T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MİLİMETRE DALGA RADYOLİNK TASARIMI

HÜSEYİN YILDIRIM

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRONİK PROGRAMI

DANIŞMAN
DOÇ. DR. HAMİD TORPİ

İSTANBUL, 2017

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MİLİMETRE DALGA RADYO LİNK TASARIMI

Hüseyin YILDIRIM tarafından hazırlanan tez çalışması 20.12.2017 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Doç. Dr. Hamid TORPİ

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Hamid TORPİ

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Yrd. Doç. Dr. Hakan Paşa PARTAL

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Prof. Dr. Mesut KARTAL

İstanbul Teknik Üniversitesi _____

ÖNSÖZ

Artan veri transfer ihtiyaçlarının karşılanmasında düşük 7, 13, 23 GHz gibi düşük frekanslarda çalışan radyolinklerin veri iletim kapasiteleri sınırlı olduğundan LTEA'nın yaygınlaşması ile birlikte milimetre radyolinkler hayatımıza girmeye başlamışlardır.

Kullanım oranı gün geçtikçe artan milimetre radyolinkler gerek maliyetlerinin azalması gerek ise kurulum maliyetlerin düşük olması sebebi ile fiber optik altyapısına en güçlü rakip olmaktadırlar.

Tez kapsamında milimetre dalga radyolinkin tasarımı ve üretimi yapılmıştır. Bu süreç içerisinde desteklerini esirgemeyen tez hocam Hamid TORPİ'ye; çalışma arkadaşlarım Tahir DURMUŞOĞLU, Ersin USTA ve Kerem ÖZSOY'a; hayatımın her anında yanımda olan ve desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen sevgili eşim Elif Bilge YILDIRIM'a; hayatımıza neşe ve mutluluk getiren sevgili kızım Ezgi YILDIRIM'a ve her adımda beni destekleyen canım anneme, babama ve kardeşime teşekkür ederim.

Aralık, 2017

Hüseyin YILDIRIM

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ vi

KISALTMA LİSTESİ vii

ŞEKİL LİSTESİ viii

ÇİZELGE LİSTESİ x

ÖZET xi

ABSTRACT xiii

BÖLÜM 1

GİRİŞ 1

1.1 Literatür Özeti 1
1.2 Tezin Amacı 2
1.3 Orjinal Katkı 3

BÖLÜM 2

MİLİMETRE RADYOLİNK TEKNOLOJİSİ VE TASARIM KRİTERLERİ 4

2.1 Milimetre Dalga Teknolojisi 4
2.2 Tasarım Kriterleri 9

BÖLÜM 3

ANTEN TASARIMI 17

3.1 Anten Kazancı 17
3.2 Işıma Direnci, Verimi ve Giriş Empedansı 18
3.3 Işıma Deseni (Radiation Pattern) 19
3.4 Maksimum Yönelme ve Etkin Anten Yüzeyi 20
3.5 Polarizasyon 21
3.6 Yakın ve Uzak Alan 23
3.7 Anten Seçimi ve S Parametreleri 24

3.7.1 S Parametreleri 24
3.7.2 Anten Çeşitleri 25
3.7.3 Anten Tasarımı 27
3.7.4 Anten Üretim Teknikleri 30

BÖLÜM 4

DALGA KILAVUZU TASARIMI 31

4.1 Düzlemsel Dalga Kılavuzu Tasarım Çeşitleri 33
4.2 Kısa Devre Elemanına Sahip Dalga Kılavuzu 33

BÖLÜM 5

MİLİMETRE DALGA DEVRE TASARIMI 40

5.1 Milimetre Dalga Devre Katmanları ve Kalınlıkları 40
5.2 Kartta Kullanılan LDO Özellikleri 41
5.3 Milimetre Dalga Radyolink Blok Diyagramı 42

BÖLÜM 6

MİLİMETRE DALGA RADYOLİNK TEST VE ÖLÇÜM 52

6.1 Boynuz Anten Ölçüm Sonuçları 52
6.2 Dalga Kılavuzu Ölçüm Sonuçları 53
6.3 Milimetre Dalga Radyolink Ölçüm Sonuçları 58

BÖLÜM 7

SONUÇ VE ÖNERİLER 60

KAYNAKLAR 62

EK-A

ÜRETİM PARAMETRELERİ 64

ÖZGEÇMİŞ 66

SİMGE LİSTESİ

a	Dalga kılavuzu uzun kenar olmak üzere
A_e	Anten etkin yüzeyi aşağıdaki ifade ile hesaplanmaktadır.
c	Işık hızı
D	Alıcı-verici arası mesafe
I	Anten akımı
I_{ground}	Yük altında olmadan çekilen akım değeri
P_D	Güç Yayımı
P_t	Antenin gücü
R_r	Anten Işıma Direnci
$R_{\Theta JA}$	Termal Direnç
T_A	Ortam sıcaklığı
λ	Dalga Boyu
π	Pi

KISALTMA LİSTESİ

5G	5th Generation Mobile Networks
BPSK	Binary Phase Shift Keying modulation
dB	Decibel
DC	Direct Current
EIRP	Electrical Isotropic Radiation Power
ENIG	Electroless Nickel Immersion Gold
FCC	Federal Communication Commission
FR4	Flame Retardant - 4
GHz	Giga Hertz
HASL	Hot Air Solder Leveling
HD	High Definition
I/Q	In-Phase and Quadrature (offset in phase by one-quarter cycle)
IF	Intermediate Frequency
IP	Internet Protocol
IRM	Image-Reject Mixers
ISM	Industrial Scientific Medical
Km	Kilometre
LTE	Long-Term Evolution
LTEA	Long-Term Evolution Advanced
MHz	Mega Hertz
mmW	Millimeter Wave
OSP	Organic Solderability Preservative
P2P	Point To Point
PCB	Printed Circuit Board
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RF	Radio Frequency
VCXO	Voltage Control Crystal Oscillator

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 Mikrodalga ve milimetre dalga kullanım oranları [2] 2
Şekil 2.1 Mikro dalga ve milimetre dalga hüzme genişlikleri [4] 5
Şekil 2.2 Frekansa bağlı atmosferik kayıplar 6
Şekil 2.3 Mesafeye bağlı serbest uzay kayıpları [6] 7
Şekil 2.4 Yağmura bağlı olarak frekanslardaki sinyal zayıflamaları [7] 8
Şekil 2.5 Link kayıpları 9
Şekil 2.6 FR4 dielektrik malzeme kayıpları [8] 10
Şekil 2.7 Coplanar hat gösterimi [9] 11
Şekil 2.8 Coplanar hat ve H=0.35, w=0.5, s=0.15 11
Şekil 2.9 Coplanar hat ve H=0.13, w=0.28, s=0.15 12
Şekil 2.10 Coplanar hat ve H=0.25, w=0.5, s=0.15 12
Şekil 3.1 Anten gösterimi 18
Şekil 3.2 Anten thevenin eşdeğeri 19
Şekil 3.3 Anten ışıma deseni 20
Şekil 3.4 Horn antenler 21
Şekil 3.5 Doğrusal polarizasyon 22
Şekil 3.6 Dairesel polarizasyon 22
Şekil 3.7 Eliptik polarizasyon 23
Şekil 3.8 Anten yakın ve uzak alan 23
Şekil 3.9 2-portlu devre gösterimi 24
Şekil 3.10 Horn anten çeşitleri 26
Şekil 3.11 Mikroşerit Anten 26
Şekil 3.12 Reflektör anten çeşitleri 27
Şekil 3.13 Horn anten tasarımı 28
Şekil 3.14 Horn anten verimi 28
Şekil 3.15 Horn anten S_{11} parametresi 29
Şekil 3.16 Anten ışıma deseni 29
Şekil 3.17 Kullanılan boya malzemeleri 30
Şekil 4.1 Dalga kılavuzu gösterim 31
Şekil 4.2 Dalga ilerleme şekli 32
Şekil 4.3 Dalga kılavuzu tasarımı 33
Şekil 4.4 Dalga kılavuzu tasarımı [13] 34
Şekil 4.5 Mikroşerit hat PCB bakır ve dielektrik kalınlıkları 34
Şekil 4.6 Dalga kılavuzu tasarımı 35

Şekil 4.7 Dalga kılavuzu bilgisayar destekli tasarımı 36
Şekil 4. 8 Dalga kılavuzu yüzey akımı ve elektrik alan 37
Şekil 4.9 Dalga kılavuzu verimliliği 37
Şekil 4.10 Dalga kılavuzu S_{11} 38
Şekil 4.11 Dalga kılavuzu S_{21} 38
Şekil 4.12 Dalga kılavuzu üretim verisi 39
Şekil 5.1 RF devre PCB katman kalınlıkları 40
Şekil 5.2 Verici devresi blok diyagramı 43
Şekil 5.3 Verici devresi yıldız küme diyagramı 43
Şekil 5.4 Verici devresi 1. simülasyon 44
Şekil 5.5 IRM kullanılmış simülasyon sonucu 44
Şekil 5.6 IRM ve filtre kullanılmış devre diyagramı 45
Şekil 5.7 IRM ve filtre kullanılmış simülasyon sonucu 45
Şekil 5.8 IRM ve filtre kullanılmamış devre diyagramı 46
Şekil 5.9 IRM ve filtre kullanılmamış simülasyon sonucu 46
Şekil 5.10 Alıcı devresi blok diyagramı 47
Şekil 5.11 IRM ve filtre kullanılmış simülasyon sonucu 48
Şekil 5.12 Sadece IRM kullanılmış blok diyagram 48
Şekil 5.13 Sadece IRM kullanılmış blok diyagram 49
Şekil 5.14 IRM ve fitre kullanılmamış blok diyagram 49
Şekil 5.15 IRM ve fitre kullanılmamış blok diyagram 50
Şekil 5.16 Örnek alıcı verici devresi bağlantı şekli 51
Şekil 6. 1 Üretimi yapılmış horn antenler 52
Şekil 6. 2 Üretimi yapılmış horn antenler 53
Şekil 6.3 Üretimi yapılmış dalga kılavuzu ve PCB 55
Şekil 6.4 Dalga kılavuzu ölçüm-1 56
Şekil 6.5 Dalga kılavuzu ölçüm-2 56
Şekil 6.6 Milimetre dalga radyolink uzak alan ölçümü 57
Şekil 7.1 Dalga kılavuzu kayıpları 61

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 Dielektrik malzeme kayıpları 13
Çizelge 2.2 Dalga kılavuzu çeşitleri 15
Çizelge 6.3 QPSK modülasyon tipinde alınan ölçüm sonuçları 58

ÖZET

MİLİMETRE DALGA RADYO LİNK TASARIMI

Hüseyin YILDIRIM

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Hamid TORPİ

İnsanoğlunun yarattığı veri trafiği akıllı telefonların hayatımıza girmesi ve kullanımının artması nedeni ile gün geçtikçe artmaktadır. Cisco firmasının hesaplamalarında 1,2 zetabyte olan IP trafiğinin 2021 yılına kadar 3,3 zetabyte olacağı öngörülmektedir.

5G teknolojisinin hayatımıza girmeye başlaması ve yüksek kapasiteli veri transfer ihtiyacının artması ile birlikte yüksek veri iletim hızlarına ihtiyaç duyulacaktır. Milimetre dalga frekansında çalışan radyolinkler yüksek bant genişliği ve veri iletim hızları nedeni ile bu kullanım alanı için oldukça uygundur.

Artan veri trafiğinin ihtiyaç duyduğu altyapıyı karşılamak adına kullanılması planlanan küçük hücresel (small cell) istasyonlarda verinin bir noktadan başka bir noktaya iletimi için milimetre radyolinklerin kullanılması düşünülmektedir. Alternatif olarak kullanımı düşünülebilecek olan fiber kablonun kurulum maliyeti yüksek ve altyapının kurulumu için bölgede kazı vs çalışmalarının yapılması gerekmektedir. Milimetre dalga radyolinklerde böyle bir ihtiyacın olmamasının yanı sıra kurulum maliyeti de fiber altyapıya göre oldukça ucuzdur.

Milimetre radyolinkler mesafe olarak %99.99 hizmet verebilme oranları içerisinde 60 GHz için 1 km, 80 GHz için 3 km'ye kadar hizmet verebilmektedirler. 60 GHz ve 80 GHz frekanslarında atmosferik kayıpların çok fazla olmasından dolayı link uzunluğu 7/13/23 GHz gibi frekanslarda kullanılan radyolinklere göre daha kısadır. Fakat taşıyabileceği veri mevcut bant genişlikleri ve modülasyon tiplerine göre 10 Gbps'ye kadar çıkabilmektedir.

Bu tez kapsamında gerçekleştirilen RF ön katman ile DC den 2 GHz'ye kadar olan sinyaller 60 GHz milimetre radyolink frekansına çıkartılmıştır. Kablosuz haberleşme uygulamalarında kullanılabilecek olan bu yapı ile temel bant sinyalleri milimetre dalga frekanslarına çıkartılarak küçük hücresel ve diğer hücrelerde veri trafiği bir noktadan başka bir noktaya yüksek kapasiteli olarak taşınabilecektir.

Tez kapsamında ayrıca farklı üretim teknolojilerinin karşılaştırılması, PCB tasarımları, PCB'den dalga kılavuzuna çıkmak için gerekli tasarım teknikleri ve dalga kılavuzu çeşitleri incelenerek tasarıma etkileri incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Milimetre dalga, radyolink, V bant, 60 GHz, dalga kılavuzu, yüksek veri hızı

ABSTRACT

MILLIMETER WAVE RADIO LINK DESIGN

Hüseyin YILDIRIM

Department of Electronics and Communications Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Doç. Dr. Hamid TORPİ

The increase in data traffic created by human beings due to the rising of the smart phones usage is the main problem of our time. The Cisco Company's estimation is that IP traffic is going to be from 1.2 zetta bytes to 3.3 zetta bytes by 2021.

As 5G technology begins to enter our lives, the need for high-capacity data transfer is going to be an increase in the near future. Therefore high data transmission rates will be needed. Millimeter wave radio links are well suited for this application area due to their high bandwidth and data transmission speeds.

Because of the increasing data traffic, it is envisaged to use millimeter radio links to transmit data from one point to another in small cell stations. Alternatively, fiber cabling, which can be considered for use, is expensive to install and needs to be excavated in order to install the infrastructure. In addition to the lack of such a need for millimeter-wave radio links, the cost of installation is also very low compared to the fiber infrastructure.

Millimeter radio links are able to serve up to 1km for 60 GHz and 3km for 80 GHz within 99.99% availability distance. The link length is shorter than the radio links used at frequencies of 7 / 13 / 23 GHz because of the atmospheric losses at 60 GHz and 80 GHz frequencies. However, the data rate can be up to 10 Gbps according to the existing bandwidths and modulation types.

In this thesis, with the RF circuit design baseband signals which are from DC to 2 GHz are radiated to 60 GHz millimeter radio link frequency. This structure, which can be

used in wireless communication applications, can increase baseband signals to millimeter wave frequencies and allow data traffic to be transported from one point to another at high capacity in small cellular and other cells.

In addition, in this thesis, different manufacturing technologies are compared and waveguide design is accomplished for V band.

Keywords: Millimeter Wave, radio link, V band, 60 GHz, waveguide, high data rate

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Milimetre dalga boyunda çalışmalar yaygın olarak pek bilinmese de ilk olarak 1890 yılında Dr. Jagadish Chandra Bose tarafından yapılmış ve yaklaşık 50 yıl bu çalışmalar üniversite ve devlet arşivlerinde saklı kalmıştır. Daha sonra 1960'lı yıllarda Ayın yüzeyinin araştırılması için milimetre dalga radyo astronomi alanında kullanılmıştır. Sonrasında 1970'li yıllarda askeri uygulamalarda kullanılmaya başlanmıştır[1].

1980 yılının başlarında ise milimetre dalga için dönüm noktası olmuştur. Milimetre dalga sinyalleri üretebilen entegre devrelerin geliştirilmesi ile birlikte ticari alanda uygulamalar görülmeye başlanmış ve kullanımı artmıştır.

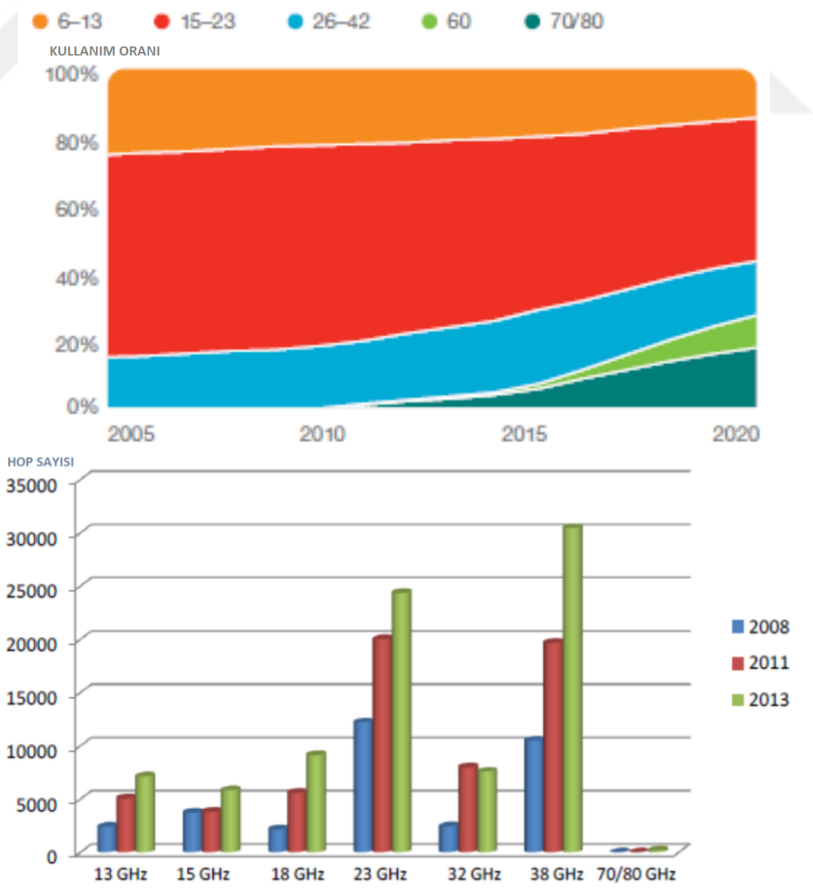
Otomotiv sektöründe milimetre dalganın kullanılması ve radar alanında bu frekansın yaygınlaşmasıyla yüksek frekanslı ürünler markete girmeye başlamıştır. Milimetre dalga otomotiv sektöründe özellikle 77 GHz'de yer bulmuş ve tüketici elektroniğinde 40 GHz'nin üzerinde markete giren ilk ürün olmuşlardır.

Tüm bu gelişmelerin ışığında 1995 yılında FCC (US Federal Communications Commission) 57 GHz ve 64 GHz frekansları arasındaki 7 GHz'lik bandı lisans ücreti olmadan kullanıma açmıştır. Daha sonrasında ise 2003 yılında 71-76 GHz ve 81-86 GHz frekans aralığındaki bant genişliğini ise lisanslı olarak noktadan noktaya (point-to-point / P2P) haberleşme için tahsis edilmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Milimetre dalga radyolinkler genel ve yaygın olarak GSM operatörlerinin baz istasyonlarında ve fiber altyapısının olmadığı alanlarda kullanılmaktadır. Maliyet olarak fiber altyapısından daha ucuz bir çözüm olmakla birlikte kurulum ve faaliyete alma çok daha kolaydır.

Mevcut durumda baz istasyonlarında çoğunlukla market içerisinde geleneksel frekans olarak isim bulmuş 6-13 GHz, 15-23 GHz ve 26-42 GHz frekanslarındaki radyolinkler yer bulmaktadır. Bu frekanslarda çok daha uzak mesafelere sinyal taşınabilmekte fakat 60 GHz ve 80 GHz frekanslarına göre daha az veri iletilebilmektedir. Ülkemizde ve dünyada LTEA (4.5G) kullanımının artması ve hatta 5G'nin hayatımıza girmesi ile birlikte artacak olan veri trafiği nedeni ile milimetre dalga kullanımı daha da artacaktır. Yapılan araştırmalar sonucunda 2020 yılına kadar pazar payının (Şekil 1.1) yaklaşık %20'lik kısmını 60 GHz ve 80 GHz frekanslarındaki radyolinkler oluşturacaktır. Diğer geleneksel frekanslarda çalışan radyolinkler ise kullanımı belirli oranlarda azalacaktır.



Şekil 1.1 Mikrodalga ve milimetre dalga kullanım oranları [2]

Gelişen teknolojiler ile birlikte bilginin bir noktadan bir noktaya taşınması ve kapasite ihtiyacının artması ile birlikte yüksek bant genişliği nedeni ile ilgi milimetre ve mikrodalga frekanslarına kaymaya başlamıştır.

Cisco firması yapmış olduğu araştırmalar sonucunda, kablosuz ve mobil cihazların IP trafiğindeki ağırlığının 2021 yılına kadar %63'ün üzerinde olacağını öngörmekte ve 2016 yılında 1,2 zeta byte olan IP trafiğinin 2021 yılına kadar 3,3 zeta byte olacağını hesaplamaktadır [3].

5G teknolojisinin hayatımıza girmeye başlaması ve yüksek kapasiteli veri transfer ihtiyacının artması ile birlikte yüksek veri iletim hızlarına ihtiyaç duyulacaktır. Milimetre dalga frekansında çalışan radyolinkler yüksek bant genişliği ve veri iletim hızları nedeni ile bu kullanım alanı için oldukça uygundur.

Bu tez kapsamında milimetre dalga radyolink tasarımı yapılacaktır. Tasarım ISM bandı olan ve lisans ücreti olmayan V bantta (57 GHz ve 64 GHz) yapılacaktır.

Tez kapsamında tasarımı yapılacak olan radyolink için 60 GHz Boynuz (Horn) Anten, dalga kılavuzu ve RF devre tasarımı yapılacaktır.

1.3 Orjinal Katkı

Tez kapsamında üretim maliyetlerini almak ve prototip üretimlerini hızlandırmak adına çözümler üretilmiştir.

Boynuz antenler plastik olarak üretilmiş ve maliyetler düşürülmüştür. Ayrıca kullanılan farklı boya malzemelerine göre antenlerin performansları da gözlemlenmiştir. Plastik olarak üretilen ve maliyetleri düşüren bu çözüm ile yapılan ölçümler ve simülasyonlar karşılaştırıldığında fark 4 dBi olarak gözlemlenmiştir. Daha sonra yapılacak olan üretimler ve prototipler için pahalı metal işleme üretimleri yerine plastik olarak üretimlerin yapılması tercih edilebilecektir.

Yüksek frekanslarda çalışan RF devrelerinde PCB'de izolasyon, geri yansıma antene sinyalin taşınması sırasında kullanılan dalga kılavuzundaki toleranslar ve PCB kalınlığının etkisi tez kapsamında incelenmiştir. PCB kalınlığı arttıkça dalga kılavuzu kısa devre elemanının $\lambda/4$ uzunluğunun değişimi gözlemlenmiştir.

BÖLÜM 2

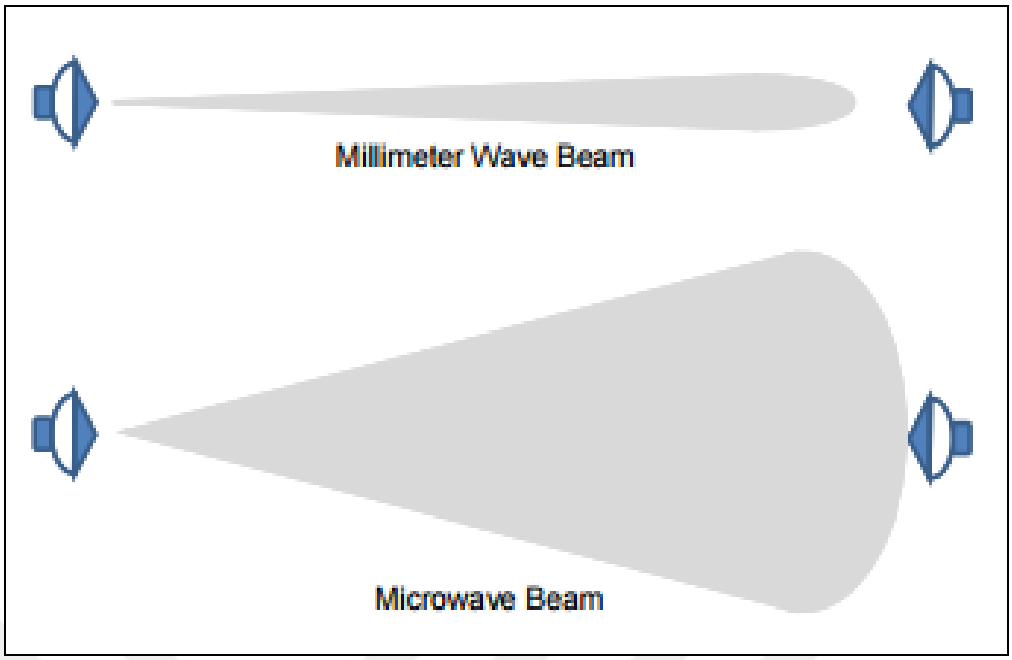
MİLİMETRE RADYOLİNK TEKNOLOJİSİ VE TASARIM KRİTERLERİ

2.1 Milimetre Dalga Teknolojisi

30-300 GHz aralığındaki frekanslar yüksek frekans bandıdır ve EHF bandı “Extremely High Frequency” olarak isimlendirilmektedirler. EHF bandında dalga boyu 1 ila 10 mm arasında olan dalgalar, mmW (Milimeter Wave – Milimetre Dalga) olarak tanımlanmıştır. FCC (Federal Communications Commision) 90’lı yıllarda V bandının (40-75 GHz) içinde 57-64 GHz arasındaki 7 GHz’lik bandı lisanssız olarak kullanıma açmıştır. Daha sonrasında ise 2003 yılında 71-76 GHz ve 81-86 GHz frekans aralığındaki bant genişliğini ise lisanslı olarak noktadan noktaya (point-to-point / P2P) haberleşme için tahsis etmiştir [4].

Milimetre dalga, küçük dalga boyuna sahip olduğundan daha dar sinyal genişliğini daha küçük antenler ile sağlayabilmektedir. Milimetre dalgalar Şekil 2.1'de gösterildiği gibi sahip oldukları dar ve odaklı hüzme genişliği (beamwidth) sayesinde, daha kolay ve verimli olarak kullanılmakta ve frekans bölgesi tekrar kullanılabilmektedir. Sahip olunan bu dar ve odaklı hüzme genişliği ve çok uzak mesafelere iletim yapmamaları sebebi ile daha az enterferans kaynaklı problemler ile karşılaşılmaktadır.

Milimetre dalga radyolinkler sahip oldukları geniş spektrum ve yüksek modülasyon desteği sayesinde Gbps ve üzeri hızlarda veri iletişimine olanak sağlamaktadırlar.

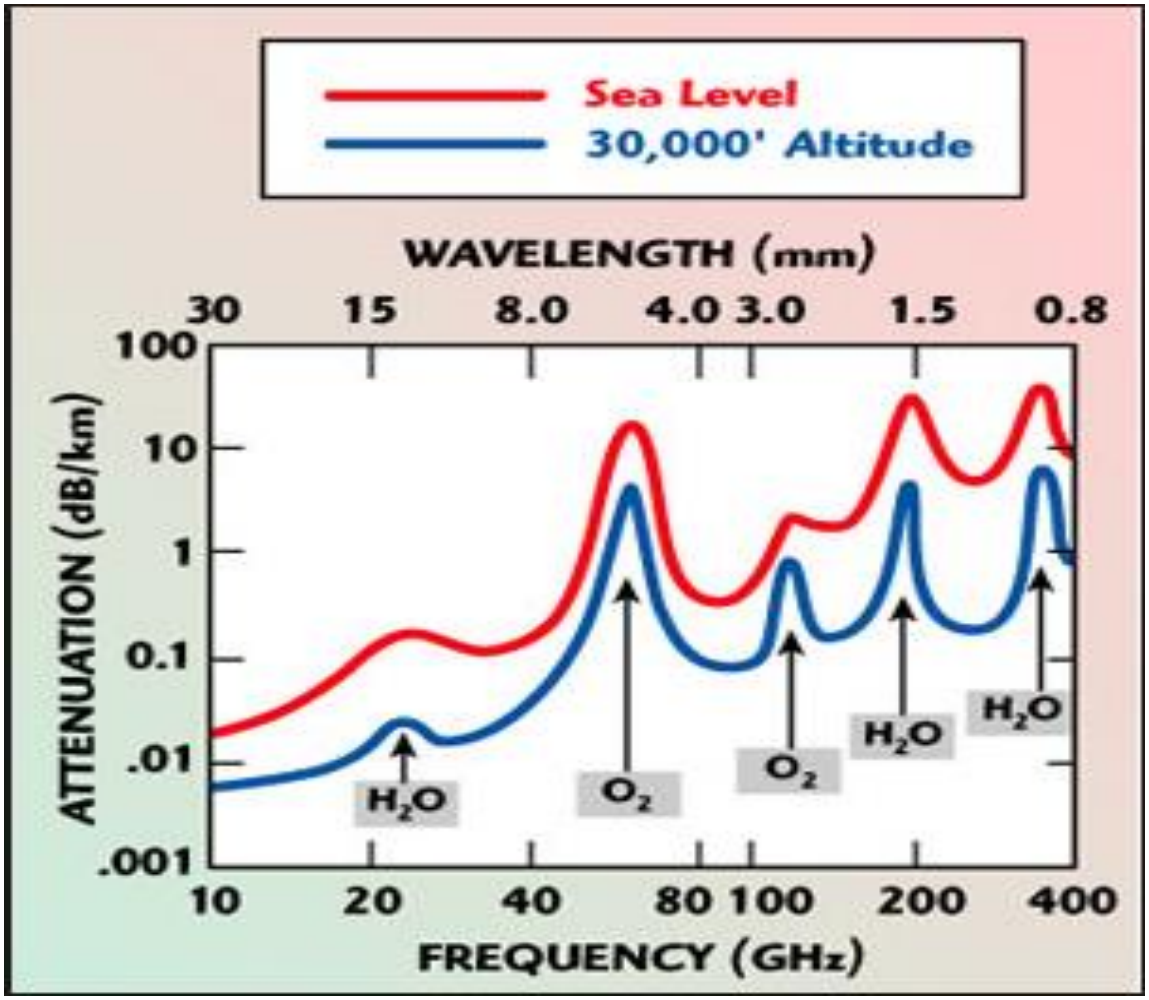


Şekil 2.1 Mikro dalga ve milimetre dalga hüzme genişlikleri [4]

Dezavantajlar olarak mmW dalgalar yüksek oranda atmosferik gazların emiliminden ve yağmur vb. iklimsel olaylardan kaynaklanan zayıflamaya maruz kalmaktadırlar. Özellikle 57-64 GHz aralığındaki mmW radyo dalgaları, frekansın karakteristiğinden kaynaklı, özellikle 60 GHz'de havadaki Oksijen moleküllerinden dolayı rezonansa daha çok uğramaktadırlar. Bunun için diğer yüksek frekanslı bantlara oranla daha fazla zayıflamaya maruz kalırlar. Atmosferik gazların yanında, yağıştan da fazla etkilendikleri için uzun mesafelerde kullanımları uygun değildir.

E Bant (80 GHz) ve V Bant (60 GHz) frekans bölgeleri ele alındığında 60 GHz frekansında oksijen molekülleri titreşirler ve enerjiyi absorbe ederler. Havadaki oksijenin 60 GHz frekansındaki davranışından kaynaklı olarak sinyal üzerinde bozulmalara ve kayıplara sebep olmaktadır. Bu bozulma ve kayıplar Şekil 2.2'de gösterilmiştir. E Bant sinyalleri yağışlara karşı daha dayanıklı olmasına rağmen farklı ortam şartlardan etkilenir [5].

Milimetre dalgada yayın yapan sistemler yağmur vb. kayıplardan da çokça etkilenmektedir. Bu frekans bandındaki sinyallerin dalga boyları küçük olduğundan yansıma işlemine maruz kalmazlar.



Şekil 2.2 Frekansa bağlı atmosferik kayıplar

Havada bir sinyalin kaybı (Free Space Loss),

D= alıcı-verici arası mesafe

π=22/7

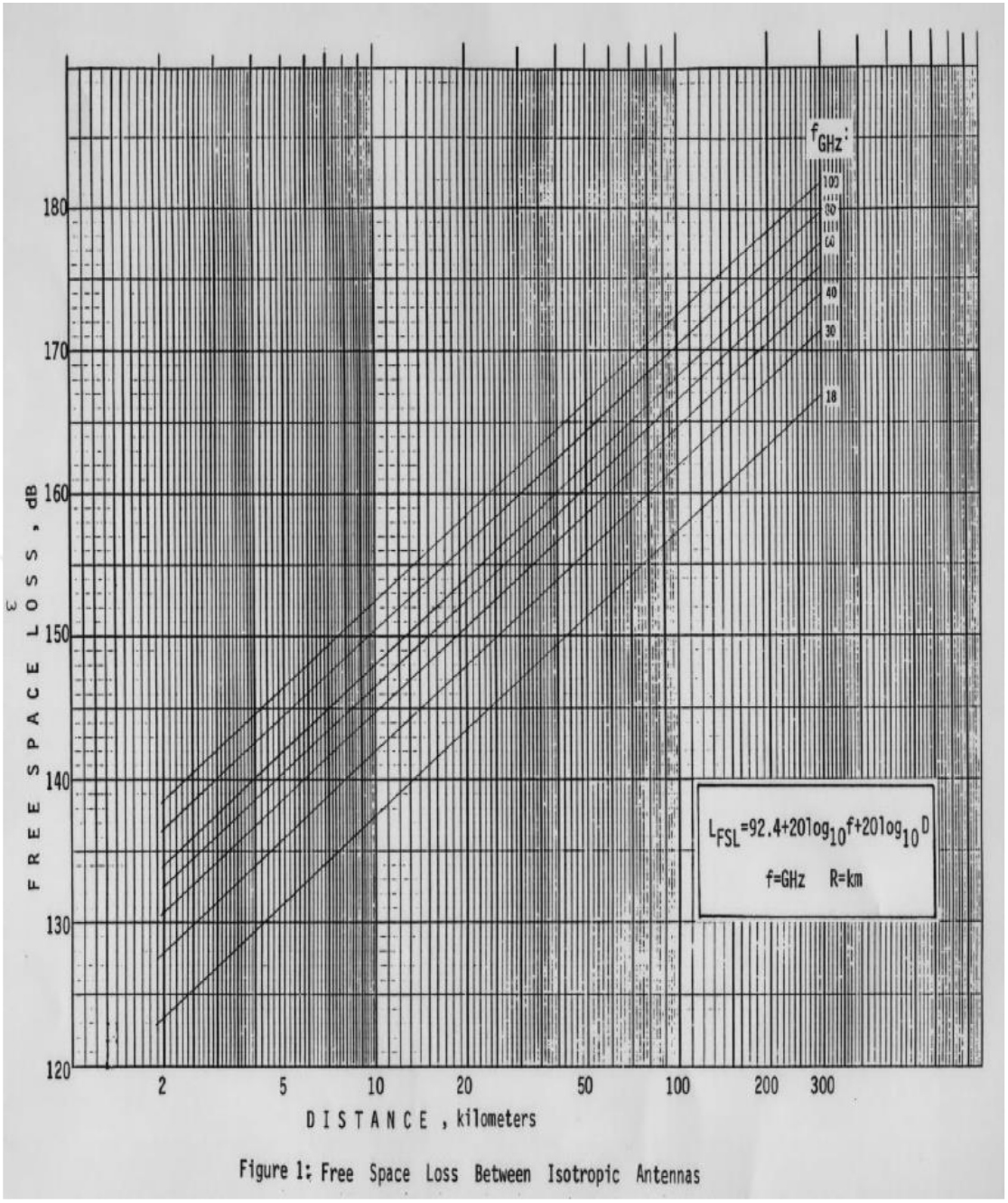
λ=Dalga Boyu

$L_{FSL} = (4\pi D/\lambda)^2$ (2.1)

$L_{FSL} = 92.4 + 20 \log f + 20 \log D$ (2.2)

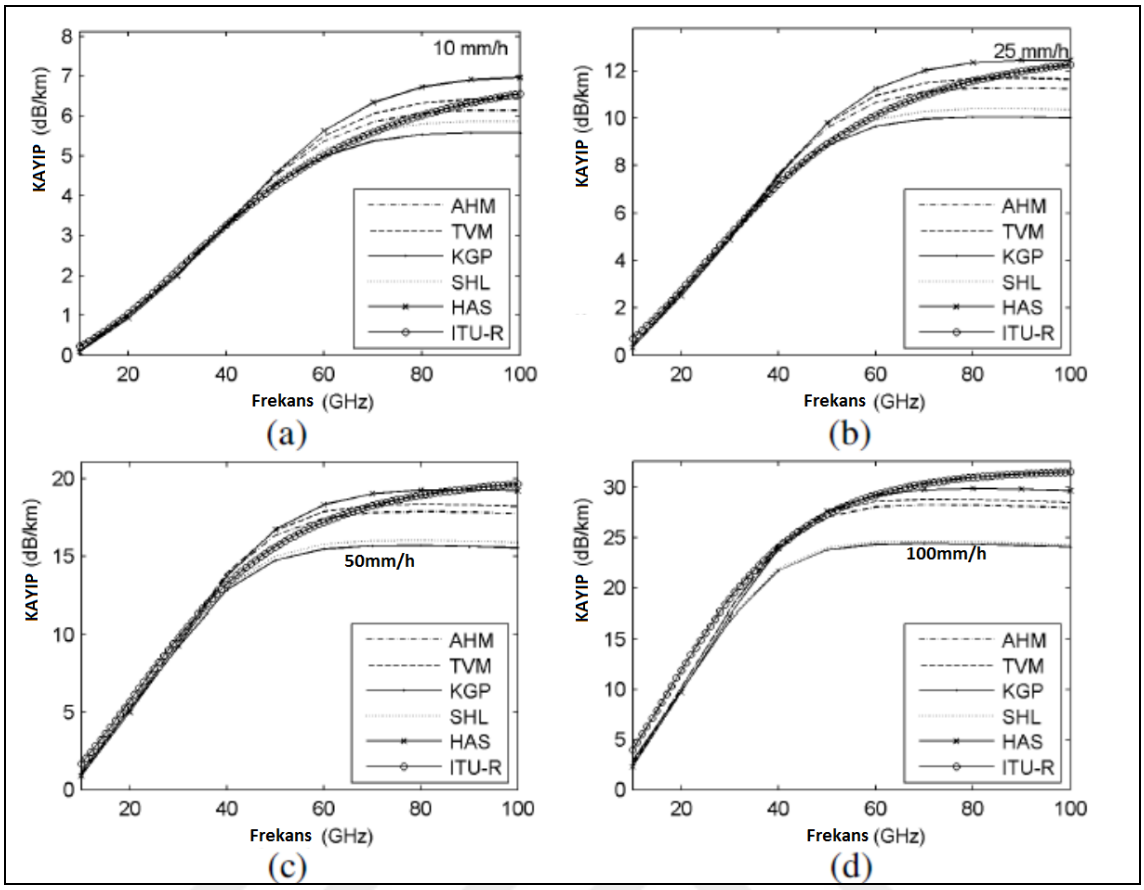
ile hesaplanmaktadır.

Frekansa ve mesafeye bağlı olarak yaşanan atmosferik kayıplar Şekil 2.3'te verilmiştir.



Şekil 2.3 Mesafeye bağlı serbest uzay kayıpları [6]

Mikrodalga sistemlerde kayıp hesaplamalarında genellikle serbest uzay kaybı hesaba katılmasına rağmen milimetre dalga teknolojisinde yağmur, atmosferik gazlar vb. atmosferik kayıpların da hesaba katılması gerekmektedir. Milimetre dalga sinyali havaya çıktığı anda atmosferik gazlar tarafından etkilenmektedir. Etkilenilen gaz türleri oksijen molekülleri, su buharı ve diğer atmosferik gazlardır. Şekil 2.4'te yağmurun milimetre dalgaya etkisi ve sinyalin zayıflaması gösterilmiştir.



Şekil 2.4 Yağmura bağlı olarak frekanslardaki sinyal zayıflamaları [7]

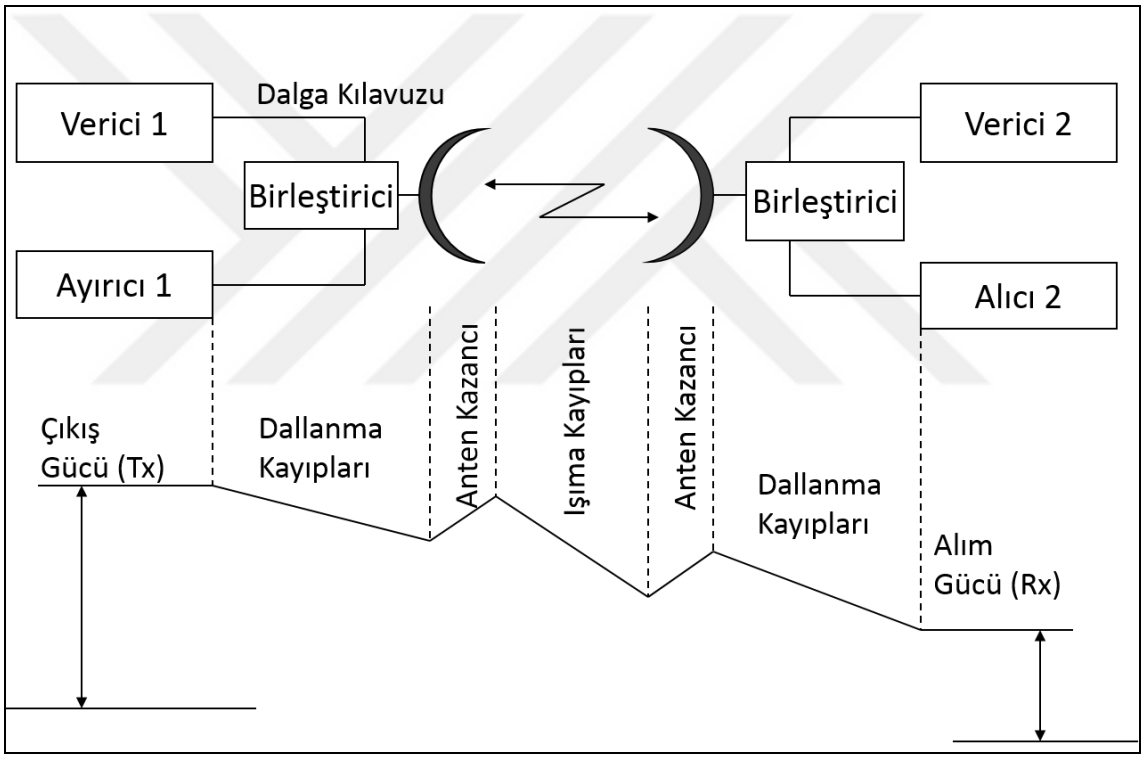
Uygulama alanları olarak milimetre dalga boyundaki spektrum kullanımı ilk olarak askeri, radar ve araç uygulamaları ile başlamıştır. Anlık casus veri transferinde de milimetre dalga teknolojisi kullanılabilmektedir. Casus sensörlerden kısa mesafeli kablosuz yüksek veri aktarımı da yapılabilmektedir. Uzun süre bilgi toplayan veya yüksek bilgi içeriği olan casus sensörlerden verinin hızlı bir şekilde alınması sağlanabilir. Milimetre dalga sinyalinin yakalanabilirliğinin düşük olması da burada bir avantaj sağlamaktadır. Geniş bant kullanımından dolayı yüksek veri iletimi, yüksek kalite (High Definition - HD) video iletimi, omurga ara bağlantı (backhaul), anlık veri iletişimi ve noktadan noktaya veri iletimi (Point to Point - P2P) uygulama alanları için uygun bir çözüm oluşturmuştur. Ayrıca milimetre dalga ile çalışan radyo teleskoplar ile atmosferik hareketlerin izlenmesinde, sağlık sektöründe medikal görüntüleme tekniklerinde ve MEMS teknolojilerinde milimetrik dalgalar kullanılmaktadır. Milimetre dalgalar güvenli, iyonlaştırıcı etkisi olmayan hafif materyalleri görme yeteneği de bulunan enerjiye sahiptirler. Bu özelliğinden dolayı kişilerin ya da cihazların içindeki kaçak malzemeleri bulmak için kullanılan güvenlik uygulamalarında da kullanılmaktadır.

2.2 Tasarım Kriterleri

2.2.1 Kavramsal Analiz

Milimetre Dalga radyolink tasarım sırasında dikkat edilmesi gereken hususların başında gelen kavramsal tasarım aşamasında aşağıdaki hususlara dikkat edilmiştir.

- Frekans planlama: Girişim kayıpları incelenmiştir.
- Link Bütçesi: Propagasyon kayıpları, dallanma (branching) kayıpları ve diğer kayıpların sisteme etkisi incelenmiştir.
- Fading: Yağmur zayıflaması, multipath kayıpları incelenmiştir.



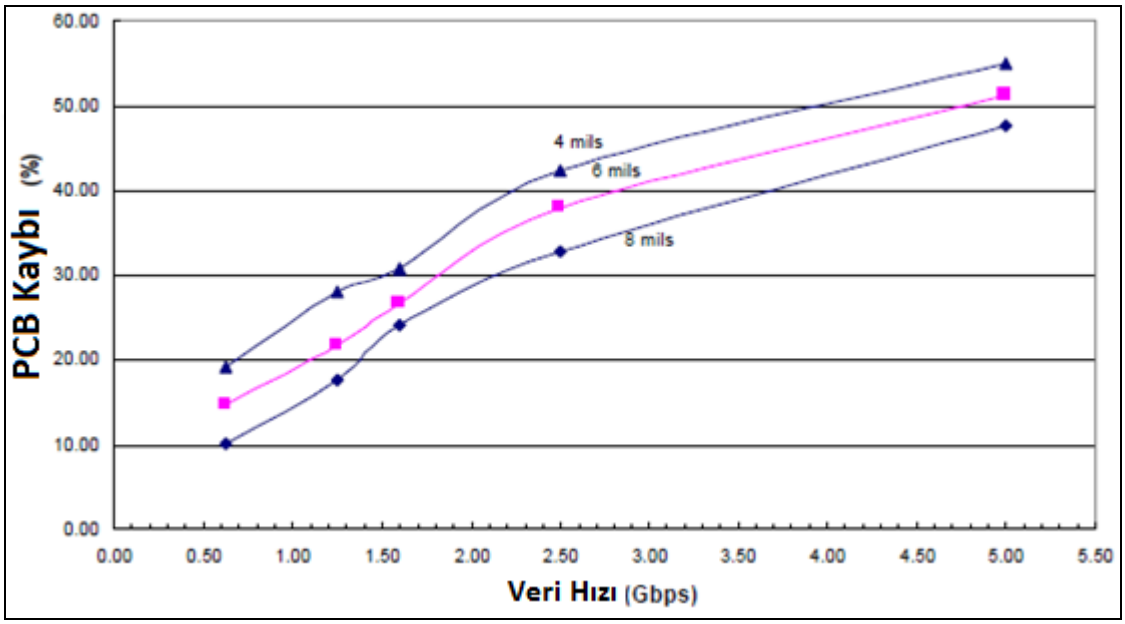
Şekil 2.5 Link kayıpları

2.2.2 PCB Malzeme Çeşitleri

Yüksek frekans PCB tasarımlarında kullanılan dielektrik malzeme çalışma frekansındaki kayıpları doğrudan etkilemektedir. Tasarım sırasında yapılan simülasyonlarda düzgün sonuçlar elde edilmiş olmasına rağmen dielektrik malzemenin cinsi, kalınlığı kayıpları arttırmakta ve istenilen frekans bölgesinde devrenin düzgün çalışmasını

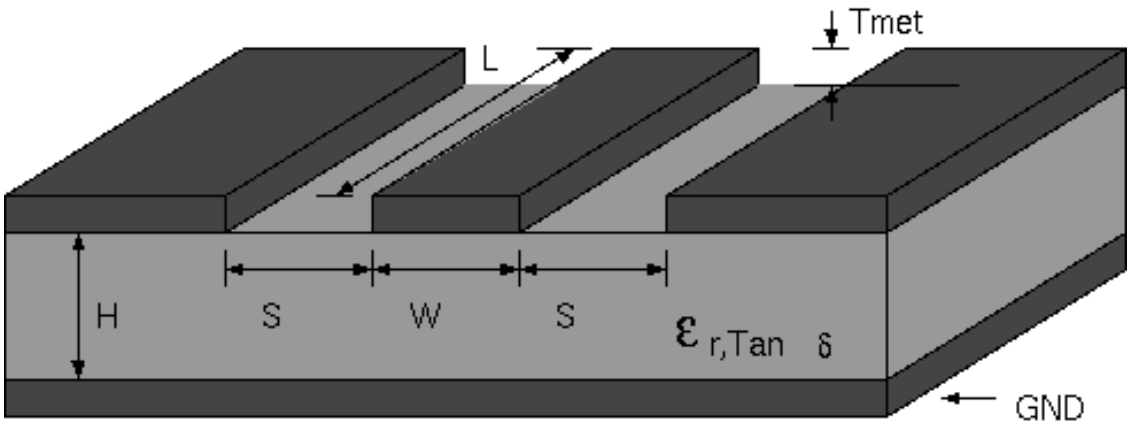
engellemektedir. Bu bölümde PCB'de kullanılan dielektrik malzemeler incelenerek milimetre dalga frekans bölgesindeki etkileri verilecektir.

Yüksek frekanslı RF devrelerin tasarımında özellikle az kayıplı olan ve daha ince dielektirk kalınlıkları sunabilen Roger PCB'ler kullanılmaktadır. FR4 PCB'ler yüksek frekanslı PCB'ler için uygun değildir. 2 GHz'in üzerindeki devre tasarımlarında dielektrik malzemeden kaynaklı kayıplar, PCB'de kullanılan iletken malzemeden kaynaklı kayıplardan daha etkili olmaktadır. Şekil 2.6'da 30 inçlik bir PCB hattının kalınlığı ve taşıdığı veri hızına göre FR4 dielektrik malzemeden kaynaklı kayıplar verilmektedir.



Şekil 2.6 FR4 dielektrik malzeme kayıpları [8]

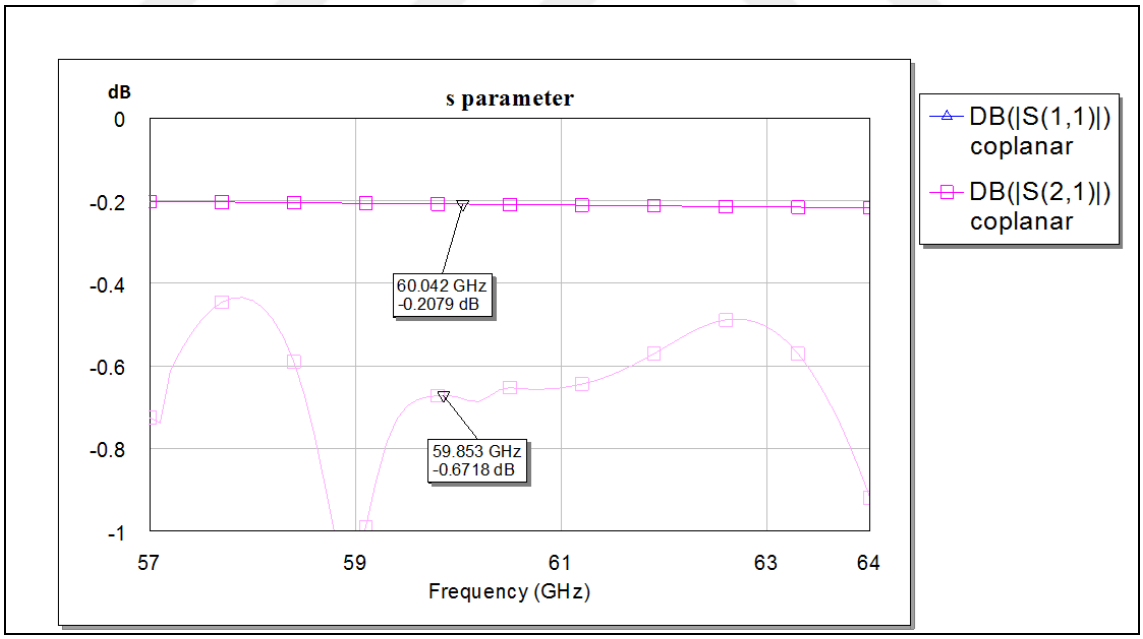
Roger dielektrik malzemeler FR4 dielektrik malzemelerine göre daha az kayıplıdır. İlerleyen bölümlerde farklı Roger malzemelerin kayıpları incelenmiştir. Simülasyonlarda dielektrik malzemeler Şekil 2.7'de gösterilen farklı W: hat kalınlıklarına, farklı H: dielektirik kalınlıkları ve L: Hat uzunluklarına göre incelenmiştir.



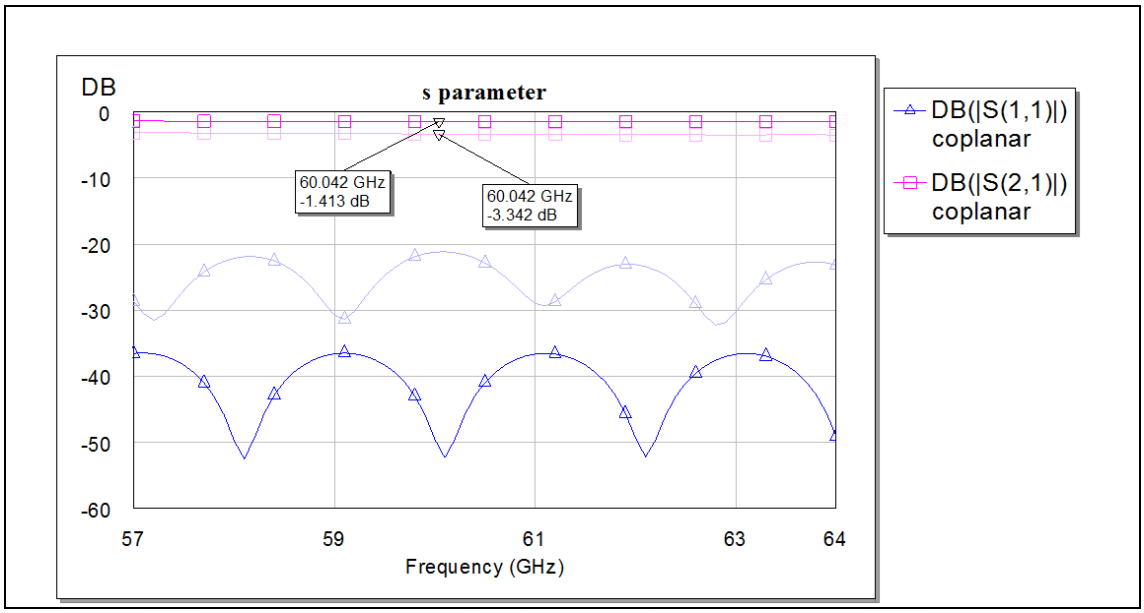
Şekil 2.7 Coplanar hat gösterimi [9]

Roger malzemesi yüksek frekans uygulamalarında kullanıma uygun olarak üretilmektedir. 77 GHz frekansına kadar kullanım imkanı sunan dielektrik malzeme yaygın olarak bant geçiren filtre devrelerinde, mikroşerit anten tasarımında, gerilim kontrollü osilatör (VCXO) devrelerinde kullanılmaktadır.

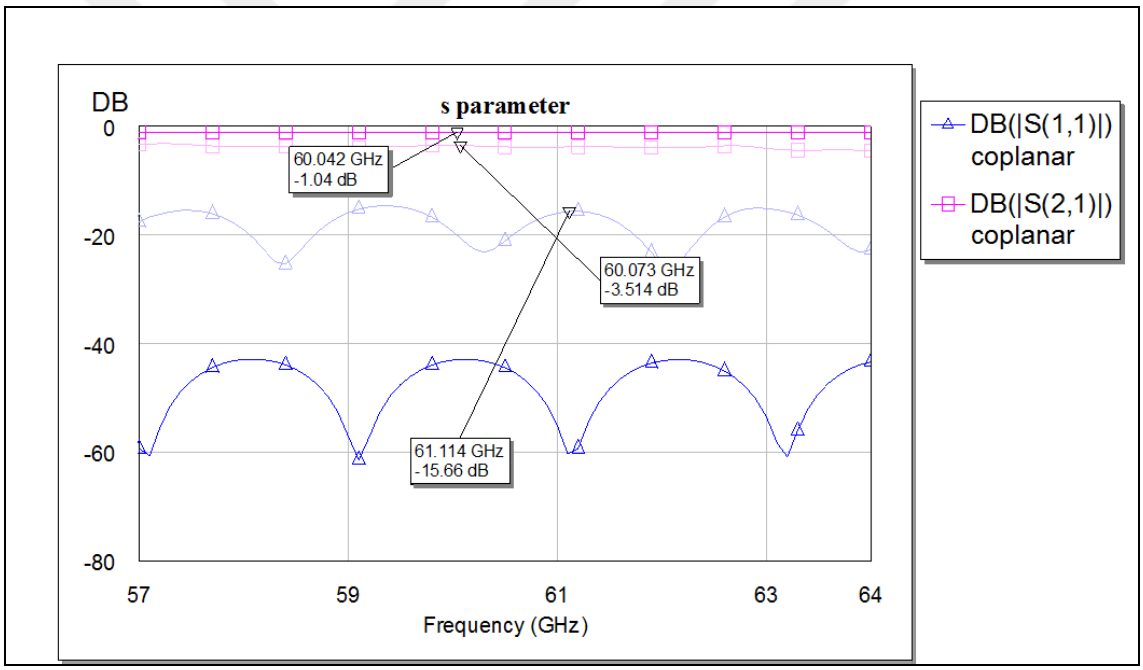
Roger PCB malzemesi ile farklı hat ve dielektrik kalınlıkları ile simülasyonlar yapılmış Şekil 2.8, Şekil 2.9 ve Şekil 2.10'daki sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 2.8 Coplanar hat ve H=0.35, w=0.5, s=0.15



Şekil 2.9 Coplanar hat ve H=0.13, w=0.28, s=0.15



Şekil 2.10 Coplanar hat ve H=0.25, w=0.5, s=0.15

Sonuç olarak Roger 3003 malzemede dielektrik ile bakır arasındaki mesafenin artması sonucunda kayıplar artmıştır.

Aşağıdaki tabloda Roger 3003 malzemesinin diğer dielektrik malzemeler ile karşılaştırmaları bulunmaktadır. Tabloda verilen Roger 5880 malzemesinin kayıplarının daha fazla olduğu görülmektedir. Fakat gerek üretim teknolojileri bakınımdan PCB

üretiminin zor olması gerekse maliyetinin yüksek olması nedeni ile Roger 3003 dielektrik malzemesi PCB üretimlerinde kullanılmıştır.

Çizelge 2.1 Dielektrik malzeme kayıpları

Mikroşerit hat						**Coplanar Hat (50ohm)**		
ROGER 5880	25ohm	50ohm-lambda/4	75ohm	100ohm	loss dB/mm (50ohm)	ROGER 5880	G = 0.3mm	loss dB/mm
0.127 mm	0.988	0.375-0.91	0.183	0.095	0.022	0.127mm	0.37	0.021
0.254 mm	2	0.798-0.89	0.401	0.218	0.014	0.254mm	0.72	0.013
0.381 mm	3.226	1.277-0.88	0.652	0.371	0.011	0.381mm	1.00	0.010
0.508 mm	4.446	1.807-0.87	0.944	0.553	0.010	0.508mm	1.32	0.009
1.57 mm	14.793	6.648-085	3.883	2.507	0.0083	1.57mm	3.00	0.007
ROGER 3003	25ohm	50ohm-lambda/4	75ohm	100ohm	loss dB/mm (50ohm)	ROGER 3003	G = 0.3mm	loss dB/mm
0.13mm	0.849	0.313-0.8	0.146	0.078	0.026	0.13mm	0.3	0.087
0.25mm	1.775	0.645-0.782	0.312	0.16	0.017	0.25mm	0.57	0.079
0.5mm	3.738	1.497-0.755	0.761	0.44	0.013	0.5mm	1.05	0.072
0.75mm	5.866	2.475-0.742	1.329	0.825	0.011	0.75mm	1.43	0.069
1.52mm	12.34	5.51-0.728	3.213	2.119	0.01	1.52mm	2.25	0.065
ROGER 4003		50ohm-lambda/4			loss dB/mm (50ohm)	ROGER 4003	G = 0.3mm	loss dB/mm
0.2mm		0.46-0.748			0.036	0.2mm	0.42	0.19
0.3mm		0.738-0.733			0.032	0.3mm	0.62	0.18
0.4mm		1.052-0.721			0.031	0.4mm	0.79	0.17
0.5mm		1.395-0.712			0.03	0.5mm	0.95	0.17
0.81mm		2.543-0.695			0.029	0.81mm	1.36	0.16

2.2.3 PCB Kaplama Çeşitleri

PCB üretimleri sırasında kullanılan bakır hatların korozyona uğramasını engellemek ve bu hatları korumak için yüzey sonlandırıcı malzemeler kullanılmaktadır. Kullanılacak olan malzemeler kullanılacağı ortama, frekansa ve maliyet değerlendirmesine göre farklılık göstermektedir.

PCB üreticileri yaygın olarak ENIG(Electroless Nickel Immersion Gold), HASL(Hot Air Solder Leveling), İmmersion tin, OSP (Organic Solderability Preservative), immersion silver, Gold gibi kaplama malzemeleri kullanmaktadırlar.

Yüksek frekanslı devrelerde tasarımın yanı sıra üretim teknolojileri ve kullanılan materyalde önemlidir. Milimetre dalga frekanslarında PCB kaplama malzemelerinden kaynaklanan kayıplar meydana gelmektedir. Fakat kaplama yapılmaması durumunda bakır yüzeyinde meydana gelecek olan oksitlenmeden dolayı kayıplar daha fazla olmaktadır. Bu nedenle yüksek frekanslı sinyalin iletimi sırasında belli bir oranda kayıp kabul edilerek saf bakırın oksitlenmemesi için yüzey kaplama malzemesinin kullanımı önemlidir.

Kaplama malzemesinin seçimi sırasında kaplanacak olan malzemenin iletkenlik katsayısına göre seçim yapılmalıdır. Kayıpları en aza indirmek için iletkenlik katsayısı düzgün olarak seçilmelidir ve kalınlığı belirlenmelidir.

Gümüş malzemesi bakıra oranla daha uzun sürsede zamanla korozyona uğrayıp kararmakta ve zamanla iletkenlik seviyesi düşmektedir. Devrelerin üzerini tamamen altın tabakası ile kaplamak maliyetli olmaktadır ve bu kaplamada tüm devrelerin kısa devre olması gerekmektedir. Sadece nikel kaplamak ise kaybı artırmaktadır.

Devre tasarımı sırasında firmaların değerlendireceği seri üretim maliyetleri göz önünde bulundurulduğunda tez kapsamında PCB üreticileri tarafından yaygın olarak kullanılan altın nikel (ENIG) birleşiminin kullanılmasına karar verilmiştir.

2.2.4 Dalga Kılavuzu Çeşitleri

Milimetre ve mikrodalga gibi yüksek frekanslarda yüksek kullanımı olan dalga kılavuzları temelde genel olarak içi boş metal boru şeklinde tanımlanabilirler. Dalga kılavuzları yaygın olarak radyolink cihazları, radar uygulamaları, uydu haberleşme sistemleri ve mikrodalga fırınlarda kullanılmaktadır.

Dalga kılavuzları kullanıldığı malzeme olarak temelde ikiye ayrılmaktadırlar.

- Dielektrik Dalga Kılavuzları: En yaygın olarak fiber sinyallerin taşınmasında kullanılmaktadır.

- Metal Yapı Malzemeli Dalga Kılavuzlar: Elektromanyetik dalgaların yönlendirilmesi ve/veya taşınması için kullanılmaktadır. Genel olarak yüksek frekanslarda kullanılmaktadır. PCB devreleri üzerinde kullanılan iletim hatlarından ışıma yapılarak dalga kılavuzları sayesinde sinyal hava ortamında bir noktadan başka bir noktaya taşınmaktadır.

Fiziksel olarak ikiye ayrılan dalga kılavuzlarının yanı sıra mikroşerit hat, "coplanar waveguide", şerit hat ve koaksiyel kablo da dalga kılavuzu sayılabilir.

Milimetre dalga kılavuzları kullanıldığı frekansa göre çeşitlilik göstermektedir. Farklı standart kuruluşlarında farklı isimler almasına rağmen ölçüleri aynıdır. 60 GHz milimetre radyolink frekansında WR12 diğer bir adıyla WG26 dalga kılavuzu kullanılmaktadır [10].

Dalga kılavuzlarının polarizasyon bilgisine göre uç bağlantı noktalarındaki tipleri değişmektedir. İletim hattında dikey veya yatay polarizasyondan sadece bir tanesi kullanılması durumunda dikdörtgen bağlantı noktası kullanılmaktadır. Her iki polarizasyonun uygulamada kullanılması durumunda ise dairesel bağlantı noktası kullanılmaktadır.

Çizelge 2.2 Dalga kılavuzu çeşitleri

Dalga Kılavuzu Adı			**Çalışma Frekansı**	**Kesim Frekansı**		**Dalga Kılavuzunun İç Açıklığı**	
				Düşük Frekans	**Sonraki Mod**		
EIA	**RCSC**	**IEC**				**A inch[mm]**	**B inch[mm]**
WR34	WG21	R260	22.00 - 33 GHz	17.357 GHz	34.715 GHz	0.34 [8.636]	0.17 [4.318]
WR28	WG22	R320	26.50 - 40 GHz	21.077 GHz	42.154 GHz	0.28 [7.112]	0.14 [3.556]
WR22	WG23	R400	33.00 - 50 GHz	26.346 GHz	52.692 GHz	0.224 [5.689]	0.112 [2.844]
WR19	WG24	R500	40.00 - 60 GHz	31.391 GHz	62.782 GHz	0.188 [4.775]	0.094 [2.387]
WR15	WG25	R620	50.00 - 75 GHz	39.875 GHz	79.75 GHz	0.148 [3.759]	0.074 [1.879]

Çizelge 2.3 Dalga kılavuzu çeşitleri (devamı)

Dalga Kılavuzu Adı			**Çalışma Frekansı**	**Kesim Frekansı**		**Dalga Kılavuzunun İç Açıklığı**	
				Düşük Frekans	**Sonraki Mod**		
EIA	**RCSC**	**IEC**				**A inch[mm]**	**B inch[mm]**
WR12	WG26	R740	60 - 90 GHz	48.373 GHz	96.746 GHz	0.122 [3.0988]	0.061 [1.5494]
WR10	WG27	R900	75 - 110 GHz	59.015 GHz	118.03 GHz	0.1 [2.54]	0.05 [1.27]
WR8	WG28	R1200	90 - 140 GHz	73.768 GHz	147.536 GHz	0.08 [2.032]	0.04 [1.016]
WR6	WG29	R1400	110 - 170 GHz	90.791 GHz	181.583 GHz	0.065 [1.651]	0.0325 [0.8255]
WR7	WG29	R1400	110 - 170 GHz	90.791 GHz	181.583 GHz	0.065 [1.651]	0.0325 [0.8255]
WR5	WG30	R1800	140 - 220 GHz	115.714 GHz	231.429 GHz	0.051 [1.2954]	0.0255 [0.6477]
WR4	WG31	R2200	172 - 260 GHz	137.243 GHz	274.485 GHz	0.043 [1.0922]	0.0215 [0.5461]
WR3	WG32	R2600	220 - 330 GHz	173.571 GHz	347.143 GHz	0.034 [0.8636]	0.017 [0.4318]

BÖLÜM 3

ANTEN TASARIMI

Anten, elektronikte, boşlukta yayılan elektromanyetik dalgaları toplayarak bu dalgaların iletim hatları içerisinde yayılmasını sağlayan (alıcı anten) veya iletim hattı içerisindeki dalgaların boşlukta yayılmasını sağlayan devre elemanlarıdır. Anten tasarımı sırasında anten kazancı, ışıma direnci ve verimi, giriş empedansı, ışıma deseni, maksimum yönelme ve etkin anten yüzeyi, polarizasyon, yakın ve uzak alan, gibi tasarım parametrelerine dikkat edilmektedir [11].

3.1 Anten Kazancı

Her yöne eşit olarak ışıma yapan referans antene göre yapılan karşılaştırma sonucunda elde edilen değere anten kazancı denilmektedir. Anten kazancı ideal (yönlendiricili) ve gerçek kazanç diye ikiye ayrılmaktadır [11].

İdeal anten kazancında antenin hiçbir kaybının olmadığı kabul edilmekte ve maksimum ışıma yaptığı varsayılmaktadır. Gerçek kazançta ise anten kayıpları eklenerek hesaplama yapılmaktadır ve antenin performansı bu kazanç ile belirlenmektedir. Anten kazancına etken en büyük kayıp anten empedans uyumsuzluklarından kaynaklanmaktadır.

Anten kazançları dB olarak ifade edilmektedir ve kazançları ölçülürken antenin çalışma frekansına göre yakın ve uzak alanına dikkat edilmelidir. Yakın alan ve uzak alan değerleri antenin çalıştığı frekanstaki dalga boyu ile ilişkilidir.

R: Mesafe

D: Anten Açıklığı (boyu)

λ: Dalga Boyu

$R \geq 2D^2/\lambda$ (3.1)

3.2 Işıma Direnci, Verimi ve Giriş Empedansı

Antenin verimi ışıma direnci ile doğrudan ilişkilidir ve Ohm Yasası ile hesaplanmaktadır. Antenin ışıma direncini hesaplayabilmek için antenin gücü ve akım değerinin bilinmesi gerekmektedir [11].

P_t: Antenin gücü

I: Anten akımı

R_r: Anten Işıma Direnci

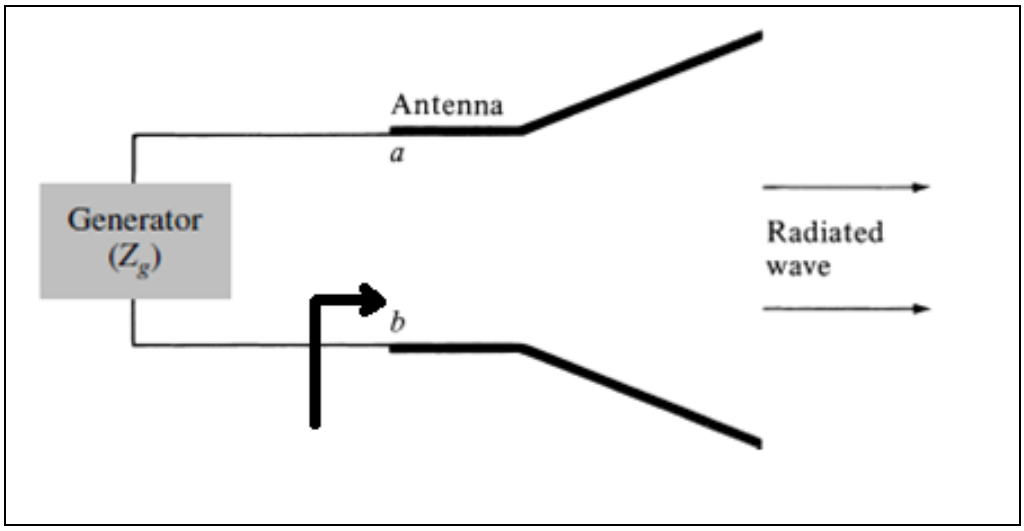
$P_t=I^2Rr$ (3.2)

Işıma direnci bilinen bir antenin verimi de hesaplanabilir. Antenin verimliliği;

Toplam verimlilik = Yansıma verimliliği x iletken verimliliği x dielektrik verimliliği

Işıma direnci verimlilik hesabında yansıma verimliliği hesabında kullanılmaktadır. Anten giriş ve çıkış empedansının iyi uyumlandırılmaması sonrasında antende yansıma olmaktadır ve yansıma verimliliğini etkilemektedir.

Anten giriş empedansı anten besleme noktalarının (a-b) yüke doğru olan empedansını ifade etmektedir. Yapılan hesaplamalar yük olmadan hesaplanmaktadır.



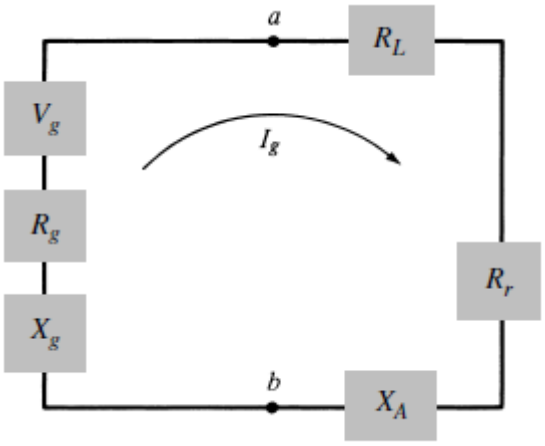
Şekil 3.1 Anten gösterimi

Rr: Antenin ışıma direnci

RL: Antenin kayıp direnci

XA: Depolanan enerji

$$ZA = Rr + RL + jXA \quad (3.3)$$



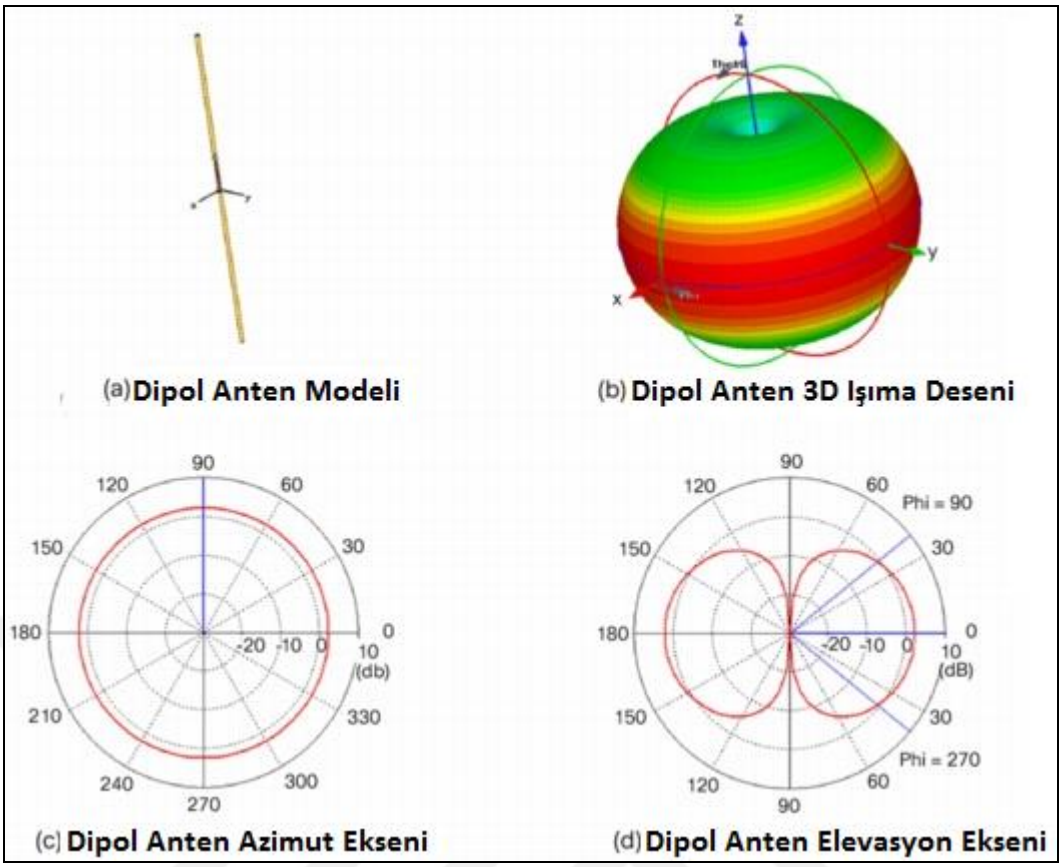
Şekil 3.2 Anten thevenin eşdeğeri

Antenin bağlandığı a-b noktalarına empedansı uyumsuz bir kaynak bağlanması durumunda antene tüm enerji aktarılamamakta ve bu noktadan yansıma yapmaktadır.

Kaynak ile antenin empedansını en ideal şekilde uyumlandırmak istenirse antenin ve kaynağın sanal kısımlarının birbirlerini yok edecek şekilde olması gerekmektedir [11].

3.3 Işıma Deseni (Radiation Pattern)

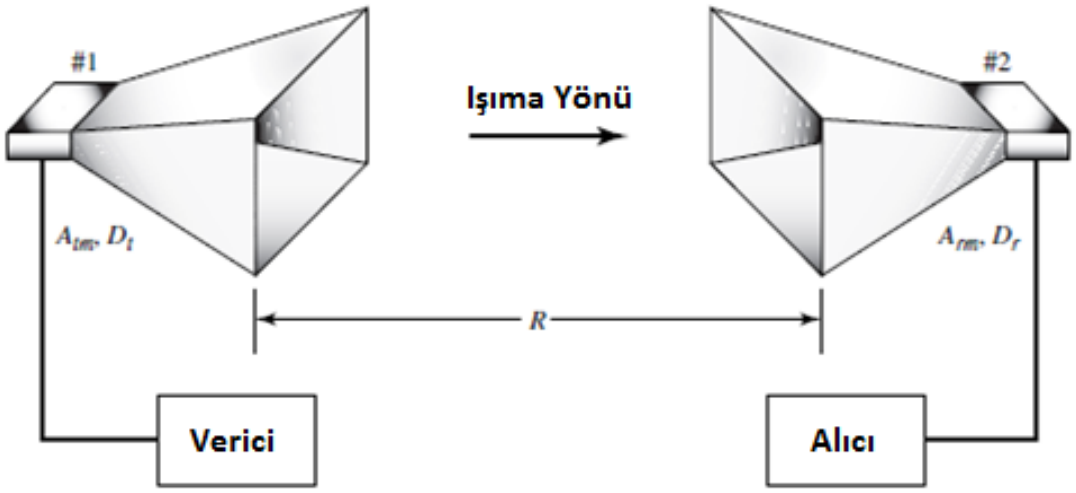
Işıma deseni antenin gücünün hangi yönde ve ne kadar güç ile iletildiğini gösteren desendir ve aşağıdaki Şekil 3.3'de dipol antenin örnek bir ışıma deseni verilmektedir. Işıma desenleri iki boyutlu farklı düzlemlerde ve 3 boyutlu olarak verilmiştir. Burada ışıma desenindeki en önemli nokta elevasyon düzleminde gösterilen yarım güç hüzme genişliğidir. Yarım güç hüzme genişliği çıkış gücünün yarıya düştüğü açıyı göstermektedir.



Şekil 3.3 Anten ışıma deseni

3.4 Maksimum Yönelme ve Etkin Anten Yüzeyi

Maksimum yönelme ve etkin anten yüzeyi arasındaki ilişkiyi hesaplamak için Şekil 3.4'te gösterilen antenler seçilmiştir. İzotropik iletim yönündeki antenin gözlem noktasında yer alan iki numaralı alıcı antenin bulunduğu noktada bir güç yoğunluğu oluşturmaktadır. Hesaplamalarda izotropik anten her yöne eşit güç yoğunluğu ile yayın yapan sanal bir anten olması nedeni ile hesaplamalarda kullanılmaktadır.



Şekil 3.4 Horn antenler

Bir numaralı antenin iki numaralı antenin giriş noktasında oluşturduğu güç yoğunluğu aşağıdaki formül ile ifade edilmektedir.

P: Işıma Gücü

R: İki anten arası mesafe

W: Güç Yoğunluğu

$$W=P/4\pi R^2 \quad (3.4)$$

Antenin güç yoğunluğu da antenin gücü ile doğrudan ilişkilidir. Anten yoğunluk oluşturabilmek için ışıma yapabildiği alan ile orantılı olarak güce sahiptir. Antenlerin ışıma yapabildiği alanlar, parabolik, horn gibi antenler için söz konusudur. Dipol anten gibi düzlemsel olmayan ve çizgisel olan antenler için etkin anten yüzeyinden söz etmek mümkün değildir.

Anten etkin yüzeyi aşağıdaki ifade ile hesaplanmaktadır.

$$A_e= G \lambda^2/4\pi \quad (3.5)$$

3.5 Polarizasyon

Bir antenin polarizasyonu antenin gücünün iletim yönünü ve şeklini ifade etmektedir. Elektrik alan vektörünün boşluktaki yayılım şekline göre antenin polarizasyonunda şekli değiştirir.

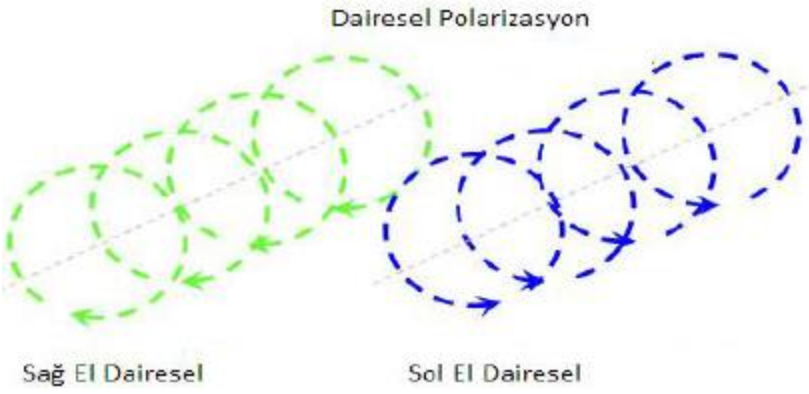
Anten polarizasyonları lineer, dairesel ve eliptik olarak sınıflandırabilir.

Elektrik alan vektörünün boşlukta hareket etmeden tek doğrultuda düşey veya yatay pozisyonda hareket etmesi sonucu oluşan şekle lineer polarizasyon denir. Şekil 3.5'te dikey ve yatay polarizasyona örnek gösterilmiştir. Lineer polarizasyonlu antenin kullanımında dikkat edilmesi gereken husus iki nokta arasında haberleşmede bu antenler kullanılıyor ise her iki antenin de polarizasyonunun aynı olması gerekmektedir. Aksi durumda sinyal alıcıya iletilemez ve haberleşme sağlanamaz.



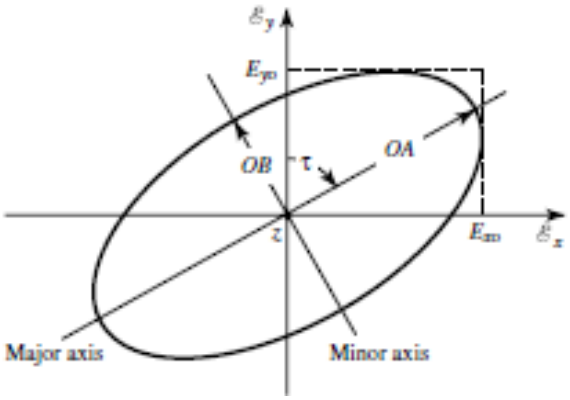
Şekil 3.5 Doğrusal polarizasyon

Elektrik alan vektörünün iki bileşeninin olması ve bu bileşenlerin birbirine 90° dik olması sonucu oluşan polarizasyona dairesel polarizasyon adı verilir. Şekil 3.6'da örnek olarak verilmiştir.



Şekil 3.6 Dairesel polarizasyon

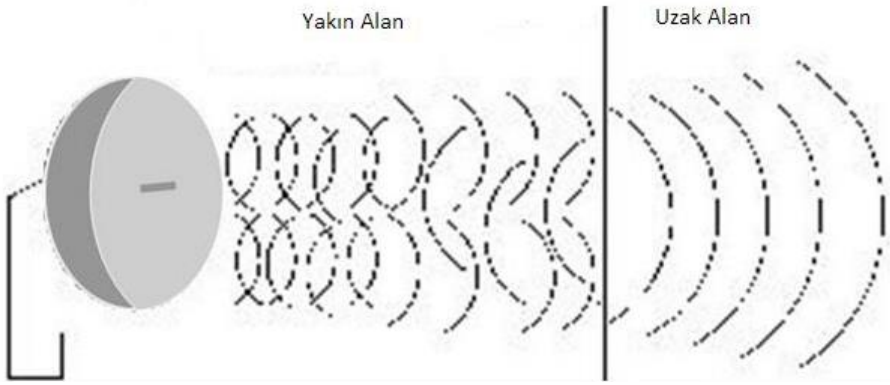
Eliptik polarizasyon ise iki elektirik alan vektörünün birbirine göre faz farkı ile yayılması sonucu Şekil 3.7' de gösterildiği gibi oluşur.



Şekil 3.7 Eliptik polarizasyon

3.6 Yakın ve Uzak Alan

Yakın alan ve uzak alan ifadeleri antenin dalga şekillerinin aynı olmadığı ve aktarılan güçlerin de farklılık gösterdiği uzaklıkları belirtmektedir. Yakın alan ve uzak alanda antenin Şekil 3.8'de gösterildiği gibi ışıma desenleri farklıdır. Uzak alanda antenden çıkan dalganın ışıma deseni daha kararlıdır ve dalga düzlemsel dalga şeklinde yayılmaya başlar.



Şekil 3.8 Anten yakın ve uzak alan

Yakın alan veya uzak alan ifadeleri anten boyu ve dalga boyuna göre değişmektedir. Yakın alan ve uzak alan sınırını R ile ifade etmek gerekir ise;

D: Anten boyu

λ: Dalga boyu

$R=2D^2/\lambda$ (3.6)

3.7 Anten Seçimi ve S Parametreleri

3.7.1 S Parametreleri

Mikrodalga ve daha yüksek frekanslarda devre karakteristiklerini anlamak için dört tip devre parametre kullanılmaktadır. Bu parametreler S-parametreleri, Y-parametreleri, Z-parametreleri ve ABCD Parametreleridir. Y, Z ve ABDC parametreleri sistemi besleyen akım ve gerilim değerlerine bağlıdır ve yüksek frekanslı devrelerde bu değerlerin doğrudan ölçümü oldukça zordur. Bu parametreler genellikle pasif devrelerin modellemelerinde kullanılmaktadır.

S parametreleri genellikler iki portlu devrelerin modellenmesinde kullanılmaktadır. Bu port sayısı bir veya üç hatta daha fazla portlu da olabilir. Anten veya dalga kılavuzu gibi tasarımlarda Şekil 3.9'da gösterildiği gibi iki portlu modelleme kullanılmaktadır. Bir port giriş portu ve bir portta çıkış portu olarak modellenmektedir.



Şekil 3.9 2-portlu devre gösterimi

İki portlu modellemede toplam 4 adet S parametresi bulunmaktadır. Bu parametreler S_{11}, S_{12}, S_{21} ve S_{22}'dir.

S_{11} parametresi 1. porttan devrenin beslenmesi halinde gene 1. porta geri yansıyan sinyali ifade eder. Giden dalga a1 olarak ve yansıyan dalga b1 olarak ifade edilirse S_{11} bu iki dalganın birbirinin oranına eşittir. Örneğin S_{11} parametresi 0 dB olan bir antende tüm güç geri yansımaktadır ve anten hiç ışıma yapmamaktadır.

S_{21} 1. porttan devrenin beslenmesi halinde 2. porta iletilen sinyal miktarını temsil eder. Giden dalga a1 olarak ve iletilen dalga b2 olarak ifade edilirse S_{21} bu iki dalganın birbirinin oranına eşittir. Anten tasarımlarında tüm gücün ikinci porta iletilmesi hedeflenmektedir. Anten tasarımlarında bu parametre hat üzerindeki kaybı göstermektedir.

S_{22} ve S_{12} parametreleri ise devrenin ikinci porttan beslenmesi durumunda elde edilir ve tanım olarak S_{11}, S_{21} ile aynıdır.

Tüm bu tanımlamaları birer formülle ifade edilmek istenirse aşağıdaki bağıntılar ile gösterilir.

b: Yansıyan güç

a: Dalga gücü

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

S_{11}= Port 1 yansıyan güç / Port 1 gelen dalga gücü (3.8)

S_{21}= Port 2 iletilen dalga gücü / Port 1 gelen dalga gücü (3.9)

S_{22}= Port 2 yansıyan güç / Port 2 gelen dalga gücü (3.10)

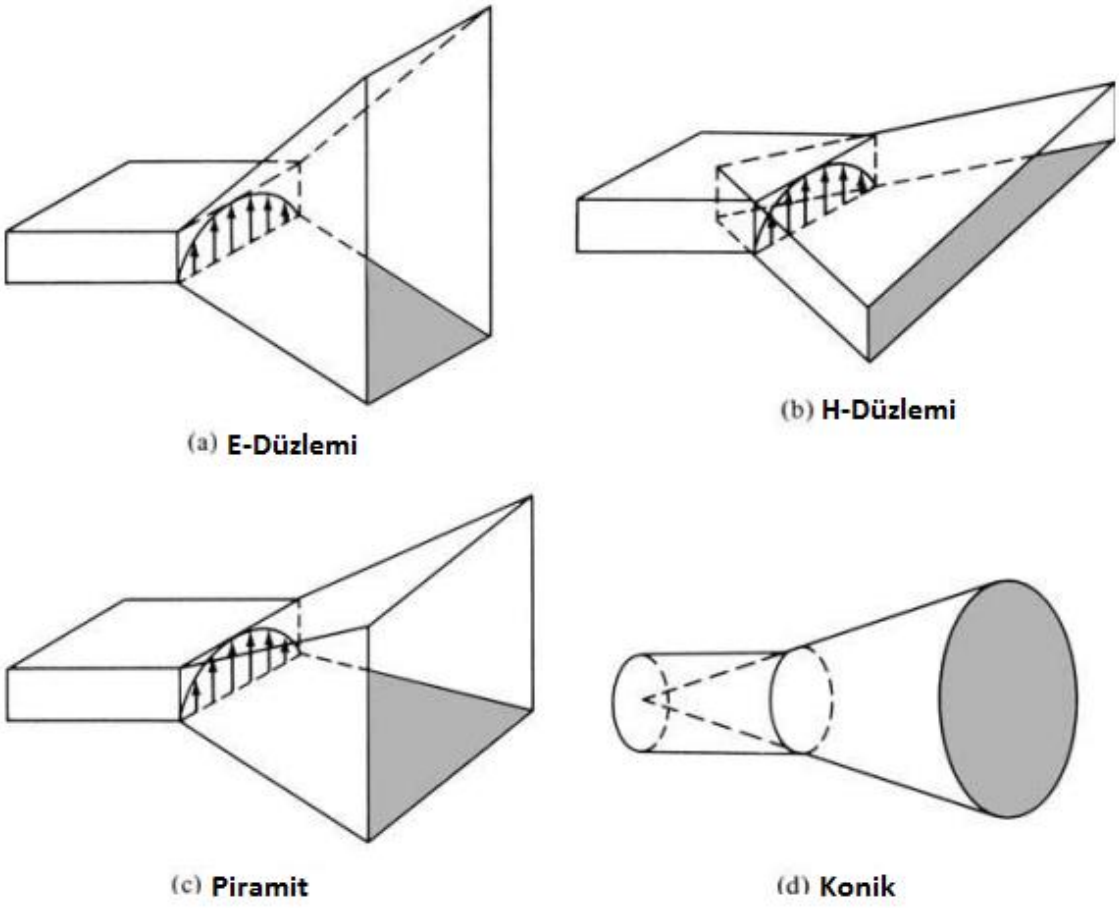
S_{12}= Port 1 iletilen dalga gücü / Port 2 gelen dalga gücü (3.11)

3.7.2 Anten Çeşitleri

Literatürde tanımlı ve piyasada tanımlı çok çeşitli antenler bulunmaktadır. Mikrodalga ve milimetre dalga frekanslarında kullanılan antenler aşağıda sıralanmıştır.

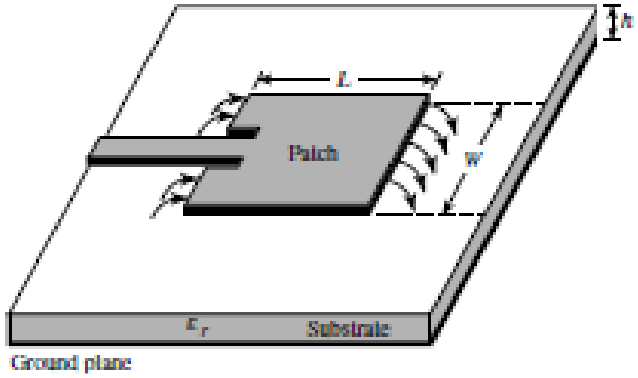
Horn Anten: Tasarımı çok basit olmakla birlikte kullanımı da oldukça kolaydır. Horn antenin ilk kullanımı 17. Yüzyılın başlarına kadar uzanmaktadır. Milimetre ve mikrodalga frekanslarında yaygın olarak kullanımı 2. Dünya Savaşı ile birlikte başlamıştır. Hatta birçok makale ve yayın bu zaman dilimi içerisinde yayınlanmıştır.

Günümüzde milimetre dalga ve mikrodalga frekanslarında kullanımı yaygındır. Kazançları anten önünde kullanılan lense bağlı olarak değişmektedir. Lensli horn antenleri 40 dBi kazançlara kadar bulmak mümkündür. Farklı horn anten çeşitleri olmasına rağmen en yaygın olarak kullanılan horn anten çeşitleri Şekil 10'da verilmiştir.



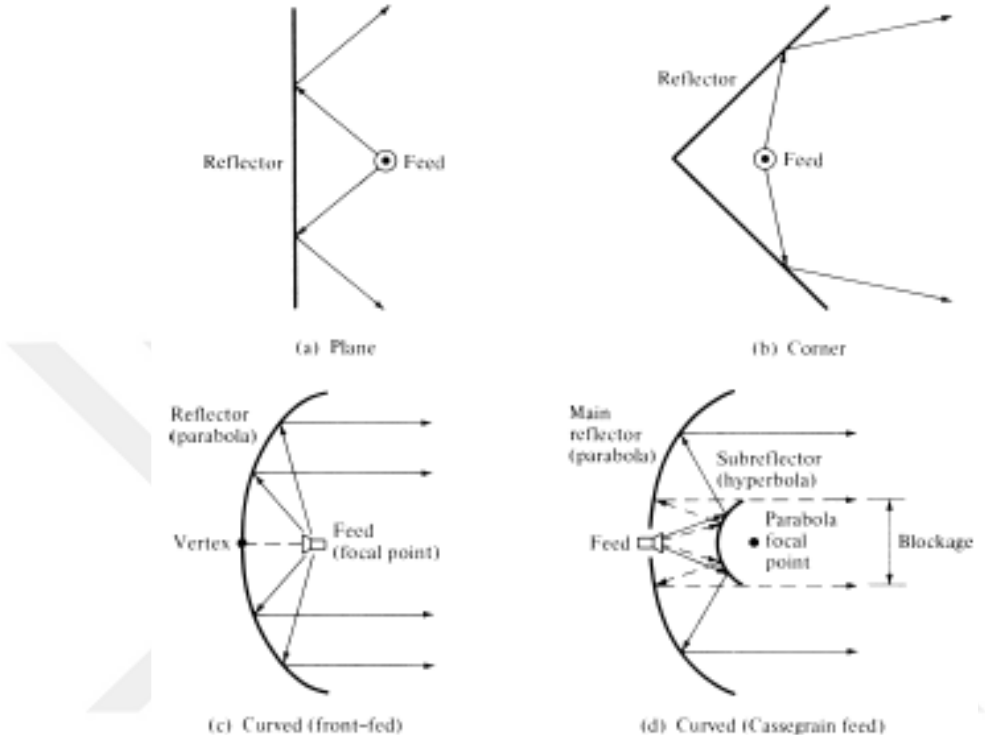
Şekil 3.10 Horn anten çeşitleri

Mikroşerit Anten: Boyut, ağırlık ve maliyet açısından oldukça avantajlı olan mikroşerit antenler uçak, uzay araçları, füze gibi birçok askeri alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Ayrıca ticari pazarda ise radyo ve kablosuz haberleşme alanlarında oldukça kullanılmaktadırlar. Mikroşerit antenlerin en önemli dezavantajları düşük verimli ve düşük güce sahip olmalarıdır. Şekil 11'de mikroşerit antene örnek verilmiştir.



Şekil 3.11 Mikroşerit Anten

Reflektör Anten: Reflektör antenlerin kullanımı elektromanyetik dalgaların iletiminin keşfinden itibaren kullanılmaktadır. Fakat yaygın olarak kullanımı horn antende olduğu gibi radar uygulamalarının arttığı 2. Dünya Savaşı ile birlikte başlamıştır. Aşağıdaki şekil 12'de farklı yüzey şekillerine örnekler verilmiştir.



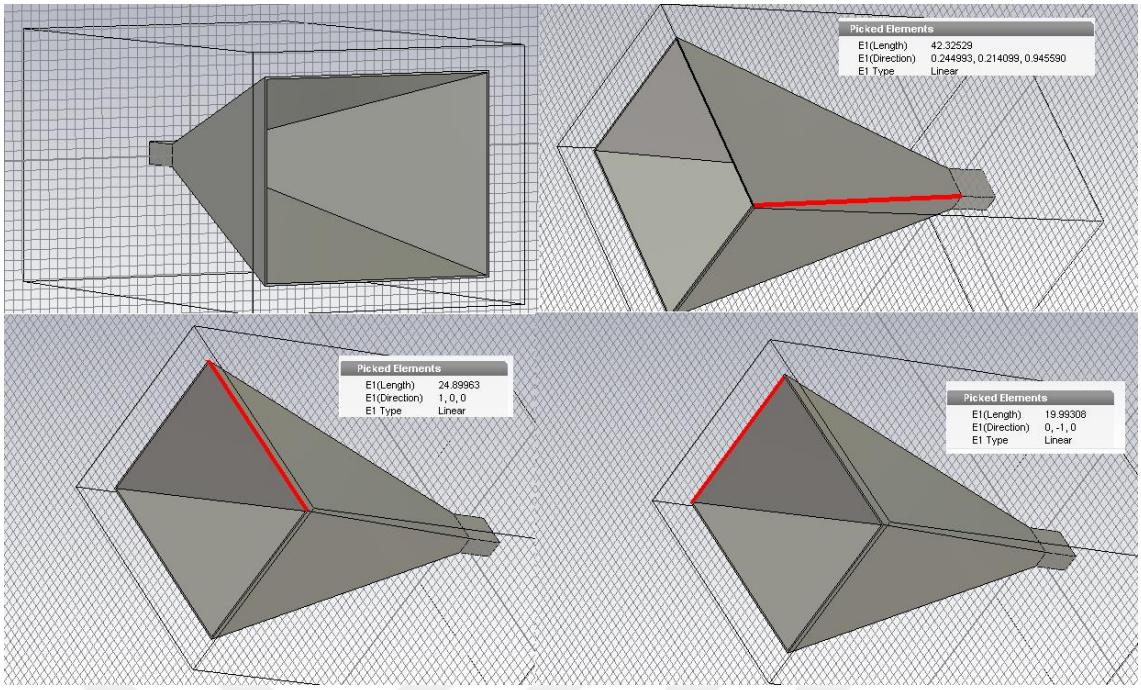
Şekil 3.12 Reflektör anten çeşitleri

Sonuç olarak milimetre radyolink tasarımında gerek tasarımının kolaylığı gerekse kazancının yüksek olması nedeni ile horn anten seçilmiştir. Horn antenin tasarım, üretim ve test sonuçları bir sonraki bölümde verilmiştir.

3.7.3 Anten Tasarımı

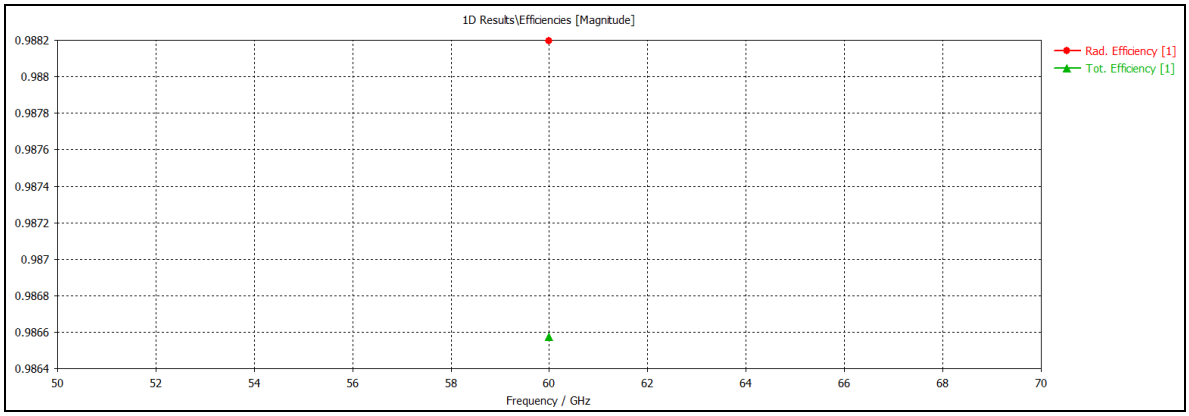
Horn anten tasarımı sırasında piramit tipi horn anteni seçilmiştir. Seçilen ve tasarımı yapılan antenin simülasyon sonuçları şekil 13'te verilmiştir.

Anten açıklığı 20x25mm olarak tasarlanmıştır. Tasarım sırasında antenin kazancı, kaybı ve verimi dikkate alınmıştır.



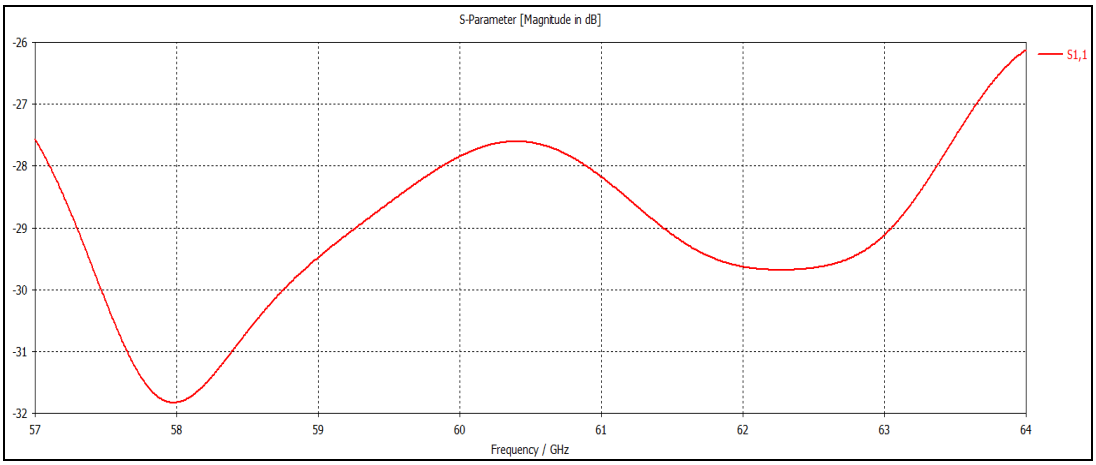
Şekil 3.13 Horn anten tasarımı

Yapılan simülasyonlar sonucunda antenin verimi 60 GHz V bant frekansında %99,98 olarak çıkmıştır. Anten için bu değer oldukça yüksek bir değerdir. Bu değerden anlaşılacağı üzere antenin kaybı oldukça düşüktür. Antenin verim grafiği şekil 14'te verilmiştir.



Şekil 3.14 Horn anten verimi

Antenin S parametreleri incelenmiş ve S_{11} parametresi şekil 3.15'te verilmiştir. Antenin kaybı 57 GHz – 64 GHz frekans bölgesi içerisinde incelenmiştir ve oldukça iyi değerler elde edilmiştir. Örneğin simülasyonlar 60 GHz de S_{11} parametresini -27 dB olarak hesaplamıştır.



Şekil 3.15 Horn anten S_{11} parametresi

Bölüm 3.6'da anlatılan yakın alan, uzak alan ifadelerine göre antenin uzak alan ışıma deseni ve kazancı Şekil 3.16'da verilmiştir. Antenin uzak alan hesabı aşağıdaki parametrelere göre hesaplanmıştır.

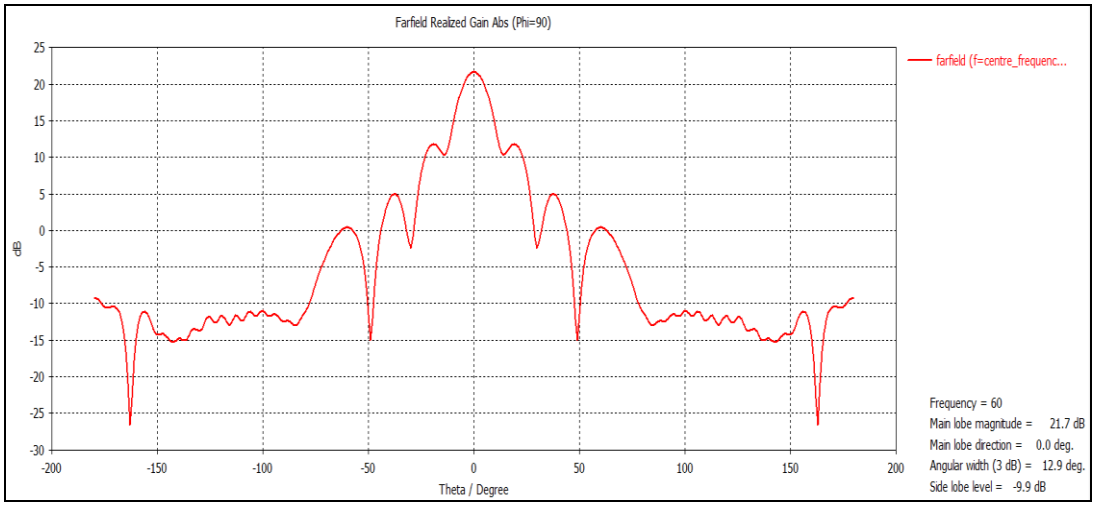
Anten Boyutu: 0,02m

Frekans: 60 GHz

Dalga Hızı: 299792458m/s

Uzak Alan: 0,160110766

Yapılan simülasyonlarda antenin kazancının 20 dBi olacağı görülmüştür. Antenin kazancı üretim teknolojileri ve kullanılan malzemeye göre değişiklik göstermektedir. Antenin simülasyon sonuçları ve üretildikten sonra elde edilen kazanç değerleri Bölüm 6 karşılaştırılmıştır.



Şekil 3.16 Anten ışıma deseni

3.7.4 Anten Üretim Teknikleri

Anten üretimi sırasında gerek üretim maliyetini kısmak gerekse üretimi süresini düşürmek amacı ile hammadde olarak plastik kullanılmıştır. Anten daha sonrasında iletken boya ile kaplanmıştır.

Üretim sırasında farklı iki firmaya ait boya malzemesi ile çalışılmıştır. Üretimde kullanılan boya malzemeleri "RS 247-4251" ve "YSHIELD HSF54" Şekil 3.17'de gösterilmiştir.



Şekil 3.17 Kullanılan boya malzemeleri

Anten üretimi sırasında plastik malzemenin kullanılması ve 3D yazıcı ile antenin üretilmesi sonucunda toleransların yüksek olması ve istenilen değerlerde antenin üretiminin gerçekleştirilememesinden dolayı kayıplar yaşanmıştır. Yaşanan bu kayıplar ölçüm sırasında görülmüş ve simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalı ölçüm sonuçları Bölüm 6'da verilmektedir.

BÖLÜM 4

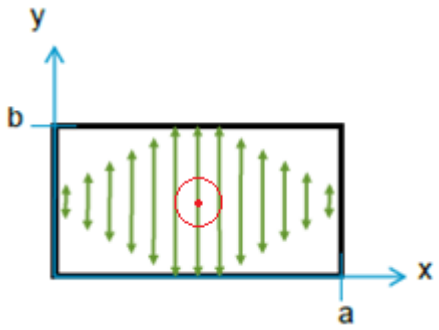
DALGA KILAVUZU TASARIMI

Milimetre dalga frekanslarında geçmişte de yaygın olarak kullanılan dikdörtgen dalga kılavuzları kullanılmaktadır. Dalga kılavuzlarını kullanabilmek için mikroşerit hattan dalga kılavuzuna geçmek gerekmektedir. RF dünyasında yaygın olarak kullanılmakta olan dalga kılavuzları milimetre dalga frekanslarında da kullanılmaktadır.

Mikroşerit hat üzerinden ışıma yaparak dalga kılavuzuna geçiş için çok çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Sırt tipi dalga kılavuzu (ridge waveguide), quasi-Yagi dalga kılavuzu, düzlemsel dalga (plannar waveguide) kılavuzu tipleri mikroşerit hatta boyunca bağlanmak için kullanılan çalışmalardandır.

Milimetre dalga frekanslarında tasarım kolaylığı ve geniş bantta çıkış sağlamaları sebebi ile “plannar” dalga kılavuzları kullanılmaktadır.

Bölüm 2.2.4’de anlatılan Dalga Kılavuzu Çeşitlerinden WR15 60 GHz frekans bölgesinde kullanılmaktadır ve tez kapsamında WR15 dalga kılavuzu ve mikroşerit hat PCB üzerinde tasarlanmıştır.



Şekil 4.1 Dalga kılavuzu gösterim

Dikdörtgen dalga kılavuzları standart olarak Şekil 4.1'de gösterilen a:Uzun Kenar, b:kısa kenar olacak şekilde a=2b şeklinde tasarlanmaktadırlar ve dalga kılavuzlarının açıklıklarına göre çalışma frekansları değişmektedirler.

Dalga kılavuzlarının çalışma frekansları yukarıda da belirtildiği gibi açıklıklarına göre değişmektedir. Bu açıklık dalga kılavuzlarının kesim frekanslarını değiştirmektedir. Dalga kılavuzlarının kesim frekansı alçak ve yüksek kesim frekansı olmak üzere iki adet bulunmaktadır [12].

İlk kesim frekansı

c: Işık hızı

a: Dalga kılavuzu uzun kenar olmak üzere

$$F_{cutoff1} = c / (2 \times a) \quad (4.1)$$

Formülü ile hesaplanmaktadır. Tasarımda kullanılan dalga kılavuzu TE10 modunda çalışmaktadır. Bu moda göre yüksek frekans kesim frekansı $F_{cutoff1}$'nin iki katına eşittir.

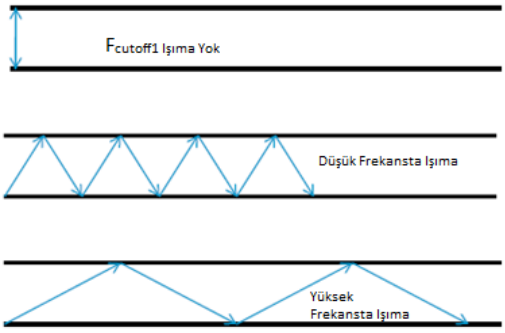
Dalga kılavuzunun çalışma frekansları ise

$$F_{min} = 1{,}25 \times F_{cutoff1} \quad (4.2)$$

$$F_{min} = 1{,}89 \times F_{cutoff1} \quad (4.3)$$

Formülleri ile hesaplanmaktadır.

Formüllerle hesaplanan değerlere göre 60 GHz bandında WR15 dalga kılavuzu 39.875 GHz'de ve 79.75 GHz'de kesim frekansları arasında 50-75 GHz çalışma frekansında çalışmaktadır. Dalga kılavuzundan gönderilen sinyal çalışma frekansına göre Şekil 4.2'de gösterildiği gibi ilerlemektedir.

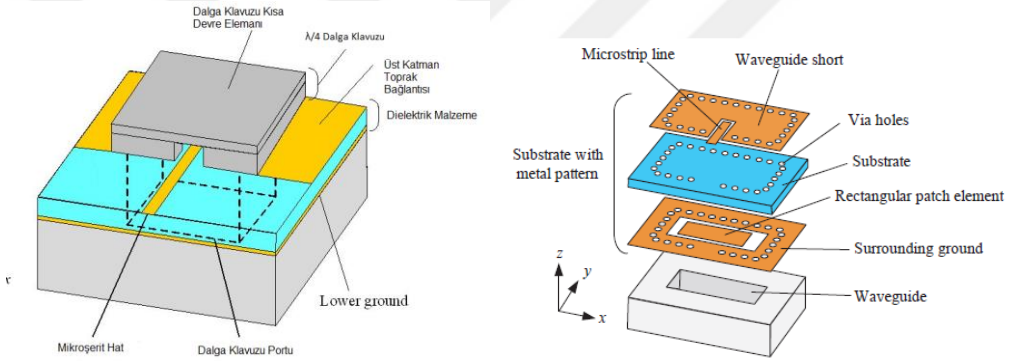


Şekil 4.2 Dalga ilerleme şekli

4.1 Düzlemsel Dalga Kılavuzu Tasarım Çeşitleri

Milimetre dalga sinyallerinde tasarım ve düşük üretim maliyetleri göz önünde bulundurulduğunda en yaygın olarak mikroşerit hat üzerinden ışıma yolu ile dalga kılavuzuna geçiş kullanılmaktadır. Bu geçiş yöntemi klasik düşük frekanslarda kullanılan antenden koaksiyel kabloya geçiş için kullanılan yönteme benzemektedir. Buradaki ışıma yöntemlerine göre dalga kılavuzunun yapısı değişmektedir.

Milimetre dalga frekanslarında yaygın olarak kısa devre elemanına sahip dalga kılavuzları ve dikdörtgen patch elemanlı dalga kılavuzları kullanılmaktadır. Bu dalga kılavuzlarının maliyetleri düşük ve tasarımları kolaydır. Yüksek frekanslarda bu iki parametre önemlidir ve hata yapma riskini en aza indirir. Şekil 4.3'te iki dalga kılavuzunun örnek gösterimi yer almaktadır [13].



(a) Kısa devre elemanlı dalga kılavuzu (b) Patch elemanlı dalga kılavuzu

Şekil 4.3 Dalga kılavuzu tasarımı

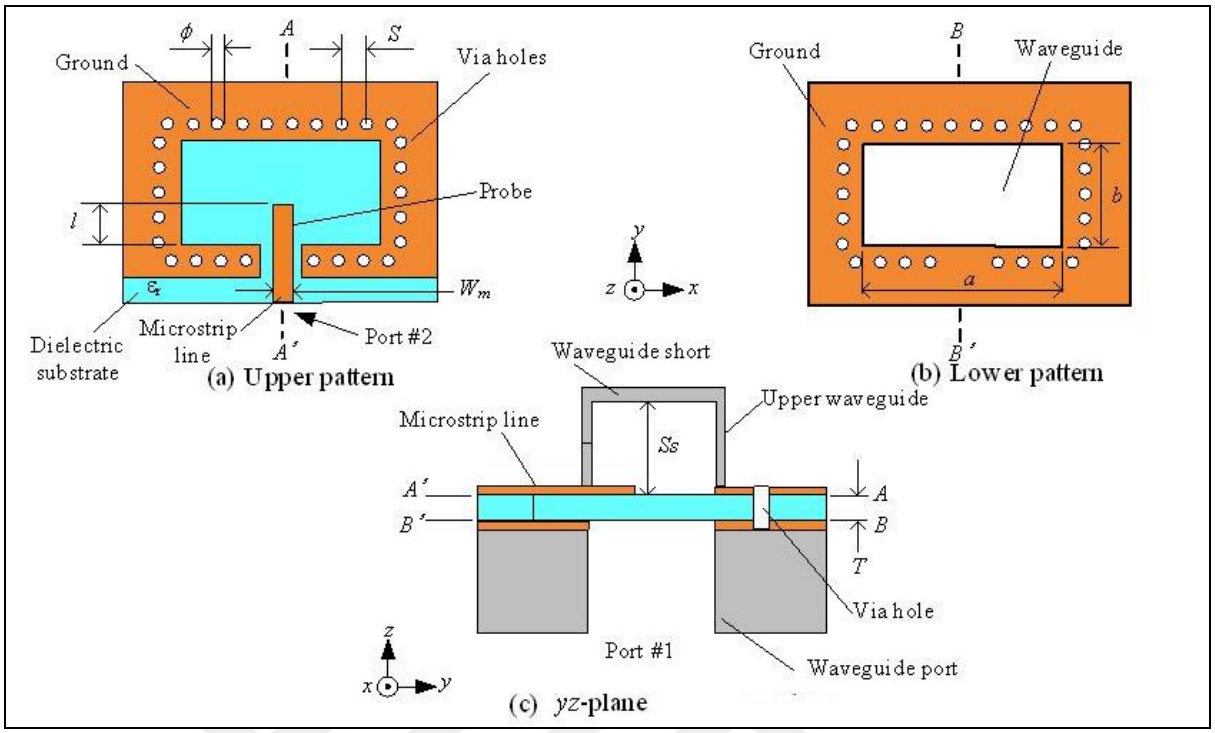
Bu tez kapsamında kısa devre elemanlı dalga kılavuzu tasarlanmış ve üretilmiştir.

4.2 Kısa Devre Elemanına Sahip Dalga Kılavuzu

Kısa devre elemanına sahip (probe transation with back short) dalga kılavuzu 3 parçadan oluşmaktadır. Bu parçalar;

- Dalga kılavuzu kısa devre elemanı
- PCB ve mikroşerit hat
- Dalga kılavuzu portudur.

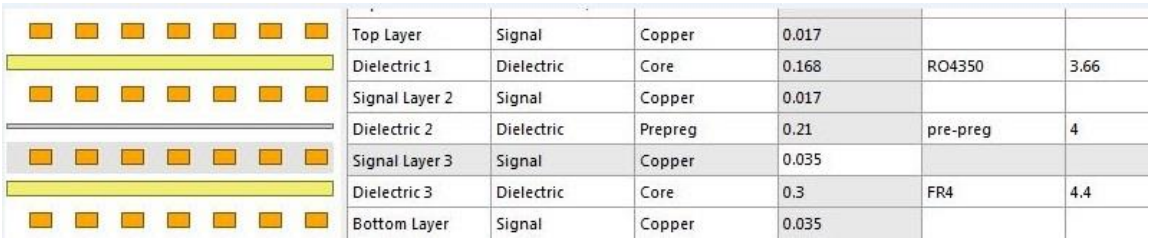
Bu üç parça Şekil 4.4'te gösterilmektedir.



Şekil 4.4 Dalga kılavuzu tasarımı [13]

Dalga Kılavuzu Kısa Devre Elemanı: Bu elemanın tasarımında dikkat edilmesi gereken en önemli nokta derinliğinin λ/4'e sahip olmasıdır. λ burada Işıma yapılacak olan frekansın dalga boyuna eşcittir. Kısa devre elemanının tasarımı sırasında açılacak olan dikdörtgenin boyu WR15 standardında olacaktır. Bu standarda göre dikdörtgenin kısa kenarı 1.87mm ve uzun kenarı 3.75mm olmalıdır.

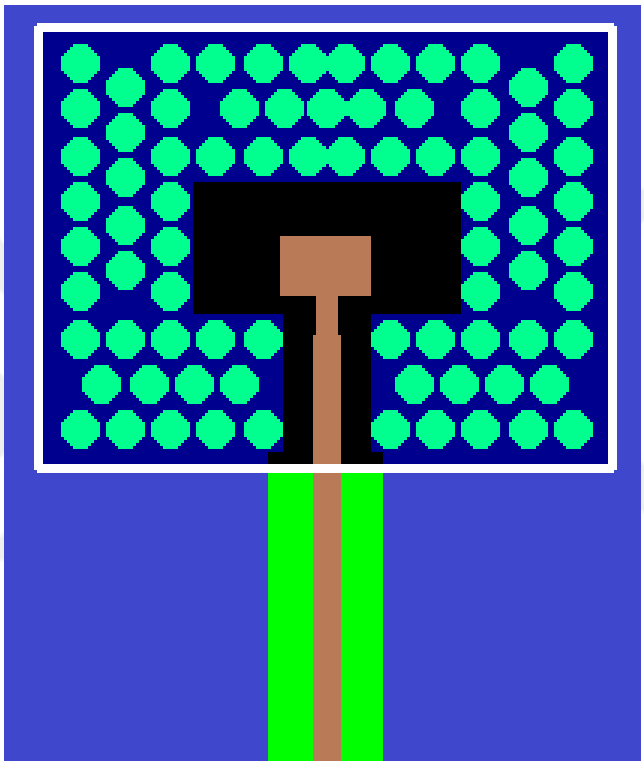
PCB ve Mikroşerit Hat: Tasarımı yapılan mikroşerit hattın PCB katman kalınlıkları ve sıralaması Şekil 4.5'te verilmiştir.



Top Layer	Signal	Copper	0.017		
Dielectric 1	Dielectric	Core	0.168	RO4350	3.66
Signal Layer 2	Signal	Copper	0.017		
Dielectric 2	Dielectric	Prepreg	0.21	pre-preg	4
Signal Layer 3	Signal	Copper	0.035		
Dielectric 3	Dielectric	Core	0.3	FR4	4.4
Bottom Layer	Signal	Copper	0.035		

Şekil 4.5 Mikroşerit hat PCB bakır ve dielektrik kalınlıkları

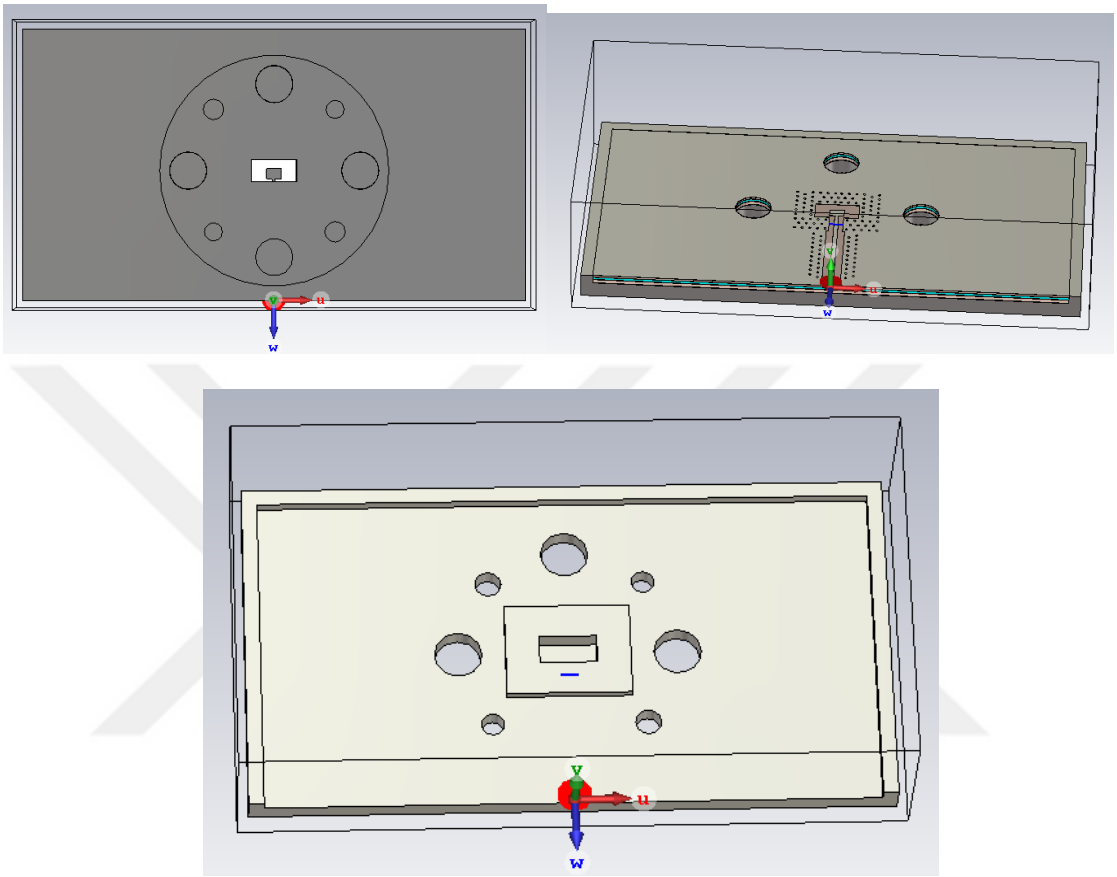
PCB üzerinde mikroşerit hattın tasarımı sırasında dikkat edilmesi gereken konuların en başında dalga kılavuzunun temas edeceği yüzeyin kalınlığı ve buradaki deliklerin sayısı gelmektedir. Çok yüksek frekanslarda bu yüzeyin tam oturmaması durumunda sinyal gücünde kayıplar yaşanmaktadır. Ayrıca bir önemli diğer faktör ise PCB yüzeyinin ve metal yüzeyin pürüzsüz olmasıdır. Bu iki parametre mekanik PCB birleşim için en önemli iki faktördür. Şekil 4.6'da tasarımı yapılmış ve üretilmiş hattan dalga kılavuzuna geçiş gösterilmektedir.



Şekil 4.6 Dalga kılavuzu tasarımı

PCB'nin tasarımı sırasında ışıma yapılacak olan mikroşerit hattın uzunluğu (I:Probe), delik çapları ve sayısı, mikroşerit hattın kalınlığı, dielektrik malzemenin kalınlığı gibi parametrelerde tasarıma girdi oluşturmakta ve performansı etkilemektedir. Şekil 4.7'de dalga kılavuzunun tasarımı gösterilmektedir. PCB üzerine atılacak olan delikler (vialar) hat etrafındaki referans plakası ve alt katmandaki referans katmanının daha homojen olarak bağlanmasına ve iletim hattındaki kaybın azaltılmasını sağlamaktadır. Böylece dalga kılavuzunun üst ve alt parçası PCB ile daha iyi temas etmektedir. Bu sayede mikroşerit hattan dalga kılavuzuna geçiş sırasında kaçak (leakage) daha az olmaktadır.

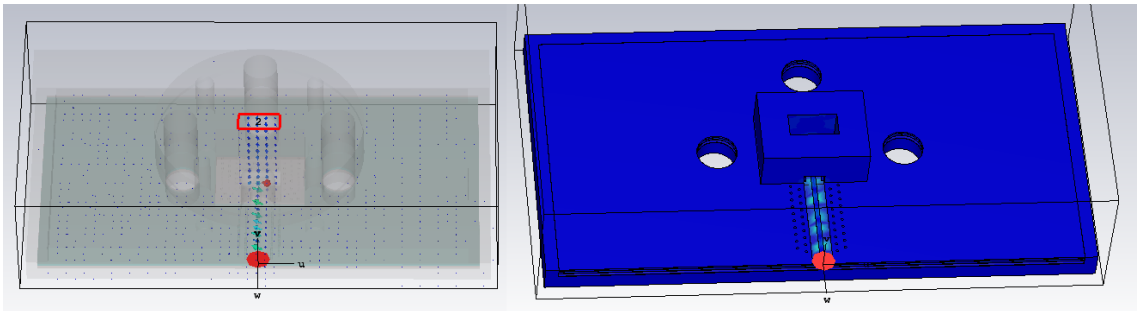
Dalga Kılavuzu Portu: Dalga kılavuzu portu mikroşerit hat ile anteni birbirine bağlamaktadır. Işıma ile güç antene aktarılmaktadır. Tasarımı yapılan bu parçada WR15 standardına göre dikdörtgen dalga kılavuzu açıklıkları açılmış ve anten yüzeyine bağlanacak bağlantı ara yüzleri açılmıştır. Bu ara yüzler standartlar ile belirlenmiştir.



Şekil 4.7 Dalga kılavuzu bilgisayar destekli tasarımı

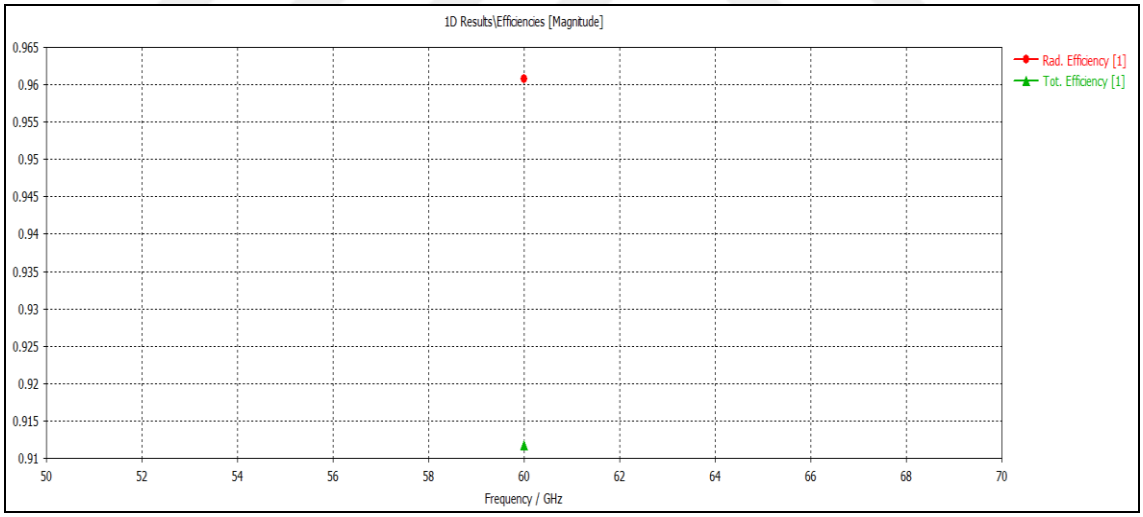
Tasarımın üç parçası Şekil 4.7'de gösterildiği gibi bilgisayar destekli programlar ile tasarlamış ve simülasyonları yapılmıştır. Birinci parçada antene bağlanacak olan dalga kılavuzu gösterilmektedir. İkinci parça mikroşerit ve dikdörtgen dalga kılavuzuna uygun olarak tasarlanmış PCB'dir. PCB de ışımanın en az kayıp ile olabilmesi için PCB altındaki Roger dielektrik dışındaki tüm dielektrik malzemeler kaldırılmıştır. PCB'nin alt yüzü ve üst yüzünde bulunan delikler iki dalga kılavuzunun birbirine bağlanması için ara yüz oluşturmaktadır. Ayrıca Roger dielektrik malzemesinin altındaki bakırda iletimi engellememesi için kaldırılmıştır. Son parça ise geriye yansıyan sinyalin ana hüzme ile aynı yönde ışıması için gerekli olan λ/4 boyundaki dalga kılavuzudur. Bu dalga kılavuzundaki kayıpları engellemek için üretim toleransları çok küçük tutulmuştur.

Toleransların yüksek olması buradaki kılavuzun boyunu değiştirecek ve taşınacak olan sinyal gücünü düşürecektir. Şekil 4.8'de tasarlanan dalga kılavuzunun yüzey akımı ve elektrik alanı gösterilmektedir.



Şekil 4. 8 Dalga kılavuzu yüzey akımı ve elektrik alan

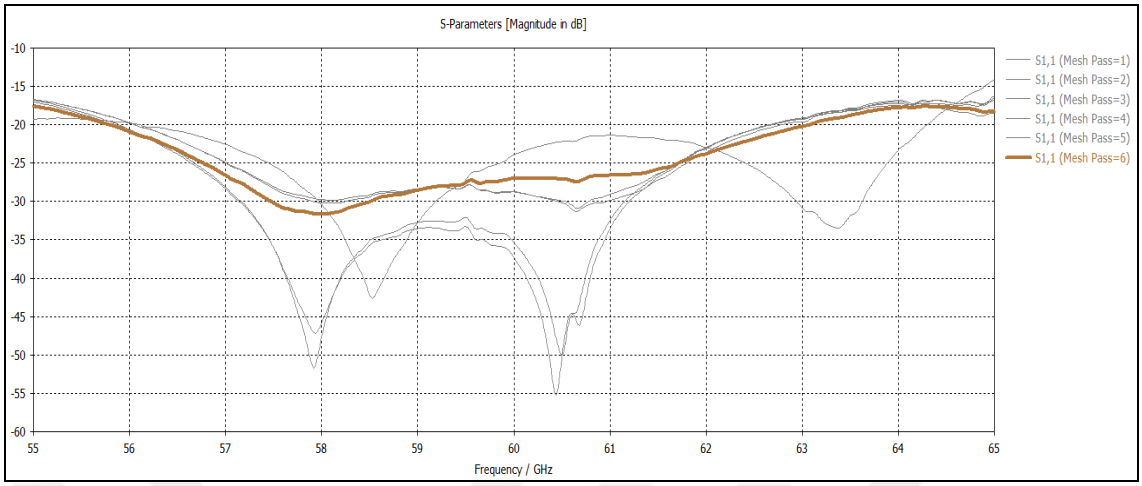
Kısa devre elemanının tasarımı sırasında λ/4 boyundaki dalga kılavuzu PCB'nin alt yüzünde, PCB deki mikroşerit hat ile antene bağlanacak olan WR15 dalga kılavuzu üst yüzeyde konumlandırılmıştır. V bantta 57 GHz 64 GHz frekans aralığında çalışması planlanan dalga kılavuzu tasarımının yapılan simülasyon sonuçlarında Şekil 4.9'da gösterildiği gibi yaklaşık %96 verimle çalıştığı görülmüştür.



Şekil 4.9 Dalga kılavuzu verimliliği

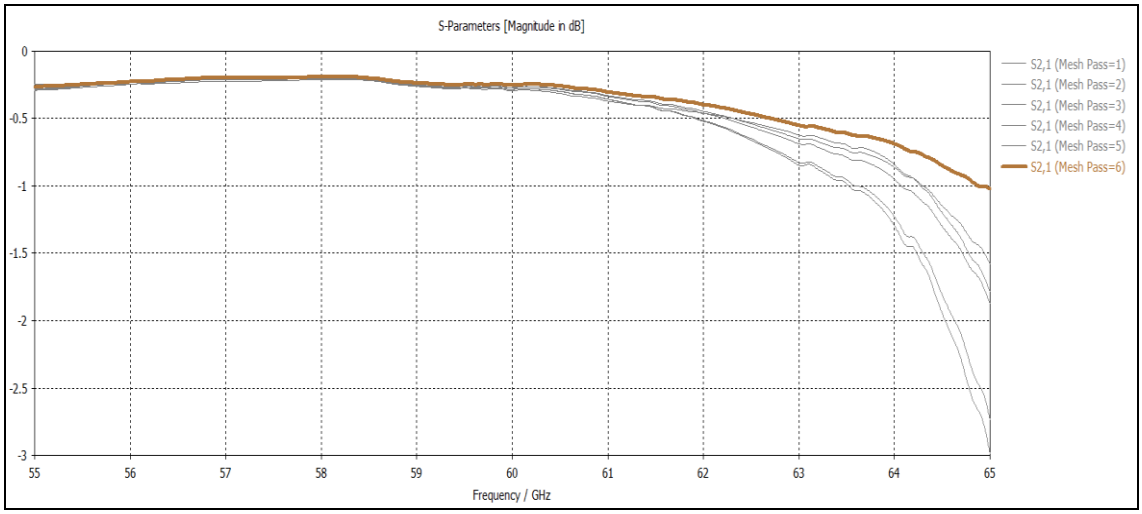
Dalga kılavuzu ve anten gibi RF tasarımlarında S_{11} parametresi çok önemlidir. Bu parametre RF hat üzendeki geri yansımayı göstermektedir. Dalga kılavuzu tasarımında yapılan simülasyon sonuçlarına göre S_{11} 60 GHz'de -27 dB olarak elde edilmiştir. Bu simülasyon sonuçları yaklaşık olarak dalga kılavuzunun 35 milyon parçaya ayrılması ile

elde edilmiştir. Bu değere göre antene çıkış gücünün -27 dB kadarı geri yansımaktadır. Şekil 4.10'da simülasyon sonuçları gösterilmektedir.



Şekil 4.10 Dalga kılavuzu S_{11}

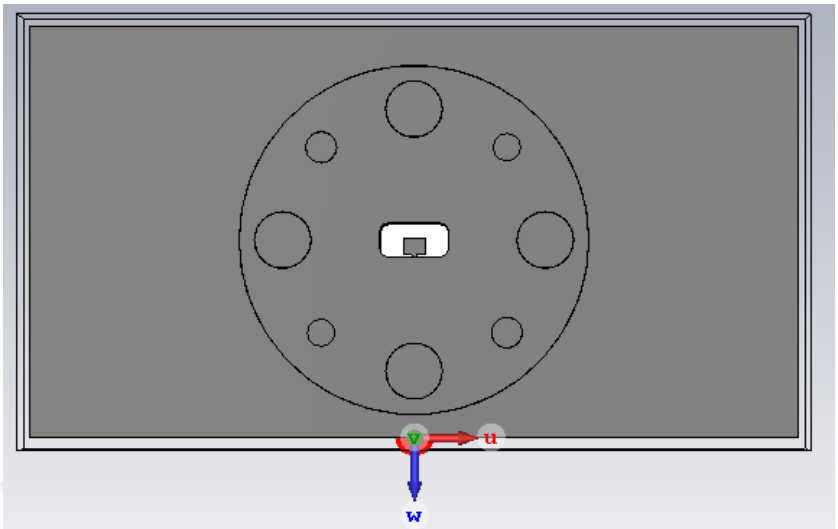
Dalga kılavuzunun tasarımında dikkat edilmesi gereken bir diğer S parametresi ise S_{21} parametresidir. Bu parametre bize hat üzerindeki enerji kaybını vermektedir. Yapılan simülasyon sonuçlarına göre elde edilen değere göre 60 GHz'de dalga kılavuzu boyunca 0.5 dB'den daha az kayıp yaşanacaktır. Yapılan simülasyona göre elde edilen S_{21} grafiği Şekil 4.11'de gösterilmektedir.



Şekil 4.11 Dalga kılavuzu S_{21}

Dalga kılavuzunun tasarım sürecince dikkat edilmesi gereken bir diğer konu ise üretim sürecidir. Bu süreç içerisinde firmalardan alınan geri beslemelerde dalga kılavuzunun dikdörtgen olarak sıfır tolerans ile üretmenin mümkün olamayacağı anlaşılmıştır. Bu

nedenle köşelere eğim verilerek belirli toleranslar altında üretilmesine karar verilmiş ve Şekil 4.12'de gösterildiği gibi dalga kılavuzuna açılı eğim verilerek üretilmiştir.



Şekil 4.12 Dalga kılavuzu üretim verisi

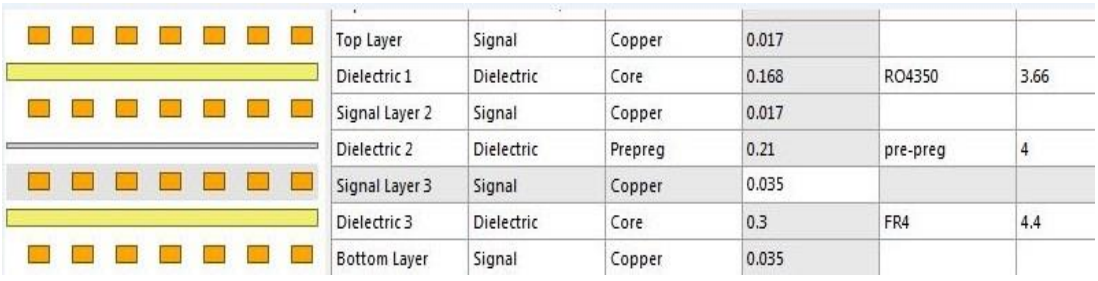
Üretim sırasında verilen tolerans nedeni ile dalga kılavuzunun kesim frekansı ve çalışma frekansları bir az da olsa değişmiştir. Fakat dalga kılavuzu WR15 standardına göre 50-75 GHz'de çalışacak şekilde tasarlandığı için 57/64 GHz frekans bandı içerisinde herhangi bir bozulmaya sebep olmamıştır.

BÖLÜM 5

MİLİMETRE DALGA DEVRE TASARIMI

5.1 Milimetre Dalga Devre Katmanları ve Kalınlıkları

Milimetre devre tasarımında 2 GHz'ye kadar olan taşıyıcı sinyallerin V bant frekans bandına çıkartılması ve taşınması amaçlanmıştır. Bu kapsamda devre tasarımı sırasında giriş frekansı 2 GHz'ye kadar olan sinyalleri alacak şekilde tasarım yapılmıştır. Devrede kayıpları en aza indirmek adına 60 GHz sinyallerin taşınacağı PCB yüzeyinde Roger 3003 malzeme seçilmiş ve diğer PCB yüzeylerinde ise FR4 dielektrik malzemesi seçilmiştir. Fakat PCB üreticileri ile yapılan görüşmeler sonrasında ise üretim zorluğu ve maliyetinin yüksek olması nedeni ile Roger 3003 malzeme kaybın daha fazla olduğu Roger 4350 dielektrik malzemesi ile değiştirilmiştir. PCB devresinin katman kalınlıklarını Şekil 5.1'de gösterilmiştir.



Top Layer	Signal	Copper	0.017		
Dielectric 1	Dielectric	Core	0.168	RO4350	3.66
Signal Layer 2	Signal	Copper	0.017		
Dielectric 2	Dielectric	Prepreg	0.21	pre-preg	4
Signal Layer 3	Signal	Copper	0.035		
Dielectric 3	Dielectric	Core	0.3	FR4	4.4
Bottom Layer	Signal	Copper	0.035		

Şekil 5.1 RF devre PCB katman kalınlıkları

Şekil 5.1'e göre kartın toplam kalınlığı 0.8mm olacaktır. Bu kalınlık içerisinde 168um Roger 4350 dielektrik malzemesidir. Üst ve alt katmanlarda çizilen sinyallerin referans katmanları Şekil 5.1'de belirtilen "Signal Layer 2" ve "Singnal Layer 3"dür.

PCB üzerinde çizilen tüm yüksek frekanslı RF hatları üst katmanda çizilmiştir. Bu nedenle alt katmanın dielektrik malzemesi maliyet düşürmek için FR4 seçilmiştir. PCB üretim parametreleri EK-A'de verilmiştir.

5.2 Kartta Kullanılan LDO Özellikleri

Milimetre radyolink üzerinde kullanılan LDO (Low-Dropout Regulator) devre üzerinde yüksek frekansların taşınmasından dolayı uygulamaya özel olarak seçilmişlerdir.

Yüksek frekans ile çalışılan devrelerde özellikle LDO seçimi önem kazanmaktadır. Seçilen LDO devre elemanlarının çok düşük gürültülü olması, PSRR (Power Supply Rejection Ratio) değerinin yüksek olması gerekmektedir. Ayrıca düşük güç tüketimli sistemlerde bir dikkat edilmesi gereken hususta yük altında olmadan devrenin çektiği akım değeridir (I_{GND}).

Yukarıda bahsedilen sistemin performansını doğrudan etkileyen faktörlerdir. Bu faktörlerin yanı sıra sistemin çalışmasını etkileyen bir diğer faktör de LDO entegresinin θ_{JA} değeridir. Bu değer bize çekilen güç karşısında entegrenin watt başına artacağı sıcaklık değerini göstermektedir. Sistem içerisine yayılan bu ısı düşük sıcaklıklarda daha iyi çalışan ve performansı daha iyi olan RF devrelerin kazançlarını düşürecektir. Seçilecek olan LDO entegresi farklı kılıflarda üretilmesi durumunda örneğin SOT-23, QFN gibi ısıl grafiği iyi olan kılıf seçilmelidir. LDO dokümanlarında belirtilen çalışma sıcaklıkları aşağıdaki formüllerle ifade edilmektedir [14].

T_j: Maksimum çalışma sıcaklığı

T_A: Ortam sıcaklığı

$R_{\Theta JA}$: Termal Direnç

P_D: Güç Yayımı

I_{ground}= Yük altında olmadan çekilen akım değeri

$$T_j = T_A + (R_{\Theta JA} + I_{ground}) \quad (5.1)$$

$$P_D = [(V_{in} - V_{out}) \times I_{out}] + (V_{in} \times I_{ground}) \quad (5.2)$$

Örnek olarak TEXAS firmasının TPS732 entegresi verilecek olursa;

$$P_D = [(5.5V - 3V) \times 250mA] + (5.5V \times 0.95mA) = 0.63W$$

$$\text{SOT-23: } T_J = 25\,℃ + (205.9\,℃/W \times 0.63W) = 154.72\,℃$$

$$\text{SOT-223: } T_J = 25\,℃ + (53.1\,℃/W \times 0.63W) = 58.45\,℃$$

Aynı ürünün farklı iki paketinden 250mA'lık akım çekilmesi durumunda SOT-23 kılıfındaki ürün ortam sıcaklığı 25°C iken 154.72°C'ye kadar çıkarken SOT-223 paketin yalnızca 58.45°C'ye kadar ısınacaktır [14].

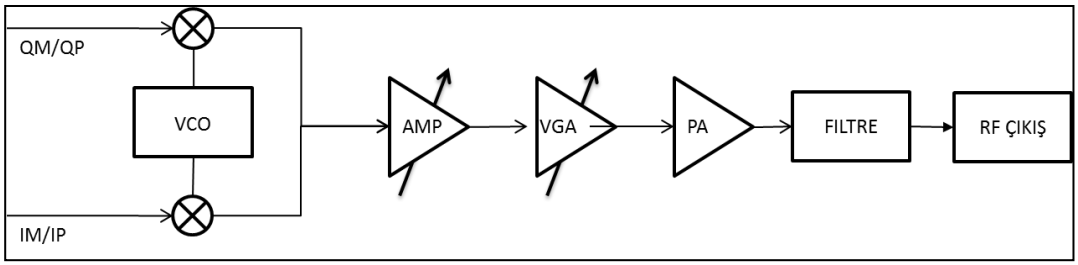
5.3 Milimetre Dalga Radyolink Blok Diyagramı

RF ön katman mimarisi olarak Superheterodyne yapı kullanılmıştır. Verici kısmında RF ön katmanlara frekans sinyalini alıp yükselterek filtreler ve içinde bulunan karıştırıcı sayesinde sinyali istenilen frekansa yükseltir. Alıcı tarafında ise düşük gürültülü yükseltici ile sinyal sisteme alındıktan sonra frekans istenilen sinyale düşürülür ve devreye beslenir. Tasarımda kullanılan bant genişliği 7 GHz'dir. Ayrıca RF ön katmanlar 57-64 GHz de kullanılacaktır. IF frekansı olarak ise 0-1000 MHz aralığı kullanılacaktır. Bu bölümde RF ön katman yapısı incelenerek bilgisayar destekli yazılım programlarında sinyallerin spektrum grafikleri gösterilmiştir. Ayrıca milimetre dalga frekansında alıcı RF ön katman yapısının constellation diyagramı gösterilmiştir.

RF ön katmanda (RF Front End) ara frekans sinyalleri ile kablosuz haberleşmede kullanılacak radyo frekansı sinyalleri arasında geçiş sağlanmaktadır. Verici ve alcı devreleri sistem içerisinde yer almaktadır. Verici kısmında RF ön katman sinyali alınarak sinyal seviyesi ve frekansı yükseltilir ve filtrelenir. Alıcı kısmında ise RF ön katman bloğu antenden aldığı sinyal az gürültülü bir şekilde güçlendir, frekansı ara frekansına indirilir ve işaret filtrelenir.

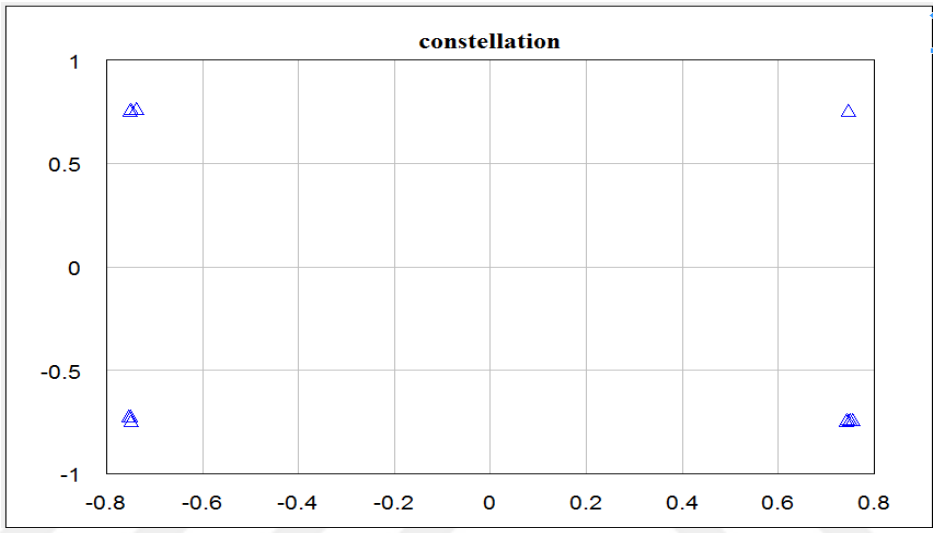
RF ön katmanda alıcı ve verici devrelerinde hazır entegre kullanılmıştır. Kullanılan bu entegrenin içerisinde Şekil 5.2 ve Şekil 5.10'da gösterilen RF katları bulunmaktadır.

RF ön katman verici devresinin blok diyagramı Şekil 5.2'de verilmiştir. Blok diyagrama göre RF ön katmana gelen sinyal karıştırıcı bloğundan geçtikten sonra sinyal güçlendirilmekte ve çıkış sinyali elde edilmektedir.



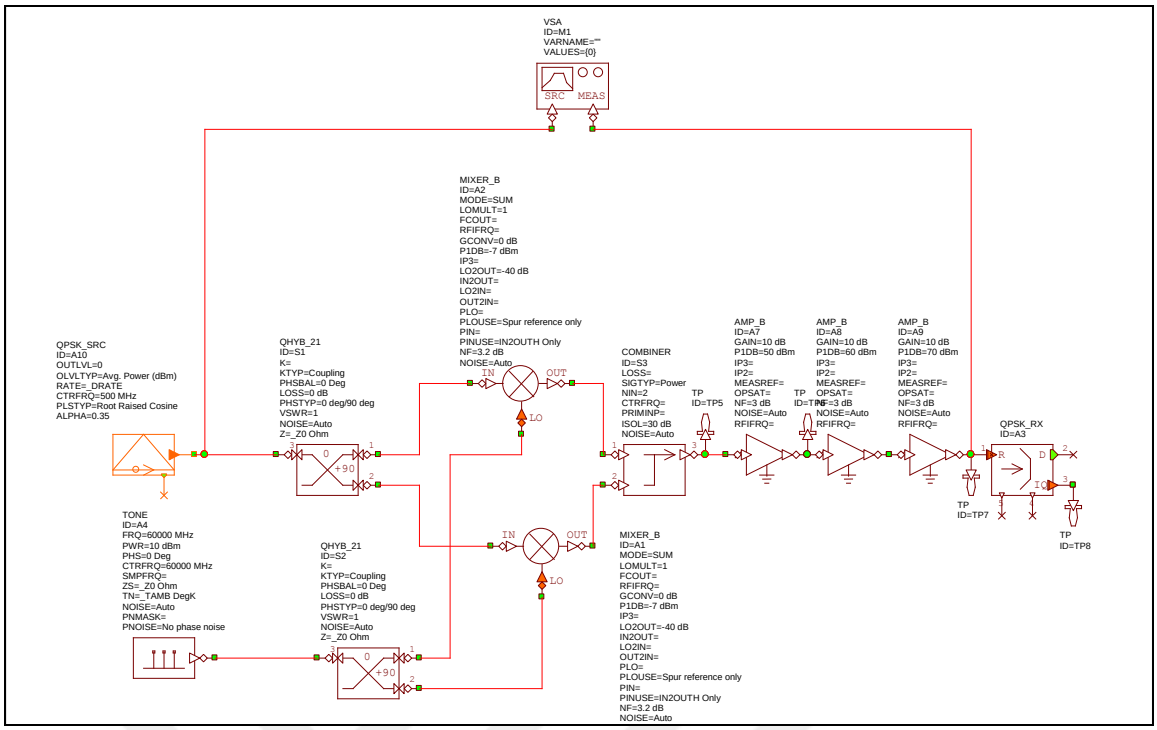
Şekil 5.2 Verici devresi blok diyagramı

Verici devresinin yıldız küme (constellation) diyagramı Şekil 5.3'te gösterilmiştir.



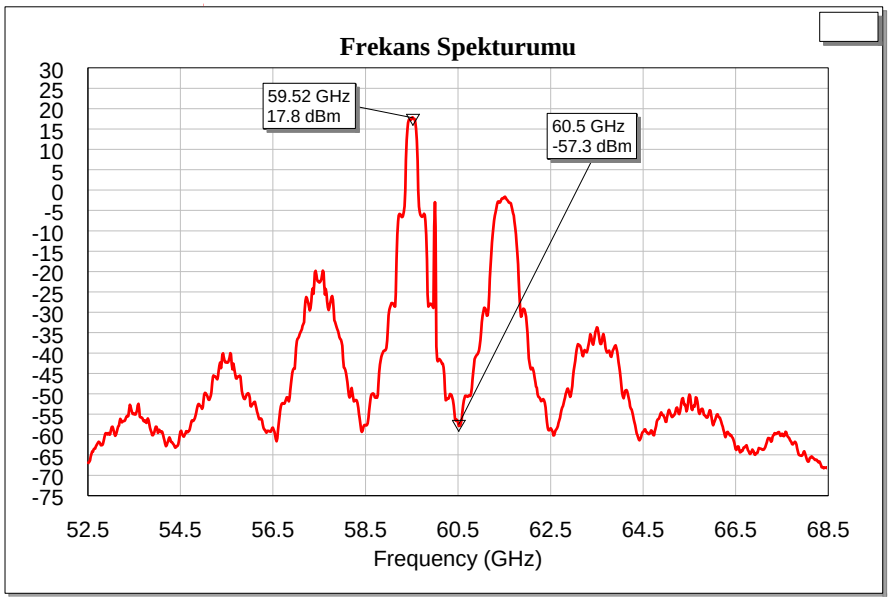
Şekil 5.3 Verici devresi yıldız küme diyagramı

Şekil 5.2'de verilen verici devresi bilgisayar destekli programlar ile modellenmiştir ve çıkış sinyalleri farklı modellemeler ile karşılaştırılmıştır. Giriş sinyali olarak merkez frekansı 500 MHz olan QPSK modüle edilmiş sinyal seçilmiştir. İlk olarak Şekil 5.4'deki modelleme yapılarak verici devresinin simülasyonu yapılmıştır. Bu devrede IRM (Image-reject mixers) kullanılmıştır ve çıkan sinyal incelenmiştir. Karıştırıcı içerisinde giriş sinyali merkez frekansı 60 GHz sinyal ile çarpılmıştır.



Şekil 5.4 Verici devresi 1. simülasyon

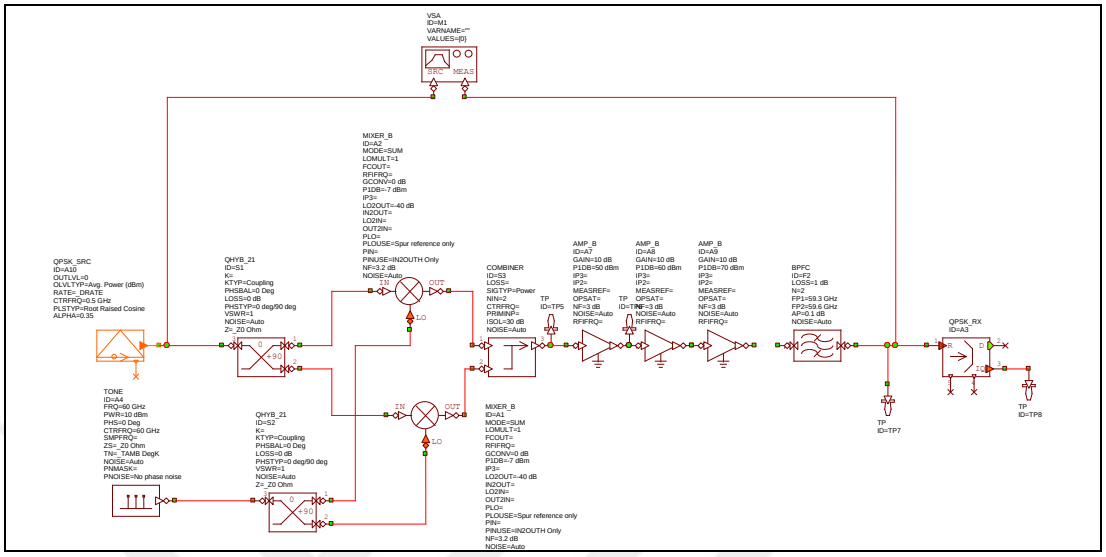
Simülasyon sonucu Şekil 5.5'de görüldüğü gibi IRM kullanılan sistemlerde 60.5 GHz'de olması gereken taşıyıcı sinyali filtrelenmiştir.



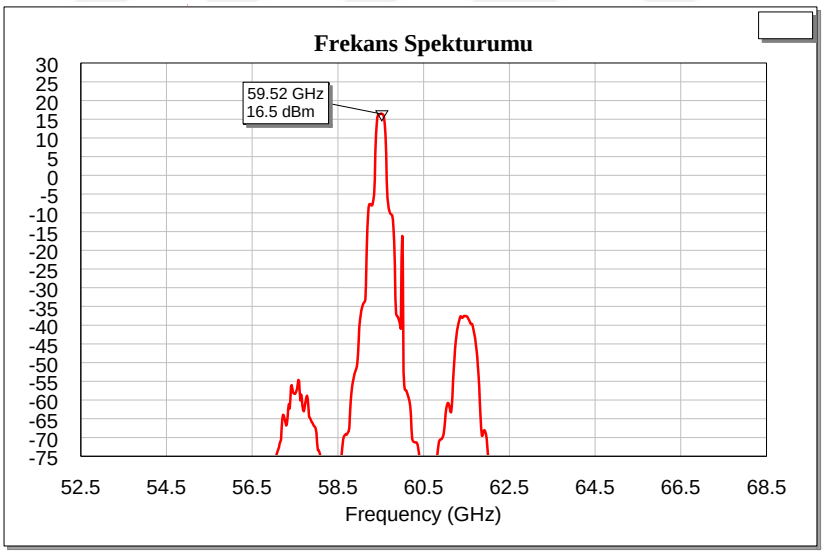
Şekil 5.5 IRM kullanılmış simülasyon sonucu

Devredeki karıştırıcı ve kuvvetlendiricilerden gelen gürültüleri filtrelemek için devre çıkışına filtre eklenmiştir. Eklenmiş olan filtre ile devrenin çıkışındaki sinyal seviyesinde 1 dBm düşüş yaşanmıştır. Fakat devrede bulunan gürültüler filtrelenmiştir. Devrenin

bilgisayar destekli programdaki blok diyagramı ve simülasyon sonuçları sırası ile Şekil 5.6'da ve Şekil 5.7'de verilmiştir. Filtre ile bandın yaklaşık olarak 40 dBm filtrelenmekte olduğu görülmektedir.

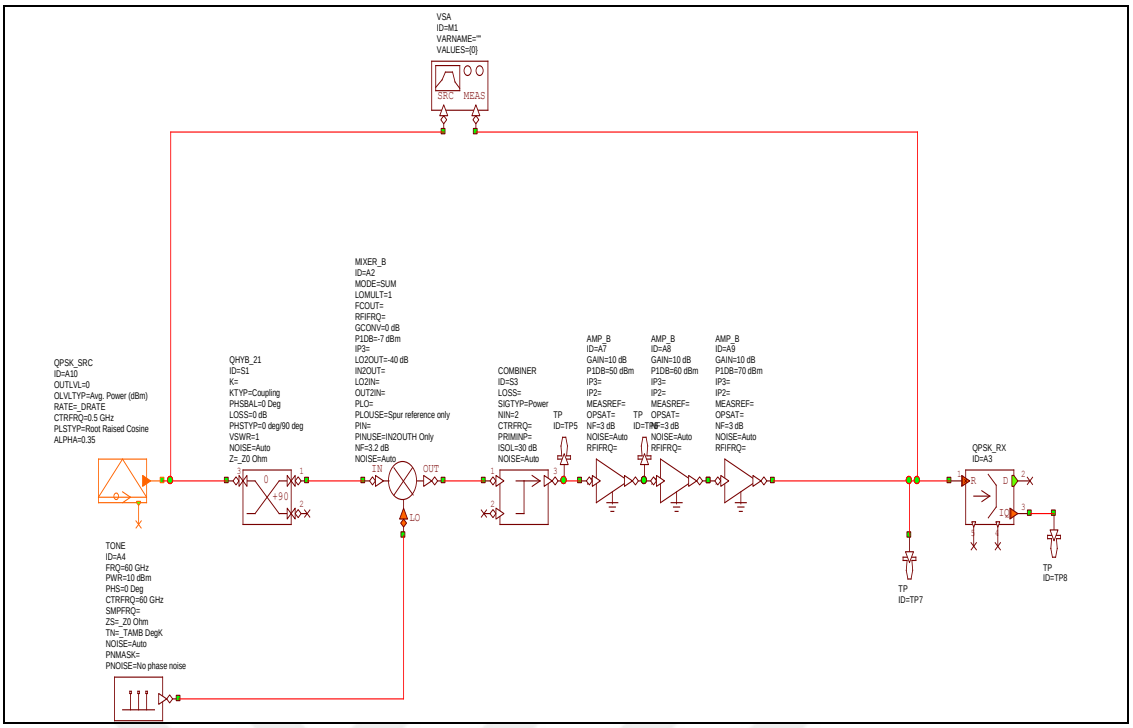


Şekil 5.6 IRM ve filtre kullanılmış devre diyagramı

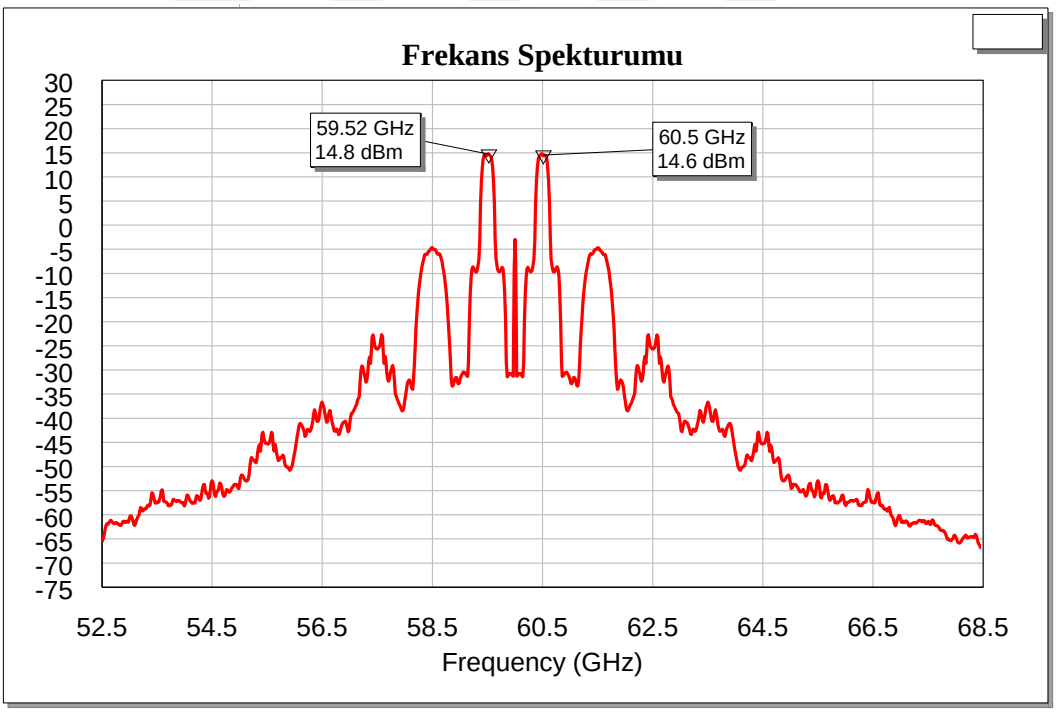


Şekil 5.7 IRM ve filtre kullanılmış simülasyon sonucu

Son olarak IRM'nin ve filtrenin olmaması durumunda verici çıkışını gözlemek için simülasyon gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu simülasyonlarda 60.5 GHz'deki diğer taşıyıcı sinyal de gözlemlenmiş ve devredeli düğer gürültüler de görülmüştür. Simülasyonu yapılan devrenin blok şeması ve sonuçları Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'da verilmiştir.



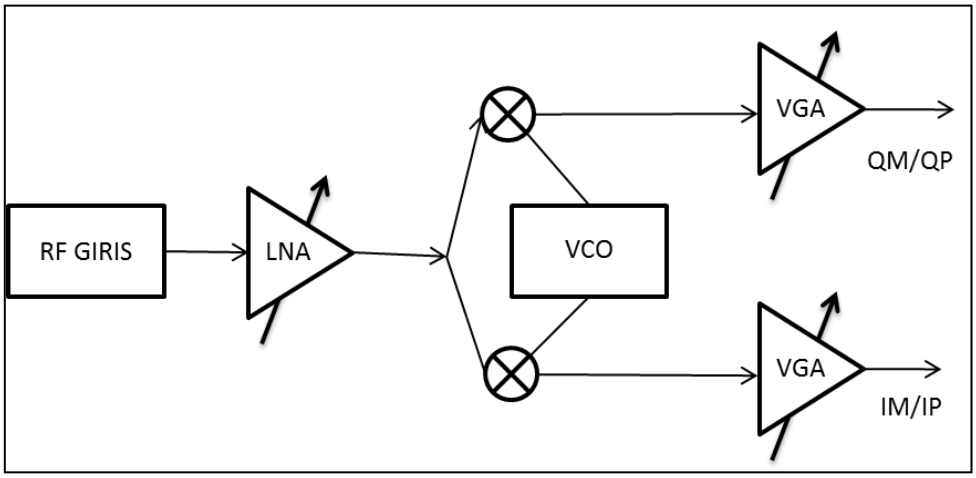
Şekil 5.8 IRM ve filtre kullanılmamış devre diyagramı



Şekil 5.9 IRM ve filtre kullanılmamış simülasyon sonucu

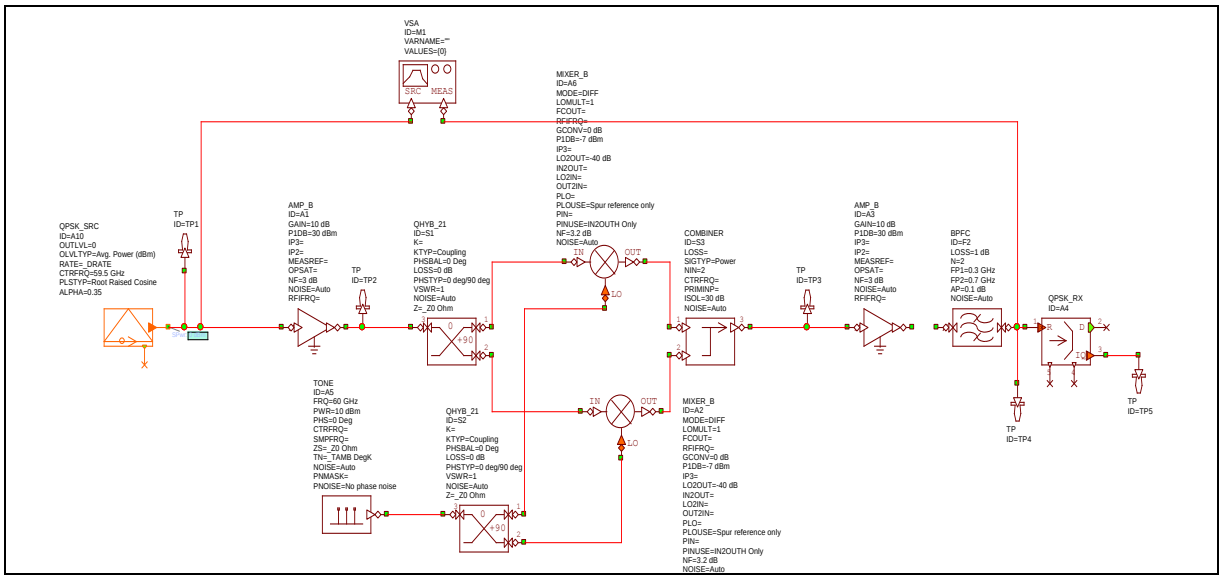
RF ön katman verici devresinin blok diyagramı Şekil 5.10'da verilmiştir. Blok diyagrama göre RF ön katmana gelen sinyal karıştırıcı bloğundan geçtikten sonra sinyal güçlendirilmekte ve I/Q sinyalleri elde edilmektedir. Tasarımı yapılan devre full-duplex

ve half-duplex sistemlerde uyumlu olarak çalışabilmektedir. Ayrıca 1 GHz bant genişliği ile birlikte QPSK, QAM modülasyon tiplerinde haberleşmeye imkan sağlamakadır.



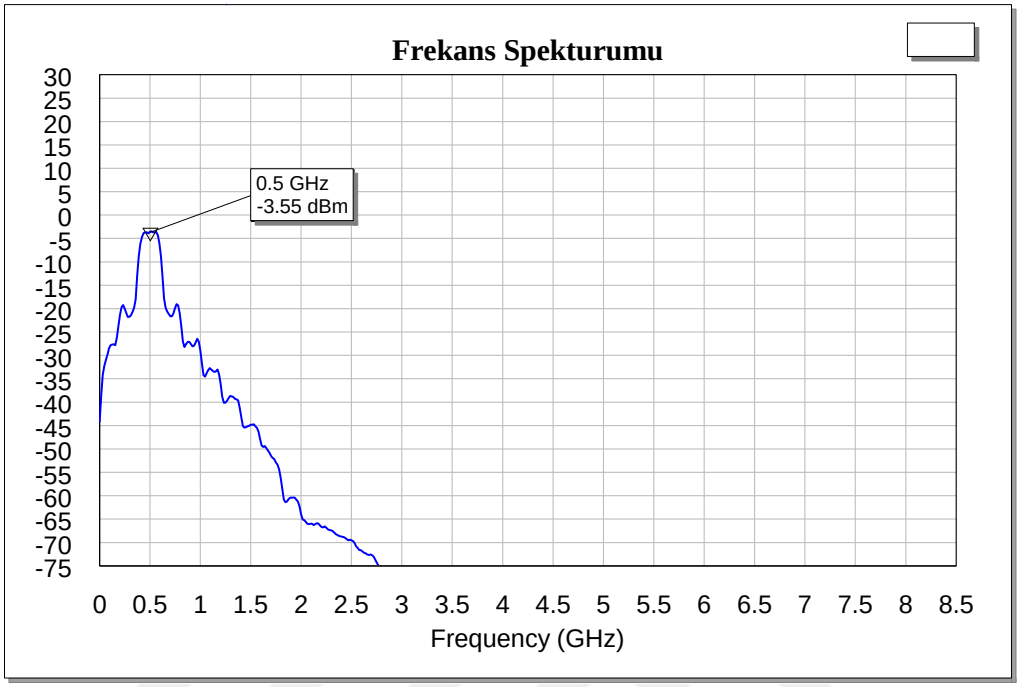
Şekil 5.10 Alıcı devresi blok diyagramı

Giriş sinyali olarak merkez frekansı 59500 MHz olan QPSK modüle edilmiş sinyal seçilmiştir. İlk olarak Şekil 5.4'deki modelleme yapılarak verici devresinin simülasyonu yapılmıştır. Bu devrede IRM (Image-reject mixers) ve fitre kullanılmış sonrasında çıkan sinyal incelenmiştir. Karıştırıcı içerisinde giriş sinyali merkez frekansı 60 GHz sinyal ile çarpılmıştır.



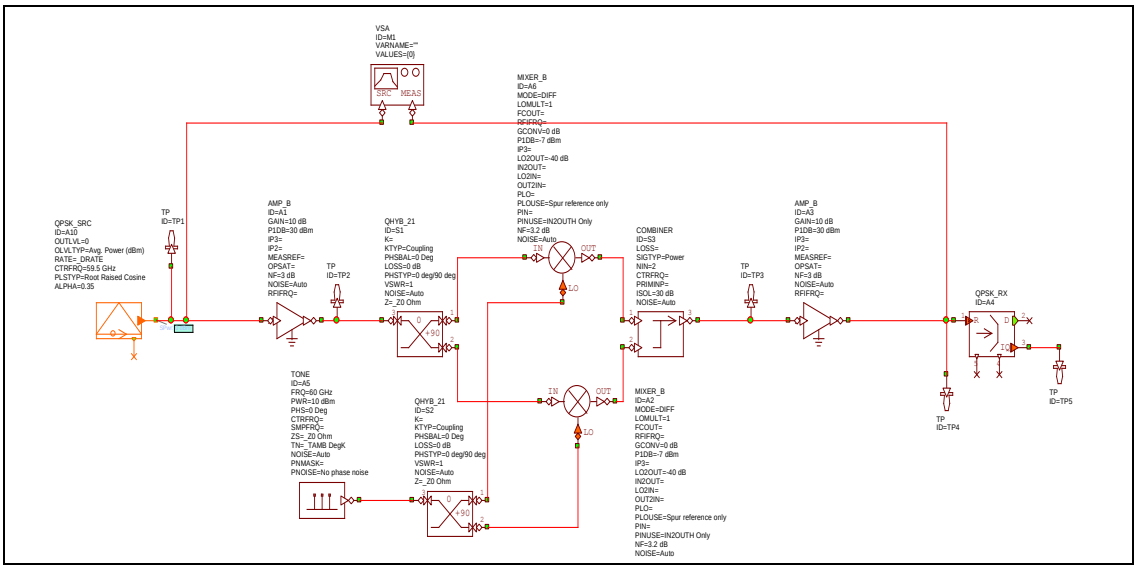
Şekil 5.11 Alıcı devresi simülasyon devresi 1

Simülasyon sonucu Şekil 5.11'de görüldüğü gibi IRM kullanılan sistemlerde 60.5 GHz'de olması gereken taşıyıcı sinyali filtrelenmiştir. IRM ile filtrelenmiş 120 GHz olması gereken taşıyıcı sinyali Şekil 5.15'te gösterilmiştir.

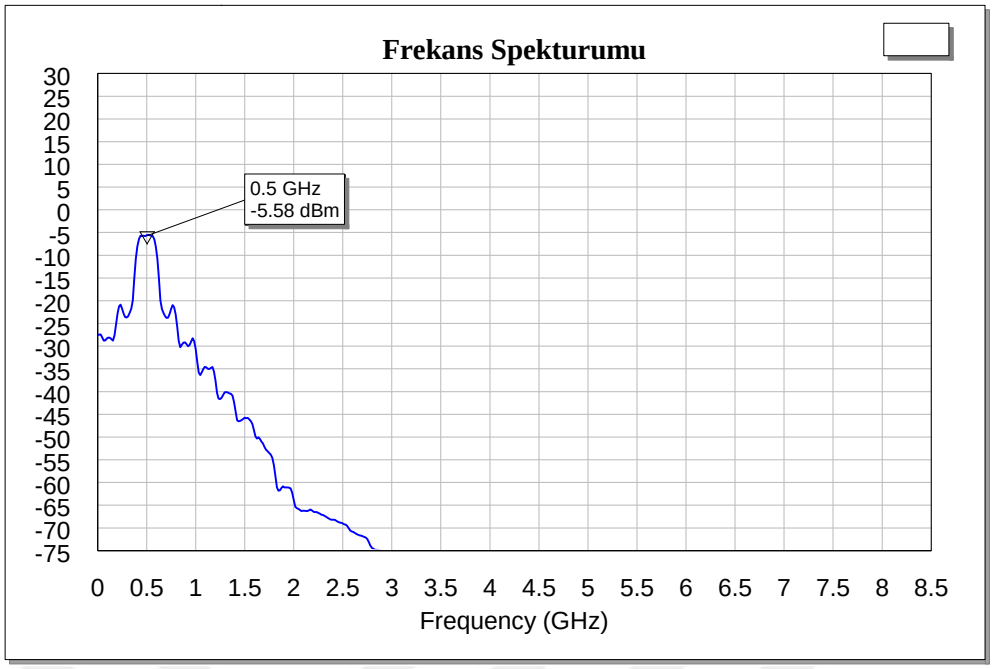


Şekil 5.11 IRM ve filtre kullanılmış simülasyon sonucu

Sistemde daha sonra eklenen filtrenin etkisini görmek için fitre devreden çıkartılmış ve simülasyonlar tekrarlanmıştır. Yapılan sonuçlara göre taşıyıcı sinyalin etekleri yukarı kalkmıştır.

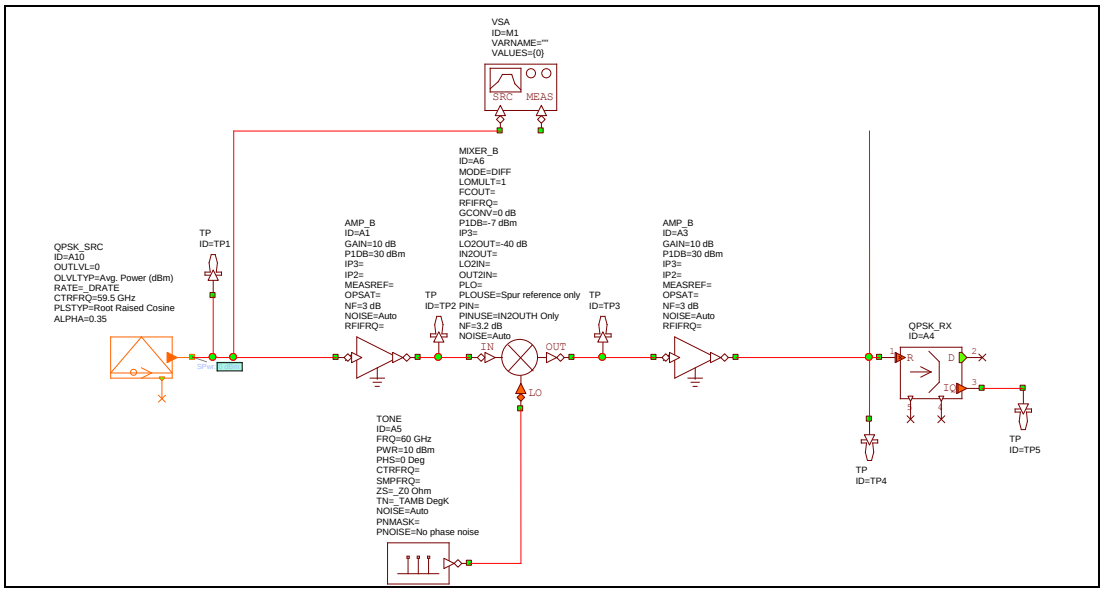


Şekil 5.12 Sadece IRM kullanılmış blok diyagram

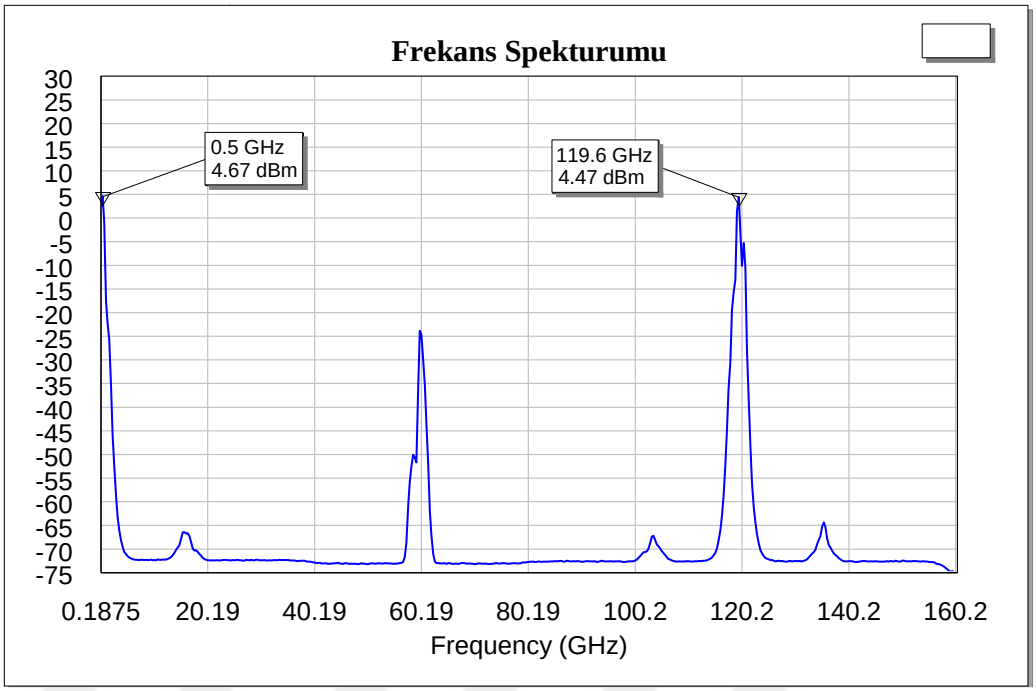


Şekil 5.13 Sadece IRM kullanılmış blok diyagram

Yapılan son simülasyonda IRM ve filtre kullanılmamıştır. Bu blok diaram bilgisayar destekli simülasyon programlarında gerçeklemiş ve sümülasyonları yapılmıştır. Bu devrede sinyal hem filtrelenmemiş hem de 120 GHz'deki taşıyıcı sinyal yok edilmemiştir.



Şekil 5.14 IRM ve fitre kullanılmamış blok diyagram

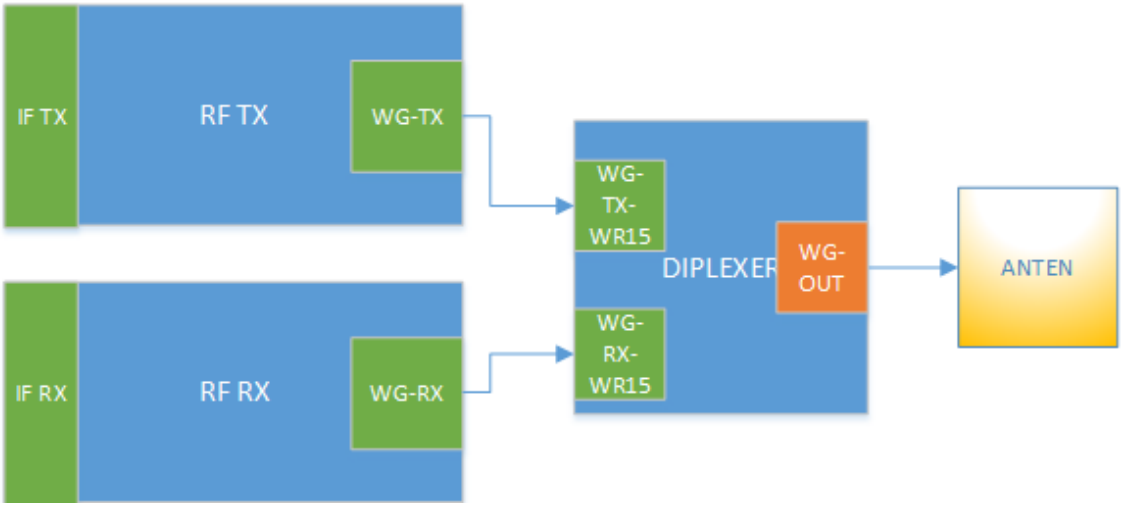


Şekil 5.15 IRM ve fitre kullanılmamış blok diyagram

RF ön katman alıcı devresinin Şekil 5.10'da gösterilen blok diagramına tekrar dönecek olursak burada filtre ve IRM kullanılmamasının sebebi giriş sinyalin eteklerinin ana sinyali etlilememesi ve karıştırıcının ve 120 GHz'deki sinyalin 500 MHz'den çok uzakta olmasından dolayı sistemin çalışmasnı etkilememesidir. Bu nedenle alıcı devresi verici devresinden daha basittir.

Alıcı ve verici devrelerinde kullanılan yükseltici ve güç amfisi ve fitre gibi devre elemanlarının sayısı ve özellikleri önemlidir. Devreye eklenen herbir eleman devreye olumlu bir etki katmasının yanı sıra devreye gürültü ve kayıp eklemektedir. Ayrıca bu amfilerden çıkan sinyalin modülasyonu bozmaması gerekmektedir. Bu nedenle amfilerin 1 dB bastırma noktası (1 dB compression point) kazancı, frekansı ve gürültü figürleri önemlidir.

İletim ve alım yönündeki bloklar dalga klavuzu yardımı ile ışıma yaptırıldıktan sonra half duplex haberleşme istenmesi durumunda doğrudan anten ile bağlantısı yapılmaktadır. Full duplex haberleşmede ise alıcı ve verici devreleri dalga klavuzu yardımı ile ışıma yaptırıldıktan sonra diplexer pasif devre elemanı ile birleştirilerek tek bir RF sinyali şeklinde antene aktarılmaktadır. RF devresinin bağlantı şekilleri Şekil 16'da verilmektedir.



Şekil 5.16 Örnek alıcı verici devresi bağlantı şekli

İki yönlü haberleşmede (full duplex) kullanılacak olan diplexer yapılarında en önemli faktör iki farklı frekansın birbirinden düzgün olarak fitrelenmesi, düşük ve yüksek frekanstaki taşıyıcı sinyallerin birbirlerine göre bozucu etkilerini ortadan kaldırabilmesidir. Bu tez kapsamında half duplex (tek yönlü iletim) haberleşme yapılacağı için diplexer yapıları incelenmemiştir.

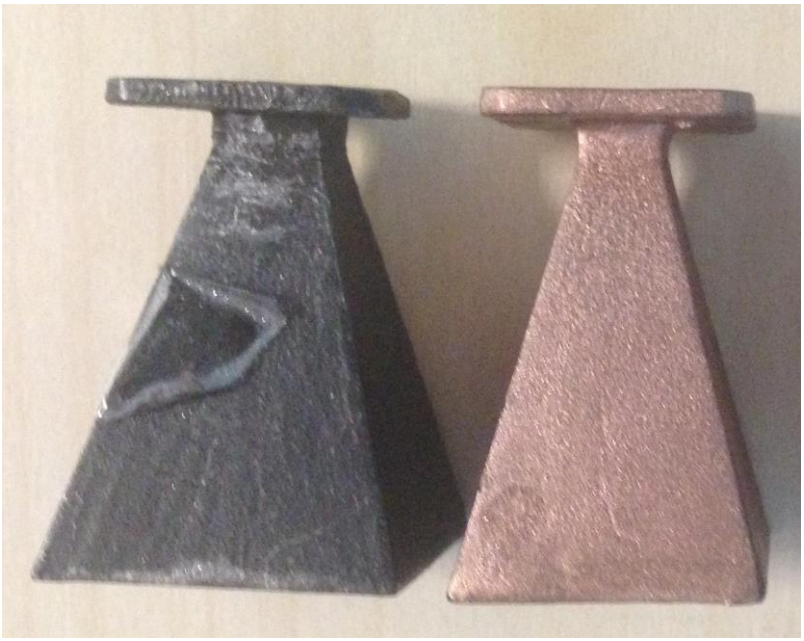
BÖLÜM 6

MİLİMETRE DALGA RADYOLİNK TEST VE ÖLÇÜM

Üretimi tamamlanan anten, dalga kılavuzu ve milimetre dalga devresinin ölçüm ve testleri üç aşamada gerçekleştirilmiştir. İlk aşamada tasarımı yapılan antenin ölçümü simülasyonlar ile karşılaştırılmıştır. Daha sonra dalga kılavuzu ve milimetre dalga devresinin ölçümü spektrum analizör ile ölçülmüştür. Son aşamada ise tüm tasarımlar birleştirilerek ölçümler ve testler tamamlanmıştır.

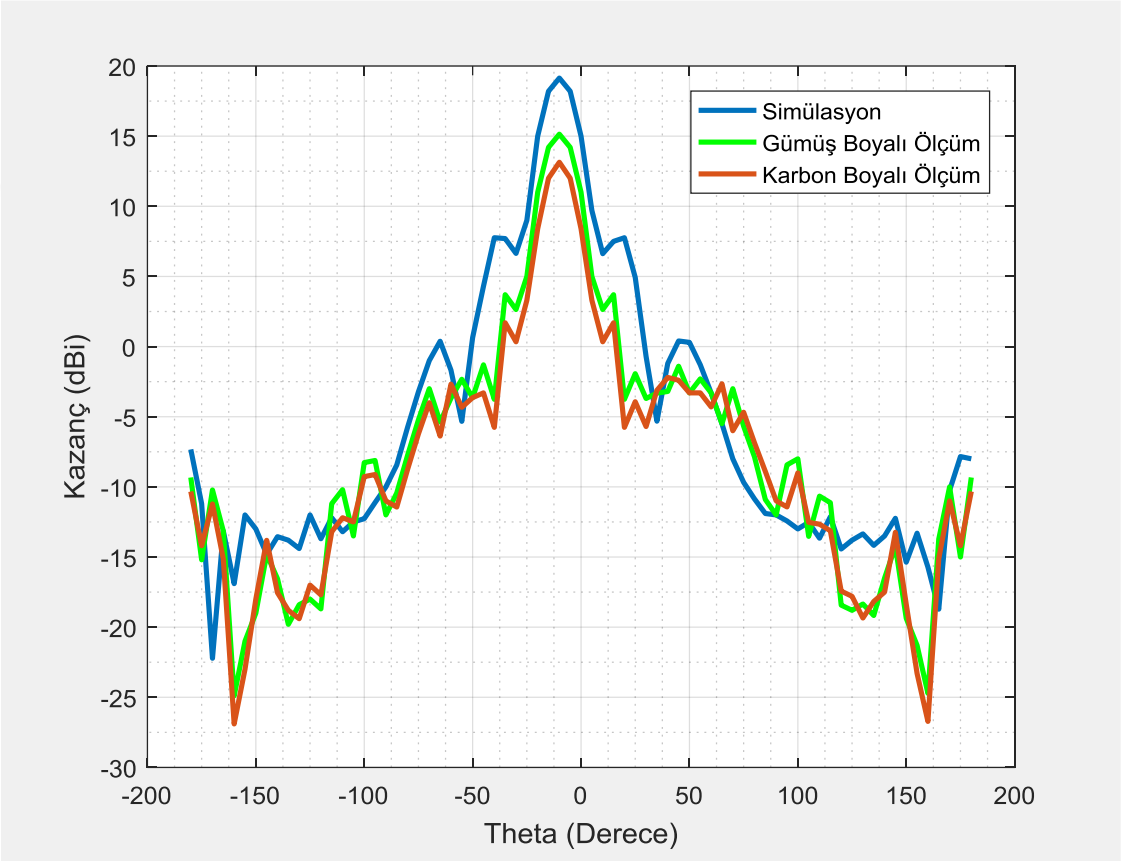
6.1 Boynuz Anten Ölçüm Sonuçları

Tasarımı ve üretimi tamamlanan anten üretim maliyetlerini azaltmak için 3D yazıcı ile üretimi yapılmıştır. Plastik malzemeden üretilen anten daha sonra iletken boya ile kaplanmıştır. Kaplaması yapılan anten Şekil 6.1'de gösterilmiştir.



Şekil 6. 1 Üretimi yapılmış horn antenler

Ölçüm sonuçlarına göre “RS 247-4251” kaplama malzemesi ile kaplanan boynuz antende maksimum anten kazancı yaklaşık olarak 15 dBi olarak ölçülmüştür. “YSHIELD HSF54” malzemesi ile kaplanan antende yapılan ölçümlere göre maksimum anten kazancı ise yaklaşık olarak 13 dBi olarak ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları ve simülasyon sonucu Şekil 6.2’de verilmiştir. Yapılan karşılaştırmada anten üzerindeki kaplama kalınlığı, plastik malzemeden kaynaklanan üretim toleransları nedeni ile simülasyon sonuçları ile ölçüm sonuçları lineer olarak birbirini takip etmemektedir.



Şekil 6. 2 Üretimi yapılmış horn antenler

Antenlerin boy alaşımları incelendiğinde karbon alaşımlı boya malzemesi, gümüş alaşımlı boyaya göre daha kötü sonuç vermiştir.

6.2 Dalga Kılavuzu Ölçüm Sonuçları

Üretimi yapılan dalga kılavuzu Bölüm 4’te belirtildiği gibi 3 parçada üretilmiştir. Üreticilerden gelen geri bildirimlere göre PCB ve mekanik parçalarda değişiklikler yapılmıştır. Maliyeti ucuzlatmak adına gerek mekanik üretim toleransları gerek ise PCB üretim parametrelerinde değişiklik yapılmıştır.

Mekanik parçaların daha kolay üretilmesi için dikdörtgen dalga kılavuzunun köşelerine eğim verilmiştir. Bu eğim sistemin çalışmasına etkisi sistemin kesim frekansını çok az değiştirmesi olmuştur.

PCB üretimlerinde ise AP (Aspect Ratio) değerini yükseltmek ve maliyeti düşürmek için delik çapları arttırılmıştır. PCB üretimlerinde maliyet arttırıcı ve azaltıcı faaliyetler aşağıda belirtilmiştir.

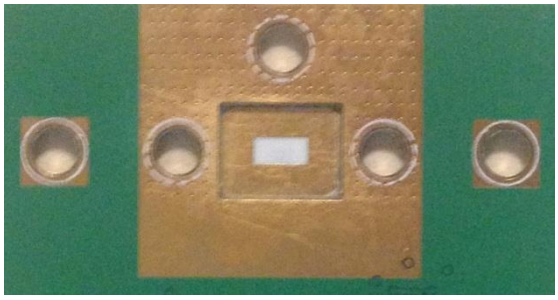
- **Katman Sayısı:** Sayı arttıkça maliyet artmaktadır.
- **PCB Boyutu:** Boyut arttıkça maliyet artmaktadır.
- **PCB Kalınlığı:** Çık inceldikçe veya kalınlaştıkça maliyet artmaktadır. PCB kalınlığı 0.8/1.6mm arasında olması durumunda maliyetler düşük olmaktadır.
- **PCB Kaplaması**: Maliyet soldan sağa doğru artmaktadır; HASL, Kurşunsuz HASL, ENIG, Gümüş, Altın
- **Bakır Kalınlığı:** Kalınlık arttıkça fiyat artmaktadır.
- **Delik Çapı ve Bakır Hat Kalınlığı:** Delik çapı ve bakır hat kalınlığı azaldıkça maliyet artmaktadır.

Tüm bu yukarıdaki bilgiler ışığında üretimi yapılan 3 parçalı üretimi yapılan dalga kılavuzu Şekil 6.3'te gösterilmiştir. Şekildeki a ve b resimleri PCB'nin attan ve üstten görünümü göstermektedir. Attan görünümde görülen dikdörtgen beyaz parça Roger dielektrik malzemedir ve altında mikroşerit hat bulunmaktadır. Bu alandaki bakır ve FR4 gibi diğer tüm PCB bileşenleri kaldırılmıştır. PCB'nin alt kısmı λ/4'lük kısa devre dalga kılavuzu elemanın üstüne gelmektedir.

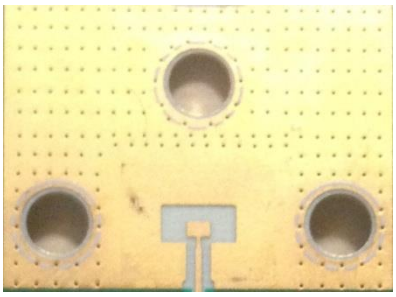
PCB üstten görünüm üzerinde bulunan mikroşerit hat metal dalga kılavuzunun üst parçasının altına gelmektedir.

Mikroşerit hat üzerinden dalga kılavuzuna çıkabilmek için dalga kılavuzunun PCB'ye tam olarak temas etmesi gerekmektedir. Bu nedenle PCB'nin alt ve üst bölgelerinde dalga kılavuzu ile temas edecek kısımlarında ENIG kaplamış bakır açık bırakılmıştır. Arıca temas yüzeyini arttırabilmek ve iyi bir referans oluşturabilmek için PCB'deki delik

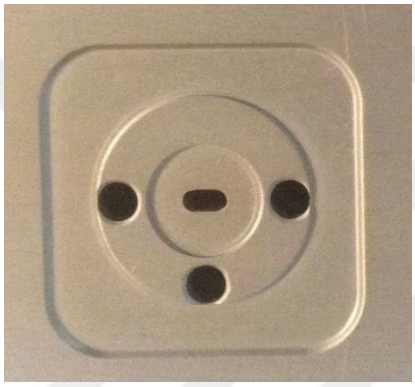
sayıları arttırılmıştır. PCB'deki ve dalga kılavuzundaki büyük delikler bu üç parçanın birbirine tutturulmasında kullanılmaktadır.



(a) Dalga kılavuzu attan görünüm



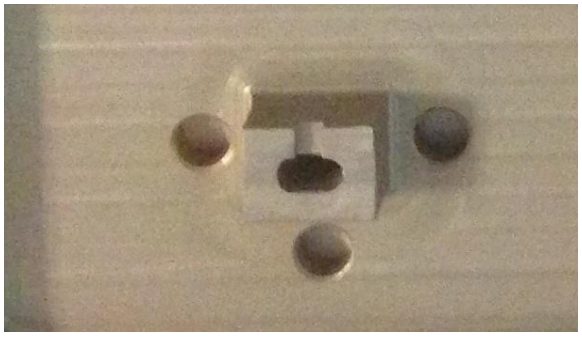
(b)Dalga kılavuzu üstten görünüm



(c) Metal dalga kılavuzu üst



(d) Metal dalga kılavuzu λ/4

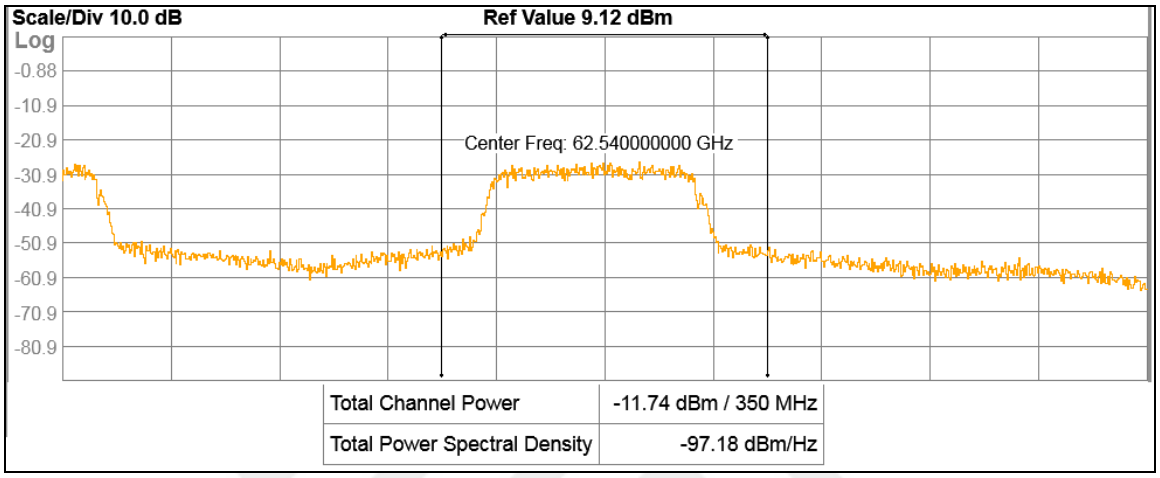


(e) Dalga kılavuzu üst parça alt görünüm

Şekil 6.3 Üretimi yapılmış dalga kılavuzu ve PCB

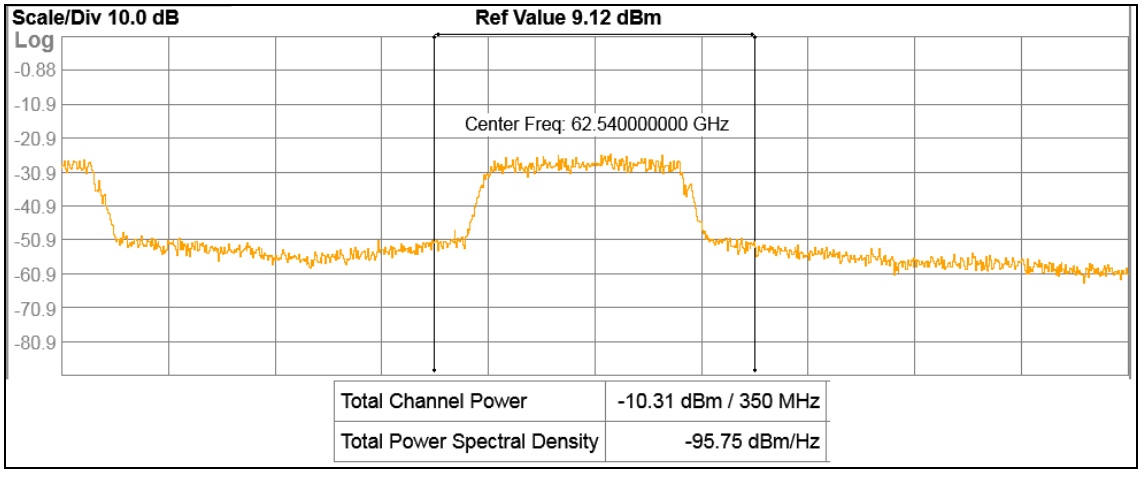
Üretimi tamamlanan milimetre dalga devre ve dalga kılavuzunun çıkışı doğrudan miksere ve buradan spektrum analizöre bağlanarak ölçümler alınmıştır. Havaya çıkılmadan yapılan bu testte RF devre çıkışının gücü -10 dBm olarak ayarlanmış ve dalga kılavuzundan ölçülen çıkış gücü spektrum analizör tarafından -11.74 dBm olarak ölçülmüştür. Ölçülen bu değer Şekil 6.4'de gösterilmektedir. Sistemde herhangi bir kayıp olmaması durumunda analizörden çıkış gücünün -10 dBm olarak ölçülmesi

gerekirken sistemde 1,75 dBm'lik bir kayıp yaşanmıştır. RF devresinin çıkışı diferansiyel ve tek hattan çıkış olarak ayarlanabilmektedir. Diferansiyel hatlar pozitif ve negatif olarak iki hat olarak çıkmaktadırlar. Bu iki hat arasında 180° faz farkı bulunmaktadır ve hat arasındaki gerilim farkına göre lojik olarak “0” ve “1” değerleri oluşmaktadır. Bu konfigürasyonda mikroşerit hatta diferansiyel hattın pozitif ucundan çıkış sağlanmıştır.



Şekil 6.4 Dalga kılavuzu ölçüm-1

Yapılan ikinci ölçümde diferansiyel hat tek hatta düşürülmüştür. Kullanılan RF devresinde diferansiyel hattın pozitif ucu tek hat olarak ayarlanabilmektedir. Yapılan tekrar da çıkış gücü -10 dBm olan milimetre dalganın dalga kılavuzundan çıktıktan sonra analizörde gücü -10,31 dBm olarak ölçülmüştür.



Şekil 6.5 Dalga kılavuzu ölçüm-2

Yapılan bu iki ölçüm sonrasında dalga kılavuzuna çıkarken kullanılan mikroşerit hattı RF devrenin pozitif tek hattı üzerinden beslemenin daha iyi sonuç verdiği görülmüştür.

Ayrıca yaklaşık %96 verimle çalışacağı simülasyonlar ile tespit edilen dalga kılavuzunun sonuçları yapılan bu ölçüm ile doğrulanmıştır.

Yapılan diğer ölçümlerde dalga kılavuzunun çıkışına tasarımı yapılan horn anten takılmıştır. Analizörün ucuna ise 33 dBm kazançlı bir referans anten takılmıştır. Spektrum analizör ile devre arasında 1.5m mesafe bırakılmıştır. Bu mesafede 62.54 GHz'deki serbest uzay kaybı (free space loss) 71.88 dB'dir.

Spektrum analizörde toplam kanal gücü Şekil 6.6'da gösterildiği gibi -35.31 dBm olarak ölçülmüştür. Yapılan hesaplamalarda kanal gücünün -34 dBm olacağı bulunmuştur. Fakat ortam koşulları nedeni ile yaklaşık olarak 1.5 dBm daha kötü bir sonuç elde edilmiştir. Yüksek frekanslarda ve özellikle 60 GHz'de ortam koşulları içerindeki nem gibi faktörler ölçümleri etkilenmektedir. Bu ölçüm farklılığının ortamdaki nem ve diğer bozucu etkilerden kaynaklandığı düşünülmektedir.

CP: Toplam Kanal Gücü

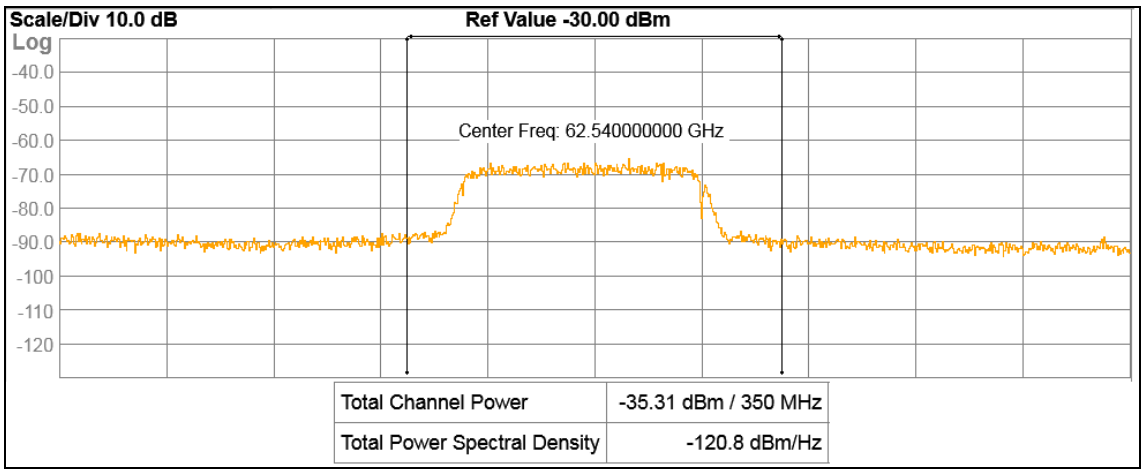
AK_1: Horn Anten Kazancı

AK_2: Referans Anten Kazancı

OP: Çıkış Gücü

FSL: Serbest Uzay Kaybı

$$CP = AK_1 + AK_2 + OP - FSL \quad (6.1)$$



Şekil 6.6 Milimetre dalga radyolink uzak alan ölçümü

6.3 Milimetre Dalga Radyolink Ölçüm Sonuçları

Milimetre radyolink ölçümleri sırasında BPSK ve QPSK modülasyonlarda çıkış verebilen bir modem ile çalışılmıştır. Modemin çıkışı tez kapsamında tasarlanan verici devreye bağlanarak anten üzerinden ışıma yapılmış ve karşı tarafta anten üzerinden alınan sinyal tez kapsamında tasarlanan alıcı devresinde IF sinyaline dönüştürülerek modeme gönderilmiştir. Bu testlerde QPSK modülasyon tipinde performans testleri yapılmıştır. Sistemin maksimum hız olarak 1423 Mbps görülmüştür. Ölçümler sırasında referans antenler kullanılmıştır.

Çizelge 6.4 QPSK modülasyon tipinde alınan ölçüm sonuçları

Frekans	**57.78GHz**	**57.78GHz**	**57.78GHz**	**57.78GHz**	**57.78GHz**	**57.78GHz**
Modülasyon Tipi	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK
Haberleşme Hızı	338Mbps	338Mbps	913Mbps	1218Mbps	1423Mbps	1423Mbps
Link Aras Mesafe	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
Serbest Uzay Kaybı	-71.53	-71.53	-71.53	-71.53	-71.53	-71.53
Modem Kazancı	-10	-10	-10	-10	-10	-10
Verici IF Kazancı	9.6	9.6	4.4	4.4	4.4	4.4
Verici RF Kazancı	10	10	10	10	10	10
Verici Anten Kazancı	33	33	33	33	33	33
EIRP	42.6	42.6	37.4	37.4	37.4	37.4
Verici Anten Kazancı	7	7	7	7	7	7
Hesaplanan Alım Gücü	-21.93	-21.93	-27.13	-27.13	-27.13	-27.13
Modem Kazancı	4	4	17	17	17	17
Alıcı IF Kazancı	4.4	4.4	14.8	14.8	14.8	14.8
Alıcı RF kazancı	0	6	12	12	12	12
Toplam Alıcı Gücü	-13.53	-7.53	16.67	16.67	16.67	16.67
Toplam Kayıp (Hesaplanan ve Ölçülen arasındaki fark)	-8.07	-8.47	-10.67	-11.47	-12.27	-12.27
BER	0	0	0	0	0	0

Yapılan bu ölçüm sonuçlarına göre RF ve IF katlarındaki kazanç değerleri değiştirilerek iletilen veri trafiğinin hızı 1.5 metrede değiştirilebilmektedir. Maksimum veri hızı verici tarafındaki gücün düşürülmesi ve alıcı tarafta gücün arttırılması ile elde edilmiştir. En

düşük veri hızında bant genişliği 100 MHz ve en yüksek veri hızında ise bant genişliği 1000 MHz'dir.

Daha yüksek modülasyon tiplerinde ve çıkış güçlerinde yaşanan kayıplardan dolayı ve yıldız kümelerinin karışmasından dolayı daha iyi performans alınamamıştır.

BÖLÜM 7

SONUÇ VE ÖNERİLER

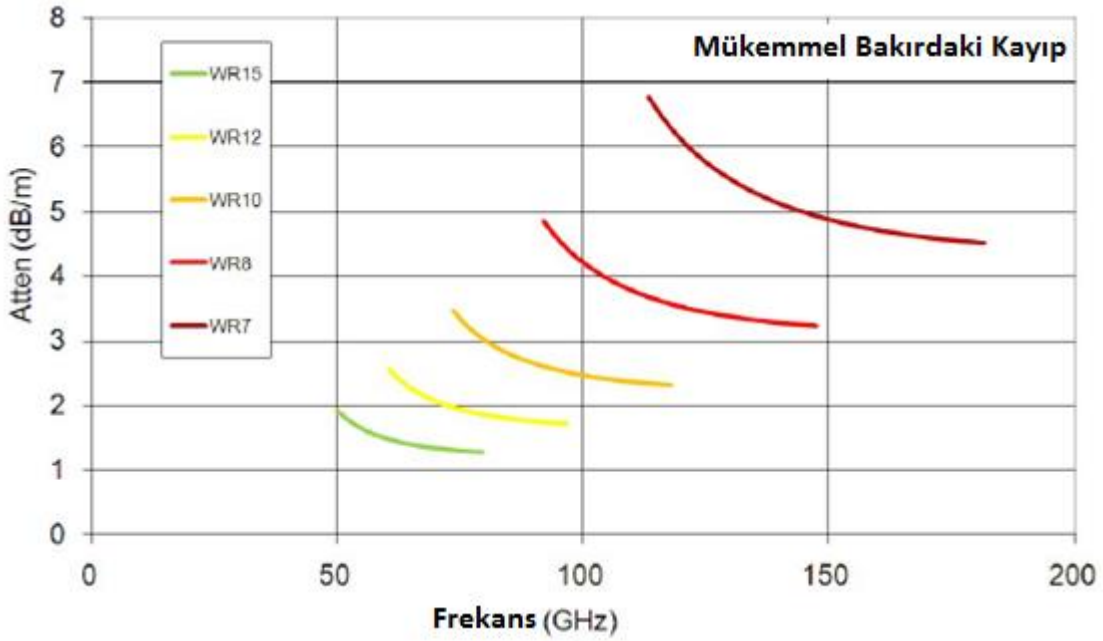
Günümüz piyasa koşulları ve market ihtiyaçları değerlendirildiğinde gün geçtikçe popülerliği artan milimetre dalga radyolinkler ve milimetre dalga frekansında çalışan haberleşme sistemleri artan veri trafiğinin iletiminde altyapı ihtiyaçlarını karşılayacaklardır. Özellikle küçük hücre baz istasyonlarının kullanılmaya başlanması ile birlikte altyapı maliyetlerinin pahalı olduğu fiber kablolara ucuz bir çözüm olarak kullanılabileceklerdir. Ayrıca V banttın lisans ücretinin olmaması ve kısa mesafe haberleşmeye imkan sağlaması nedeni ile metropol şehirlerde frekans planlamasının daha kolay yapılabilecek olması diğer frekans bantlarından daha yaygın olarak kullanımı olacağı öngörülmektedir.

Tez kapsamında tasarımı yapılan milimetre dalga radyolink tasarımının bilgisayar destekli ortamda tasarımı yapılmış ve daha sonrasında üretimi gerçekleştirilmiştir.

Yapılan ölçümler sırasında mekanik parçalarım uyumlandırılması sırasında kayıpların yaşanabileceği ve sistem performansına olan etkileri de görülmüştür. Ayrıca yüksek adetli seri üretimlerde maliyet azaltıcı faktörler de belirlenmiştir. Seçilen dielektrik malzemenin maliyete ektileri ve kayıpları da incelenmiştir. Tasarımda kullanılan ENIG malzemesinin yüksek frekanslı devrelerde kullanılabileceği görülmüştür.

Tasarım sonrasında devrelerin ölçümü ile simülasyonlar karşılaştırılmış ve sonuçların birbirine çok yakın olduğu görülmüştür.

Ayrıca anten üretimi sırasında kullanılan anten kaplama malzemesinin ve üretim toleranslarının yüksek olması nedeni ile simülasyon sonuçları ile ölçümler arasında 4 dBi'lik bir fark oluşmuştur.



Şekil 7.1 Dalga kılavuzu kayıpları

Anten ve dalga kılavuzu tasarımlarında kullanılan materyal ve tez kapsamında tasarlanan ve boyanan antenlerde dalga kılavuzunun boyuna göre kayıplar oluşmaktadır. Bu grafikte dalga kılavuzunun mükemmel iletken olduğu kabul edilmiştir. Tez kapsamında üretilen antende yaşanan 4 dBi'lik kayıp göz önünde bulundurulduğunda anten üretim teknolojilerinin ne kadar önemli olduğu anlaşılmaktadır.

KAYNAKLAR

[1] Meyer, J. W., Millimeterwave Research: Past, Present and Future, http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/620727.pdf, 15 Ağustos 2017.

[2] ITU-R F.2323-0, (2014). Fixed service use and future trends, Electronic Publication, Geneva.

[3] CISCO, Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2016–2021, https://www.cisco.com/c/dam/en/us/solutions/collateral/serviceprovider/visual-networking-index-vni/complete-white-paper-c11-481360.pdf, 25 Ağustos 2017.

[4] Adhikari, P., Understanding Millimeter Wave Wireless Communication, http://www.trexbroadband.com/pages/pdf%20files/L1104-WP_Understanding %20MMWCom.pdf, 10 Eylül 2017.

[5] Siklu, E-band vs. V-band – Batman or Invisible Man, you choose, https://www.siklu.com/e-band-vs-v-band/, 15 Eylül 2017.

[6] Federal Communications Commission (FCC), (1997). Millimeter Wave Propagation: Spectrum Management Implications, Yayın No: 70, Washington DC.

[7] Das, S., Maitra, A. ve Shukla, A. K., (2010). "Rain Attenuation Modeling In The 10/100GHz Frequency Using Drop Size Distributions For Different Climatic Zones In Tropical India", Progress In Electromagnetics Research B, 25: 211-224.

[8] Dr. Sayre, E., Baxter, M. ve Dr. Chen, J., Limits of FR-4 in High-Speed Designs, http://grouper.ieee.org/groups/802/3/10G_study/public/jan00/sayre_1_0100.pdf, 15 Eylül 2017.

[9] WCALC, Coplanar Waveguide Analysis/Synthesis Calculator, http://wcalc.sourceforge.net/cgi-bin/coplanar.cgi, 15 Eylül 2017.

[10] EverythingRF, Waveguide Sizes, https://www.everythingrf.com/tech-resources/waveguides-sizes, 15 Eylül 2017.

[11] Constantine, A. B., (2005). Antenna Theory Analysis And Design, 3. Baskı, A John Wiley & Sons, Inc., New Jersey.

[12] Luiobtchenko, D., Tretyakov, S. ve Dudorov, S., (2004). Millimeter-Wave Waveguides, 1. Baskı, Kluwer Academic Publishers, New York.

[13] Kazuyuki, S,. Planar Microstrip-To-Waveguide Transition in Millimeter-Wave Band, Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications, https://www.intechopen.com/books/advancement-in-microstrip-antennas-with-recent-applications/planar-microstrip-to-waveguide-transition-in-millimeter-wave-band, 17 Eylül 2017.

[14] TI, LDO Basics: Thermals – How hot is your application?, https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/archive/2017/09/20/ldo-basics-thermals-how-hot-is-your-application, 01 Ekim 2017.

EK-A

ÜRETİM PARAMETRELERİ

Üretim parametreleri PCB yurtdışında üretildiği için İngilizce olarak ve şablon değiştirilmeden verilmiştir.

PCB Thickness	0.76mm
Layer count4L	
Dimensions(pcs)	70*60mm
Laminate	RO4350-VT47 prepreg-IT 180A
Finished board thickness & tolerance	0.8mm
Ou layer copper thickness	Top:17um
	Bottom:35um
inner layer copper thickness	layer2: 17um
	layer3: 35um
Min track width	0.18mm
Min track space	0.1mm
Min hole size	0.1mm
Hole wall copper thickess	30um
Plugging vias(Solder mask)	Yes
Counter sink	No
Flat routing	No
HI-POT test	No
Rigid and flexible	No
Blind oblique	No
Via in pad	Yes
HASL	No
HASL-LF	No

immersion tin	No
Electroless nickel Immersion gold	Yes
OSP	No
Gold finger	No
Selective hard gold	No
Carbon ink	No
Peelable mask	No
Solder mask	GREEN
Blind/Bury via	No
Impedance	Yes
Plugging vias(resin)	Yes
Back drill	No

Tool	Hole Size	Hole Type	Plated	Tool Travel
T1	0.1mm (4mil)	Round	PTH	40.65mm (1.60inch)
T2	0.2mm (8mil)	Round	PTH	842.68mm (33.18inch)
T3	3mm (118mil)	Round	PTH	35.25mm (1.39inch)
T4	3.1mm (122mil)	Round	PTH	37.21mm (1.47inch)
T5	1mm (39mil)	ound	NPTH	20.13mm (0.79inch)

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı :Hüseyin YILDIRIM

Doğum Tarihi ve Yeri : 15.09.1984 İZMİR

Yabancı Dili : İNGİLİZCE

E-posta : huseyin_ytu@yahoo.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	**Alan**	**Okul/Üniversite**	**Mezuniyet Yılı**
Y. Lisans	Elektronik	Yıldız Teknik Üniversitesi	2017
Lisans	Elek. ve Hab. Müh.	Lisans	2014
Lise	Fen Bilimleri	Lise	2008

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	**Firma/Kurum**	**Görevi**
2014/-	Ctech Telekominikasyon A.Ş.	Kıdemli Donanım Müh. Teknik Lider
2007-2014	Netaş	Kıdemli Donanım Mühendisi