür araştırmaları sonucunda pek sık olmadığı gözler önüne serilmiştir [10-13, 16, 22, 34]. Düzlemsel antenlere eğim verilmesi sonucunda yönlülükte oluşan azalmalar kazancın da düşmesine sebep olmaktadır.

4. ANTEN TASARIM SÜRECİ VE SİMÜLASYON SONUÇLARI

Bu tez çalışması kapsamında S-Bant telemetri sistemleri ile çalışacak, 128 mm çaplı silindirik yüzey üzerine uyumlu, düşük profilli, dikdörtgen geometrili dört elemanlı, paralel besleme ağı yöntemi ile elemanların uyarıldığı mikroşerit dizi anten tasarımı ve üretimi amaçlanmıştır.

Anten tasarım sürecine geçmeden önce bir ön çalışma yapılarak alt taş malzeme araştırması gerçekleştirilmiştir. Antenin baskılı devre kartı doğrusal olarak üretilecek ve silindirik yapı bu doğrusal baskılı devre kartı bükülerek verilmeye çalışılacaktır. Doğrusal olarak üretilmiş baskılı devre kartının bükülme işlemine dayanması, fiziksel bütünlüğünü koruması ve büküm esnasında kırıkların oluşmaması için esnek bir özelliğe sahip alt taş seçilmesi zaruridir. Literatürde kullanılan alt taş malzeme araştırması sonucunda yaygın olarak kullanılan poli tetra floro etilen malzemesi ile güçlendirilmiş ve esnek bir yapıya sahip Rogers RT/Duroid 5880'nin kullanılması kararlaştırılmıştır. Alt taş malzemesine karar verildikten sonra anten tasarım sürecine geçilmiştir. Tekil ışıma elemanı için gerekli olan değerler hesaplanmış ve HFSS benzetim programı aracılığı ile tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tekil ışıma elemanı tasarımı sonrasında istenen değerlerin elde edilmesi ile düzlemsel dizi anten yapısı, empedans uyumlama işlemi için çeyrek dalga dönüştürücü metodu kullanılmış paralel besleme ağı ile birlikte oluşturulmuştur. Düzlemsel dizi anten yapısı ile istenen değerlerin elde edilmesi sonucunda düzlemsel yapı 128 mm yarıçaplı bir silindir üzerine bükülmüştür. Bükülmüş yapı için tekrar iyileştirme çalışmaları gerçekleştirilmiş ve böylece tasarım süreci tamamlanmıştır. Bükülmüş mikroşerit anten dizisi için iyileştirme çalışmalarına HFSS benzetim programı ile devam edilmeye çalışıldığında bilgisayar belleği yetersiz gelmiştir. Bu sebeple düzlemsel dizi anten yapısı ve sonrası için CST benzetim programı kullanılarak tasarım süreci tamamlanmıştır. Tasarım süresi boyunca elde edilen simülasyon sonuçları tasarım süreci ile birlikte bu başlık altında verilmiştir.

4.1. Tekil Işıma Elemanı Tasarımı

Dikdörtgen geometrili tekil ışıma elemanı tasarımı, kararlaştırılmış olan f_r merkez çalışma frekansına, h alt taş yüksekliğine, alt taş malzemesi türüne ve dolayısı ile ε_r dielektrik katsayısına göre W_p yama genişliğinin ve L_p yama uzunluğunun belirlenmesi ile

gerçekleştirilmektedir. Yama boyutları belirlendikten sonra W_g toprak yüzeyi genişliği ve L_g toprak yüzeyi uzunluğu hesaplanmaktadır. Alt taş boyutları, toprak yüzeyi boyutları ile aynı olacaktır [53].

Tekil ışıma elemanı, f_r merkez çalışma frekansı 2,25 GHz olacak şekilde, h yüksekliği 1,6 mm olarak seçilmiş ε_r dielektrik katsayısı 2,2 ve tanδ dağılım faktörü 0,0009 olan Rogers RT/Duroid 5880 malzemesine göre tasarlanmıştır [26]. Alt taşın alt katmanında bulunacak toprak yüzeyi ve alt taşın üst katmanında bulunacak ışıma elemanı için kullanılacak bakır malzemenin kalınlığı 0.035 mm olarak ele alınmıştır. Alınan kararlar neticesinde dikdörtgen mikroşerit yama anten tasarım prosedürüne göre Eş. 3.1 – Eş. 3.9 denklemleri kullanılarak tekil ışıma elemanı için hesaplamalar gerçekleştirilmiştir.

Mikroşerit yama anten besleme yöntemleri incelendiği zaman her ne kadar dizi anten yapısında karmaşıklık meydana getiriyor olsa da üretim kolaylığı ve basit hesaplamalar ile tasarlanabilmesinden dolayı mikroşerit hat ile besleme yönteminin kullanılması kararlaştırılmıştır. Işıma elemanını besleyecek 50 Ω empedanslı mikroşerit hattın genişliğini hesaplamak için Eş. 3.14 kullanılmış ve empedans uyumlamasını gerçekleştirmek için ise içine doğru girinti yöntemi kullanılmıştır. Eş. 3.7 kullanılarak yamanın giriş köşe noktasındaki karakteristik empedansı hesaplandıktan sonra Eş. 3.6 kullanılarak elde edilen Eş. 4.1 ile yamanın karakteristik empedansının 50 Ω olduğu, yamanın köşe noktasından içeriye doğru olan y_0 mesafesi hesaplanmıştır [54].

$$y_0 = \left(\frac{L_p}{\pi}\right) cos^{-1} \sqrt{\frac{Z_0}{Z_{in}}} \tag{4.1}$$

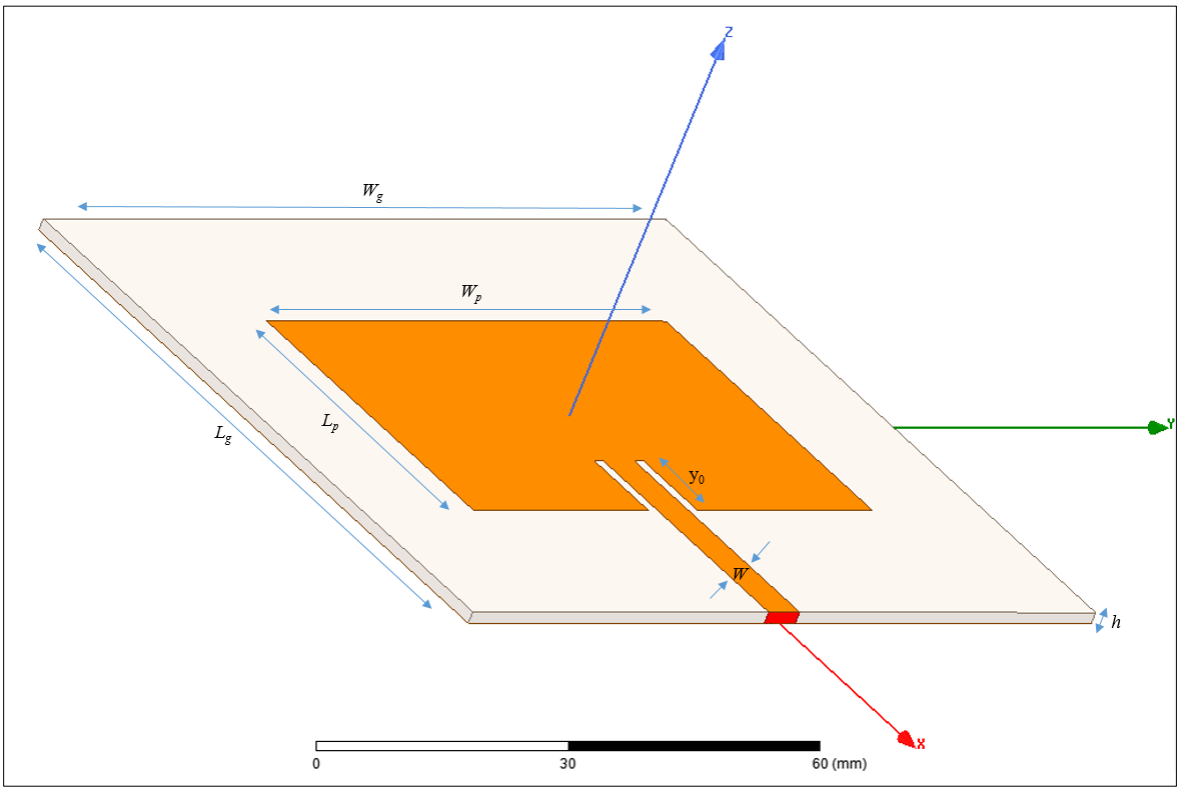
Burada, 50 Ω besleme hattının karakteristik empedansı Z_0, dikdörtgen mikroşerit yama antenin köşe noktasındaki karakteristik empedansı Z_{in} ile gösterilmiştir. y_0 değeri, yama ile besleme hattı arasındaki empedans uyumu için yamanın beslenmesi gereken noktayı yani besleme hattının dikdörtgen yama içine doğru ne kadar girinti yapması gerektiğini belirtmektedir.

Yapılan teorik hesaplamalardan elde edilen değerler Çizelge 4.1'de verilmiştir. Hesaplamalardan elde edilen değerler referans alınarak, HFSS benzetim programı aracılığı

ile tekil ışıma elemanlı anten tasarım işlemi gerçekleştirilmiş olup elde edilen yapı Şekil 4.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 4.1. Teorik hesaplamalar ile elde edilmiş tekil ışıma elemanı ölçüleri

W_p (yama genişliği)	52,7 mm
L_p (yama uzunluğu)	44,1 mm
W_g (toprak yüzeyi & alt taş genişliği)	98,5 mm
L_g (toprak yüzeyi & alt taş uzunluğu)	90 mm
h (alt taş yüksekliği)	1,6 mm
y_0 (mikroşerit hattın yama içerisine doğru girinti uzunluğu)	13,5 mm
ch (bakır yüksekliği)	0.035 mm
W (50 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	4,971 mm

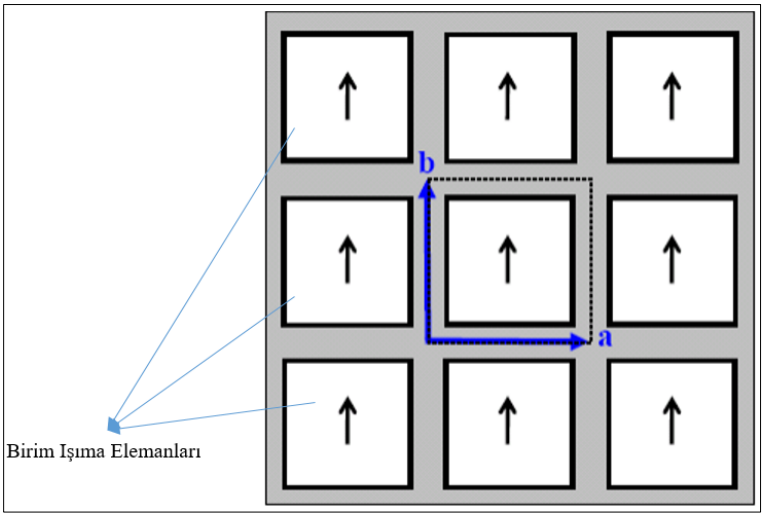


Şekil 4.1. Teorik olarak hesaplanan dikdörtgen mikroşerit yama anten

Şekil 4.1'deki anten, dizi anten yapısının bir elemanı olacaktır. Dolayısı ile bu antenin dizi anten yapısı içindeki davranışının incelenmesi ve iyileştirme çalışmalarının dizi anten yapısı içerisinde göstereceği karakteristiğe göre gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Birim anten üzerinde yapılacak analizlerin ve iyileştirme çalışmalarının daha kısa sürelerde, daha doğru

sonuçlar ile ve daha az bellek harcayarak yapılabilmesi için Floquet Port metodu ve Mükemmel Uyumlu Katman (Perfectly Matched Layer - PML) yapısı denenmiştir.

Floquet Port metodu yaygın olarak düzlemsel fazlı anten dizisi ya da frekans seçici yüzeyler gibi sonsuz büyük olarak idealleştirilen düzlemsel periyodik yapılar için kullanılır. Günümüzdeki sonlu eleman metoduna dayanan elektromanyetik periyodik yapılar üzerindeki çalışmaların çoğunda analizler için Floquet Port metodu kullanılmaktadır. Sonsuz büyük yapıların analizi mümkün olmadığından, birim elemanların analiz edilmesine dayanır. Analiz uzayında birim elemanı çepeçevre saran karşılıklı kenar duvarlar, dizideki periyodik elemanlarının etkisini ilave edebilmek için, birbiri ile elektromanyetik açıdan ilişkili sınırları oluşturmakta iken birim elemanın ışıma yapacağı doğrultudaki sonsuz uzay sınır koşulunu sağlamak için Floquet Port kullanılır . Analiz uzayının kenar sınırlarına tanımlanan birbirleri ile elektromanyetik olarak bağlantılı periyodik sınırlar ve ışıma doğrultusuna tanımlanan Floquet Port ile sarılmış birim eleman kullanılarak, dizide yer alan periyodik yapıların akuple olmasından kaynaklı dizi anten problemi doğru bir şekilde analiz edilmiş olacaktır. Fakat Floquet Port metodu tanımı gereği, elemanları düzlemsel bir şekilde yerleştirilen sonsuz dizinin her bir yanında başka birim elemanları bulunan bir birim eleman için kullanılabilmektedir, doğrusal diziler için uygun bir metot değildir. Ek olarak, benzetim programları Floquet Port metodunun kullanılabilmesi için birim elemanın çevre komşuluklarında dizinin diğer birim elemanları mevcutmuş gibi analiz uzayının sınırlarının tanımlanmasını beklemektedir, aksi durumda Floquet Port tanımlanmasına izin vermemektedir. Floquet portun kullanılabilmesi için gereken ışıma elemanı dizilimleri Şekil 4.2’de gösterildiği gibi olmalıdır [55].

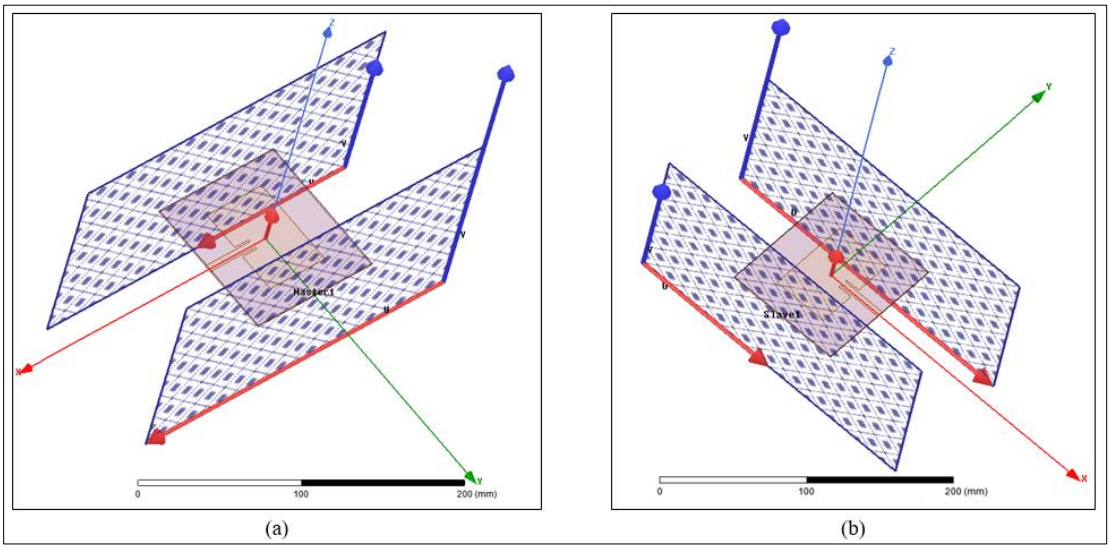


Şekil 4.2. Floquet port metodu için olması gereken dizi anten yapısı [55]

Floquet Port metodunun tez çalışması kapsamında oluşturulacak dizi yapısına uygun olmadığının fark edilmesi sonucunda birim eleman analizlerine PML yapısı ile devam edilmiştir. Tasarımların gerçekleştirildiği benzetim programlarının sınırlı açık bölge analiz uzayında, antenin yaydığı elektromanyetik dalgaların sınırlardan yansıyıp tekrar antene dönmesini ve yayılan dalgalar ile girişim oluşturmasını engellemek için analiz uzayının sınırlarında PML yapıları tanımlanır [56]. Bir başka ifade ile Floquet Port metodu ile sağlanacak sonsuz uzay sınır koşulu PML yapıları ile sağlanmaya çalışılacaktır. Bu katmanlar hayali katmanlar olup elektromanyetik dalgaların yayılımı gibi açık bölge problemlerinin hesaplamalı analizlerinde kendisine teğet gelmeyen dalgaları sönümlemek ve kaynağa geri yansıtmamak için kullanılır. Analiz uzayının küçültülmesine ve bu sayede analizlerin daha kısa sürelerde daha az bellek harcayarak gerçekleşmesine imkân sağlar [57]. Analizlerde PML yapılarının kullanılması açık bölge analiz uzayının hacminde küçülme sağlamasına ek olarak anten simülasyonlarının standart yöntemlere göre daha uygun olmasını sağlar [58].

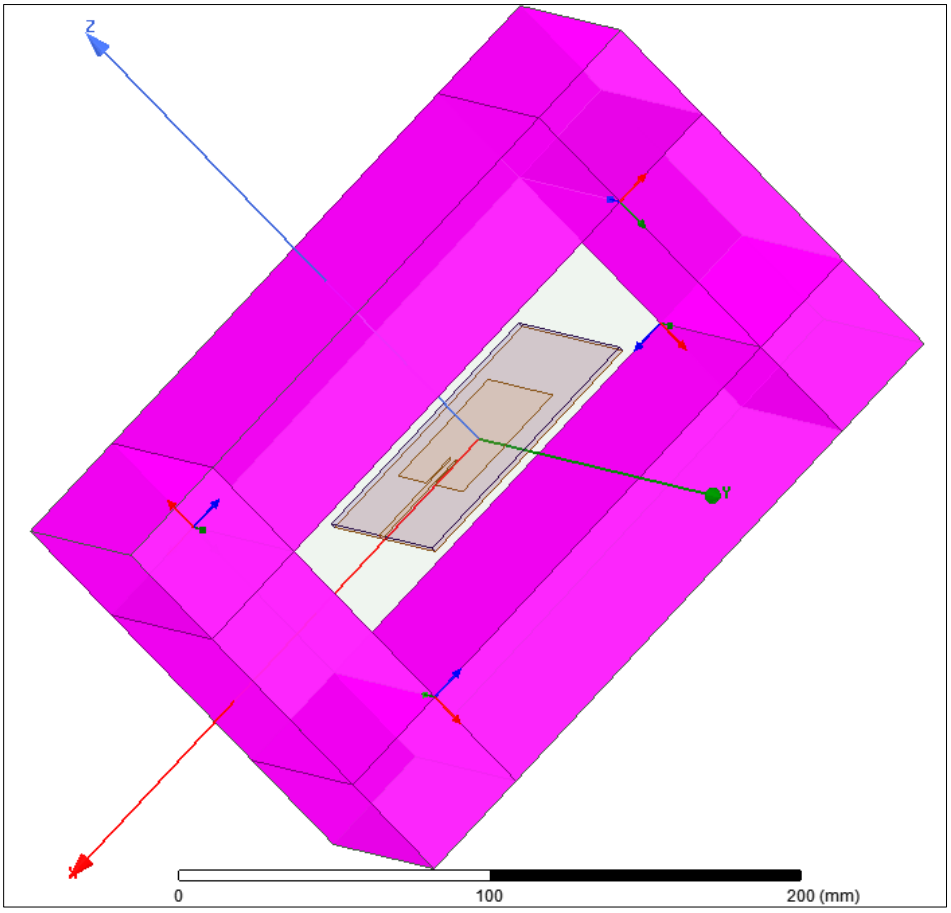
Birim ışıma elemanı analizleri gerçekleştirilirken dizi anten yapısındaki ışıma elemanlarının dizileceği doğrultu boyunca analiz uzayının kenar sınırlarına birbirleri ile elektromanyetik olarak bağlantılı periyodik sınırlar tanımlanır. Bu sınırlar aracılığı ile birim ışıma elemanı analizleri esnasında anten dizisinde yer alan periyodik ışıma elemanlarının etkisi eklenmeye çalışılmıştır. Şekil 4.3'te periyodik ışıma elemanlarının etkisini birim ışıma elemanı analizinde hesaba katmak amacı ile birbirleri ile elektromanyetik olarak etkileşimli sınırların birim eleman analizindeki yerleşimleri gösterilmiştir. Etkileşimli sınırlar, birim ışıma

elemanına göre diğer ışıma elemanlarının dizileceği y-ekseni doğrultusu boyunca yerleştirilmiştir.



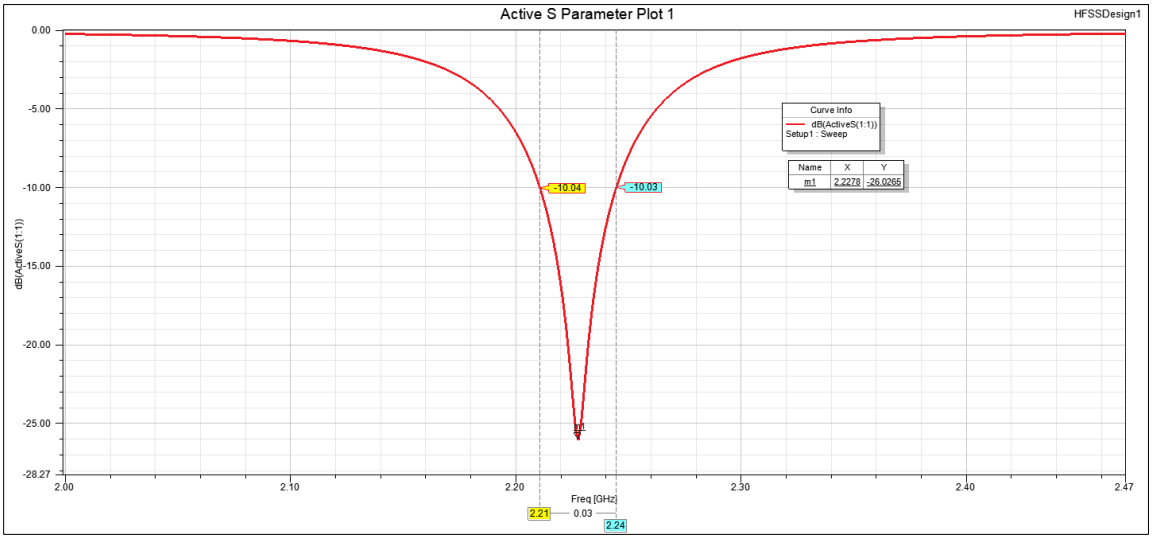
Şekil 4.3. Elektromanyetik olarak etkileşimli sınırlar a) master sınır b) slave sınır

Analiz uzayında elektromanyetik olarak etkileşimli sınırların yerleştirildiği doğrultu dışındaki bölgelere PML yapıları yerleştirilmiştir. Bu yapılar sayesinde analiz uzayının hacminde küçülme sağlanır, analizlerin doğruluğunda artış hedeflenir. Işıma elemanından yayılan dalgalar sönümlenerek analiz uzayının sınırlarından geri yansımaların azaltılması istenir ve Floquet Port metodunun sağlayacağı sonsuz uzay sınır koşuluna bir nevi yaklaşım sağlanır. Şekil 4.4'te analiz esnasında birim elemana göre yerleştirilmiş PML yapıları görülmektedir.

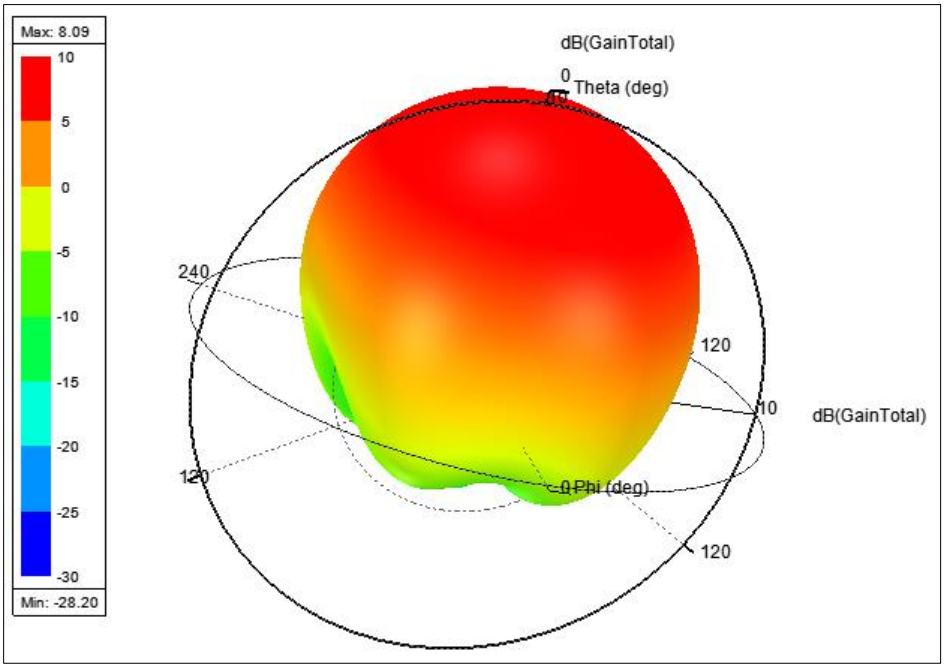


Şekil 4.4. PML yapıları

Analiz için gerekli ortam hazırlandıktan sonra teorik olarak hesaplanan anten değerleri referans alınarak yapılan simülasyon sonucunda elde edilen S_{11} yansıma katsayısı parametresi Şekil 4.5'te, 2,25 GHz'deki kazanç grafiği Şekil 4.6'da gösterilmektedir. Şekil 4.5'te verilen S_{11} yansıma katsayısı parametresi, antenin merkez çalışma frekansı beklenen değer 2.25 GHz'den biraz kayarak 2,2278 GHz olmuştur. Antenin S_{11} yansıma katsayısı 2,2278 GHz'de -26,0265 dB olarak elde edilmiş ve bant genişliği % 1,35 olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.6'da verilen kazanç grafiğine göre 2.25 GHz'de antenin kazancı 8.09 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 4.5. Teorik olarak hesaplanan antenin S_{11} yansıma katsayısı



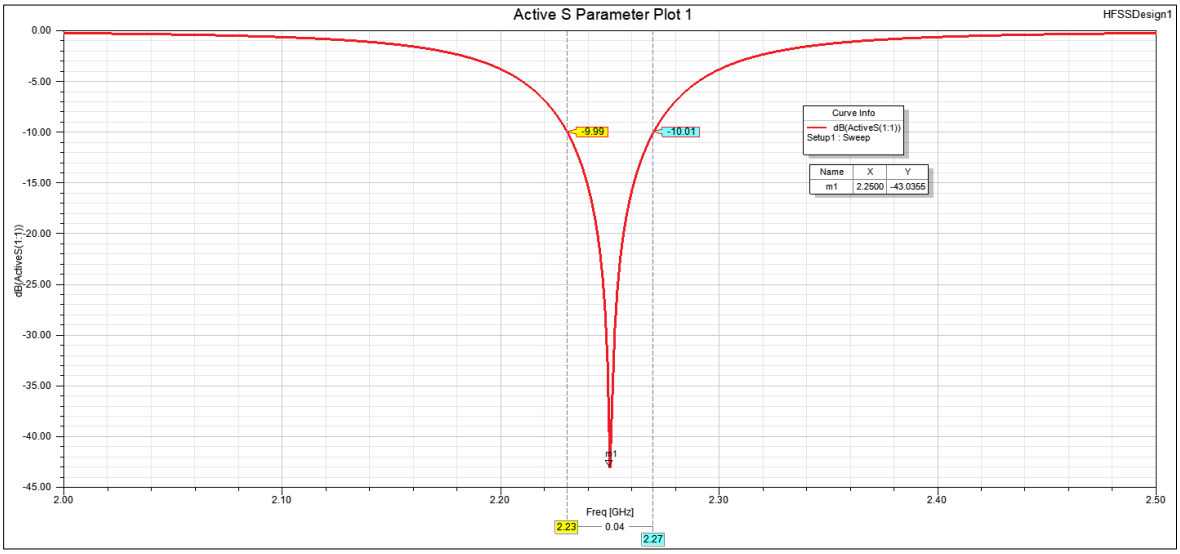
Şekil 4.6. Teorik olarak hesaplanan antenin 2,25 GHz'deki kazancı

Antenden istenen performans parametrelerinin elde edilebilmesi için anten değerlerinde küçük çaplı iyileştirme çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Optimize edilmiş anten değerleri HFSS benzetim programında hazırlanmış analiz ortamında yeniden modellenmiş ve simüle edilmiştir. Son durumdaki anten değerleri Çizelge 4.2 ile verilmiştir.

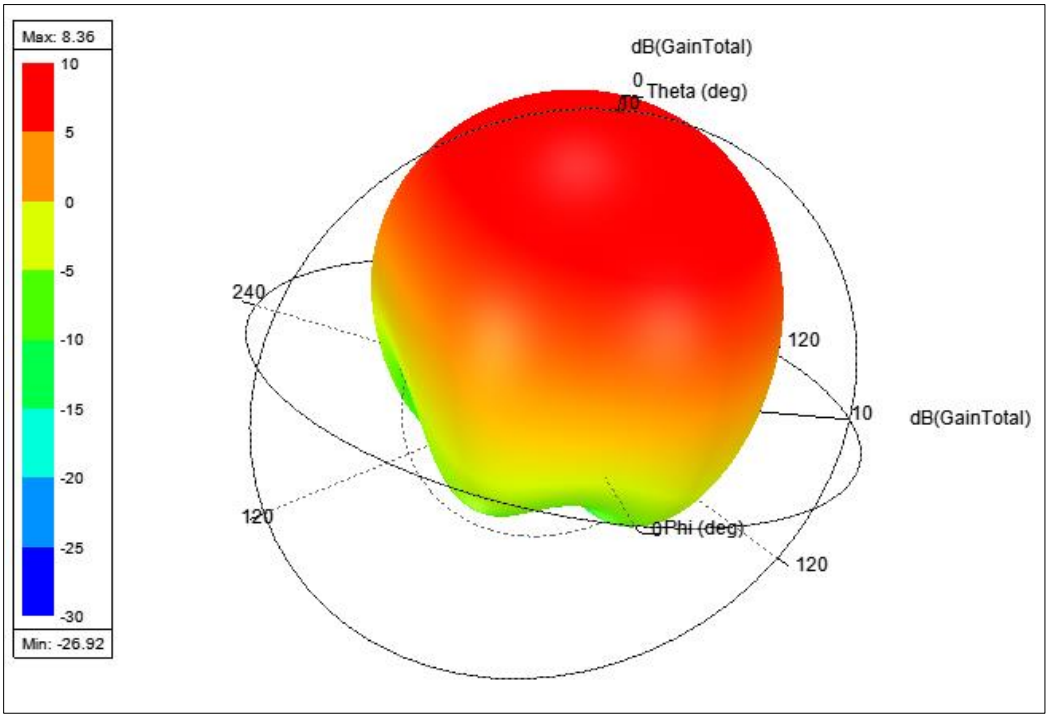
Çizelge 4.2. Optimize edilmiş tekil ışıma elemanı ölçüleri

W_p (yama genişliği)	64,12 mm
L_p (yama uzunluğu)	43,289 mm
W_g (toprak yüzeyi & alt taş genişliği)	100 mm
L_g (toprak yüzeyi & alt taş uzunluğu)	90 mm
h (alt taş yüksekliği)	1,6 mm
y_0 (mikroşerit hattın yama içerisine doğru girinti uzunluğu)	11,225 mm
ch (bakır yüksekliği)	0.035 mm
W (50 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	4,971 mm

İyileştirme çalışmalarının ardından yapılan simülasyon ile elde edilen sonuçlar Şekil 4.7 ve Şekil 4.8 ile paylaşılmıştır. Şekil 4.7'de verilen S_{11} yansıma katsayısı grafiğine göre antenin çalışma merkez frekansı 2,25 GHz olarak ayarlanmıştır. 2,25 GHz çalışma merkez frekansında elde edilen S_{11} yansıma katsayısı -43,0355 dB olarak gözlemlenmiş ve bant genişliği % 1,8 olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.8'de verilen kazanç grafiğine göre antenin 2,25 GHz'deki kazancı 8,36 dB olarak gözlemlenmiştir.



Şekil 4.7. Optimize edilmiş antenin S_{11} yansıma katsayısı



Şekil 4.8. Optimize edilmiş antenin 2,25 GHz'deki kazancı

Anten değerlerinde yapılan iyileştirmeler ile birlikte merkez çalışma frekansı 2,2278 GHz'den istenen değer 2,25 GHz'e kaydırılmıştır. Çalışma merkez frekanslarındaki S_{11} yansıma katsayısı -26,0265 dB'den -43,0355 dB değerine getirilmiştir. Antenin 2,25 GHz'deki kazancı ise 8,09 dB değerinden 8,36 dB değerine yükseltilmiştir. Tekil ışıma elemanı için elde edilen performans parametrelerinin yeterli olduğu değerlendirilmiş ve dizi anten tasarımına başlanmıştır.

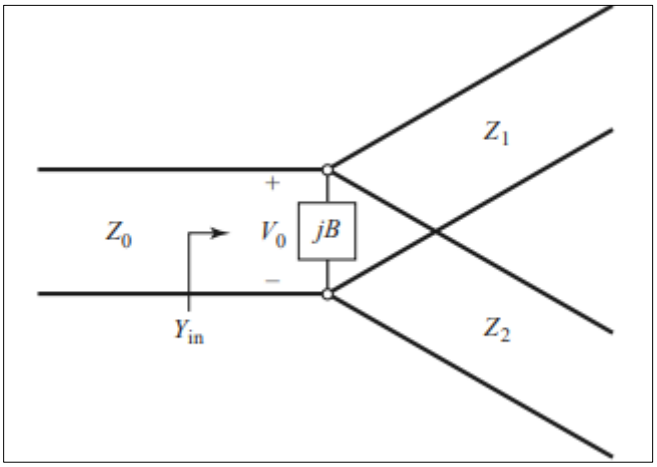
4.2. Düzlemsel Dizi Anten Tasarımı

Bu kısımda iyileştirilmiş birim ışıma elemanı kullanılarak dört elemanlı düzlemsel dizi anten yapısı oluşturulmuştur. Birim ışıma elemanları birbirlerine göre 0,75 λ mesafe ile doğrusal olarak yerleştirilmiş olup paralel besleme yöntemi ile enerjilendirilmişlerdir.

Fazlı dizi antenlerde elemanlar arası uzaklık 0,5 λ mesafeden daha büyük olduğu durumda yapılan taramadan kaynaklı olarak nerede ise ana kulakçık ile aynı seviyelerde yönlülüğe sahip yan kulakçıklar oluşur. Fakat fazlı dizi antenlerin gerçekleştirdiği gibi bir taramanın söz konusu olmadığı dizi antenlerde elemanlar arası uzaklık 1 λ mesafeye kadar çıkarılabilir [1]. Açıklık boyutunun bir seviyeye kadar artırılması ile yönlülük parametresinde ve

dolayısıyla kazanç değerinde artış sağlanır ancak istenmeyen yan kulakçıklar da baskın hale gelmeye başlarlar. Hem yan kulakçıkların ana kulakçık kadar baskın olmaması hem optimum yönlülük parametresinin elde edilmesi hem de tasarımda temel bir kural olarak bu tez çalışması kapsamında ışıma elemanları arası uzaklık 0,75 λ olacak şekilde kurgulanmıştır.

Düzlemsel dizi anten yapısı tek porttan (kapıdan) beslenmektedir. Tek besleme portundan sağlanan gücün eşit bir şekilde dört ayrı birim ışıma elemanına iletilebilmesi için üç tane simetrik T-eklem güç bölücü kullanılmıştır. Kullanılan simetrik güç bölücülerin kendilerine sağlanan gücü eşit bir şekilde dağıtabilmeleri için 50 Ω'luk giriş hat empedansına karşılık iki tane 100 Ω'luk çıkış hat empedansına sahip olmaları gerekir [37]. Şekil 4.9'da gösterilen T-eklem güç bölücü modelinin hat empedanslarını hesaplamak için Eş. 4.2 kullanılmaktadır.



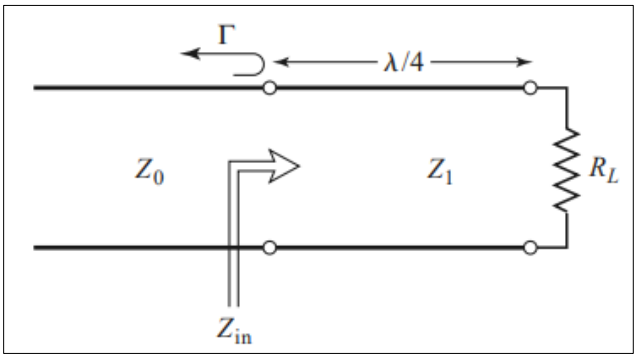
Şekil 4.9. T-eklem güç bölücü modeli [37]

$$jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \tag{4.2}$$

Burada; eklem noktasındaki süreksizlikten dolayı oluşan saçaklanma alanlarının ve yüksek dereceli modların sebep olduğu enerji depolanmasını hesaba katmak için belirtilen toplu süseptans *B* ile, T-eklem güç bölücü giriş hat empedansı Z_0 ile, T-eklem güç bölücü çıkış hat empedansları ise Z_1 ve Z_2 ile gösterilmektedir [37]. Eğer iletim hattının kayıpsız olduğu varsayılır ise bu durumda Eş. 4.2 sadeleştirilerek Eş. 4.3'deki gibi yazılabilir.

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \tag{4.3}$$

Besleme ağında empedans uyumlamasının sağlanması için çeyrek dalga dönüştürücü metodu kullanılmıştır. Şekil 4.10'da verilen devreye göre λ/4 uzunluğundaki çeyrek dalga dönüştürücü empedansı Eş. 4.4 ile hesaplanmaktadır.

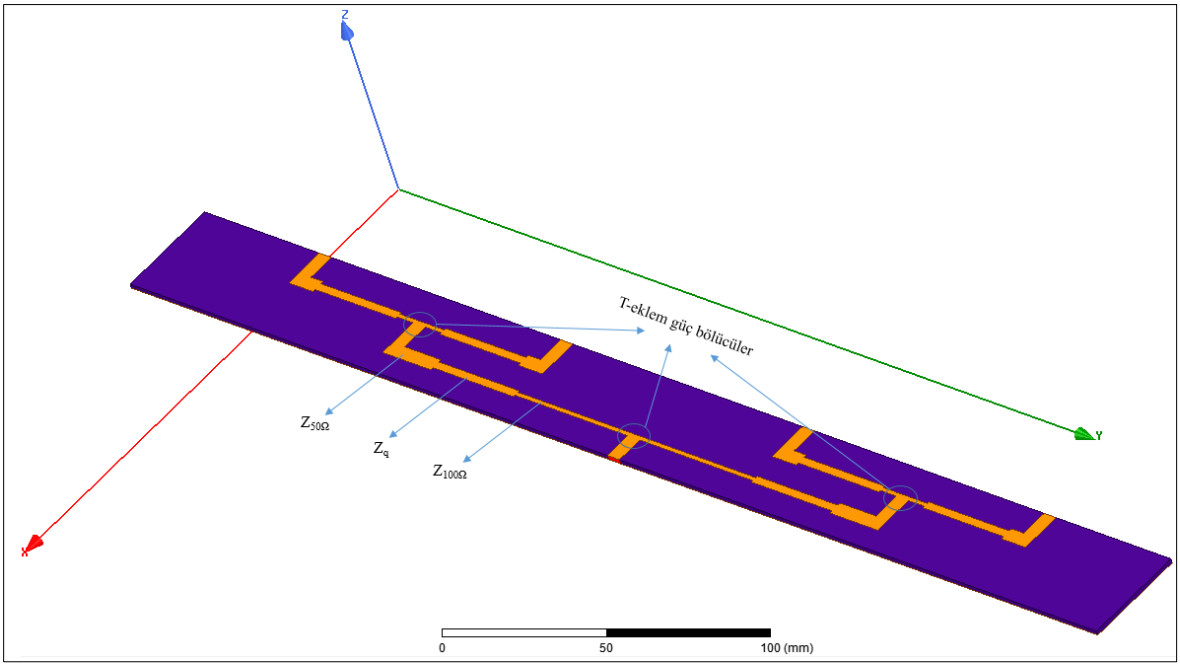


Şekil 4.10. Çeyrek dalga dönüştürücü eşdeğer devresi [37]

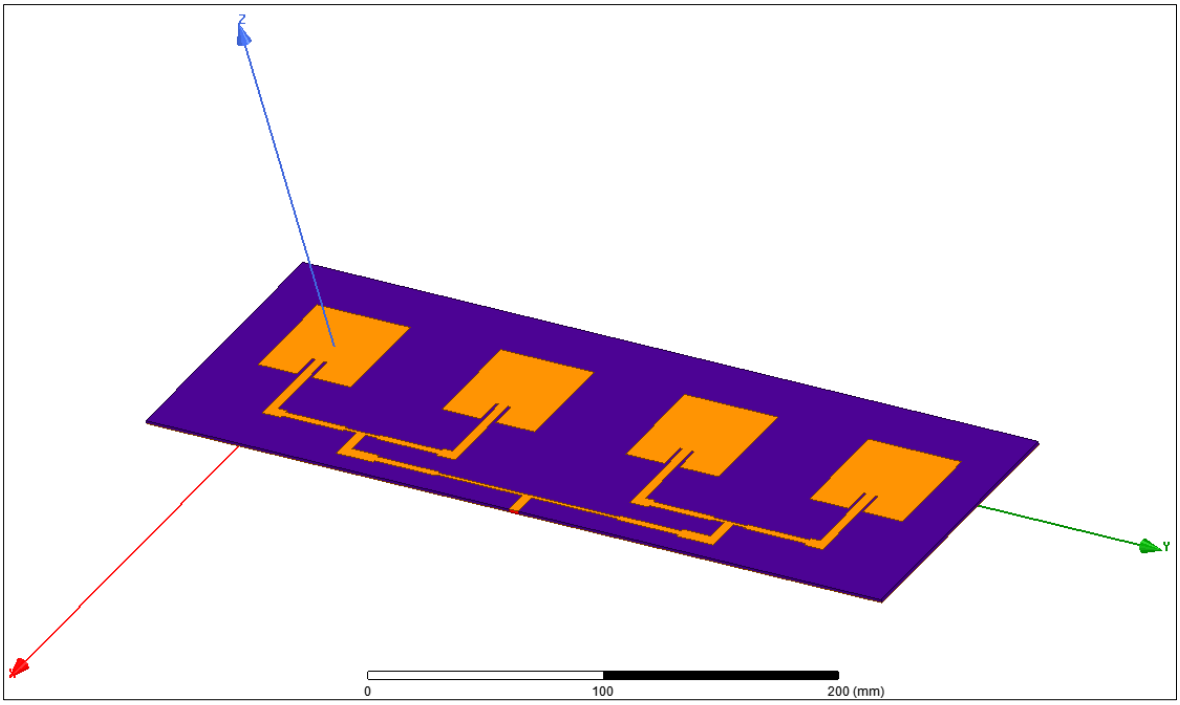
$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L} \tag{4.4}$$

Burada çeyrek dalga dönüştürücü empedansı Z_1 ile, yük direnci R_L ile ve besleme hattı karakteristik empedansı Z_0 ile gösterilmektedir [37].

Şekil 4.11'de, Eş. 4.3 kullanılarak hesaplanmış simetrik T-eklem güç bölücüler ve Eş 4.4 kullanılarak hesaplanmış çeyrek dalga dönüştürücüler aracılığı ile tasarlanmış besleme ağı verilmiştir. Şekil 4.12'de ise tasarlanmış besleme ağı ile oluşturulan düzlemsel dizi anten yapısı verilmektedir. Eş. 4.4 ile hesaplanan çeyrek dalga dönüştücü empedans değerini sağlamak için mikroşerit hattın genişliği Eş. 3.14 aracılığı ile hesaplanmıştır. Eş. 4.3 ile hesaplanan simetrik T-eklem güç bölücü çıkış hattı empedans değerlerini sağlamak için mikroşerit hatların genişlikleri ise Eş. 3.13 yardımı ile hesaplanmıştır.

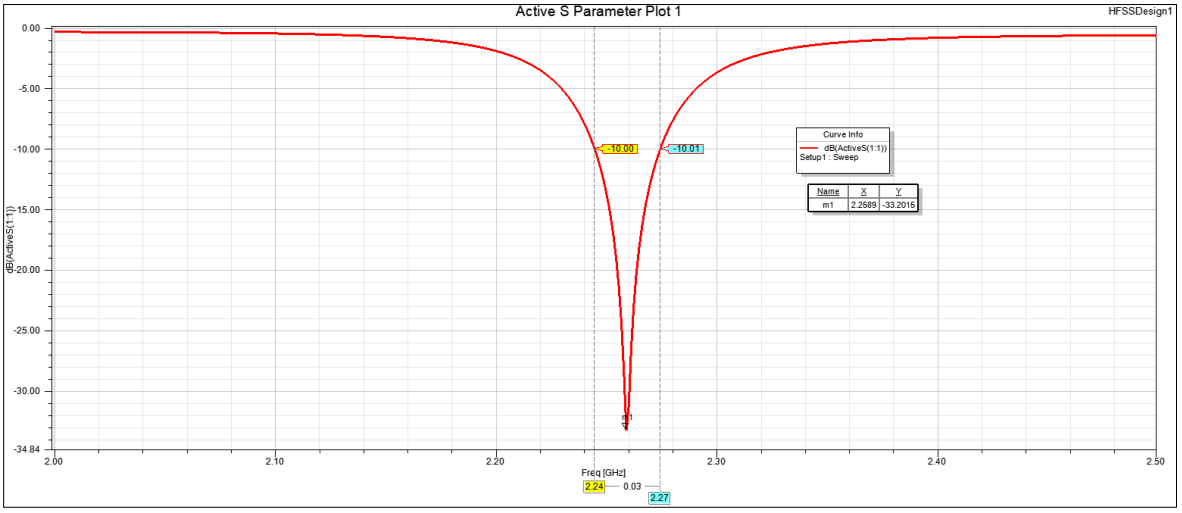


Şekil 4.11. Tasarlanan besleme ağı

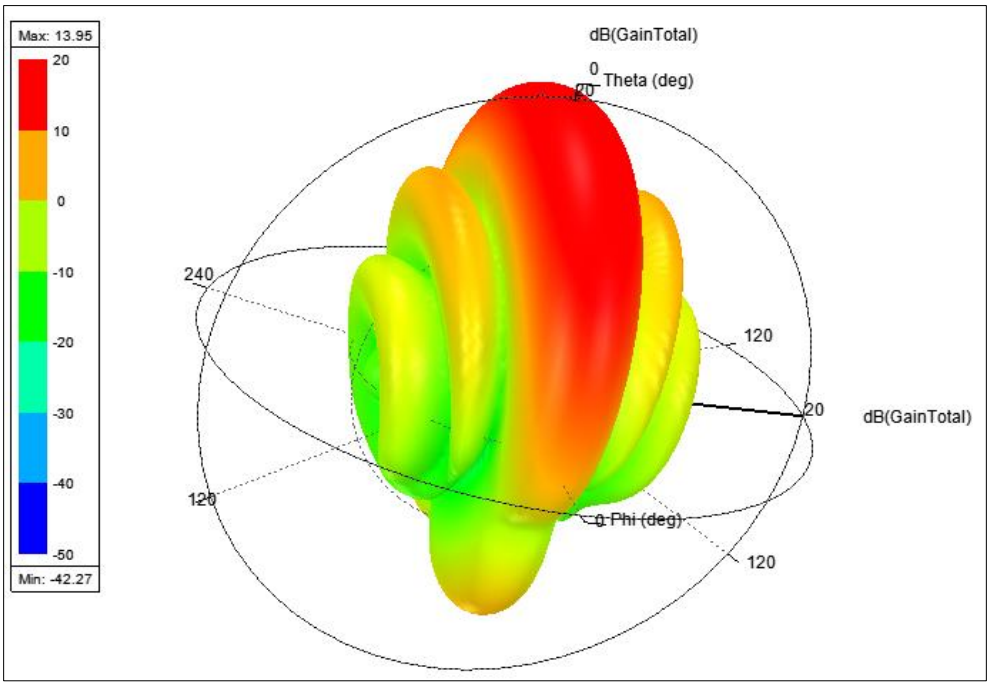


Şekil 4.12. Oluşturulan düzlemsel dizi anten yapısı

Ortaya çıkan ilk düzlemsel dizi anten ile yapılan simülasyon sonucunda elde edilen S_{11} yansıma katsayısı parametresi Şekil 4.13'te ve 2,25 GHz'deki kazanç grafiği Şekil 4.14'te verilmiştir.



Şekil 4.13. İlk düzlemsel dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı



Şekil 4.14. İlk düzlemsel dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı

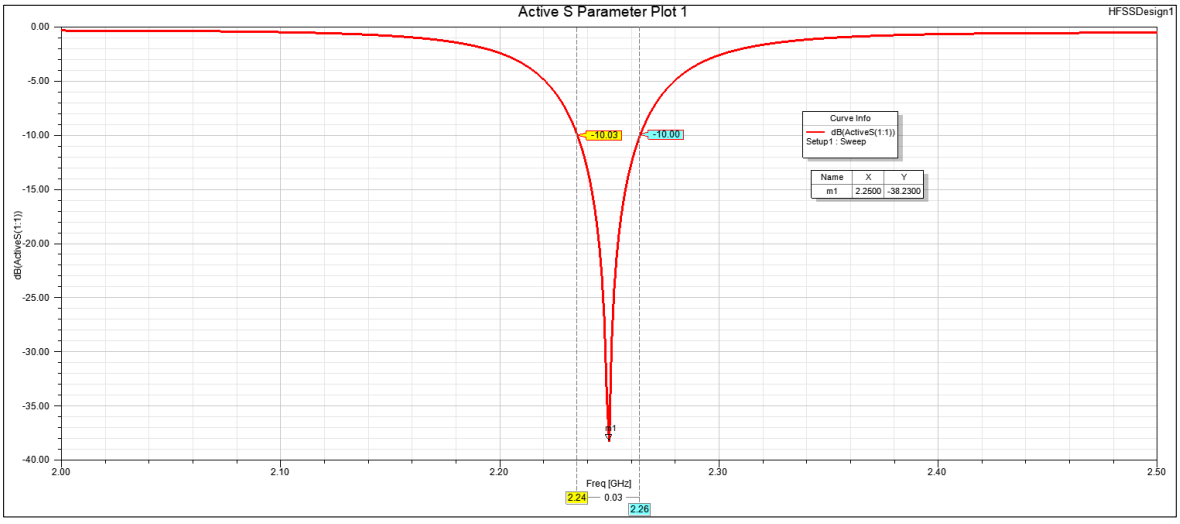
İlk düzlemsel dizi anten yapısı ile yapılan simülasyon sonuçlarına göre merkez çalışma frekansının 2,2589 GHz'e kaydığı, S_{11} yansıma katsayısı parametresinin değerinin -33,2015 dB değerine gerilediği ve birim ışıma elemanlı anten yapısından düzlemsel dizi anten yapısına geçişte beklendiği üzere kazanç parametresinin artarak 13,95 dB olduğu gözlemlenmiştir. Bant genişliği ise % 1,33 olarak hesaplanmıştır. Merkez çalışma frekansındaki kaymayı düzeltmek amacı ile düzlemsel dizi anten yapısı ölçüleri üzerinde

iyileştirme çalışmaları yapılmıştır. İyileştirme çalışmaları sonucunda düzlemsel dizi anten yapısındaki birim ışıma elemanları için bulunan değerler Çizelge 4.3 ile verilmiştir.

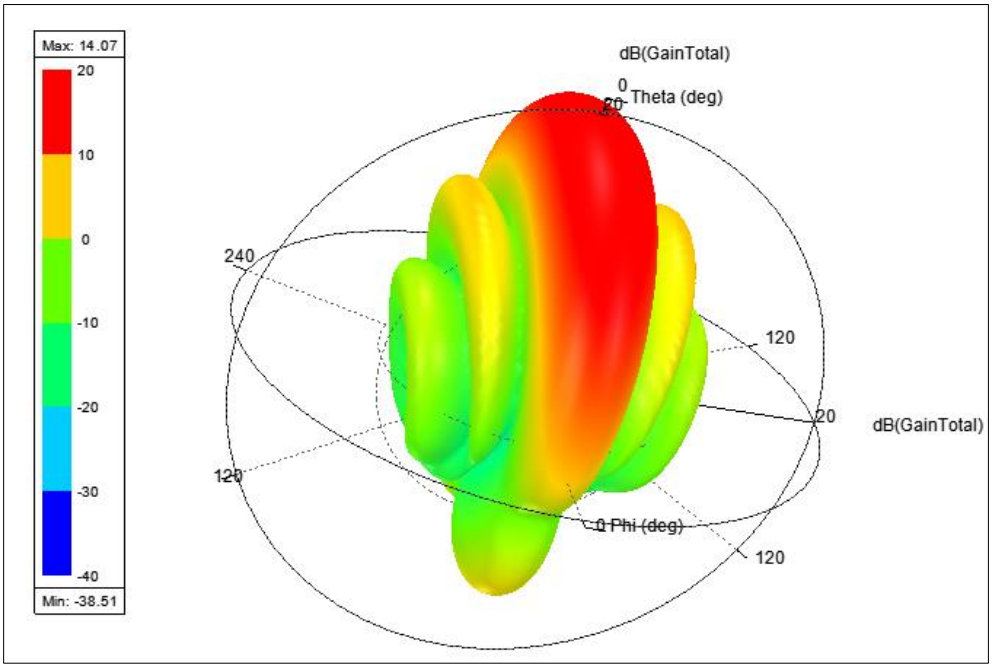
Çizelge 4.3. İyileştirilmiş düzlemsel dizi anten ölçüleri

W_p (yama genişliği)	50,529 mm
L_p (yama uzunluğu)	43,817 mm
W_g (toprak yüzeyi & alt taş genişliği)	100 mm
L_g (toprak yüzeyi & alt taş uzunluğu)	90 mm
h (alt taş yüksekliği)	1,6 mm
y_0 (mikroşerit hattın yama içerisine doğru girinti uzunluğu)	11,227 mm
ch (bakır yüksekliği)	0.035 mm
W (50 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	4,971 mm
Z_q (çeyrek dalga dönüştürücü hat empedansı)	70,71 Ω
$Z_{100\Omega}$ (simetrik T-eklem güç bölücü çıkış hattı empedansı)	100 Ω
W_q (çeyrek dalga dönüştürücü empedansı için mikroşerit hat genişliği)	2,85 mm
$W_{100\Omega}$ (100 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	1,44 mm

İyileştirilmiş düzlemsel dizi anten yapısı için S_{11} yansıma katsayısı parametresi grafiği Şekil 4.15'te ve 2,25 GHz merkez çalışma frekansındaki kazanç grafiği Şekil 4.16'da verilmiştir.

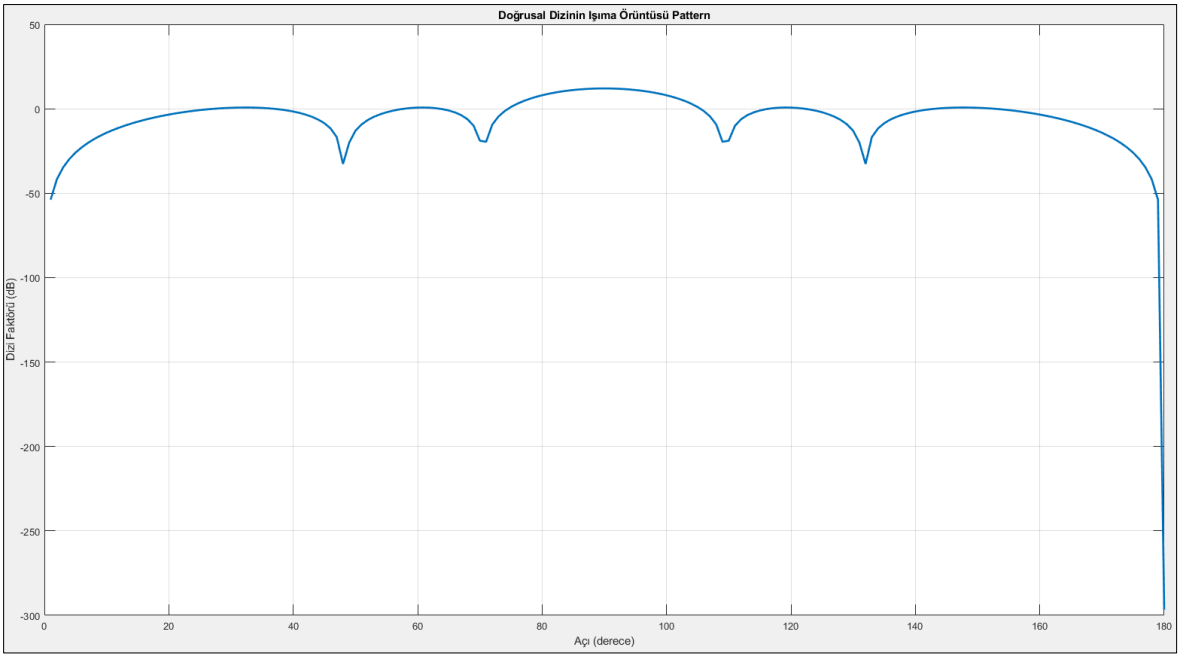


Şekil 4.15. İyileştirilmiş düzlemsel dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı



Şekil 4.16. İyileştirilmiş düzlemsel dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı

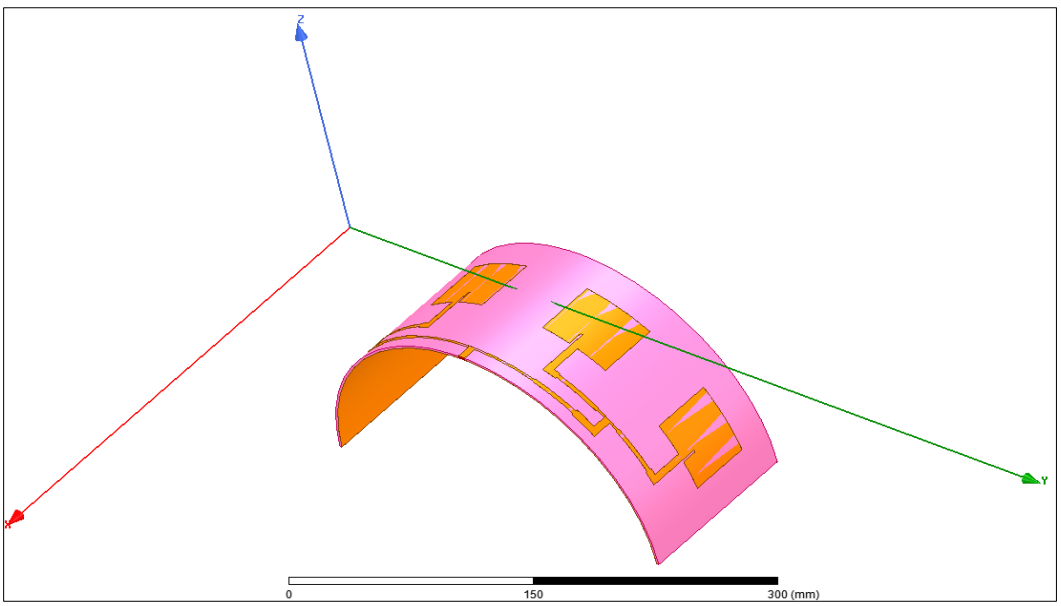
Düzlemsel dizi anten için yapılan iyileştirme çalışması sonucunda merkez çalışma frekansı tekrar 2,25 GHz'e ayarlanmış olup S_{11} yansıma katsayısı parametresi -38,23 dB değerine getirilmiştir. 2,25 GHz'deki kazanç ise 14.07 dB olarak görülmüştür. Bant genişliği yaklaşık % 1,33 olarak hesaplanmıştır. Son durumdaki anten parametrelerinin yeterli olduğu ve silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısına geçiş çalışmalarına başlanabileceği değerlendirilmiştir. Ek olarak dört elemanlı, elemanların merkezleri arasındaki mesafe 0,75 λ olan düzlemsel dizi anten yapısı için Eş. 3.36 ve Eş. 3.37 kullanılarak MATLAB aracılığı ile hesaplanmış ve grafiği çizdirilmiş dizi faktörü Şekil 4.17'de verilmiştir.



Şekil 4.17. Düzlemsel dizi anten için dizi faktörü grafiği

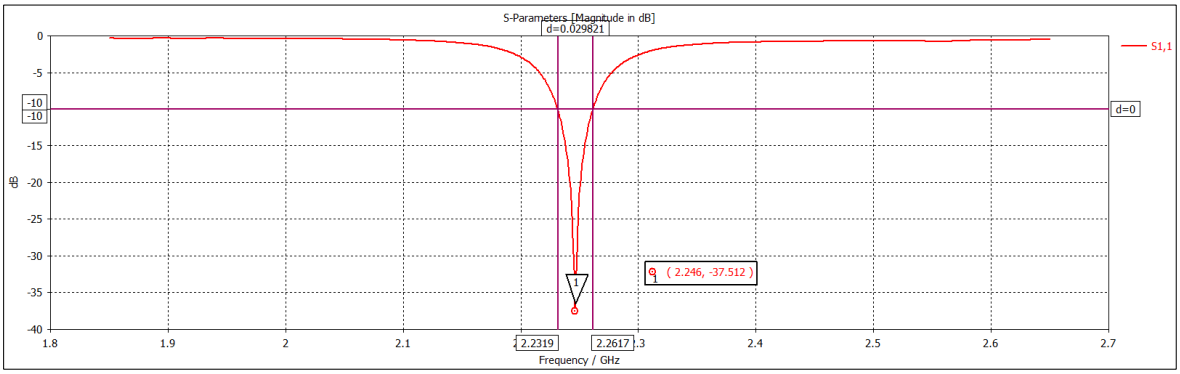
4.3. Silindirik Yüzeye Uyumlu Dizi Anten Tasarımı

İyileştirilmiş düzlemsel dizi anten yapısı 128 mm çapındaki silindirik yüzeye uyumlu olacak şekilde bükülerek modellenmiştir. Yapılan modelleme Şekil 4.18 ile verilmiştir.

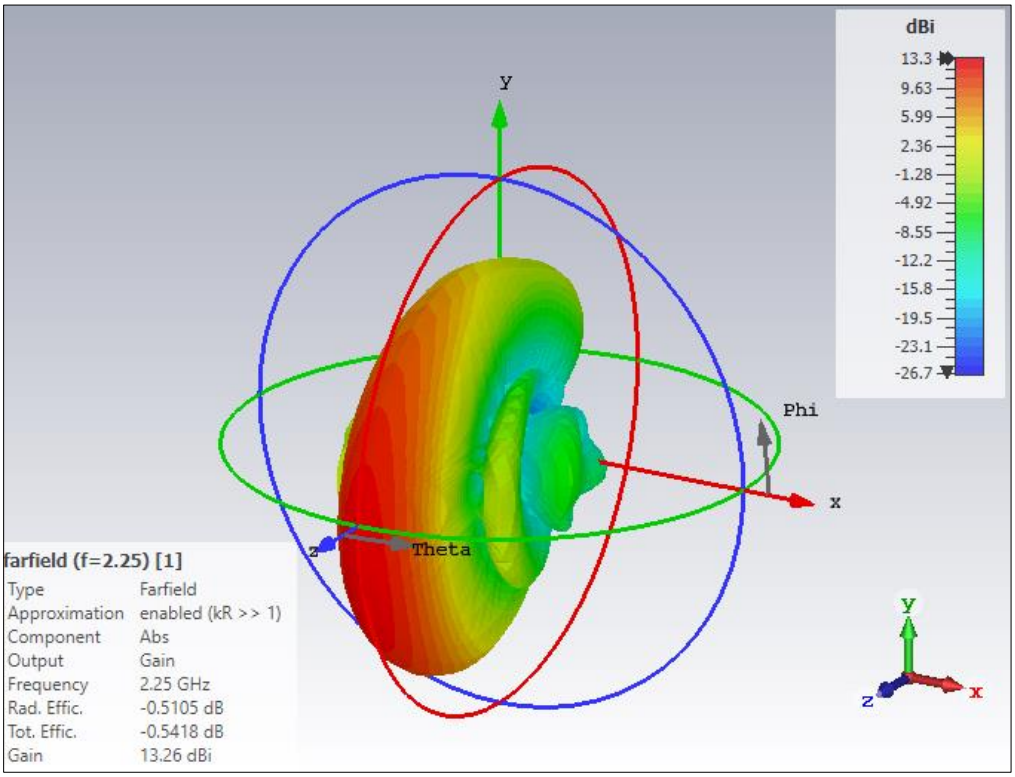


Şekil 4.18. HFSS ile modellenmiş silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısı

Şekil 4.18'de verilen silindirik yüzeye uyumlu olacak şekilde bükülmüş yapının HFSS benzetim programı ile analizi mümkün olmamış, donanım ve bellek yetersiz kalmıştır. Bu durum karşısında bir aşama geriye gelinerek HFSS benzetim programı aracılığı ile bulunan iyileştirilmiş düzlemsel dizi anten yapısı CST benzetim programına taşınarak modellenmiş ve simüle edilmiştir. Simülasyon sonucunda elde edilen S_{11} yansıma katsayısı parametresi ve 2,25 GHz'deki kazanç grafiği sırası ile Şekil 4.19 ve Şekil 4.20'de gösterilmişlerdir.



Şekil 4.19. CST ile analiz edilmiş düzlemsel dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı



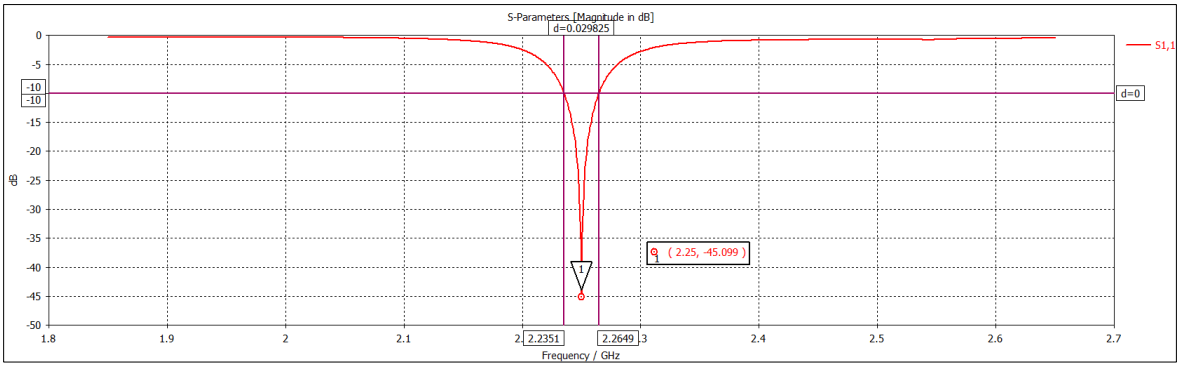
Şekil 4.20. CST ile analiz edilmiş düzlemsel dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı

Sonuçlar incelendiği zaman, HFSS benzetim programında merkez çalışma frekansını 2,25 GHz yapabilmek için ayarlanan anten değerleri ile CST benzetim programında analiz yapıldığında merkez çalışma frekansının 2,246 GHz'e kaydığı gözlemlenmiştir. Ayrıca S_{11} yansıma katsayısı parametresinin en düşük değerinin HFSS üzerinde -38.23 dB olduğu durumda CST üzerinde -37,512 dB olduğu gözlemlenmiştir. 2,25 GHz frekansındaki kazanç ise HFSS'te 14,07 dB iken CST'de 13,26 dBi olduğu görülmektedir. Bant genişliği % 1,33 olarak hesaplanmıştır. Sonuçlar arasındaki farklılıklar beklenmekte olup simülasyon programlarının analiz ve modelleme için kullandıkları matematiksel metotlardan kaynaklandığı düşünülmektedir. Düzlemsel dizi anten yapısı silindirik yapıya uyumlu olacak şekilde bükülmeden önce CST benzetim programı üzerinde yeni bir iyileştirme çalışması yapılmıştır. Optimize edilmiş düzlemsel dizi anten yapısı boyutları Çizelge 4.4 ile verilmiştir.

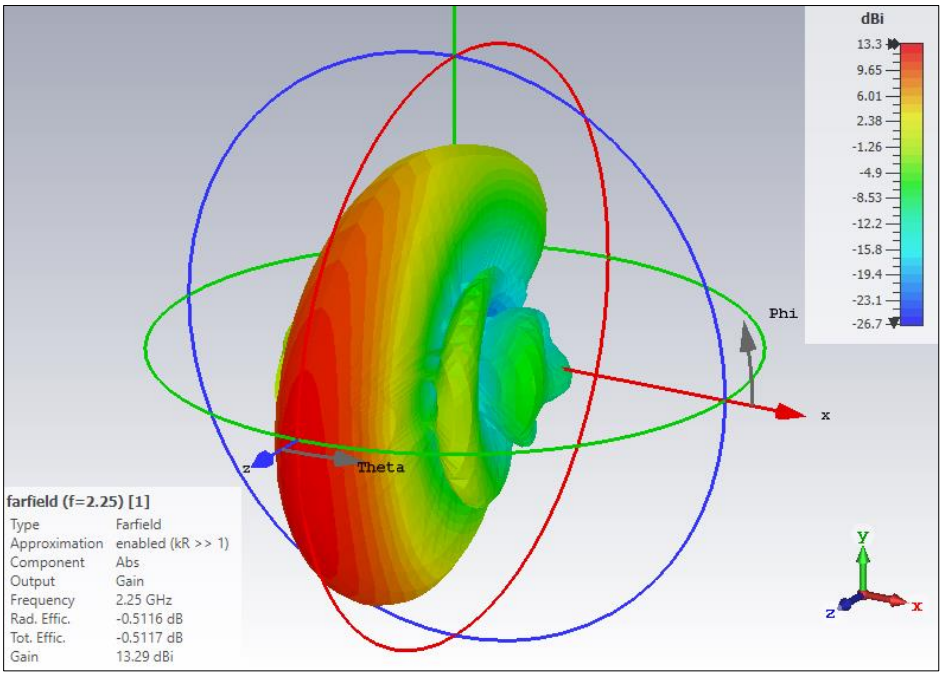
Çizelge 4.4. CST ile optimize edilmiş düzlemsel dizi anten ölçüleri

W_p (yama genişliği)	49,769 mm
L_p (yama uzunluğu)	43,682 mm
W_g (toprak yüzeyi & alt taş genişliği)	100 mm
L_g (toprak yüzeyi & alt taş uzunluğu)	90 mm
h (alt taş yüksekliği)	1,6 mm
y_0 (mikroşerit hattın yama içerisine doğru girinti uzunluğu)	11,811 mm
ch (bakır yüksekliği)	0.035 mm
W (50 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	4,971 mm
Z_q (çeyrek dalga dönüştürücü hat empedansı)	70,71 Ω
$Z_{100\Omega}$ (simetrik T-eklem güç bölücü çıkış hattı empedansı)	100 Ω
W_q (çeyrek dalga dönüştürücü empedansı için mikroşerit hat genişliği)	2,85 mm
$W_{100\Omega}$ (100 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	1,44 mm

Optimize edilmiş değerler ile yapılan simülasyon sonucunda düzlemsel dizi anten için bulunan S_{11} yansıma katsayısı parametresi ve 2,25 GHz'deki kazanç grafiği sırası ile Şekil 4.21 ve Şekil 4.22'de verilmiştir.

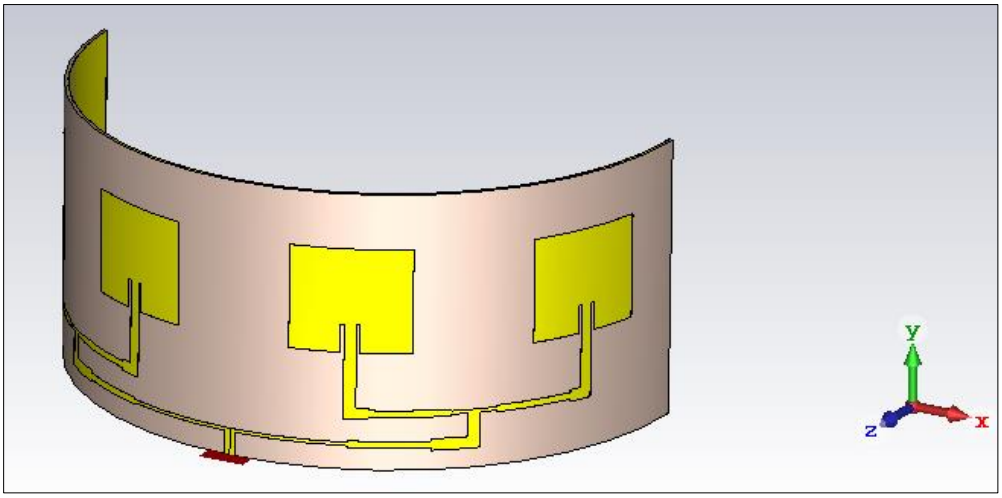


Şekil 4.21. CST ile optimize edilmiş düzlemsel dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı



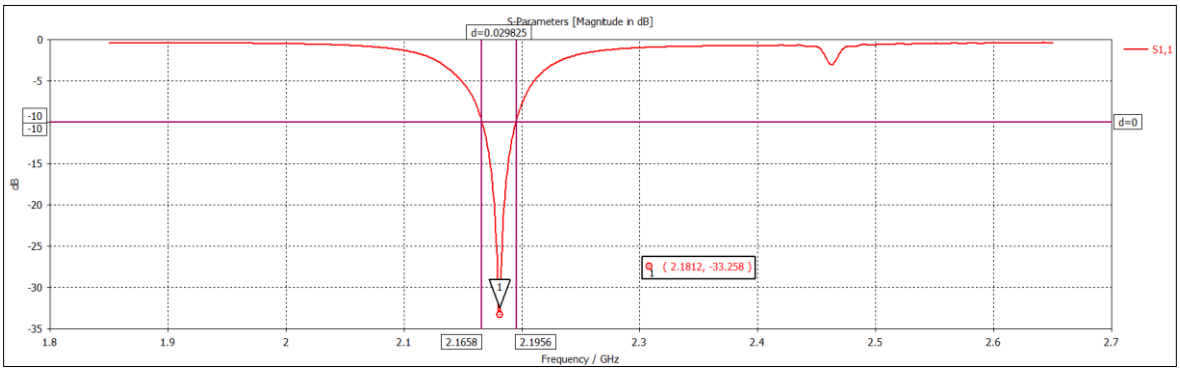
Şekil 4.22. CST ile optimize edilmiş düzlemsel dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı

Şekil 4.21'e göre çalışma merkez frekansı 2,25 GHz olarak ayarlanmış, S_{11} yansıma katsayısı parametresi -45,099 dB olarak bulunmuş ve bant genişliği % 1,33 olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.22'ye göre yeni düzlemsel dizi antenin 2,25 GHz'deki kazancı 13,29 dBi olarak bulunmuştur. CST üzerinden optimize edilmiş ölçülere sahip düzlemsel dizi anten yapısı için ulaşılan sonuçlar yeterli görülmüş olup bu antenin 128 mm çapındaki silindirik yüzeye uyumlu olacak şekilde bükülmesi kararlaştırılmıştır. Silindirik yüzeye uyumlu dizi anten modeli Şekil 4.23'te verilmiştir.

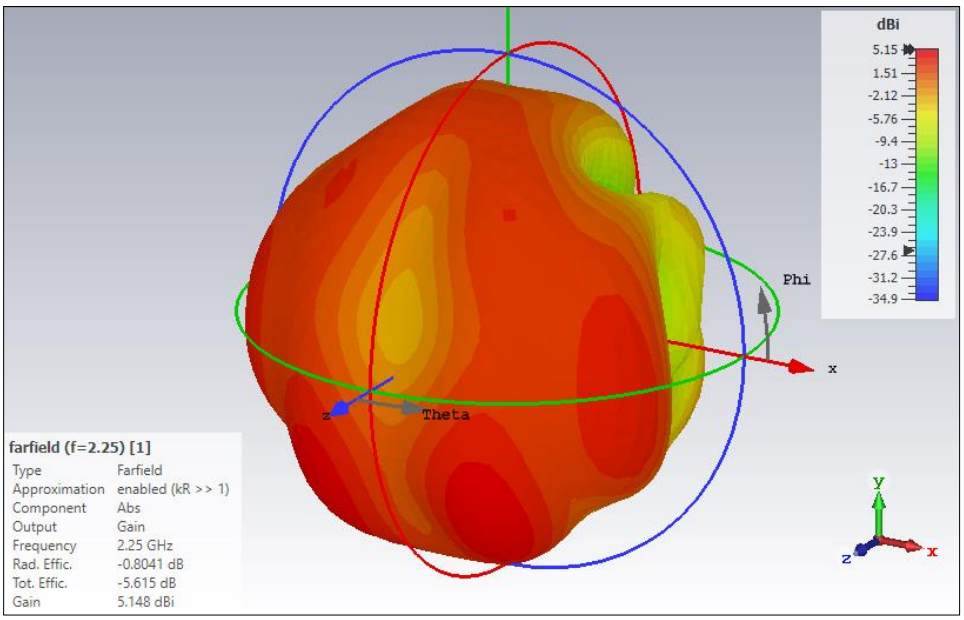


Şekil 4.23. CST ile modellenmiş silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısı

Silindirik yüzeye uyumlu dizi anten ile yapılan ilk simülasyon sonucunda elde edilen S_{11} yansıma katsayısı ve 2,25 GHz'deki anten kazancı sırası ile Şekil 4.24 ve Şekil 4.25'te verilmiştir.



Şekil 4.24. Silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı



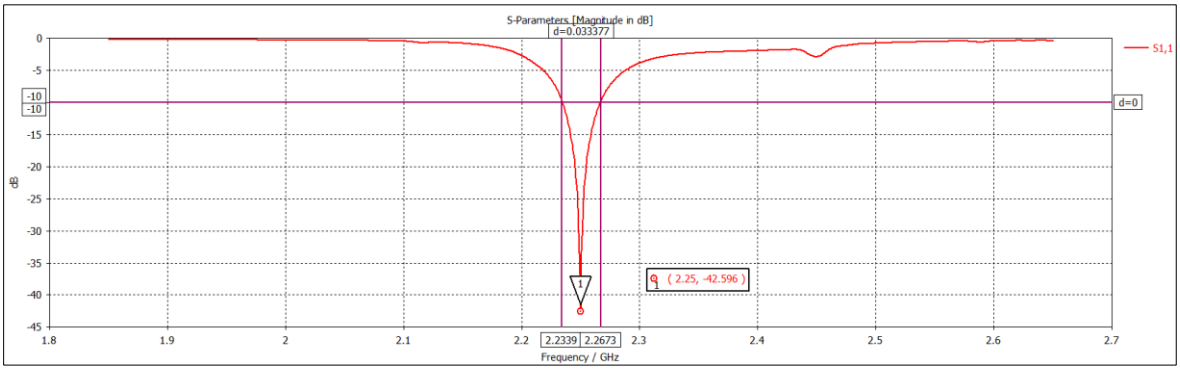
Şekil 4.25. Silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı

Silindirik yüzeye uyumlu dizi anten sonuçları düzlemsel dizi halinin sonuçları ile kıyaslandığı zaman merkez çalışma frekansının 2,25 GHz'den 2,1812 GHz'e kaydığı ve S_{11} yansıma katsayısı parametresinin en düşük değerinin -45,099 dB değerinden -33,258 dB değerine kötüleştiği görülmüştür. Bükülme işlemi ile birlikte değişen fiziksel yapı nedeni ile ışıma elemanlarının rezonans frekanslarında kayma beklenen bir sonuçtur. Fiziksel yapı değişiminin eşdeğer bir sonucu olarak ışıma elemanlarının gösterdiği empedans değerlerinde de değişimler meydana gelmiş ve S_{11} yansıma katsayısı parametresinde bozulmalar olmuştur. Ek olarak dizi anten yapısına verilen eğim sebebi ile ışıma elemanları düzlemsel bir şekilde aynı doğrultuda ışıma yapamadığından yönlülük parametresindeki azalma anten kazanç parametresini ciddi derecede bozarak 13,8 dBi değerinden 5,148 dBi değerine düşürmüştür. Silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısının merkez çalışma frekansını 2,25 GHz olarak ayarlamak amacı ile yeni bir iyileştirme çalışması gerçekleştirilmiştir. Optimize edilmiş silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısı boyutları Çizelge 4.5 ile verilmiştir.

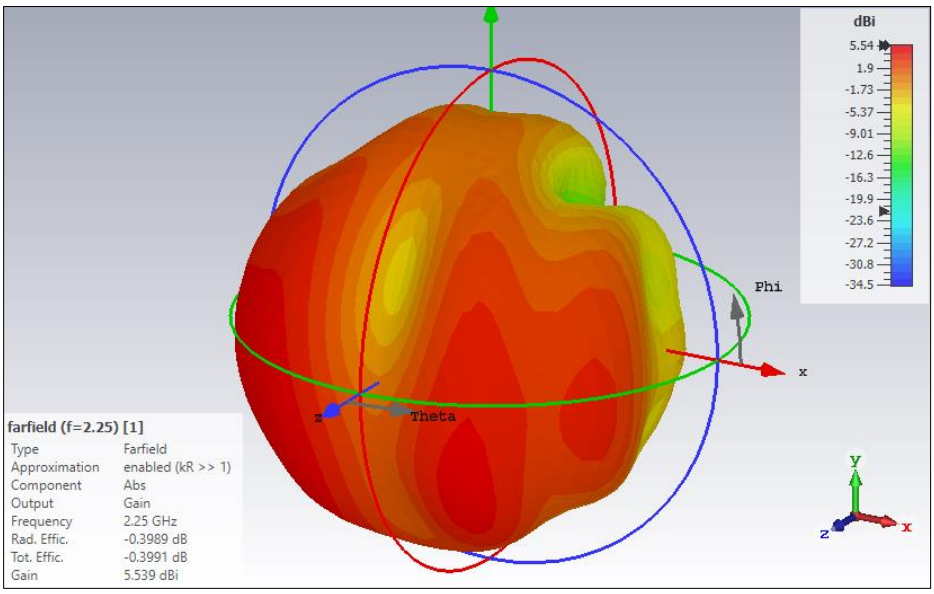
Çizelge 4.5. Optimize edilmiş silindirik yüzeye uyumlu dizi anten ölçüleri

W_p (yama genişliği)	51.062 mm
L_p (yama uzunluğu)	41.958mm
W_g (toprak yüzeyi & alt taş genişliği)	100 mm
L_g (toprak yüzeyi & alt taş uzunluğu)	90 mm
h (alt taş yüksekliği)	1,6 mm
y_0 (mikroşerit hattın yama içerisine doğru girinti uzunluğu)	10.915 mm
ch (bakır yüksekliği)	0.035 mm
W (50 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	4,971 mm
Z_q (çeyrek dalga dönüştürücü hat empedansı)	70,71 Ω
$Z_{100\Omega}$ (simetrik T-eklem güç bölücü çıkış hattı empedansı)	100 Ω
W_q (çeyrek dalga dönüştürücü empedansı için mikroşerit hat genişliği)	2,85 mm
$W_{100\Omega}$ (100 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	1,44 mm

Optimize silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısı için yapılan simülasyon sonucunda bulunan S_{11} yansıma katsayısı parametresi Şekil 4.26'da ve 2,25 GHz merkez çalışma frekansındaki kazanç grafiği Şekil 4.27'de verilmiştir.



Şekil 4.26. Optimize edilmiş silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısı S_{11} yansıma katsayısı



Şekil 4.27. Optimize edilmiş silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısının 2,25 GHz'deki kazancı

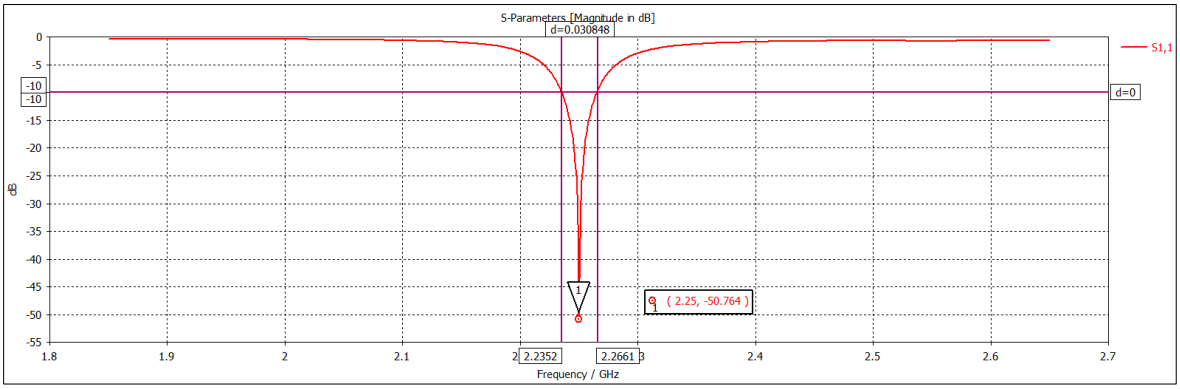
Sonuçlara göre silindirik yüzeye uyumlu dizi anten yapısının çalışma merkez frekansı 2,25 GHz'e ayarlanmış olup S_{11} yansıma katsayısı parametresi -33,258 dB değerinden -42,596 dB değerine iyileştirilmiş ve 2,25 GHz frekansındaki anten kazancı 5,148 dBi değerinden 5,539 dBi değerine yükseltilmiştir. Bant genişliği ise % 1,5 olarak hesaplanmıştır.

Gerçekleştirilen tasarım ve iyileştirme işlemleri sonucunda elde edilen optimum sonuçlara sahip düzlemsel dizi anten ve silindirik yüzeye uyumlu dizi anten için CST benzetim programı üzerinden gerber dosyaları alınarak üretim fazına geçilmiştir. Piyasadaki baskı devre üretici firmaları ile iletişim kurularak Rogers RT/Duroid 5880 alt taşı ile baskı devre üretimi yapabilecek firmalar araştırılmıştır.

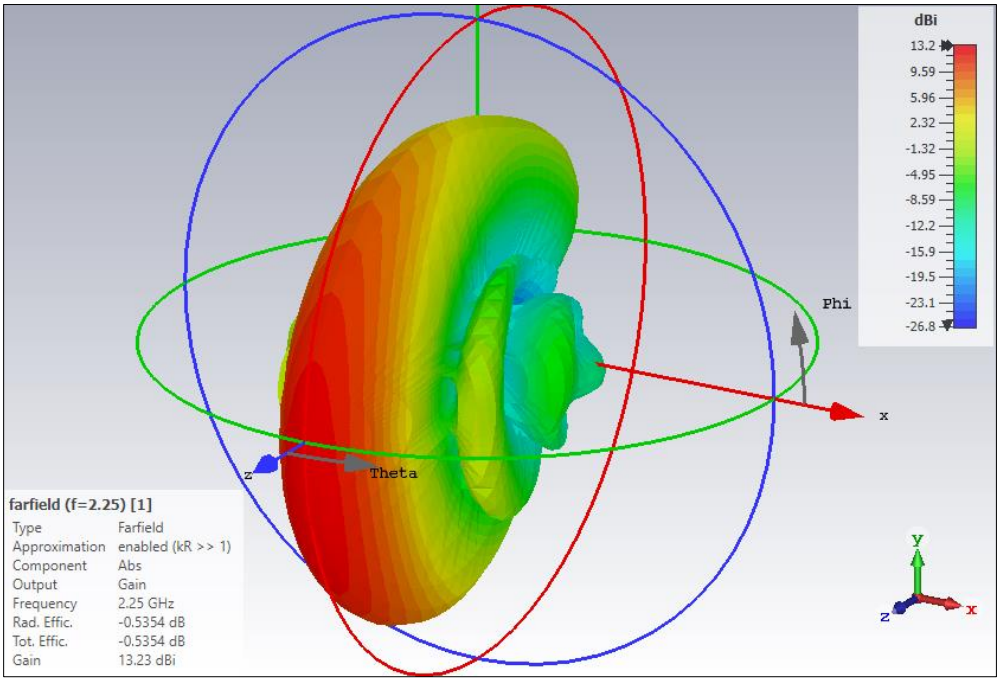
5. ÜRETİM VE ÖLÇÜM SONUÇLARI

Bir önceki bölümde tasarım ve optimizasyon işlemleri tamamlanmış olan dizi antenlerin üretimi için piyasadaki baskı devre üretici firmaları araştırılmıştır. Yapılan araştırmalar ve akabinde görüşmeler sonrasında bir çok firma Rogers RT/Duroid 5880 alt taş malzemesine sahip olmadığını ve üretimi bu alt taş ile yapamayacaklarını belirtmişlerdir. Geriye kalan firmalar tarafından yurt dışı iş ortakları aracılığı ile istenen alt taşa sahip baskı devre üretiminin gerçekleştirilebileceği iletilmiştir. Fakat gelen tekliflerin bir hayli yüksek olması ve temin sürelerinin ayları bulması sebebi ile baskı devre üretici firma arayışı devam etmiştir. Gebze merkezli bir firma, Rogers RT/Duroid 5880 ile aynı elektriksel özelliklere sahip Rogers DiClad 880 alt taş malzeme kullanımına ve 35 mikrometre bakır tabaka yerine 18 mikrometre bakır tabaka kullanımına uygunluk verilmesi durumunda üretimi gerçekleştirebileceklerini belirtmişlerdir. Ayrıca istenen değişikliklerin yapılması sayesinde hem maliyet açısından daha uygun, hem de daha kısa sürede üretimlerin yapılacağı sunulmuştur. Ek olarak baskı devre kesimini lazer yerine dremel ile yaptıklarından dolayı kesim esnasında bakır tabakalarda pürüzlenmelerin önüne geçmek adına alt taş katmanı sınırları ile bakır tabaka sınırları arasından 0,5 milimetre kadar mesafe bırakılması ve kesimi yapacak makinanın hizalama yapabilmesi için baskı devrelerin köşelerinde çarpraz olacak biçimde iki adet iki milimetre çapında delik açılmasının gerekliliğini belirtmişlerdir.

Firmanın öneri ve talepleri karşısında üretilecek antenler üzerinde gerekli güncellemeler gerçekleştirilerek analizler yapılmış ve kaymış olan anten parametrelerinin istenen değerlere tekrar getirilebilmesi amacı ile optimizasyon çalışmaları icra edilmiştir. Yapılan optimizasyon çalışmaları sonucunda düzlemsel dizi anten için elde edilen S_{11} yansıma katsayısı parametresi Şekil 5.1'de, kazanç parametresi Şekil 5.2'de ve anten boyutları Çizelge 5.1'de verilmiştir. Benzer iyileştirme çalışmaları sonucunda silindirik yüzeye uyumlu dizi anten için elde edilen S_{11} yansıma katsayısı parametresi Şekil 5.3'te, kazanç parametresi Şekil 5.4'te ve anten boyutları Çizelge 5.2'te verilmiştir. İlaveten silindirik yüzeye uyumlu dizi antenin düzlemsel halinin S_{11} yansıma katsayısı parametresi ve kazanç parametresi sırası ile Şekil 5.5'te ve Şekil 5.6'da verilmiştir.



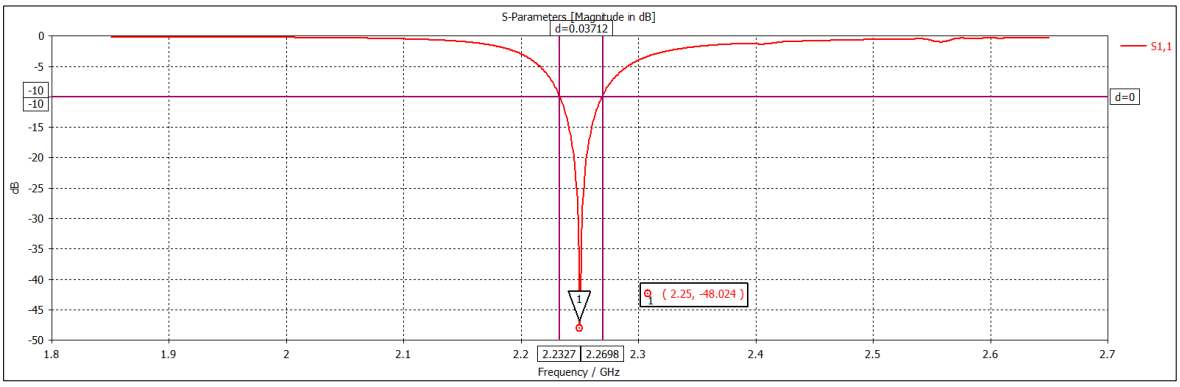
Şekil 5.1. Üretimi yapılacak düzlemsel dizi anten S_{11} yansıma katsayısı



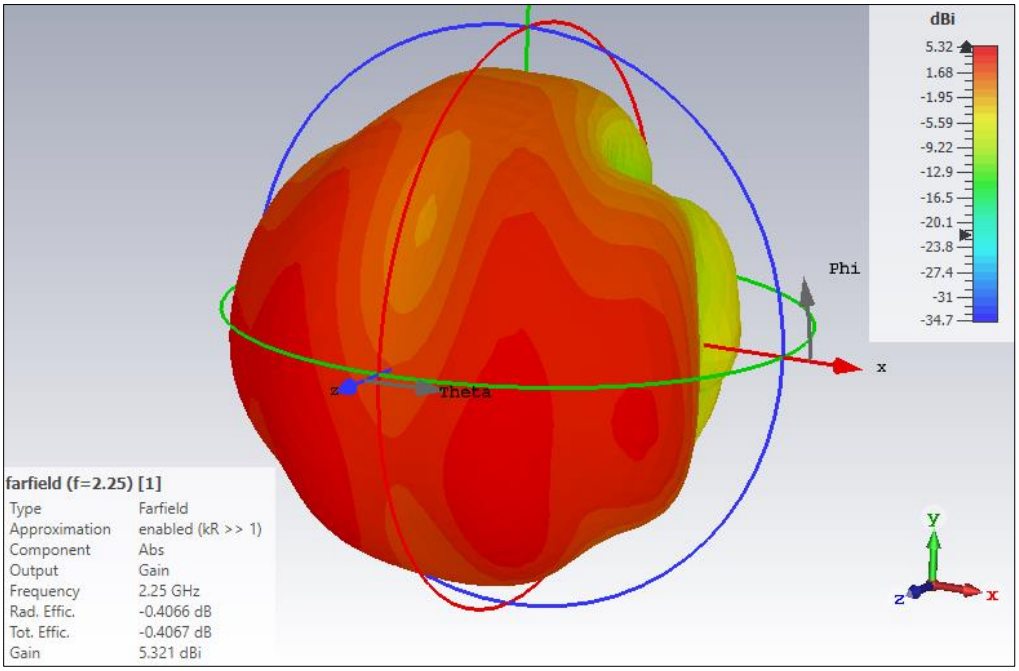
Şekil 5.2. Üretimi yapılacak düzlemsel dizi antenin 2,25 GHz'deki kazancı

Çizelge 5.1. Üretimi yapılacak düzlemsel dizi anten ölçüleri

W_p (yama genişliği)	50,03 mm
L_p (yama uzunluğu)	43,693 mm
W_g (toprak yüzeyi & alt taş genişliği)	100 mm
L_g (toprak yüzeyi & alt taş uzunluğu)	90 mm
h (alt taş yüksekliği)	1,6 mm
y_0 (mikroşerit hattın yama içerisine doğru girinti uzunluğu)	11,6 mm
ch (bakır yüksekliği)	0.018 mm
W (50 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	4,971 mm
Z_q (çeyrek dalga dönüştürücü hat empedansı)	70,71 Ω
$Z_{100\Omega}$ (simetrik T-eklem güç bölücü çıkış hattı empedansı)	100 Ω
W_q (çeyrek dalga dönüştürücü empedansı için mikroşerit hat genişliği)	2,85 mm
$W_{100\Omega}$ (100 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	1,44 mm



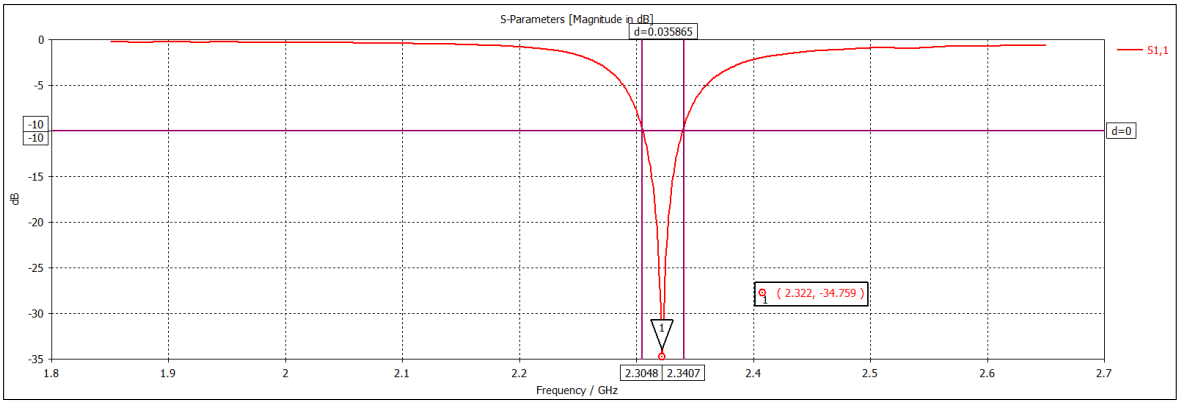
Şekil 5.3. Üretimi yapılacak silindirik yüzeye uyumlu dizi anten S_{11} yansıma katsayısı



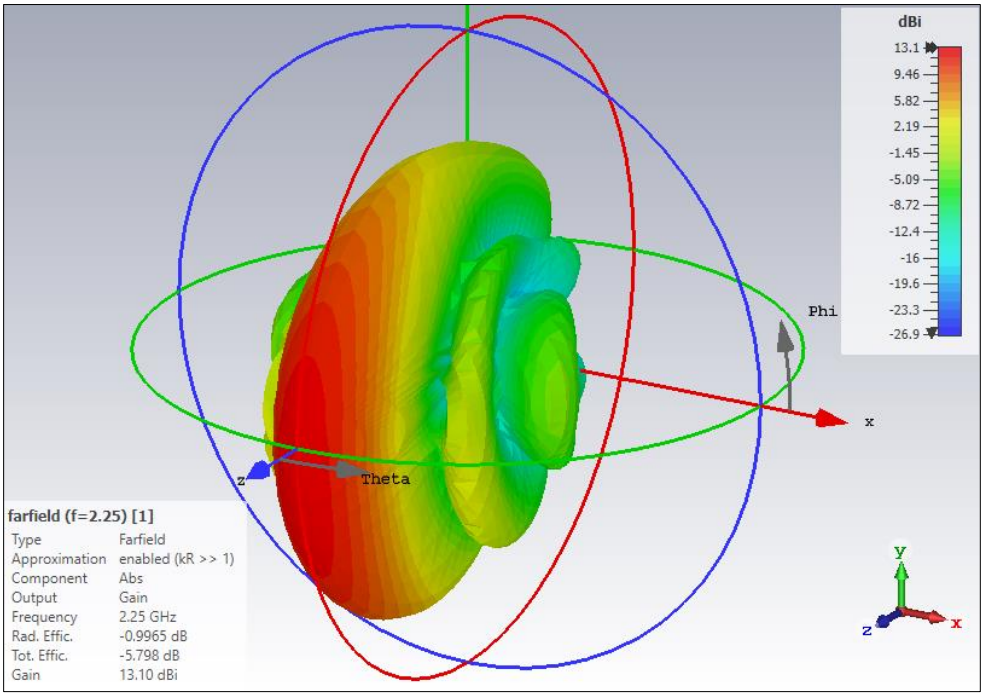
Şekil 5.4. Üretimi yapılacak silindirik yüzeye uyumlu dizi antenin 2,25 GHz'deki kazancı

Çizelge 5.2. Üretimi yapılacak silindirik yüzeye uyumlu dizi anten ölçüleri

W_p (yama genişliği)	50,504 mm
L_p (yama uzunluğu)	42,343 mm
W_g (toprak yüzeyi & alt taş genişliği)	100 mm
L_g (toprak yüzeyi & alt taş uzunluğu)	90 mm
h (alt taş yüksekliği)	1,6 mm
y_0 (mikroşerit hattın yama içerisine doğru girinti uzunluğu)	12,15 mm
ch (bakır yüksekliği)	0.018 mm
W (50 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	4,971 mm
Z_q (çeyrek dalga dönüştürücü hat empedansı)	70,71 Ω
$Z_{100\Omega}$ (simetrik T-eklem güç bölücü çıkış hattı empedansı)	100 Ω
W_q (çeyrek dalga dönüştürücü empedansı için mikroşerit hat genişliği)	2,85 mm
$W_{100\Omega}$ (100 Ω empedans için mikroşerit hat genişliği)	1,44 mm

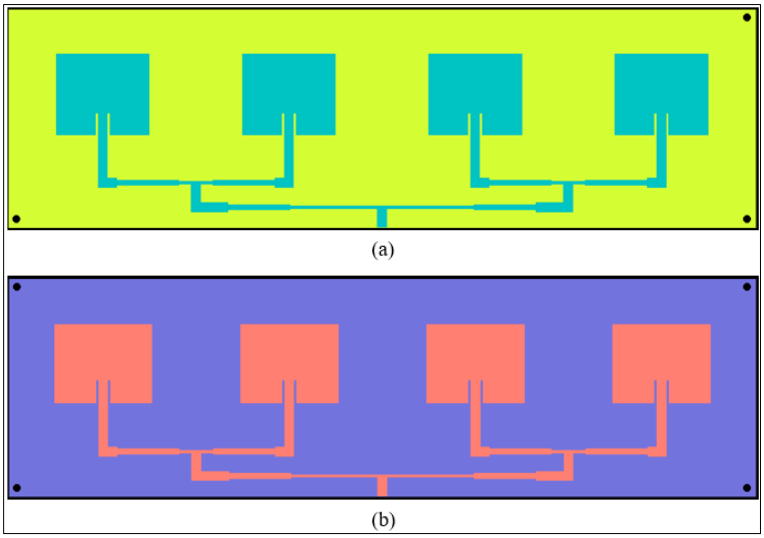


Şekil 5.5. Silindirik yüzeye uyumlu dizi antenin düzlemsel halinin S_{11} yansıma katsayısı

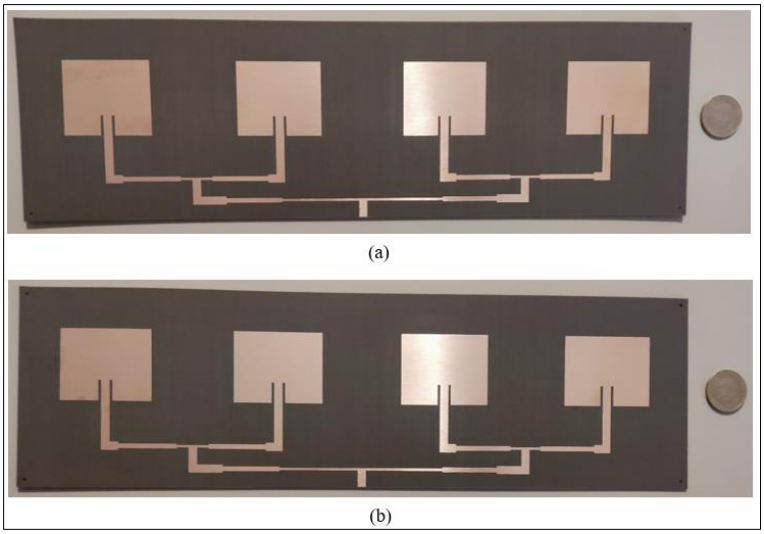


Şekil 5.6. Silindirik yüzeye uyumlu dizi antenin düzlemsel halinin 2,25 GHz'deki kazancı

Bütün bu işlemler sonucunda CST üzerinden alınmış dizi antenlerin üretilebilmesi için gerekli gerber dosyalarının görüntüleri Şekil 5.7'de, ilgili gerber dosyalarına göre üretilmiş dizi antenler ise Resim 5.1'de verilmiştir. Silindirik yüzeye uyumlu dizi anten için tıpkı düzlemsel dizi anten gibi iki boyutlu baskı devre üretimi yapılacak ve ardından büküm işlemi gerçekleştirilecektir. Üretilen baskı devrelerin birbirleri ile karıştırılmaması için düzlemsel dizi antene üç adet delik eklenmiş iken silindirik yüzeye uyumlu olacak dizi antene dört adet delik eklenmiştir. Üretilen dizi antenler KDV dahil 600 $'a mal olmuştur.



Şekil 5.7. Gerber görüntüleri a) bükülmeycek dizi anten b) bükülecek dizi anten

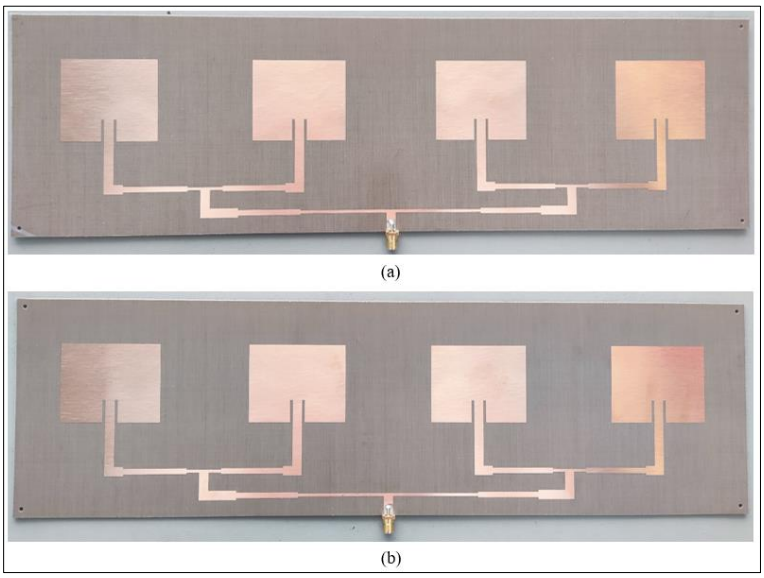


Resim 5.1. Üretilmiş antenler a) bükülmeycek dizi anten b) bükülecek dizi anten

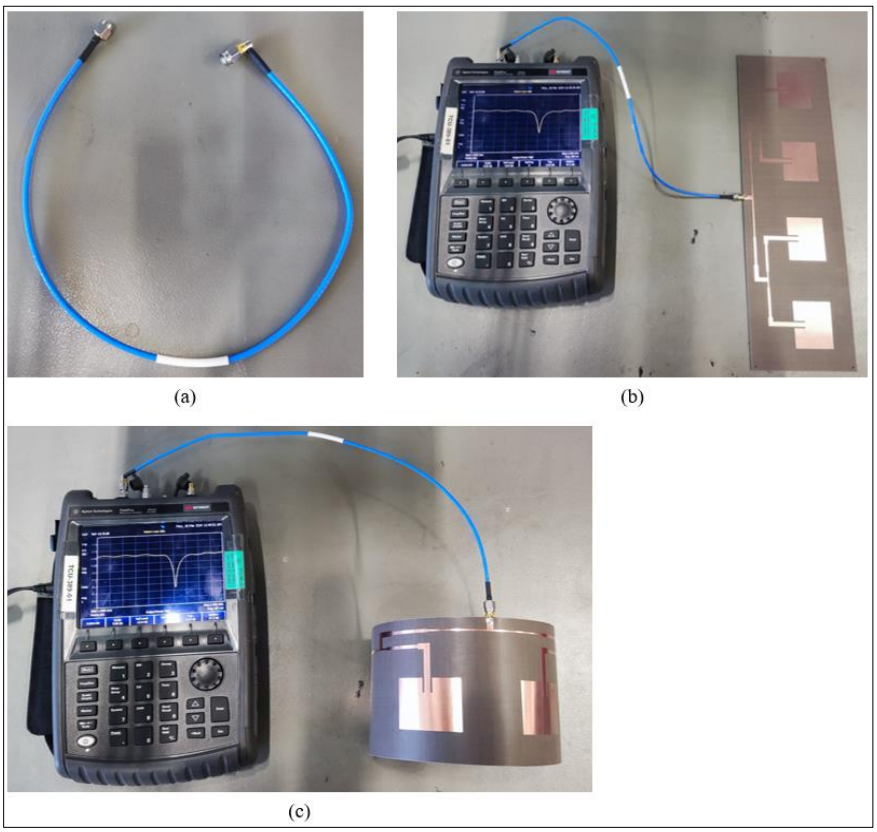
Konektörleri lehimlenerek ölçümler için hazır hale getirilmiş dizi antenler Resim 5.2'de verilmiştir.

Dizi antenlerin S_{11} yansıma katsayısı parametrelerinin ölçümleri Resim 5.3'de görüldüğü üzere N9918A FieldFox Handheld Microwave Analyzer 26,5 GHz mikrodalga analizörü ve LSA28-S1S2-S08 koaksiyel kablosu kullanılarak yapılmıştır. Kullanılan mikrodalga analizörü ile 30 kHz ile 26,5 GHz frekansları arasında anten ölçümü ve kablo ölçümü yapılabilmektedir. Kullanılacak koaksiyel kablo ise 18 GHz'e kadar olan sinyallerin iletimini yapabilmektedir. Mikrodalga analizörünün kablo kaybı ölçme özelliği kullanılarak anten ölçümlerine başlamadan önce sadece koaksiyel kablo bağlanarak yapılan ölçüm

sonucunda kullanılan kablonun 1,85 GHz ile 2,65 GHz frekans bandı aralığında ortalama 0,8 dB'lik bir kayba sebep olduğu gözlemlenmiştir.



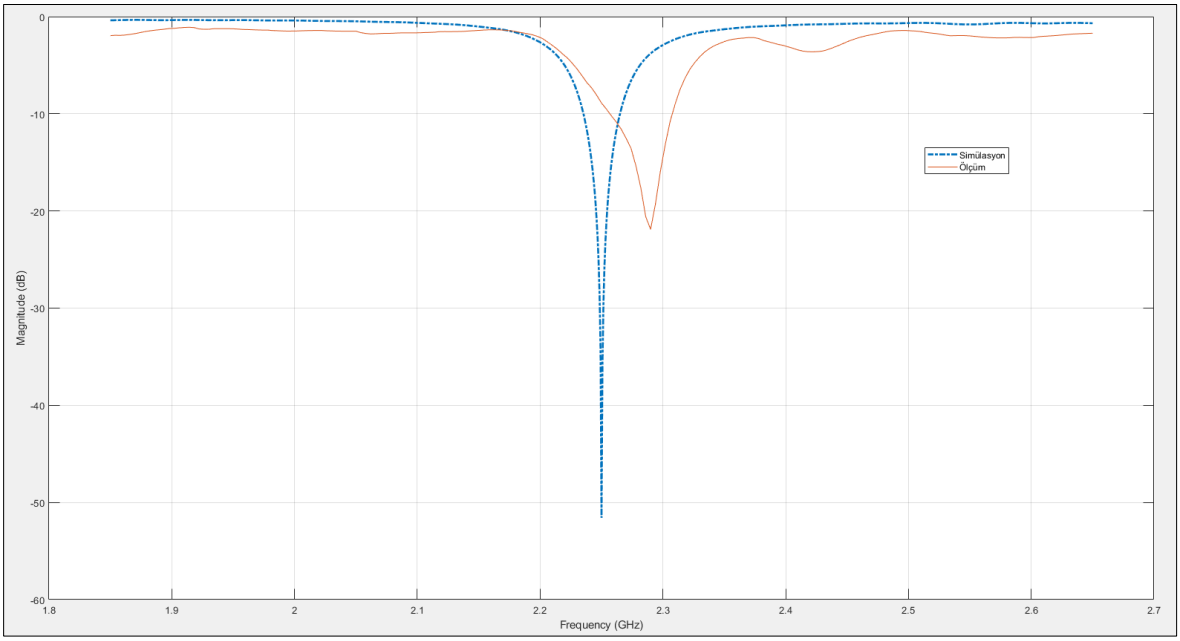
Resim 5.2. Ölçüme hazır antenler a) bükülmeycek dizi anten b) bükülecek dizi anten



Resim 5.3. Ölçüm sistemi a) koaksiyel kablo b) düzlemsel dizi anten c) bükülmüş dizi anten

Mikrodalga analizörü ile alınan ölçümler ".s1p" dosya tipinde kaydedilmiştir. Bu sayede ölçüm sonuçları ve simülasyon sonuçları MATLAB arayüzü aracılığı ile aynı grafik üzerinde çizdirilerek kıyaslanabilecektir. Alınan ölçümlerdeki frekans aralığı, yapılan simülasyonlar ile özdeş olması amacı ile 1,85 GHz ile 2,65 GHz aralığına ayarlanmıştır.

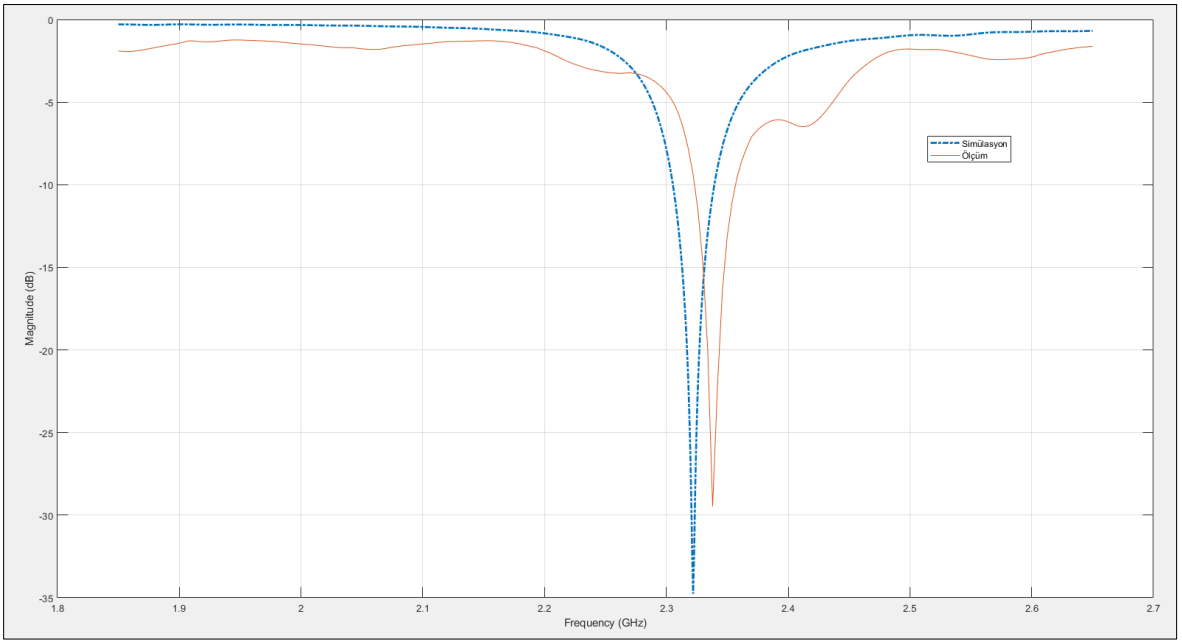
MATLAB aracılığı ile S_{11} yansıma katsayısı parametresi simülasyon ve ölçüm sonuçları beraber çizdirilmiş büküm işlemi uygulanmayacak optimum parametrelere sahip düzlemsel dizi antenin grafiği Şekil 5.8'de verilmiştir.



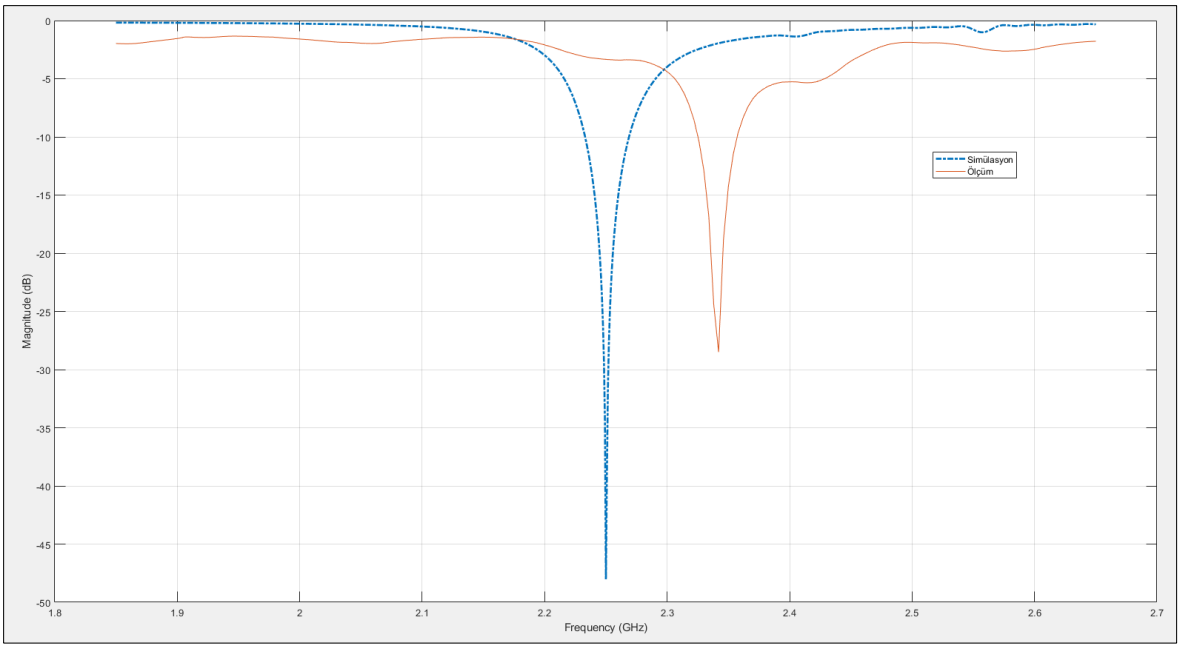
Şekil 5.8. Düzlemsel dizi antenin simülasyon ve ölçüm sonuçları

Optimum anten parametrelerine sahip büküm işlemi uygulanmayacak düzlemsel dizi antenin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının kıyaslandığı Şekil 5.8'e göre çalışma merkez frekansı 2,29 GHz'e kaymış olup S_{11} yansıma katsayısı parametresi -21,89 dB olarak ölçülmüştür. Bant genişliği yaklaşık % 2,45 olarak hesaplanmıştır.

Silindirik biçim verilecek anten ise kendi içerisinde düzlemsel ve silindirik halde ölçüme tabi tutulmuştur. Büküm işleminin anten parametrelerindeki değişimini göstermek amacı ile aynı anten önce düzlemsel biçimde ölçülmüş ve grafiği Şekil 5.9'da verilmiştir. Daha sonrasında büküm işlemi uygulanarak elde edilen silindirik biçimdeki anten ölçülmüş ve sonuçları Şekil 5.10'da verilmiştir. Böylelikle ölçümlerdeki tek değişken antenin geometrik yapısı olmuştur.



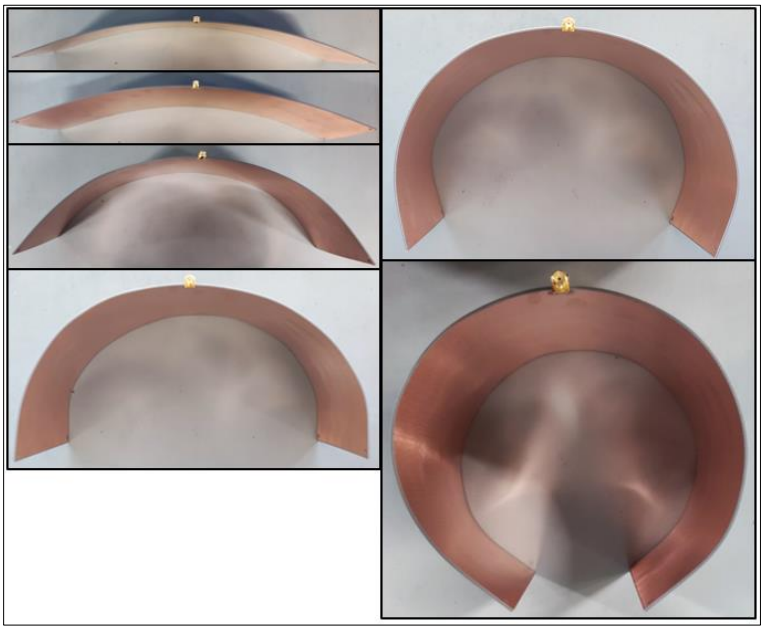
Şekil 5.9. Bükülecek antenin düzlemsel halinin simülasyon ve ölçüm sonuçları



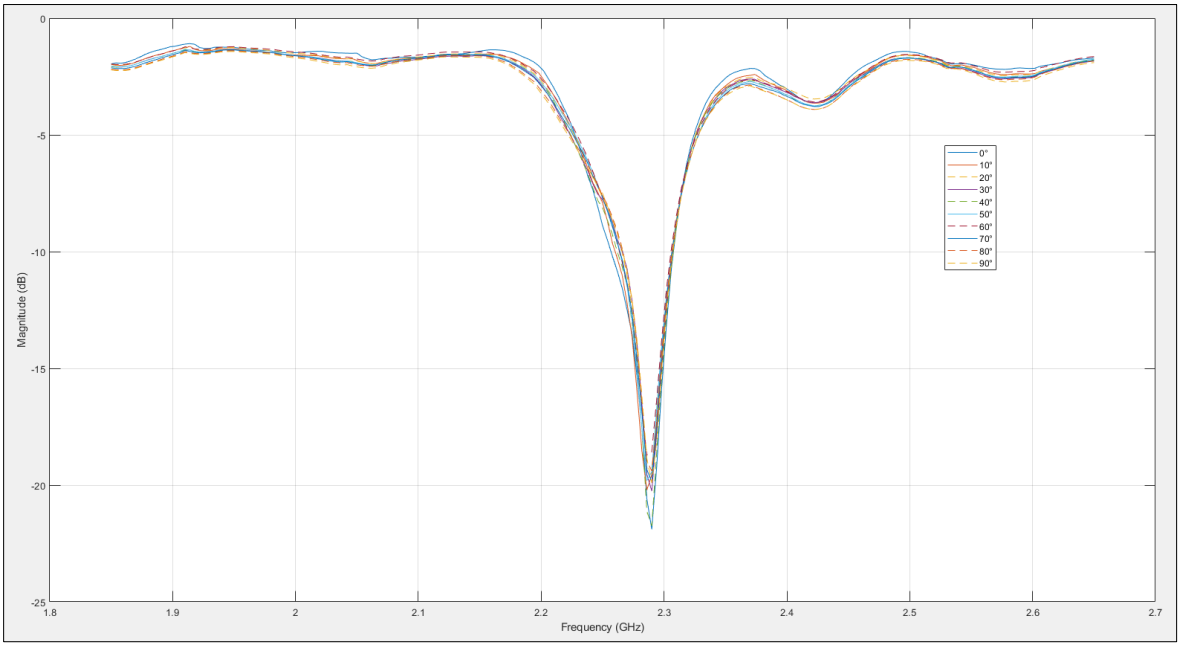
Şekil 5.10. Bükülmüş antenin simülasyon ve ölçüm sonuçları

Silindirik form verilecek düzlemsel dizi antenin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının kıyaslandığı Şekil 5.9'a göre çalışma merkez frekansı 2,338 GHz ve S_{11} yansıma katsayısı parametresi -29,47 dB olarak ölçülmüştür. Bant genişliği ise yaklaşık % 1,54 olarak hesaplanmıştır. Silindirik biçim verilmiş antenin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının kıyaslaması Şekil 5.10'da verilmiş olup merkez çalışma frekansı 2,342 GHz olarak ve S_{11} yansıma katsayısı parametresi -28,49 dB olarak ölçülmüştür. Bant genişliği ise % 1,5 olarak

hesaplanmıştır. Yapılan ölçümlerin ve gerçekleştirilen simülasyonların sonuçları karşılaştırıldığı zaman çalışma merkez frekanslarında yukarı yönde kaymaların oluştuğu ve S_{11} yansıma katsayısı parametrelerinde düşüşlerin olduğu gözlemlenmiştir. Bu bozulmaların başlıca sebepleri olarak anten baskı devre kartlarının üretimleri esnasındaki milimetrik hatalar, konektör ile anten arasındaki lehim sebebi ile sinyal kayıpları, ölçüm cihazının hata payı ve ölçüm enasında kullanılan kablonun kaybı gösterilebilir. Düzlemsel dizi anten yapısının bükülerek silindirik form verilmesi aşamasında beklenen çalışma merkez frekansı değişimi gözlenememiş, düzlemsel dizi anten ile silindirik biçim verilmiş halinin nerede ise aynı çalışma merkez frekansına sahip olduğu ölçülmüştür. Çalışma merkez frekansındaki duruma benzer şekilde iki farklı yapının S_{11} yansıma katsayısı parametrelerinde herhangi bir değişim olmadığı, nerede ise aynı değerlerin elde edildiği gözlemlenmiştir. Bu sonuçlar karşısında normal şartlarda büküm işlemine tabi olmayacak düzlemsel dizi anten, merkez çalışma frekansında ve S_{11} yansıma katsayısı parametresinde bir değişim olup olmayacağını görmek amacı ile 180°'lik doğrusal geometrisine göre aşama aşama onar derecelik açılarda bükülerek ölçümler alınmıştır. Resim 5.4'te çeşitli derecelerde bükülmüş antenin görselleri ve Şekil 5.11'de alınan ölçümlerin sonuçları paylaşılmıştır.



Resim 5.4. Düzlemsel dizi antenin büküm aşamaları



Şekil 5.11. Aşamalı büküm esnasında alınmış ölçümler

Gerçekleştirilen simülasyonlardan farklı olarak, Şekil 5.11'de çizdirilmiş ölçüm sonuçlarına göre üretilmiş bir antenin Resim 5.4'te görüldüğü gibi çeşitli derecelerde bükülmesi ile çalışma frekans bandında veya S_{11} yansıma katsayısı parametresinde ciddi değişimler meydana gelmemektedir. Dolayısı ile düzlemsel hali optimize edilmiş ve çalışma merkez frekansına ayarlanmış bir anten dizisinin istenen çaplarda bükülmesi sonucunda düzlemsel halindeki karakteristiğini göstereceği alınan ölçümlere göre söylenebilmektedir.

Bu tez çalışması kapsamında tasarlanan ve üretilen silindirik yüzeye uyumlu dizi anten literatürdeki benzer çalışmalar ile merkez çalışma frekanslarına, S_{11} yansıma katsayısı parametrelerine, kazanç değerlerine ve bant genişliklerine göre Çizelge 5.3'te karşılaştırılmıştır.

Çizelge 5.3'te verilen çalışmalardan birinci satırdaki ([10]) ve yedinci satırdaki ([22]) çalışmalarda herhangi bir üretim söz konusu olmadığı için sadece simülasyon sonuçlarından elde edilen değerler eklenmiştir. Dördüncü satırdaki ([13]) çalışma ise bant genişliğini hesaplar iken S_{11} yansıma katsayısı parametresini -10 dB olarak referans almak yerine -6 dB olarak referans almıştır, dolayısı ile bant genişliği çalışma sonucunda belirtilen ve çizelgeye yazılan değerlerden aslında daha dardır. Beşinci satırdaki ([15]) çalışma sadece 360°'lik tam bir çember üzerine farklı sayılardaki ışıma elemanlarının birbirlerine göre farklı mesafelere yerleştirilmesi sonucunda elde edilen normalize ışıma örüntüsünü paylaşmıştır, bu sebeple

tabloda ilgili kısımlar doldurulamamıştır. Onuncu satırdaki ([60]) çalışmada ise anten tasarımına ek olarak bir de frekans seçici yüzey (Frequency Selective Surface - FSS) tasarımı gerçekleştirilmiştir. Fakat karşılaştırma için sadece antene ait sonuçlar incelenmiş, frekans seçici yüzeyin anten ölçümlerine katılması ile elde edilen değerler dahil edilmemiştir.

Çizelge 5.3. Tez çalışmasının literatürdeki diğer çalışmalar ile karşılaştırılması

Çalışmalar	Merkez Çalışma Frekansı	Yansıma Katsayısı (S_{11})	En Fazla Kazanç	Bant Genişliği
[10]	1,268 GHz / 1,575 GHz	>-40 dB / >-20 dB	3.04 dBi	20 MHz / 50 MHz
[11]	1,575 GHz	-20 dB	2.9 dBi	30 MHz
[12]	1,189 GHz / 1,575 GHz	-	<5 dBiC	-
[13]	1,227 GHz / 1,575 GHz	>-24 dB / >-24 dB	0,5 dBi	26 MHz / 64 MHz
[15]	-	-	-	-
[16]	3,1 GHz – 10,1 GHz	>-45 dB	6,13 dBi	7 GHz
[22]	2,25 GHz	-	6,13 dBi	20 MHz
[34]	1,575 GHz	>-30 dB	5,9 dBi	20 MHz
[35]	1,227 GHz / 1,575 GHz	>-20 dB / >-20 dB	-	-
[60]	2,4 GHz	>-50 dB	2 dBi	700 MHz
Bu Çalışma	2,342 GHz	-28,49 dB	5,32 dBi	35 MHz

Çalışmalar karşılaştırılacak olur ise, altıncı satırdaki ([16]) çalışma dışındaki çalışmalarda bant genişliği ilgi odağı olmamıştır ve dar bant genişliklerinde çalışılmıştır. Kazanç ve S_{11} yansıma katsayısı parametreleri açısından bu tez çalışması kapsamında tasarlanıp üretilen antenin, kıyaslama için ele alınan birçok çalışmaya göre daha iyi değerlere sahip olduğu görülmektedir.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Telemetri sistemleri, test noktasında veri toplamanın mümkün olmadığı ya da tehlikeli olduğu durumlarda kablosuz haberleşme aracılığı ile güvenli mesafelerden veri toplanmasına ve toplanan verilerin analiz edilmesine imkan sağlar. "IRIG Standard 106-04 Part 1" ile telemetri sistemleri standardize edilmiş ve kablosuz haberleşmede telemetri sistemleri için belirli frekans bantları tahsis edilmiştir. Çalışılacak frekans bandının belli olması, telemetri sistemleri ile birlikte kullanılacak ve kablosuz haberleşmenin olmazsa olmaz bileşeni antenlerin ilk önemli isterini ortaya çıkarmaktadır. Genelde telemetri sistemleri için geniş bant genişlikleri gerekli olmadığından dolayı bant genişliği ihtiyacı tasarımı zorlayacak ciddi bir gereksinim olarak ortaya çıkmasa da bazı projelerde geniş bant genişliklerinin istenmesi durumunda anten tasarımı aşamasında ağırlık verilmesi gereken bir konu haline gelebilmektedir. Çalışılacak frekans bandının belirlenmesinden sonra antenin entegre edileceği platformun yüzey şekli, anten için ayrılan uzunluk, genişlik, ağırlık gibi fiziksel kısıtlar tasarımın ikinci önemli isterini ortaya çıkarmaktadır. Özellikle hava platformları gibi alanın kısıtlı olduğu, anten entegrasyonu yapılacak yüzeylerin düzlemsel olmadığı, aerodinamik bütünlüğün hayati öneme sahip olduğu araçlar için kullanılacak antenlerin fiziksel özellikleri merkez çalışma frekansı kadar önemlidir. Anten teknolojisindeki gelişmeler ile boyutları oldukça küçülen ve her türlü şekle sahip yüzeye yerleştirilebilecek şekilde üretilen antenler sayesinde fiziksel kısıtlar için sistem seviyesinde çözümler bulunabilir. Telemetri sistemleri ile kullanılacak anten tasarımında üçüncü önemli ister ise doğrudan antenler için bir ister olmaktan ziyade telemetri sisteminin bütününü ilgilendirmesidir. Füze ve roket gibi çok kısa sürede çok uzak mesafelere giden hava platformları için haberleşme link marjininin istenen mesafelerde kapatılabilmesi için verici çıkış gücü ve verici-alıcı antenlerin kazançları önemli bir yer tutar. Eğer verici belirlenmiş ve verinin toplanacağı yer istasyonundaki alıcı antenin kazancı biliniyor ise en uzak menzilde linkin kurularak sağlıklı bir şekilde haberleşmenin devam edebilmesi amacı ile hava platformuna entegre edilecek antenin kazancı için kesin bir ister ortaya çıkarılabilir. Anten tasarımı için önemli olan diğer bir gereksinim de anten polarizasyonudur. Tasarlanacak platform üstü antenin, yer istasyonunda kullanılan anten ile uygun polarizasyonda olması gerekir.

Bu tez çalışması kapsamında telemetri sistemlerinde yaygın olarak kullanılan alt S-bant frekans bölgesinde çalışacak, 128 mm çapındaki bir mühimmatın gövdesine sarılabilecek, kazanç değerini artırabilmek adına dizi yapısında kurgulanmış bir anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kolay üretilebilmesi için yaygın kullanılan, alternatifi var olan ve her şeyden önemlisi bükülme işlemi sırasında kırılmayacak bir alt taş malzemesi seçilmiştir.

Çalışmaya HFSS elektromanyetik simülasyon programı kullanılarak tekil ışıma elemanı tasarımı ile başlanmış olup yapılan analizlerde gerçeğe daha yakın sonuçların elde edilmesi ve analiz sürelerinin kısaltılması amacı ile önerilen Floquet Port teoremi ve PML metodu denenmiştir. Ayrıca dizi anten yapısını tekil ışıma elemanı tasarımında kurgulayabilmek adına, tekil ışıma elemanı analiz uzayının diğer ışıma elemanlarının dizileceği doğrultusundaki sınırlarına elektromanyetik olarak uyumlu sınırlar (Master/Slave Boundary) tanımlanmıştır. Oluşturulan analiz uzayında yapılan simülasyonlar sonucunda tatmin edici parametrelere sahip tekil ışıma elemanının elde edilmesi ile doğrusal dizi anten tasarımı aşamasına geçilmiştir.

Doğrusal dizi anten yapısı, 2,25 GHz merkez çalışma frekansında birbirlerine göre 0,75 λ mesafelere yerleştirilmiş dört adet ışıma elemanından oluşmaktadır. Dizi anten yapısında tek besleme portu kullanılarak ışıma elemanlarını uyarabilmek için, T-eklem güç bölücüler ve iletim hatlarında empedans uyumlamasını sağlayarak sinyal yansımalarını minimize etmek için çeyrek dalga dönüştürücüler kullanılan paralel besleme ağı tasarlanmıştır. Ortaya çıkan düzlemsel dizi anten yapısında meydana gelen frekans kaymasını düzeltmek ve S_{11} yansıma katsayısı parametresini iyileştirmek için optimizasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Kabul edilebilir parametrelerin yakalanması ile düzlemsel dizi anten yapısının 128 mm silindirik yüzeye saracak şekilde bükülme ve bükülmüş yapının analiz işlemlerine başlanmıştır.

HFSS elektromanyetik simülasyon programı ile bükülmüş yapının analizi yapılamamış olup CST elektromanyetik simülasyon programı ile çalışmalara devam edilmiştir. Düzlemsel dizi anten yapısı CST arayüzünde tekrar modellenmiş ve analiz edilmiştir. CST ve HFSS simülasyon programlarının kullandığı yöntemlerden kaynaklı olarak her iki program aracılığı ile elde edilen düzlemsel dizi anten simülasyon sonuçlarında ufak farklılıklar gözlemlenmiştir. Farklılıkları gidermek için CST arayüzünde gerekli düzenlemeler yapıldıktan sonra düzlemsel dizi anten yapısı 128 mm çapındaki silindirik bir yüzeyi saracak şekilde bükülmüş ve analiz edilmiştir. Doğrusallığın bozularak geometrinin değişmesi

sonucunda beklendiği üzere anten parametrelerinde kaymalar ve kötüleşmeler meydana gelmiştir. Büküm sonucunda yönlülüğün azalması ile birlikte kazanç değerinde ciddi bir düşüş yaşanmıştır. Işıma elemanlarının yüzeylerindeki geometrik farklılaşma merkez çalışma frekansında kaymaya sebep olur iken ışıma elemanlarının giriş empedans değerlerini değiştirmiş ve bu durum sonucunda S_{11} parametresinin değerinde azalmaya neden olmuştur. Çalışma merkez frekansını tekrar istenen değere çekmek ve S_{11} yansıma katsayısı parametresini iyileştirmek adına bükülmüş yapı üzerinde optimizasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bükülmüş yapı özelinde de kabul edilebilir parametrelerin yakalanması sonucunda hem düzlemsel hem de bükülmüş dizi anten baskı devre kartlarını uygun maliyetli, gerekli termin süresinde ve istenen malzemeler ile üretebilecek firma araştırması yapılmıştır.

Uzun araştırmalar sonucunda Gebze merkezli bir şirket ile üretim kabiliyetleri ve üretimi yapabilmesi adına anten baskı devre kartlarında istediği uygunluklar kapsamında anlaşılarak dizi antenlerin üretimleri gerçekleştirilmiştir. Toplamda 600 $'a mal olan düzlemsel dizi anten ve bükülmek üzere düzlemsel üretilen dizi anten için alt taş olarak Rogers RT/Duroid 5880 malzemesi yerine aynı elektriksel özelliklere sahip Rogers DiClad 880 malzemesi ve 35 mikrometre bakır plaka kalınlığı yerine 18 mikrometre bakır plaka kalınlığı kullanılmıştır.

Üretilen antenlerin teslim alınması sonucunda SMA konektörler lehimlenerek antenler ölçüm alınmaya hazır hale getirilmiştir. İlk olarak her iki antenin düzlemsel halinin S_{11} parametresi ölçümleri yapılmış ve simülasyon sonuçları ile kıyaslanabilmek için kaydedilmiştir. Ardından istenen silindirik forma getirilecek antenin büküm işlemi yapılmıştır. Kullanılan alt taş malzemenin ve ince bakır tabakaların bükülme işlemine ne kadar dayanacağı ve dizi anten yapısının kırılıp kırılmayacağı gibi endişeler boşa çıkmış olup dizi anten yapısı ufak bir efor ile istenen forma getirilmiştir. Silindirik biçim verilen antenin S_{11} parametresi ölçüm sonuçları da alınarak simülasyon sonuçları ile karşılaştırılabilmek için kaydedilmiştir. Simülasyon sonuçları ve ölçüm sonuçlarının kıyaslanması sonucunda üretilen antenlerin merkez çalışma frekanslarında yukarı frekanslara doğru bir kaymanın mevcut olduğu ve beklenen S_{11} parametresi değerlerine sahip olmadıkları görülmüştür. Ölçülen S_{11} parametresi değerleri ile antenlerin yeterli performansı göstereceği değerlendirilse de dar bant genişliklerinde çalışıldığından dolayı merkez çalışma frekanslarındaki kaymalar antenlerin alt S-bant frekans bölgesindeki

kullanılabilirliği için problem yaratmaktadır. Ama yine de "IRIG Standard 106-04 Part 1"de telemetri sistemleri için atanmış üst S band frekans bölgesinde yer alınmış olması antenin ilgili telemetri sistemleri içerisinde kullanılabilir olduğunu göstermektedir. Ek olarak büküm işleminin simülasyonlarda görüldüğü gibi merkez çalışma frekansında ve S_{11} parametresi değerinde bir değişime sebep olmadığı, düzlemsel dizi anten yapısı için ölçülen değerler ne ise bükülmüş dizi anten yapısı için ölçülen değerlerin de aynı olduğu gözlemlenmiştir. Bu şaşırtıcı sonucun tekrar incelenebilmesi adına eldeki büküm işlemi gerçekleştirilmemiş düzlemsel dizi anten yapısının doğrusal yapısından aşama aşama onar derecelik bükülmeler gerçekleştirilerek ölçümler alınmıştır. Alınan ölçümler bir arada çizdirilerek daha rahat bir şekilde yorumlanmak amacı ile kaydedilmiştir. Alınan yeni ölçüm sonuçlarına göre doğrusal anten yapısı ile bükülmüş anten yapısı parametreleri arasında ciddi bir değişimin olmadığı görülmüştür.

Bu tez çalışması kapsamında, alt S-bant telemetri frekanslarında çalışacak merkez çalışma frekansı 2,25 GHz'de birbirlerine göre 0,75 λ mesafe ile yerleştirilmiş dört ışıma elemanlı silindirik yüzeye uyumlu doğrusal polarizasyonlu paralel besleme ağına sahip dizi anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Üretilen ve silindirik biçim verilen antenin ölçüm sonuçları literatürdeki benzer diğer çalışmalar ile karşılaştırılarak performans değerlendirmesi yapılmıştır. Bu çalışmanın geliştirilerek devam etmesi adına; bant genişliğinin artırılması amacı ile ışıma elemanları üzerinde çentiklerin ya da boşlukların kesilmesi, farklı şekillere sahip ışıma elemanlarının kullanılması ve son zamanlarda yaygınlaşan bozulmuş toprak katmanı yönteminin kullanılması önerilmektedir. Ayrıca anten kazancının artırılması amacı ile kullanılan ışıma elemanı sayısının artırılması ve elektromanyetik metamalzemelerin kullanılması tavsiye edilmektedir. Ek olarak parazitik ışıma elemanlarının kullanılması ile hem bant genişliğinin hem de kazanç değerinin iyileştirilmesi önerilmektedir.

KAYNAKLAR

1. Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory: Analysis and Design* (Third edition). New Jersey: Wiley Press, 1-26, 27-132, 283-333, 811-843.

2. Balanis, C. A. (1992). Antenna theory: A review. *Proceedings of the IEEE, 80*(1), 7-23.

3. İnternet: History Of Antenna System. URL: https://www.cenrf.net/news/history-of-antenna-systems-17704575.html. Son Erişim Tarihi: 06.07.2024

4. Ramsay, J. (1981). Highlights of antenna history. *IEEE Communications Magazine*, *19*(5), 4-8.

5. İnternet: Radio on the Frontlines: WWI and WWII. URL: https://dp.la/exhibitions/radio-golden-age/radio-frontlines. Son Erişim Tarihi: 06.07.2024

6. Van Atta, L. C., Silver, S. (1962). Contributions to the antenna field during World War II. *Proceedings of the IRE, 50*(5), 692-697.

7. Peixeiro, C. (2011, October). Microstrip patch antennas: An historical perspective of the development. In *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)* (pp. 684-688). IEEE.

8. İnternet: Antennas: A History. URL: https://jemengineering.com/blog-antennas-a-history/. Son Erişim Tarihi: 07.07.2024

9. Khan, A. Q., Riaz, M., Bilal, A. (2016). Various types of antenna with respect to their applications: a review. *International Journal of Multidisciplinary Sciences and Engineering*, *7*(3), 1-8.

10. Chen, C., Zheng, H. (2017, October). Design of a dual-band conformai antenna on a cone surface for missle-borne. In *2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)* (pp. 1-3). IEEE.

11. Navarro-Méndez, D. V., Moy-Li, H. C., Carrrera-Suárez, L. F., Ferrando-Bataller, M., Baquero-Escudero, M. (2015, April). Antenna arrays for unmanned aerial vehicle. In *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)* (pp. 1-5). IEEE.

12. Yinusa, K. A. (2018). A dual-band conformal antenna for GNSS applications in small cylindrical structures. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, *17*(6), 1056-1059.

13. Bang, J. H., Kim, W. J., Ahn, B. C. (2016). Two-element conformal antenna for multi-GNSS reception. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 16*, 796-799.

14. Lee, K. F., Tong, K. F. (2012). Microstrip patch antennas—basic characteristics and some recent advances. *Proceedings of the IEEE*, *100*(7), 2169-2180.

15. Beenamole, K. S., Sreejith, C. A., Shankar, G. (2016, December). Studies on conformal antenna arrays placed on cylindrical curved surfaces. In *2016 International Symposium on Antennas and Propagation (APSYM)* (pp. 1-3). IEEE.

16. Balderas, L. I., Reyna, A., Panduro, M. A., Del Rio, C., Gutiérrez, A. R. (2019). Low-profile conformal UWB antenna for UAV applications. *IEEE Access*, *7*, 127486-127494.

17. Khan, A., Nema, R. (2012). Analysis of five different dielectric substrates on microstrip patch antenna. *International Journal of Computer Applications*, *55*(14), 40-47.

18. Sahdman, S. A., Islam, K. S., Ahmed, S. S., Siddiqui, S. S., Shabnam, F. (2019, December). Comparison of antenna parameters for different substrate materials at terahertz frequency region. In *2019 IEEE 5th International Conference on Computer and Communications (ICCC)* (pp. 680-684). IEEE.

19. Srivastava, A., Pradhan, N. (2017). Analysis of Different Substrate Material and Frequency on Microstrip Patch Antenna. *International Journal of Electronics, Electrical and Computational System*, *6*(2), 58-64.

20. Katehi, P., Alexopoulos, N. (1983). On the effect of substrate thickness and permittivity on printed circuit dipole properties. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, *31*(1), 34-39.

21. Mohammed, A. S., Yauri, A. R., Kabir, A. M. (2019). Review of feeding techniques for microstrip patch antenna. *International Journal of Computer Applications*, *178*(27), 97-887.

22. Song, L., Song, Z., Liu, S. (2016, November). Design and simulation of a kind of conformai microstip patch antenna array with series feed network. In *2016 IEEE 13th International Conference on Signal Processing (ICSP)* (pp. 1791-1794). IEEE.

23. Yılmaz, D., Sağlam, A. (2017). The effects of data compression in missile telemetry systems. *Journal of Aeronautics and Space Technologies*, *10*(2), 37-47.

24. İnternet: telemetry. URL: https://www.britannica.com/technology/telemetry. Son Erişim Tarihi: 12.07.2024

25. Telemetry Group of Range Commanders Council (2004). *Transmitter and Receiver Systems*. IRIG Standard 106-04 Part I.

26. İnternet: Rogers Corporation. RT/duroid® 5870-5880 Data Sheet. URL: https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/rt-duroid-laminates/rt-duroid-5880-laminates. Son Erişim Tarihi: 24.08.2024

27. Fang, D. G. (2010). *Antenna Theory and Microstrip Antennas*. New York: CRC Press, 1-32, 85-110, 207-252.

28. Warren L., Stutzman, G. A. (2013). *Antenna Theory and Design* (Third edition). New Jersey, Wiley Press, 1-22, 23-69.

29. IEEE Standards Board. (2014, 05 06). *IEEE Std. IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*. IEEE, 145-203.

30. İnternet: Antenna Theory. URL: https://www.antenna-theory.com/antennas/main.php. Son Erişim Tarihi: 10.09.2024

31. Şahan, G., Erden, F., Başaran, E. (2017). Düşük Arka/Yakın Yan Kulakçık Seviyesine Sahip Dizi Beslemeli Parabolik Reflektör Anten Tasarımı. *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji*, *5*(3), 1-12.

32. Hadžić, H., Verzotti, W., Blažević, Z., Škiljo, M. (2015, September). 2.4 GHz micro-strip patch antenna array with suppressed sidelobes. In *2015 23rd International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)* (pp. 96-100). IEEE.

33. Ergül, Ö., Gürel, L. (2015). Elektromanyetik Benzetim Ortamında Genetik Algoritmalar Kullanarak Geniş Bantlı Log-Periyodik Anten Dizgesi Tasarımı. *URSI-Türkiye 2002 Bilimsel Kongresi*, 154-157.

34. Sahoo, R., Vakula, D. (2017, July). A cylindrical conformal antenna for GPS application. In *2017 8th International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT)* (pp. 1-4). IEEE.

35. Loecker, C., Knott, P., Sekora, R., Algermissen, S. (2012, March). Antenna design for a conformal antenna array demonstrator. In *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)* (pp. 151-153). IEEE.

36. Garg, R. (2001). *Microstrip antenna design handbook*. Boston, Artech house, 1-33.

37. Pozar, D. M. (2011). *Microwave engineering* (Forth edition). New Jersey: Wiley Press, 48-94, 95-164, 317-379

38. Kumar, S., Gupta, H. (2013). Design and study of compact and wideband microstrip u-slot patch antenna for Wi-Max application. *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering IOSR-JECE*, *5*(2), 45-48.

39. Bansal, A., Gupta, R. (2020). A review on microstrip patch antenna and feeding techniques. *International Journal of Information Technology*, *12*(1), 149-154.

40. Jothilakshmi, K., Jothilakshmi, P. (2017). Design of multilayer microstrip patch antenna for satellite application. *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, *5*(3), 190-195.

41. Civerolo, M., Arakaki, D. (2011, July). Aperture coupled patch antenna design methods. In *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)* (pp. 876-879). IEEE.

42. Anandkumar, D., Sangeetha, R. G. (2020). Design and analysis of aperture coupled micro strip patch antenna for radar applications. *International Journal of Intelligent Networks*, *1*, 141-147.

43. Pozar, D. M. (1996). A review of aperture coupled microstrip antennas: History, operation, development, and applications. *University of Massachusetts at Amherst*, *1*.

44. Jacob, R. T., Abbas, S. M., Salama, R., Liyanapathirana, R. (2022, July). Feed Analysis of a Proximity Coupled Microstrip Patch Antenna. In *2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI)* (pp. 846-847). IEEE.

45. Ganure, D. B., Mallikarjun, S. L., Hadalgi, P. M., Hunagund, P. V. (2015). Proximity coupled rectangular microstrip patch antenna for S-band applications. *International Journal of Research in Engineering and Technology (IJRET)*, *4*(05), 124-126.

46. Rhazi, Y., Bri, S., Touahani, R. (2013). Effect of Microstrip Antenna Feeding in the K-band. *International Journal of Engineering and Technology (IJET)*, *4*(6), 515-522.

47. Majeed, A. H. (2016). Design and Analysis of Proximity Coupled and Aperture Coupled Circular Patch Antennas for WLAN Applications. *Journal of Emerging Trends in Computing and Information Sciences*, *7*(1), 23-26.

48. Nguyen, T. H., Nguyen, C. T. (2018, July). Beamsteering phased array antenna using a full 360 and programmable continuous phase shifter for indoor localization. In *2018 IEEE Seventh International Conference on Communications and Electronics (ICCE)* (pp. 227-230). IEEE.

49. Sharma, S., Tripathi, C. C., Rishi, R. (2017). Impedance matching techniques for microstrip patch antenna. *Indian Journal of Science and Technology*, *10*(28), 1-16.

50. Barbetty, M. S. (2006). *Design and implementation of a transceiver and a microstrip corporate feed for solid state x-band radar* (Master's thesis, University of Puerto Rico, Mayaguez (Puerto Rico)).

51. Branner, G. R., Kumar, B. P., Thomas, D. G. (1995, August). Design of microstrip T junction power divider circuits for enhanced performance. In *38th Midwest Symposium on Circuits and Systems. Proceedings* (Vol. 2, pp. 1213-1215). IEEE.

52. Dash, J. C., Sarkar, D., Antar, Y. M. (2023, August). Design of Series-Fed Antenna Array with Low SideLobe Level and Improved Azimuth Fied-of-View for Automotive RADAR Application. In *2023 XXXVth General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)* (pp. 1-4). IEEE.

53. Afridi, M. A. (2015). Microstrip patch antenna− designing at 2.4 GHz frequency. *Biological and Chemical Research*, *2015*, 128-132.

54. Okoro, N. C., Oborkhale, L. I. (2021). Design and simulation of rectangular microstrip patch antenna for X-Band application. *Global Journal of Research in Engineering*, *21*(3), 41-49.

55. İnternet: Getting Started with HFSS™ Floqeut Ports. URL: https://www.ece.uprm.edu/~rafaelr/inel6068/HFSS/GSG_HFSS_Floquet_Ports.pdf. Son Erişim Tarihi: 13.09.2024

56. Sofi, A. A., Amit, S., Sujatha, B. K. (2021). 3D-FDTD analysis of fractal antenna using PML boundary conditions. *Global Transitions Proceedings*, *2*(2), 323-329.

57. Bao, H., Kang, L., Campbell, S. D., Werner, D. H. (2019). PML implementation in a nonconforming mixed-element DGTD method for periodic structure analysis. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, *67*(11), 6979-6988.

58. İnternet: Module 2: Boundaries and Simulation Space. URL: https://innovationspace.ansys.com/courses/wp-content/uploads/2021/07/HFSS_GS_2020R2_EN_LE2_BoundsSimSpace.pdf. Son Erişim Tarihi: 19.09.2024

59. İnternet: Rogers Corporation. DiClad® Series Data Sheet. URL: https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/diclad-series-laminates/diclad-870_880-laminates. Son Erişim Tarihi: 22.10.2024

60. Jing, H., He, G., Wang, S. (2023). Design of a Flexible Cylindrical Antenna with Rotatable Curved Frequency Selective Surface for Omnidirectional High-Gain Applications. *International Journal of Antennas and Propagation*, *2023*(1), 1-15.



Gazili olmak ayrıcalıktır