



RF ENERJİ HASATI DEVRELERİ İÇİN GÜÇ YÜKSELTECİ TASARIMI

Oğuzhan ERTAŞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

EYLÜL 2022

ETİK BEYAN

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

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

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

Oğuzhan ERTAŞ

21/09/2022

RF ENERJİ HASATLAMA DEVRELERİ İÇİN RF GÜÇ YÜKSELTECİ TASARIMI
(Yüksek Lisans Tezi)

Oğuzhan ERTAŞ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Eylül 2022

ÖZET

Enerjiye olan ihtiyacın artmasıyla farklı enerji kaynaklarına olan yönelim günümüzde popüler hale gelmektedir. Enerji ihtiyacının yanı sıra, enerjinin iletimi de en az enerji kaynağına duyulan ihtiyaç kadar önemli olmaktadır. Günümüzde, bilinen kablosuz enerji aktarımı; indüktif eşleşme, rezonans endüktif eşleşme, hava iyonlaştırması, mikrodalga güç iletimi, lazer güç iletimi yöntemleriyle yapılmaktadır. Bu çalışmada, MMIC yükselteç kullanılarak, RF enerji hasatlama devreleri için 2.4 GHz ve 5.8 GHz bantlarında çalışan yükselteç tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarım yapılırken altdaş malzeme olarak FR-4 kullanılmıştır. Malzeme seçimi yapılırken; ulaşılmasının kolay olması, malzemenin elektriksel tepkilerinin bilinmesi, maliyetinin düşük olması gibi faktörler göz önünde bulundurulmuştur. Alıcı tarafta ise yine FR-4 altdaş malzeme üzerine 2.4 GHz ve 5.8 GHz bantlarında çalışabilen yama anten tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan yükseltecin girişine bir güç uygulanarak çıkışından ölçüm yapılmıştır. Tasarlanan antenin spektrum analizör kullanılarak, S11 parametresine bakılmıştır. Tezin amacı; nem algılayıcısı, sıcaklık algılayıcısı, pH algılayıcısı gibi seralarda sıklıkla kullanılan ortam değişkeni algılayıcılarının düşük enerji tüketmesi ve ana merkeze düşük sıklıkta veri göndermesinin yeterli olması nedeniyle, literatürdeki doğrultma çalışmaları referans gösterilerek doğrultulan enerjiden süper kapasitör şarj etmeye yetecek gerilim ve akım miktarının elde edilip edilemeyeceği üzerine tartışılmıştır.

Bilim Kodu : 90516
Anahtar Kelimeler : Hasatlama, RF, Yama Anten, 2.4 GHz, 5.8 GHz, Yükselteç
Sayfa Adedi : 66
Danışman : Prof. Dr. Murat YÜCEL

POWER AMPLIFIER DESIGN FOR RF ENERGY HARVESTING CIRCUITS

(M.Sc. Thesis)

Oğuzhan ERTAŞ

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

September 2022

ABSTRACT

Increasing demand of energy, encouraged people to find new energy sources. In addition to the need of energy, the transmission of energy is at least as important as the energy source. Today, there are several methods for wireless energy transfer, such as inductive coupling, resonance inductive coupling, air ionization, microwave power transmission, laser power transmission methods. In this thesis, amplifiers are designed operating in the bands of 2.4 GHz and 5.8 GHz for RF energy harvesting projects by using MMIC amplifier chip. FR-4 is used for substrate material while choosing this material; factors such as being easy to access, knowing the electrical responses of the material, and low cost were taken into consideration. On the receiver side, patch antennas are designed that operate in 2.4 GHz and 5.8 GHz, on FR-4 substrate material. Power applied to the input of the designed amplifiers and measured from their outputs. Furthermore, for the antenna the S11 parameter was checked using a spectrum analyzer. The aim of the thesis; Since environmental variable sensors such as humidity sensor, temperature sensor, pH sensor, which are frequently used in greenhouses, consume low energy and are sufficient to send data to the main center with low frequency, it has been discussed whether it is possible to obtain sufficient voltage and current to charge the super capacitor from the rectified energy with reference to the rectification studies in the literature.

Science Code : 90516

Key Words : Harvesting, RF, Energy, Patch Antenna, 2.4 GHz, 5.8 GHz, Amplifier

Page Number : 66

Supervisor : Prof. Dr. Murat YÜCEL

TEŞEKKÜR

Bu tezin gerçekleştirilmesinde, üniversite hayatım boyunca teorik altyapımın oluşmasında katkı sunan üniversite hocalarıma, projeyi gerçekleştirme sürecinde bana yol gösteren, bildiklerini sunan, bana zaman harcayan ve sıkıntılarımı dinleyen saygıdeğer danışmanım Prof. Dr. Murat YÜCEL'e, gerek maddi gerekse manevi açıdan yanımda duran değerli aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiv
1. GİRİŞ.....	1
2. ENERJİ HASATLAMA	5
2.1. Piezo Elektrik Enerji Hasatlama	5
2.2. Termo Elektrik Enerji Hasatlama.....	6
2.3. RF Enerji Hasatlama	6
3. ANTENLER	9
3.1. Anten Tipleri	10
3.1.1. Tel antenler	10
3.1.2. Açıklık antenler	10
3.1.3. Mikroşerit antenler	11
3.1.4. Dizi antenler	11
3.1.5. Yansıtıcı antenler.....	11
3.1.6. Lens antenler.....	11
3.2. Temel Anten Parametreleri	11
3.2.1. Işıma örüntüsü	12
3.2.2. Işıma Güç Yoğunluğu.....	12

Sayfa

3.2.3. Işıma şiddeti.....	13
3.2.4. Hüzme genişliği.....	13
3.2.5. Yönlülük	14
3.2.6. Anten verimi	15
3.2.7. Kazanç	16
3.2.8. Bant genişliği.....	17
3.2.9. Kutuplanma	17
3.2.10. Giriş empedansı	18
4. YAMA ANTENLER.....	21
4.1. Tarihsel Yaklaşım	21
4.2. Yama Anten Teorisi	21
4.3. İç Beslemeli Mikroşerit Anten Analiz	25
4.4. Koaksiyel Beslemeli Mikroşerit Anten	27
5. İLETİM HATLARI	29
5.1. Mikroşerit Hat	31
5.2. Desibel ve Nepper Kavramı	33
5.3. Saçılma Parametreleri	34
6. TASARIM.....	37
6.1. 2,4 GHz MMIC Yükselteç Tasarımı	37
6.2. 5,8 GHz MMIC Yükselteç Tasarımı	42
6.3. 2,4 GHz Mikroşerit Yama Anten Tasarımı	47
6.4. 5,8 GHz Mikroşerit Yama Anten Tasarımı	52
7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	57
KAYNAKLAR	59

Sayfa

EKLER..... 63

ÖZGEÇMİŞ 66

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 1.1. 5.8 GHz Mikroşerit Anten Analizleri	3
Çizelge 1.2. 2.4 GHz Mikroşerit Anten Analizleri	4
Çizelge 4.1. Mikroşerit anten avantajları ve dezavantajları.....	22
Çizelge 5.1. Güç oranı dB karşılaştırma	33
Çizelge 5.2. Güç ve dB karşılaştırma.....	34
Çizelge 6.1. 2.4 GHz frekans sabit tutularak çıkış gücü ölçümü	41
Çizelge 6.2. 2.4 GHz giriş gücü sabit tutularak çıkış gücü ölçümü.....	42
Çizelge 6.3. 5,8 GHz frekans sabit tutularak çıkış gücü ölçümü	45
Çizelge 6.4. 5,8 GHz giriş gücü sabit tutularak çıkış gücü ölçümü.....	46
Çizelge 6.5. Tasarımı yapılan anten parametreleri	53
Çizelge 6.6. Optimizasyonu yapılan anten parametreleri	54

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Ana hatları ile piezo elektrik enerji hasatlama sistemi	6
Şekil 2.2. Elektromanyetik spektrum.....	7
Şekil 2.3. RF hasatlama sistemi yapısı.....	7
Şekil 3.1. Anten geçiş modeli	9
Şekil 3.2. Anten tipleri a) Tel anten b) Halka anten c) Helezon anten	10
Şekil 3.3. Yarı güç hüzmeye genişliği	14
Şekil 3.4. İlk sıfır hüzmeye genişliği	14
Şekil 4.1. Bazı mikroşerit anten tipleri	23
Şekil 4.2. Mikroşerit anten genel gösterim	24
Şekil 4.3. Dielektrik malzemenin mod spektrumu.....	24
Şekil 4.4. İç beslemeli mikroşerit yama anten	27
Şekil 4.5. Mikroşerit anten yan görünüm.....	27
Şekil 4.6. $\lambda/4$ ile uyumlandırılmış mikroşerit anten.....	27
Şekil 4.7. Koaksiyel besleme yöntemiyle mikroşerit anten.....	28
Şekil 4.8. Koaksiyel besleme yan görünüm.....	28
Şekil 5.1 İki telli veya tek telli iletim hattı.....	29
Şekil 5.2. İletim hattı şematik gösterimi	30
Şekil 5.3. Toplu elemanlı eşdeğer devresi	30
Şekil 5.4. Mikroşerit hatların yerleşim şekilleri.....	31
Şekil 5.5. Bir devrenin giriş ve çıkışları	34
Şekil 6.1. CPW yöntemiyle tasarlanmış iletim hattının şeması	37
Şekil 6.2. Çizilen iletim hattının S11 grafiği	38

Şekil	Sayfa
Şekil 6.3. Tasarımı yapılan iletim hattının çizimi.....	38
Şekil 6.4. Çizimi yapılan yükseltecin devre çizim programıyla çizimi	38
Şekil 6.5. Çizimi yapılan yükseltecin fiziksel olarak görünümü	39
Şekil 6.6. Sinyal jeneratörü test parametreleri	39
Şekil 6.7. Tasarlanan yükseltecin deney düzeneği.....	40
Şekil 6.8. Spektrum analizör çıkış gücü ölçümü.....	40
Şekil 6.9. Frekans sabit tutularak çıkış gücü ölçümü.....	41
Şekil 6.10. Giriş gücü sabit tutularak çıkış gücü ölçümü	42
Şekil 6.11. 5,8 GHz için iletim hattı tasarımı	43
Şekil 6.12. Tasarlanan yolun S11 grafiği.....	43
Şekil 6.13. 5,8 GHz yükselteç için devre çizimi.....	43
Şekil 6.14. 5,8 GHz yükselteç fiziksel görünümü	44
Şekil 6.15. 5,8 GHz giriş gücü değeri	44
Şekil 6.16. 5,8 GHz yükselteç çıkış gücü	45
Şekil 6.17. Giriş gücü değişken çıkış güç ölçümü	46
Şekil 6.18. Giriş gücü sabit, çıkış güç ölçümü.....	46
Şekil 6.19. 2,4 GHz anten şeması	48
Şekil 6.20. Tasarlanan antenin S11 grafiği	49
Şekil 6.21. Optimizasyonu yapılmış devre çizimi	49
Şekil 6.22. Optimizasyonu yapılmış antenin S11 grafiği	50
Şekil 6.23. Tasarımı yapılan antenin yönlülük grafiği.....	50
Şekil 6.24. Tasarımı yapılan antenin ışıma gücü	50
Şekil 6.25. Tasarımı yapılan antenin kazanç grafiği.....	51
Şekil 6.26. Tasarımı yapılan antenin fiziksel görünümü	51

Şekil	Sayfa
Şekil 6.27. Fiziksel olarak tasarlanan antenin S11 grafik ölçüm sonuçları	51
Şekil 6.28. Tasarlanan antene ait duran dalga oranı	52
Şekil 6.29. 5,8 GHz anten geri dönüş parametre grafiği.....	54
Şekil 6.30. Tasarlanan antenin şeması	54
Şekil 6.31. Tasarlanan antenin fiziksel çıktısı	55
Şekil 6.32. 5.8 GHz antenin S11 ölçümü.....	55

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklamalar
c	Işık Hızı
C	Birim Uzunluk Başına Paralel Kapasitans
D	Yönlülük
da	Kapalı Yüzeyin Sonsuz Küçük Alanı (m^2)
D_0	Toplam Maksimum Yönlülük
db	Desibel
D_{max}	Maksimum Işıma
D_{Φ}	Φ Bileşeni İçin Kısmi Yönlülük
D_{θ}	θ Bileşeni İçin Kısmi Yönlülük
e_0	Toplam Verimlilik
e_c	İletim Verimliliği
e_d	Dielektrik Verimliliği
e_r	Yansıma Verimliliği
E_r	Malzeme Dielektrik Katsayısı
G	Kazanç
G	Birim Uzunluk Başına Paralel İletkenlik
G_{abs}	Mutlak Kazanç
h	Yalıtkan Malzeme Kalınlığı
Hz	Hertz
$\vec{H}$	Anlık Manyetik Alan Şiddeti
L	Birim Uzunluk Başına Seri Endüktans
L_b	Zemin Uzunluğu
L_{eff}	Etkin Uzunluk
$\hat{n}$	Yüzeye Dik Birim Vektör
P	Anlık Toplam Güç
P_c	İndüklenen Toplam Güç
P_{rad}	Bir Anten Tarafından Işıyan Güç

Simgeler

Açıklamalar

$(Prad)_\theta$	Tüm Yönlerde Teta Bileşenine Ait Işınan Güç
$(Prad)_\Phi$	Tüm Yönlerde Fi Bileşenine Ait Işınan Güç
R	Birim Uzunluk Başına Seri Direnç
R_A	A-B Terminalleri Arası Anten Direnci(Ω)
R_r	Antenin Işıma Direnci
R_L	Antenin Kayıp Direnci
T	Yama Kalınlığı
U	Işıma Şiddeti
U_0	İzotropik Antenin Işıma Şiddeti
U_{max}	Maksimum Işıma Şiddeti
U_θ	Teta Bileşenine Ait Işıma Şiddeti
U_Φ	Verilen Yönde Fi Bileşenine Ait Işıma Şiddeti
V	Volt
V_p	Faz Hızı
Z_0	İletim Hattının Karakteristik Empedansı
Z_0	Öz Empedans
Z_A	A-B Terminalleri Arası Anten Empedansı (Ω)
Z_{in}	Anten Giriş Empedansı
β	Yayılma Sabiti
$\vec{\epsilon}$	Anlık Elektrik Alan Şiddeti
ϵ_{eff}	Etkin Dielektrik Katsayısı
$\vec{W}$	Anlık Poynting Vektörü
W_b	Zemin Genişliği
$\vec{W}_{ort}$	Poynting Vektörü Ortalama Güç Yoğunluğu
$\vec{W}_{r0}$	İzotropik Antenin Güç Yoğunluğu
W_{rad}	Işıma Güç Yoğunluğu
X_A	A-B Terminalleri Arası Anten Reaktansı (Ω)
Γ	Anten Girişindeki Yansıma Katsayısı
Φ	Fi
Ω	Ohm
Λ	Serbest Uzay Dalga Boyu

Simgeler θ $\sim$ Δ_L **Açıklamalar**

Teta

Yaklaşık Değer

Yama Üzerindeki Saçak Uzunluğu

Kısaltmalar**AC****BW****cm****CPW****DC****EC****FPBW****GHz****HPBW****ISM****km****m****MHz****MMIC****mW****PH****RF****TV****UHF****VHF****VSWR****Açıklamalar**

Alternative Current (Alternatif Akım)

Bandwidth (Bant Genişliği)

centimeter (Santimetre)

Coplanar Waveguide

Direct Current (Doğru Akım)

Electrical Conductivity (Elektriksel iletkenlik)

Full-Power Bandwidth

GigaHertz

Half-Power Bandwidth

Industrial Scientific Medical

Kilometre

Metre

MegaHertz

Monolithic microwave integrated circuit

miliwatt

Potansiyel Hidrojen

Radyo Frekansı

Televizyon

Ultra High Frequency (Ultra Yüksek Frekans)

Very High Frequency (Çok Yüksek Frekans)

Voltage Standing Wave Ratio

1. GİRİŞ

Günümüzde kablosuz haberleşmeye olan ihtiyaç ve kablosuz sistem yetenekleri günden güne artmaktadır. Buna bağlı olarak, farklı dalga boylarında, maruz kalınan elektromanyetik dalgalar da artmaktadır. Kablosuz iletişim basit bir TV kumandasından kilometrelerce uzaklıktaki uydu haberleşmesine kadar olan tüm kablosuz ağı kaplar. Kablosuz haberleşmenin kısaca tarihi incelenecek olursa; 1807 yılında Fransız matematikçi Jean Baptiste Joseph Fourier'in Fourier dönüşümü bulmasıyla başlamıştır. Sonrasında 1820'li yıllarda, Danimarkalı Hans Christian Orsted, elektrik akımının sebep olduğu elektromanyetik alanı keşfetmiştir. Aynı dönemde Fransız fizikçi Dominique Francois Jean Arago, kablo üzerinden elektrik akımı geçtiğinde, o kablonun mıknatıs davranışı gösterdiğini keşfetti. Akabinde Fransız matematikçi ve fizikçi Andre-Marie Ampere, elektrodinamiği keşfetti ve elektromanyetik telegraf fikrini ortaya attı. 1831-1857 yılları arasında, Michael Faraday elektromanyetik indüksiyonu keşfetti ve elektromanyetik dalgaların varlığını ortaya attı, Amerikalı mucit Samuel Finley Breese Morse kendi adını taşıyan telgraf kodunu keşfetti, William Thomson (Lord Kelvin) salınımlı devrelerinin, öz indüklenme ve rezistans, kapasitenin bir fonksiyonu olarak yoğunluk gibi değerlerin periyodunu hesapladı. Başka bir bilim adamı olan Feddersen, 1847'de Alman fizikçi Hermann Ludwig tarafından ortaya atılan elektriksel titreşimi, yaptığı deneyler ile doğruladı. 1864 yılına gelindiğinde, İskoç matematikçi ve fizikçi James Clerk Maxwell, günümüzde temel olarak 4'e indirgenen, elektromanyetik teoremin denklemlerini 20 adet olacak şekilde keşfetti. 1866 yılında, Amerikalı dişi Dr.Mahlon Loomis kablosuz iletişim sistemini, iki dağ arasında mesafe 22 km iken, sinyal iletişimini kanıtlamış ve aynı yıl patentini almıştır. Amerikan fizikçi Amos Emerson Dolbear, batarya, mikrofon, bobin ve alıcı kullanarak kablosuz iletim sisteminin patentini almıştır. 1885 yılında, Thomas Edison, elektrostatik yoluyla indüklenme ile kablosuz haberleşmenin patentini almıştır. Bir yıl sonra Heaviside gerilimin akıma oranı olan empedans kavramını ortaya attı. 1888 yılına gelindiğinde Hertz, hüzmeyi yoğunlaştırmak için yansıtıcılar kullanarak, elektromanyetik dalgaları (5 m'den 50 cm'ye) üretti, gönderdi ve aldı. Ayrıca Hertz radar prensibini keşfetti [1-30].

Elektriksel alanlarda yapılan bu gelişmeler, günümüzde kullanılan haberleşme protokollerinin ve kablosuz bilgi transferinin önünü açmıştır. Ancak bilgi transferi için yayın yapılacak olan frekansın belirlenmesi gerekmektedir. Bu belirleme yapılırken çoğunlukla

ISM (Endüstriyel, bilimsel ve medikal serbest bant) bantları kullanılır. ISM bantları lisans gerektirmeyen frekans aralığıdır, bu tezde kullanılacak olan bantların aralığı; 2.4 GHz - 2.5 GHz ve 5.725 GHz – 5.875 GHz arasındadır [2]. Ev veya işyerlerinde, ISM bantlarında yapılan kablosuz iletişim cihazları yaygınlıkla kullanıldığından dolayı bu bantlarda yapılan hasatlama devreleri işlevsel olacaktır. RF enerji hasatlama sistemleri bu noktada devreye girmektedir.

RF enerjisi, her ne kadar mesafe arttıkça azalsa da her yerde bulunması bu hasatlama çeşidinin en önemli avantajıdır. Bir hasatlama sisteminin genel çalışma adımları şöyledir; bir RF kaynaktan yayılan elektromanyetik dalga ortamda zayıflar, zayıflayan elektromanyetik dalgalar alıcı taraftaki antene ulaşır, antenden alınan elektromanyetik dalgalar doğrultucu yardımıyla DC sinyale dönüşür. Daha sonrasında beslenecek olan yüke bağlı olarak gerekli gerilim seviyesine çıkarılır.

Sıcaklık, nem, PH, EC metre gibi çok düşük güç tüketimi yapan algılayıcılar sera sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Ortalama bir seranın genişliği 2,5 m, uzunluğu ise 40 m civarındadır. Toprak nemi ve ortam sıcaklığı gibi değerleri yüksek doğrulukta ölçmek için fazla sayıda algılayıcıya ihtiyaç duyulmaktadır. Bu algılayıcıların her biri için güç hattı çekmek zorunludur.

Endüstride ve günlük yaşantıda bir sorun ise, yalnızca açma kapama görevi gören düğmeler için güç hatları çekilmektedir. Verici ve alıcı sistemleri sürekli aktif bir şekilde çalışmadığı için (yalnızca gönderim veya alım yaptıklarında maksimum güç tüketimine ulaşırlar) güç tüketimi mW'lar mertebesinde.

Bu çalışmada hedef kitle olarak, düşük güç tüketimi yapan algılayıcılar veya açma kapama görevi gören alıcı ve vericiler seçilmiştir. Her bir algılayıcı veya düğme için güç hattı çekme yükünü ortadan kaldırmak için RF enerji hasatlama yapılabileceği ölçüm sonuçları ve literatürdeki örnekler kullanılarak kanıtlanmıştır.

Verici tarafta maliyet göz önünde bulundurularak, MMIC güç yükseltici seçilmiştir. Alttaş tabaka olarak ise yine maliyet ve ulaşılabilirlik göz önünde bulundurularak FR-4 malzeme kullanılmıştır. Devre tasarımı yapılırken RF devre tasarımı kurallarına uyumlu çalışarak en fazla verim alınması hedeflenmiştir. Alıcı tarafta ise yine FR-4 malzeme kullanılarak iki

farklı bant için yama anten tasarımı, analiz programında yapılmıştır. Tasarımı yapılan antenler fiziksel olarak üretilmiştir. Alınan güç göz önünde bulundurularak literatürde yapılan RF-DC dönüştürme makaleleri ve tezleri referans gösterilmiştir. Bu referanslar doğrultusunda süper kapasitörün şarj edilip edilemeyeceği üzerine çalışmalar incelenerek yorumlar yapılmıştır.

Bu tezin ana çıktısının yanı sıra, 2,4 GHz ve 5,8 GHz günümüzde sıklıkla kullanılan veri iletme bantları olduğu için tasarlanacak olan yükselteç, herhangi bir ticari devreye entegre edilmesi, bir konnektör kullanılarak mümkün olacaktır. Yama antenler de yükselteç ile aynı bant da (5,8 GHz ve 2,4 GHz) çalıştığı için ticari olarak kullanılabilmesi mümkün olan ürünler ortaya koyulmuştur. Çizelge 1.1, 5,8 GHz’de çalışan anten çalışmalarının ve bu çalışmanın bazı sonuçlarını göstermektedir.

Çizelge 1.2 ise 2,4 GHz’de çalışan anten çalışmalarının ve bu çalışmanın bazı sonuçlarını göstermektedir. Bazı çalışmalarda kullanılan altdaş malzemeler ve tasarım yapıldıktan sonra S11 ölçümleri belirtilmediği için o kısım boş bırakılmıştır.

Çizelge 1.1. 5.8 GHz Mikroşerit Anten Analizleri

Frekans (GHz)	Altdaş Malzeme	Yöntem	Simülasyon S11	Gerçek S11	Çalışma
5,8	-	Klasik yama anten üzerine geometrik şekiller ekleme-çıkarma	~ -42 dB	-27 dB	[3]
5,8	Rogers RO3006	İç beslemeli mikroşerit anten	~ -17 dB	~ -9 dB	[4]
5,8	ROGERS, RO3010	İç beslemeli mikroşerit dizi anten	~ -19 dB	~ -4 dB	[5]
5,8	FR-4 ancak parametreleri bakır kalınlığı ve dielektrik katsayısı değişken.	Mikroşerit karma geometrik şekil	-28,30 dB-5,77 GHz	~ -28,22-5,77 GHz	[6]
5,8	FR-4	Mikroşerit karma şekil	~ -18dB	~ - 10 dB	[7]
5,8	FR-4	Mikroşerit dikdörtgensel anten	-26,679 dB	-11,71 dB	Bu Tez

Çizelge 1.2. 2.4 GHz Mikroşerit Anten Analizleri

Frekans	Altdaş Malzeme	Yöntem	Simülasyon S11	S11 ölçüm Sonucu	Çalışma
2,42 GHz	RO3206	İç Beslemeli Mikroşerit anten	-20dB- 2,4GHz	~ -16 dB	[8]
2,4 GHz / 5,8 GHz	-	Koaksiyel Beslemeli Mikroşerit Anten	~-29 dB- 2,4 GHz / ~-12 dB -5,8 GHz	-	[9]
2,4 GHz / 5,88 GHz	FR-4	Dikdörtgensel yama anten	-22,59 dB - 2,4GHz/-12,81 dB- 5,8 GHz	-	[10]
2,4 GHz	Rogers 4003C	İç Beslemeli Yama Anten	-45 dB	-19 dB	[11]
2,4 GHz	FR-4	İç Beslemeli Yama Anten	~- 17 dB	-	[12]
2,445 GHz	-	Koaksiyel Beslemeli Mikroşerit Anten	~ -16 dB	-	[13]
2,4 GHz		Koaksiyel Beslemeli Mikroşerit Anten	~ -13 dB	-	[14]
2,42 GHz		İç Beslemeli Mikroşerit Anten	~ -16 dB	-	[15]
2,38 GHz		İç Beslemeli Mikroşerit Anten	-33 dB	-24,11 dB	Bu Tez

2. ENERJİ HASATLAMA

Enerji hasatlama materyalleri ve sistemlerinin araştırılması önemli bir araştırma alanı olarak karşımıza çıkmaktadır ve büyümeye devam etmektedir. Yapısal sağlık takibi için (köprü, bina gibi) dağıtık sensörler, medikal uygulamalar için gömülü veya monte edilmiş algılayıcılar, bataryaların yeniden şarj edilmesi, otomobillerde lastik basıncı ölçümü, insansız hava araçlarına güç sağlama, ev içerisindeki güvenlik sistemlerinin çalışması gibi geniş uygulama alanı ve dolayısıyla büyük bir araştırma alanı vardır [16].

Birden fazla enerji hasatlama tekniği vardır. Bunlar bazıları; piezo elektrik enerji hasatlama, termoelektrik enerji hasatlama, RF enerji hasatlama.

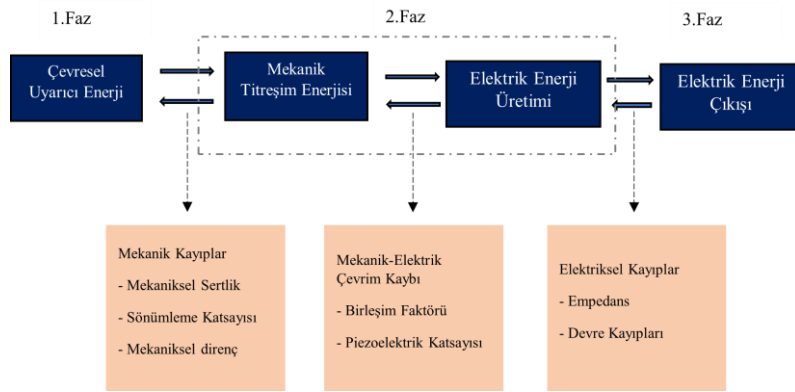
2.1. Piezo Elektrik Enerji Hasatlama

Sert bir cismin titreşimi, bir sistemdeki; dengesiz kütle, malzemelerin yırtılması, aşınması gibi çeşitli faktörlerden kaynaklanabilir. Titreşim oluşumu hemen hemen tüm dinamik sistemlerde meydana gelebilir. Karakteristik davranışı her sistem için farklıdır. Bu davranış iki basit parametreyle açıklanabilir: Sönümleme sabiti ve doğal frekans. Yaygın olarak, enerji hasatlamada kullanılacak olan bir cismin dinamik özelliklerini incelemek amacıyla tek serbestlik dereceli toplu yay kütle sistemi kullanılır [16].

Mekanik enerjiyi elektrik enerjisine çevirmek için üç farklı bilinen yol vardır; elektromanyetik, elektrostatik ve piezoelektrik. Eğer, mekanik-elektriksel dönüşümde yüksek verimlilik gerekiyorsa elektromanyetik sistemler en uygun olanıdır çünkü bu sistemler bobin ve mıknatıs içerir ancak bu da büyük ve karmaşık mekanizma anlamına gelir. Bu üçü arasındaki seçim tamamen yapılacak olan tasarıma bağlıdır. Piezoelektrik en yaygın ve üzerinde en çok çalışılan bir konudur [17].

Bir piezoelektrik enerji hasatlayıcı iki temel parçadan oluşur; birincisi elektrik enerjisi üreten mekanik modül, ikincisi ise üretilen voltajı dönüştürdükten sonra doğrultan elektronik modül. Bu sebeple piezoelektrik modülün verimliliği yalnızca piezoelektrik dönüştürücüye bağlı değil aynı zamanda sisteme entegre edilen elektronik devreye de bağlıdır. Bir piezoelektrik enerji hasatlama sistemi, genel olarak üç fazdan oluşur. Şekil 2.1’de bu

parçalar verilmiştir. Mekanik-mekanik enerji dönüşümü, büyük ölçüdeki stres altında, piezoelektrik enerji hasatlayıcının mekaniksel dayanıklılığıyla ve mekaniksel empedansı uyumlandırma ile ilgilidir. Mekanik-elektrik enerji dönüşümü, piezoelektrik enerji hasatlayıcının, elektromekanik birleştirme faktörünü ve piezoelektrik katsayılarını içerir. Elektrik-elektrik enerji dönüşümü, elektronik empedans uyumlandırma kısmından meydana gelir.



Şekil 2.1. Ana hatları ile piezo elektrik enerji hasatlama sistemi

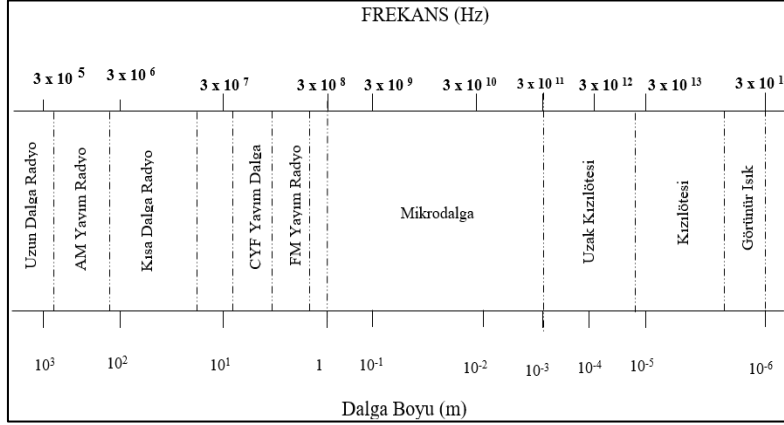
2.2. Termo Elektrik Enerji Hasatlama

Sıcaklık değişkeni ve ısı akışı içeren çevresel faktörlerin sıcaklıktan elektrik enerjisi dönüşümü mantığıyla elektriksel enerji üretime potansiyelleri vardır. Isı akışı güç sağlarken sıcaklık farkı potansiyel verimli bir enerji dönüşümü sağlar. Bununla birlikte, büyük ısı akışında bile, düşük karnot ve malzeme verimliliği nedeniyle elde edilebilir güç tipik olarak düşüktür. Bununla birlikte, uzaktan kontrol ve kablosuz algılayıcılar gibi son derece düşük güç gereksinimlerine sahip sistemler için, termoelektrik enerji hasatlama sistemleri uygulanabilir ve sürdürülebilir bir teknoloji olarak görülmektedir. Bu tip uygulamalar için güç tüketimi azaldıkça termoelektrik ve diğer enerji hasatlama yöntemlerine gösterilen ilginin gün geçtikçe artacağı görülmektedir [18].

2.3. RF Enerji Hasatlama

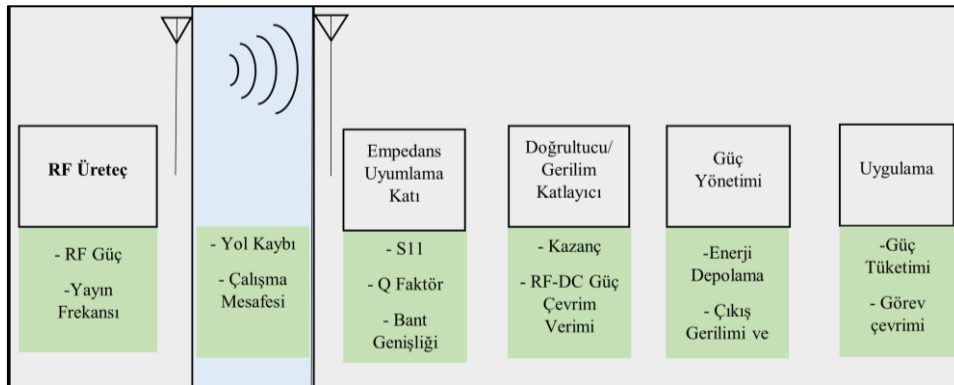
Radyo frekansı (RF) ve mikrodalga mühendisliği alanı genellikle frekansı 100 MHz ile 100 GHz aralığında olan AC sinyallerin davranışlarını kapsar. RF, çok yüksek frekanslardan (VHF), ultra yüksek frekansları (UHF) kapsarken mikrodalga terimi tipik olarak 3 GHz ile

300 GHz arasındaki frekanslar için kullanılır. Şekil 2.2’de RF ve mikrodalga frekans bantlarının elektromanyetik spektrumdaki yerleşimdeki yerini göstermektedir [19].



Şekil 2.2. Elektromanyetik spektrum

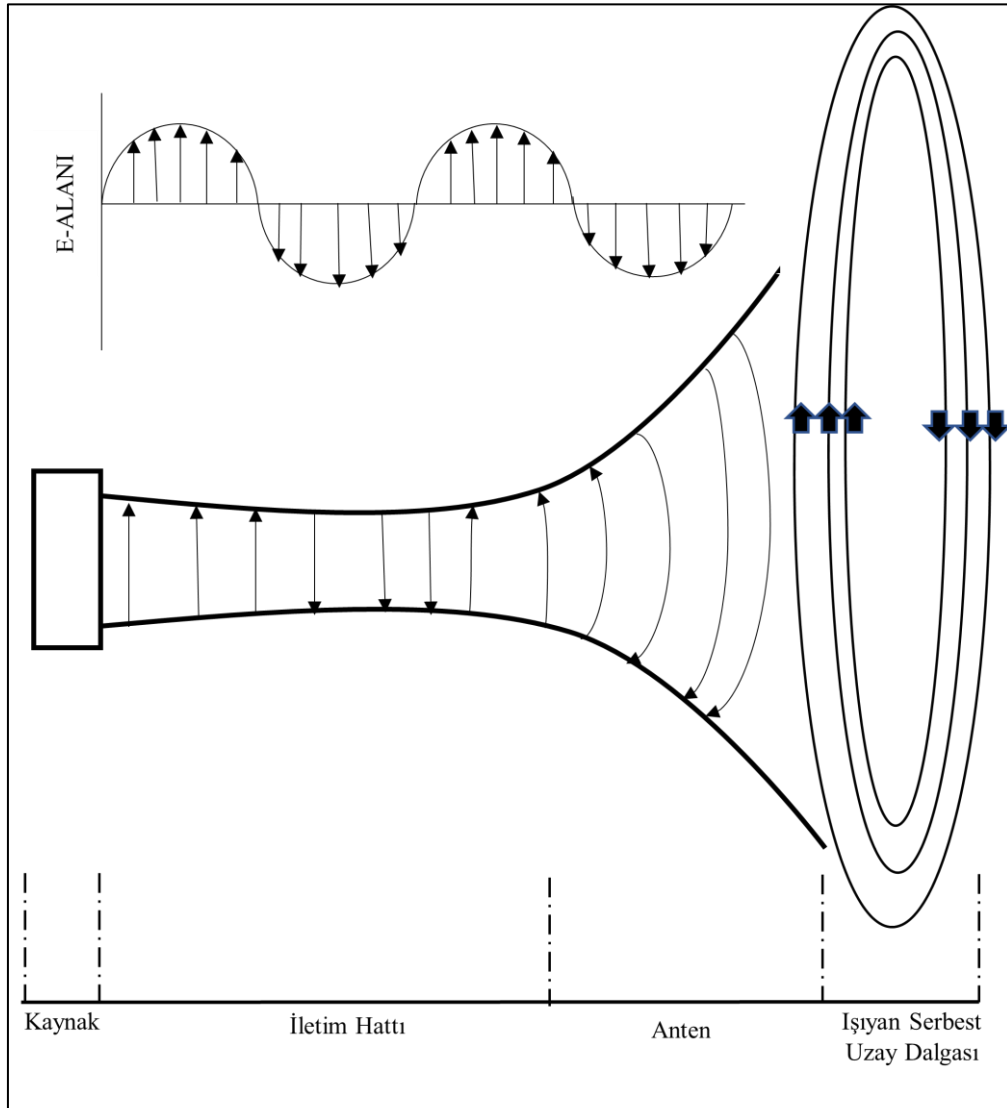
Boş alanda RF enerji hasatlamasının tarihi 1950’lerin sonunda tasarlanmış, mikrodalga ile çalışan helikopter sistemine dayanır. Sonraki dönemlerde, güç hasatlama kavramı, termoelektrik dönüşüm, titreşimsel uyarma, güneş enerjisi kullanarak enerji elde etme, basınç gradyanları dahil olmak üzere farklı yöntemler kullanılarak dış ortamlardan enerji toplama tekniği olarak açıklandı. Yukarıda bahsedilen bu teknikler, düşük güç tüketen elektronik cihazlar ve küçük pillerin değiştirilmesinin ortadan kaldırılması konusunda ümit vaat etmektedir. Şekil 2.3’de RF enerji hasatlama sisteminin yapısı ve tüm sistemin performansına katkıda bulunan faktörler yer almaktadır.



Şekil 2.3. RF hasatlama sistemi yapısı

3. ANTENLER

Webster Sözlüğüne göre, anten genelde metal olan (çubuk ya da tel), radyo dalgalarını iletmekte ya da almakla kullanılan bir cihazdır. IEEE standart terimlerinin antenler kısmına göre (IEEE Std 145-1983), anten radyo dalgalarını iletmek ya da almak amacıyla kullanılmaktadır. Şekil 3.1 antenin serbest uzay ve kılavuzlayan cihaz (iletim ortamı) arasındaki geçişi göstermektedir [20]. Kılavuzlayan cihaz veya iletim hattı koaksiyel hat ya da içi boş bir boru şeklinde olabilir. İletim kaynağından antene ya da antenden alıcıya elektromanyetik enerjinin nakli için kullanılır. İlk durumda verici anten ikinci durumda ise alıcı anten için tanımlama yapılmış olur.

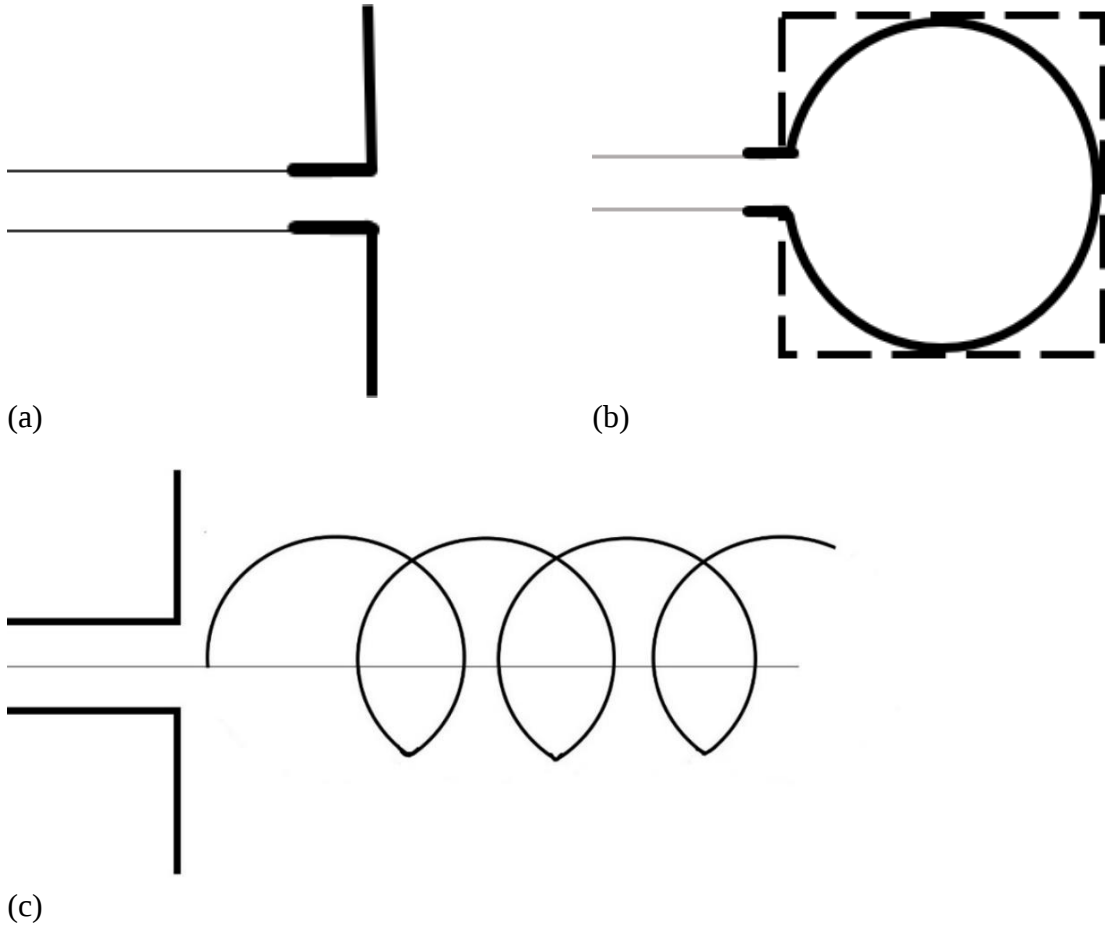


Şekil 3.1. Anten geçiş modeli

3.1. Anten Tipleri

3.1.1. Tel antenler

Yaygın kullanılan bir anten türüdür. Otomobil, bina, gemi, uçak ve uzay araçları gibi birçok farklı disiplinde kullanılır. Düz bir tel (dipol), halka veya helezon gibi değişik şekillerde olabilir. Şekil 3.2’de tel anten, halka anten ve helezon antenin gösterimi verilmiştir [20].



Şekil 3.2. Anten tipleri a) Tel anten b) Halka anten c) Helezon anten

3.1.2. Açıklık antenler

Bu tip antenlerin çıkışı daha yüksek frekansa ve daha karmaşık formlara duyulan ihtiyacın sonucudur. Uçak ve uzay araçlarına montajının kolaylığı nedeniyle bu sektörde yaygın bir şekilde kullanılırlar [20].

3.1.3. Mikroşerit antenler

1970’li yıllarda popüler hale gelen bu antenler öncelikli olarak uzay uygulamalarında kullanılmıştır. Günümüzde ticari uygulamalarda da sıklıkla kullanılmaktadır. Metal bir yamanın topraklanmış bir alt tabaka üzerine yerleştirilmesiyle oluşturulur [20].

3.1.4. Dizi antenler

Anten yapısının kısıtlamaları nedeniyle, antenler tek başına kullanımda ihtiyaç duyulan ışıma gereksinimlerini karşılayamayabilir. İhtiyaç duyulan gereksinimleri karşılamak için bir elektriksel ve geometrik düzende ışıma elemanları bir araya getirilerek mümkün olur. Dizideki elemanların belirli kurallara göre düzenlenmesinin sonucunda ışıma, belirli yönde ya da yönlerde en fazla istenilmeyen yönlerde en az olacak şekilde ayarlanabilir [20].

3.1.5. Yansıtıcı antenler

Uzak mesafeler arasında iletişim kurmak amacıyla karmaşık yapılı antenler milyonlarca kilometre uzaklığa sinyal gönderip alması için kullanılmaktadır. Yansıtıcı antenlerin çapı 300 metrelere kadar çıkmaktadır. Bu kadar büyük antenlere ihtiyaç duyulmasının sebebi, milyonlarca km uzaklığa sinyal gönderebilmek için yüksek kazançlı antenlere ihtiyaç duyulmasıdır [20].

3.1.6. Lens antenler

Öncelikli amacı ıraksak enerjinin istenilmeyen yönlerde yayılımını engellemek ve paralelleştirmektir. Kullanıldığı amaç bakımından (yüksek frekans) parabolik yansıtıcıların kullanıldığı benzer uygulamalarda kullanılır [20].

3.2. Temel Anten Parametreleri

Bir anten tasarlandıktan sonra performansının belirlenmesi, entegre edileceği sistemin gereksinimlerinin karşılayıp karşılamadığının tespiti için bazı parametrelerin bilinmesi gerekir.

3.2.1. Işıma örüntüsü

Bir antenin ışıma örüntüsü veya anten örüntüsü antenin ışıma özelliklerinin, uzay koordinatlarının bir fonksiyonu olarak matematiksel bir ifadesi veya grafiksel bir gösterimi olarak tanımlanır [20].

3.2.2. Işıma Güç Yoğunluğu

Elektromanyetik dalgalarda gücü tarif etmek için, anlık poynting vektörü kullanılır.

$$\vec{W} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (1)$$

Burada; $\vec{W}$ anlık poynting vektörü (W/m^2), $\vec{E}$ anlık elektrik alan şiddeti (V/m), $\vec{H}$ anlık manyetik alan şiddeti (A/m)'dir. Poynting vektörü, güç yoğunluğunu ifade ettiğinde dolayı, kapalı bir yüzeyden geçen toplam güç; poynting vektörünün normal bileşeninin tüm yüzey üzerinden integralinin alınmasıyla elde edilir [20].

$$P = \oint_S W \cdot ds = \oint_S W \cdot \hat{n} \cdot da \quad (2)$$

Burada;

P = Anlık toplam güç (W),

$\hat{n}$ = Yüzeye dik birim vektör,

da = Kapalı yüzeyin sonsuz küçük alanı (m^2)'dir. Poynting vektörünün ortalama güç yoğunluğu ise;

$$\vec{W}_{ort}(x, y, z) = [W(x, y, z; t)]_{ort} = \frac{1}{2} R_e[E \times H^*] \quad (3)$$

olarak yazılır. Bir anten tarafından ışıyan güç ise;

$$P_{rad} = P_{ort} = \oint_S W_{rad} \cdot ds = \oint_S W_{ort} \cdot \hat{n} \cdot da = \frac{1}{2} = \oint_S R_e(E \times H^*) \cdot ds \quad (4)$$

izotropik bir antenin ıdığı toplam güç ;

$$P_{rad} = 4\pi r^2 W_{r0} \quad (W) \quad (5)$$

izotropik antenin güç yoğunluğu ise;

$$\vec{W}_{r0} = \hat{a}_r W_{r0} = \hat{a}_r \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (6)$$

eşitliği ile verilir.

3.2.3. Işıma şiddeti

Verilen bir yöndeki ışıma şiddeti “birim katı açısı başına bir antenden ışıyan güç” olarak tanımlanır. Işıma şiddeti bir uzak alan parametresidir ve basit olarak ışıma güç yoğunluğu mesafesinin karesi ile çarpımından elde edilir [20].

$$U = r^2 W_{rad} \quad (7)$$

Burada; U ışıma şiddeti (W/birim katı açısı), W_{rad} ışıma güç yoğunluğu (W/m^2) olarak tanımlanmıştır.

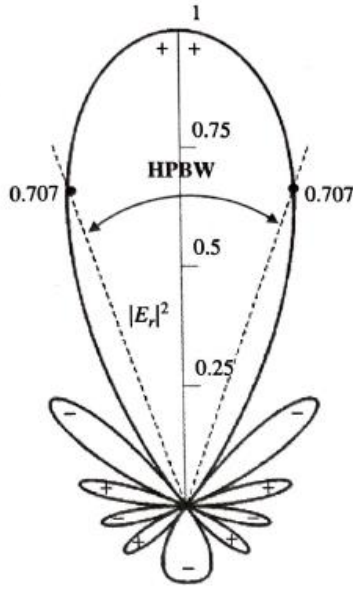
İzotropik bir antenin ışıma şiddeti ise;

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (8)$$

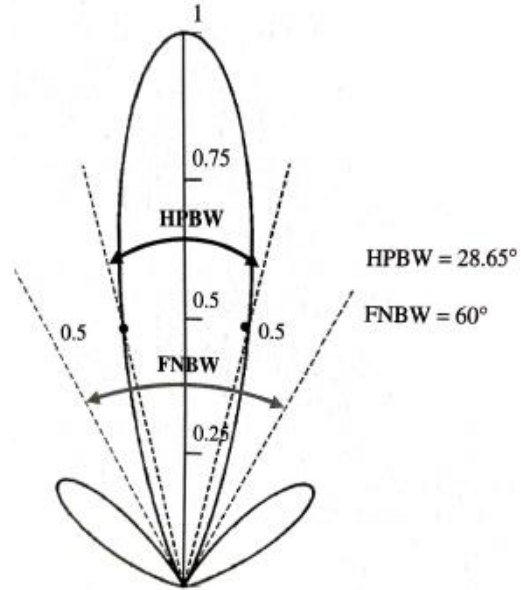
eşitliği ile verilir.

3.2.4. Hüzme genişliği

Işıma örüntüsünde yer alan ana kulağa anten demeti denir. Hüzme genişliği kavramı ise, örüntünün en yüksek değerinin her iki yanındaki noktalar arasındaki açısal büyüklük olarak tanımlanır. En sık kullanılan hüzme genişliği yarı güç hüzme genişliğidir (HPBW). IEEE tarafından “hüzme maksimumunun yönünü içerek bir düzlemde, ışıma şiddetinin yarıya düştüğü iki yön arasındaki açı” olarak tanımlanmıştır. Şekil 3.3’de gösterilmiştir. Diğer önemli bir hüzme genişliği çeşidi ise ana kulağın ilk sıfıra geldiği yer olan ve “ilk sıfır hüzme genişliği” olarak tanımlanan açısal bir genişliktir. Pratik kullanımda, hüzme genişliği terimi kullanıldığı zaman yarı güç hüzme genişliği kastedilir. Şekil 3.3 ve Şekil 3.4’den anlaşılacağı üzere hüzme genişliği azalırken yan kulakçıkların da seviyesi artmaktadır aynı durum tam tersi için de geçerlidir [20].



Şekil 3.3. Yarı güç hüzmeye genişliği



Şekil 3.4. İlk sıfır hüzmeye genişliği

3.2.5. Yönlülük

Anten yönlülüğü, antenin verilen bir yöndeki ışıma şiddetinin tüm yönler üzerindeki ortalama ışıma şiddetine oranı olarak tanımlanmıştır. Ortalama ışıma şiddeti ise, antenden ışıyan toplam gücü 4π ' ye oranı olarak belirlenmiştir. Özel bir yön belirtilmedikçe maksimum ışıma şiddetinin yönü kullanılır [20]. Matematiksel olarak:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (9)$$

şeklinde yazılır. Genel ifade matematiksel olarak yukarıdaki gibidir. Eğer özel bir yön belirtilmemiş ise maksimum ışıma aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$D_{max} = D_0 = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (10)$$

olarak yazılır ve burada;

D = Yönlülük

D_0 = Maksimum yönlülük

U= Işıma şiddeti (W/birim katı aç)

$U_{\max}$ = Maksimum ışıma şiddeti (W/birim katı açısı)

U_0 = İzotropik antenin ışıma şiddeti (W/birim katı açısı)

P_{rad} = Toplam ışıyan güç (W)

ile tanımlanır.

Küresel koordinat sistemi için, bir antenin Θ ve φ dik bileşenleri için toplam maksimum yönlülük D_0 ;

$$D_0 = D_{\Theta} + D_{\varphi} \quad (11)$$

olarak yazılır. Denklemdaki, D_{φ} ve D_{Θ} kısmi yönlülüklerdir ve

$$D_{\varphi} = \frac{4\pi U_{\varphi}}{(P_{\text{rad}})_{\Theta} + (P_{\text{rad}})_{\varphi}} \quad (12)$$

$$D_{\Theta} = \frac{4\pi U_{\Theta}}{(P_{\text{rad}})_{\Theta} + (P_{\text{rad}})_{\varphi}} \quad (13)$$

olarak yazılır [20]. Burada;

U_{Θ} = Verilen yönde Θ alan bileşenine ait ışıma şiddeti,

U_{φ} = Verilen yönde φ alan bileşenine ait ışıma şiddeti,

$(P_{\text{rad}})_{\Theta}$ = Tüm yönlerde Θ alan bileşenine ait ışıyan güç,

$(P_{\text{rad}})_{\varphi}$ = Tüm yönlerde φ alan bileşenine ait ışıyan güç,

olarak alınır.

3.2.6. Anten verimi

Toplam anten verimliliği E_0 anten yapısı ile giriş terminallerindeki kayıpları hesaba katmak için kullanılır. Bu kayıplar; anten ve iletim hattının uyumsuzluğundan kaynaklanan yansımalar ve I^2R kayıpları gibi nedenlerden kaynaklanır. Toplam verimlilik;

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (14)$$

eşitliğiyle verilir. Burada,

$$\begin{aligned} e_0 &= \text{Toplam verimlilik} \\ e_r &= \text{Yansıma verimliliği} = (1 - |\Gamma|^2) \\ e_c &= \text{İletim verimliliği} \\ e_d &= \text{Dielektrik verimliliği} \end{aligned}$$

Γ = Anten girişindeki yansıma katsayısıdır ve eşitlik (15) ile bulunur.

$$\Gamma = \frac{(Z_{in} - Z_0)}{(Z_{in} + Z_0)} \quad (15)$$

Burada,

Z_{in} = Anten giriş empedansı,

Z_0 = İletim hattının karakteristik empedansı

olarak kullanılır. Gerilim duran dalga oranı (VSWR) ise eşitlik (16) kullanılarak hesaplanır.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (16)$$

3.2.7. Kazanç

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\text{Birim katı açı başına ışıyan güç}}{\text{Giriş gücü}} \quad (17)$$

Bir antenin bağıl kazancı, belirli bir yöndeki güç kazancının, aynı besleme ile beslenen referans antenin güç kazancına oranı olarak tanımlanır. Referans anten olarak birçok durumda dipol anten seçilir. Kazancı hesaplanabilen veya halihazırda hesaplanmış bir anten, referans anten olarak kullanılabilir. Yönden bağımsız kaynak için kazanç:

$$G = 4\pi \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}(\text{KayıpsızYönBağımsızKaynak})} \quad (18)$$

Yön belirtilmediği sürece güç kazancı genellikle maksimum ışımanın yönü olarak alınır. Işıyan toplam güç ise eşitlik (19)'de verildiği gibi toplam giriş gücünün antenin ışıma verimliliğiyle çarpılmasıyla bulunur.

$$P_{rad} = e_{cd}P_{in} \quad (19)$$

Bir diğer kazanç tanımı ise yansıma/empedans uyumsuzlukların da hesaba katan mutlak kazanç (G_{abs}), ifadesidir.

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (20)$$

$$G_{abs}(\theta, \phi) = e_r G(\theta, \phi) = e_r e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (21)$$

Anten elemanının iletim hattına bağlantısı nedeniyle yansıma/uyumsuzluk kayıplarını hesaba katan G_{abs} mutlak kazancı eşitlik (20) ve (21) 'de verilmiştir.

3.2.8. Bant genişliği

Antenin düzgün bir biçimde ışıma yapabildiği ya da enerji alabildiği frekans aralığıdır. Eşitlik (22)'de bant genişliğinin formülü verilmiştir. Çalışması istenilen üst frekans f_u , alt frekans f_a olmak üzere;

$$BG(BW) = (f_u - f_a) \quad (22)$$

olarak tanımlanır. Literatürde, bir antenin düzgün bir şekilde ışıma yapabilmesi veya enerjiyi alabilmesi için S_{11} parametreleri referans olarak kullanılır. -10 dB ve altı yansıma kayıpları kabul edilebilir seviye olarak belirlenmiştir.

3.2.9. Kutuplanma

Yayılan dalganın zamana göre yaptığı yayılım biçimi kutuplanmayı verir. Işıyan dalganın kutuplanması, “zamanla değişim yönü ve elektrik alanın bağlı büyüklüğünün, özellikle de uzayda sabit bir konumdaki alan vektörü ucunun, zamanın bir fonksiyonu olarak izlediği ve bir anlamda yayılma yönü boyunca gözlenen izlenen bu şekil, bir elektromanyetik dalga

özelliğidir” olarak tanımlanmıştır. Anlık olarak elektrik alanın, gösterdiği vektörün çizdirdiği şekillerdir. Eğer bu elektrik alan tek bir doğrultuda ilerliyorsa doğrusal kutuplanma ve bu vektör yatayda ilerliyorsa yatay kutuplanma dikey ilerliyorsa dikey (düşey) kutuplanma denir. Eğer elektrik alan (veya manyetik alan) vektörü, zamana bağlı olarak bir daire çizdiriyorsa bu dalganın kutuplanması dairesel kutuplanmadır. Aynı şekilde eğer elektrik alan (veya manyetik alan) vektörü, zamana bağlı olarak eliptik bir şekil çizdiriyorsa bu dalga eliptik kutuplanmıştır [21].

3.2.10. Giriş empedansı

Bir antenin, girişinden bakıldığında, iki terminal arasındaki tek bir noktadaki elektrik alanın manyetik alana oranı veya gerilimin akıma oranı olarak tanımlanır. Anten empedansı;

$$Z_A = R_A + j X_A \quad (23)$$

olarak tanımlanır. Burada;

Z_A = a-b terminalleri arasındaki anten empedansı (Ω)

R_A = a-b terminalleri arasındaki anten direnci (Ω)

X_A = a-b terminalleri arasındaki anten reaktansı (Ω)

olarak alınır ve direnç kısmı olan R_A iki bileşen içerir.

$$R_A = R_r + R_L \quad (24)$$

Burada; R_r = antenin ışıma direncini, R_L = antenin kayıp direncini temsil eder. Bir antenin alma modunda eşlenik uyumlandırma koşulu;

$$R_T = R_r + R_L \text{ ve } X_A = -X_T \quad (25)$$

olarak tanımlanır ve R_T , R_r ve R_L 'ye iletilen güçler sırasıyla ;

$$P_T = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_T}{(R_L + R_T)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8R_T} \quad (26)$$

$$P_r = \frac{|V_T|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (27)$$

$$P_L = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (28)$$

Eşitlikleri kullanılarak bulunur ve indüklenen toplam güç ise,

$$P_c = \frac{1}{2} V_T I_T^* = \frac{1}{2} V_T \left[\frac{V_T^*}{2(R_r + R_L)} \right] = \frac{|V_T|^2}{4} \left[\frac{1}{(R_r + R_L)} \right] \quad (29)$$

Eşitliğiyle ifade edilir [22].

4. YAMA ANTENLER

4.1. Tarihsel Yaklaşım

James Maxwell 1873 yılında elektromanyetik dalgaların yayılımını teorik olarak formülize etmiştir. Anten tasarımındaki gelişmeleri Olver şu [23] şekilde kayda düşmüştür. Heinrich Hertz, kıvılcım aralığı deneyini gerçekleştirerek elektromanyetik dalgaların yayılımını kanıtladı ayrıca Hertz ilk yansıtıcı anteninde geliştircisidir. Jagadish Bose, huni antenin ilk tasarımcısıdır. Popoff kablolu uzatılmış antenin ilk tasarımcısıdır. Guglielmo Marconi, Popoff'un tasarladığı anteni kullanarak, uzun menzilli kablosuz haberleşmeyi tanıtmıştır. 1950'lerden sonra, düşük boyutları ve askeri uygulamalarda kullanılabilme özelliği nedeniyle, mikroşerit diye isimlendirilen yüzey antenlerin tasarımına olan ilgi artmıştır. 1953 yılında Georges Deschamps ve William Sichak mikroşerit anten kavramını ortaya artmıştır [25]. 1955 yılına gelindiğinde, Gutton ve Bassinot mikroşerit antenlerin patentini almıştır [26]. Uzun zaman sonra, Nyron [27], Munson [28] ve Howell [29] farklı tipte mikroşerit anten tasarımları geliştirmişlerdir.

Diğer birçok teknoloji gibi, mikroşerit antenlerde askeri uygulamaların odağından çıkıp ticari uygulamalarda da kullanılmaya başlanmıştır. Fotolitografi yöntemlerinin gelişmesiyle birlikte mikroşerit antenlerin üretimi ve devre üzerine entegre edilmesi kolaylaşmıştır.

4.2. Yama Anten Teorisi

Mikroşerit yama antenler; yama, toprak düzlemi, altdağ tabaka ve besleme hattı olmak üzere genelde dört parçadan oluşan tek katmanlı bir anten tasarımıdır. Yama antenler, tek elemanlı rezonans anten olarak sınıflandırılabilir. Frekans değişkeni bilindikten sonra geriye kalan parametreler (Işıma paterni, giriş empedansı, vs.) sabittir. Işıma yapma kabiliyetine sahip olan çok ince ($t < \lambda$, lambda boş uzaydaki dalga boyu) metal şerit, iletken olmayan bir malzeme üzerine entegre edilir. Malzemenin alt yüzünde ise aynı metalden yapılmış toprak levha vardır.

Şekil 4.1'de görüldüğü gibi birçok çeşitte tasarlanabilecek mikroşerit antenler vardır. Ancak bunların arasında en çok tercih edilen dikdörtgen ve dairesel tasarım olandır. Tabaka

kalınlığı 0.01λ ve 0.05λ arasındadır. Bu tabaka, toprak levha ve yama anten arasındaki uygun boşluğu yaratmak ve iki katman arasını mekanik olarak desteklemek için kullanılır [24]. Kullanılacak olan yalıtkan malzemenin bağıl dielektrik sabiti $2.2 < \epsilon_r < 12$ aralığında seçilir. Erişiminin kolay olması, yüksek frekanslarda kullanılma olanağı ve maliyeti göz önünde bulundurulduğunda FR-4 malzemesi, tasarım için uygundur. Mikroşerit yama antenlerin avantaj ve dezavantajları Çizelge 4.1’de verilmiştir [30] - [33].

Çizelge 4.1 Mikroşerit anten avantajları ve dezavantajları

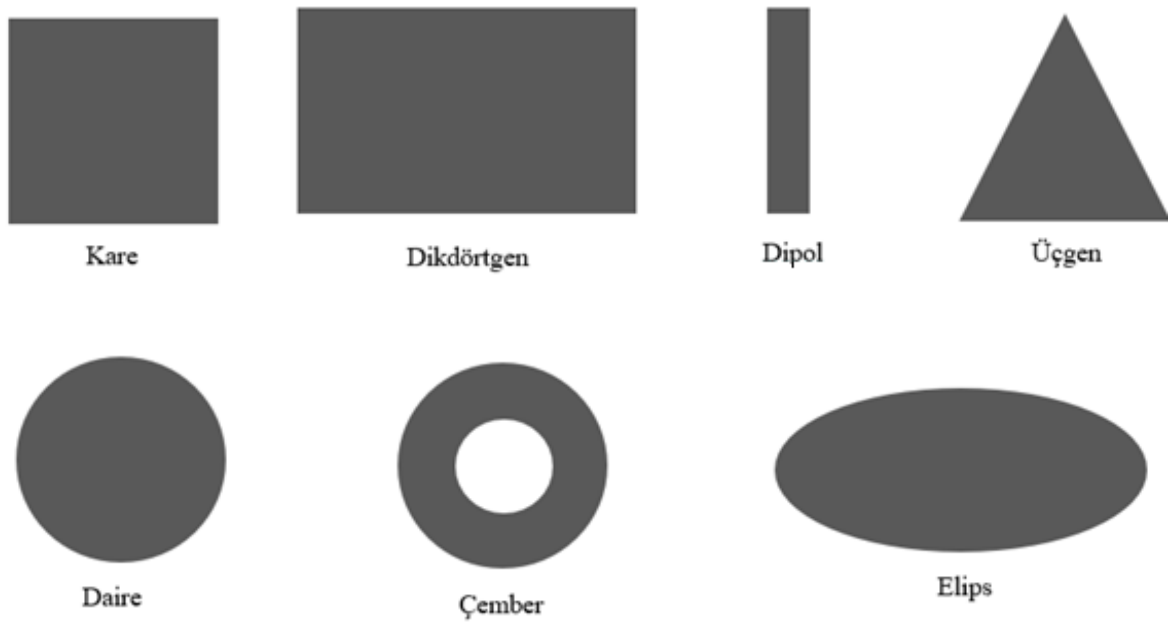
Avantajlar	Dezavantajlar
Boyutları küçüktür ve hafiftirler.	Bant genişliği düşüktür.
Üretimleri basit ve maliyet olarak düşüktür.	Empedans uyumlandırması için besleme yapmak gerekir bu da yol kayıplarını artırır.
Boyutları dolayısıyla entegre edildikleri ortamın aerodinamiğini bozmazlar.	Anten kazançları düşüktür.
Modüler tasarım için uygundur.	

Pek çok pratik tasarım için, mikroşerit antenlerin artıları, eksilerine göre daha fazladır. Araştırma geliştirme çalışmalarının devam etmesi ve mikroşerit anten kullanımının daha çok artmasıyla, mikroşerit antenlerin pek çok uygulama için alışılmış antenlerin yerine geçmesi muhtemeldir. Genel olarak kullanıldığı alanlar,

- Kablosuz Sistemler,
- Uydu Haberleşme Sistemleri,
- Silahların otomatik ateşlenmesi,
- Biyomedikal alanlarında, implant antenler ve sensör içeren giysiler
- Çevresel enstrümantasyon ve uzaktan algılamadır (telemetry sistemler) [34].

Bir mikroşerit antenin genel görünümü Şekil 4.2’de verilmiştir. Anten düzlemsel yapıda olduğundan yamanın boyutu isteğe göre ayarlanabilir ve rezonans frekansı yama boyutlarının artmasıyla azalır, tam tersi şekilde yama boyutunun artmasıyla rezonans frekansı artar. Bu sebeple, devrenin daha hassas olması veya yüksek frekanslarda kayıpların artması gibi nedenlerden dolayı anten üretiminde bazı zorluklar ortaya çıkar. Dikdörtgenel yama anten için boyut genelde $\lambda/3 < \text{uzunluk} < \lambda/2$ ’dir [35].

İleriki bölümlerde formüllerden de anlaşılacağı gibi, dielektrik yalıtkan tabakasının kalınlığının artırılması anten rezonans frekansını ve giriş empedansını azaltır. Mikroşerit yama anten devresinin boyutunu küçültmek amacıyla dielektrik katsayısı yüksek olan bir yarıiletken tabaka kullanılabilir ancak bu seçim yüzey dalga efektindeki baş bir değişime yol açarak tasarlanmak istenilen kazancın dışına çıkılmasına neden olabilir. [35]'de tartışıldığı üzere, yüksek mertebeden yüzey dalgası modları, h ve ϵ_r için düşük değerler seçildiğinde yayılım yapılmayabilir.



Şekil 4.1. Bazı mikroşerit anten tipleri

Ayrıca h ve ϵ_r 'nin düşük seçilmesi, sıfır kesme (cut-off) frekansına sahip olan TM₀ modunun genliğini azaltır. Bu mod; yalıtkan tabaka kalınlığı, yalıtkan dielektrik sabiti değerlerinden bağımsız olarak yalıtkan malzemenin kendi karakteristiğidir.

Alternatif olarak tasarımcı h yüksekliği için eşitlik (30) kullanabilir;

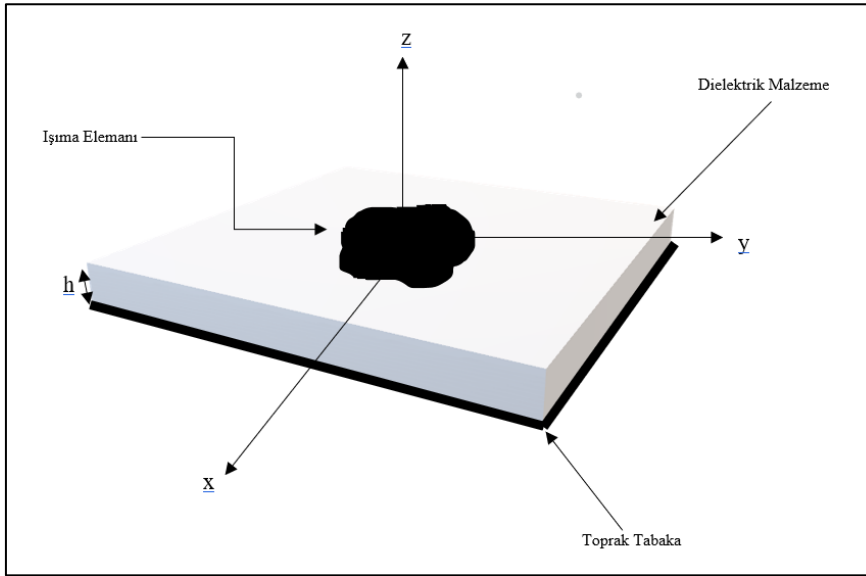
$$h \leq \frac{c}{4f_u \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (30)$$

Burada f_u , antenin çalışacağı maksimum frekanstır. Formülden de anlaşılacağı gibi bu eşitlik, ϵ_r seçildikten sonra kullanılabilir.

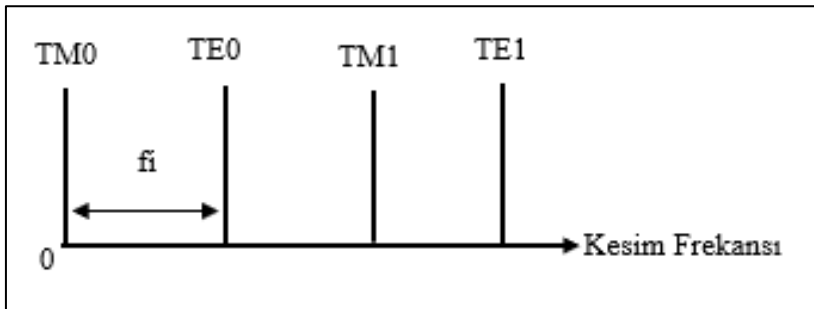
Genel olarak, TM ve TE modlarını içeren bir dielektrik altdaşın mod spektrumu Şekil 4.3 [35]'de gösterilmektedir. Ardışık iki yüzey dalgası modunun kesme frekansları arasındaki aralık şu şekilde verilir:

$$f_i = \frac{c}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (31)$$

Burada; c ışık hızı, h yalıtkan malzeme kalınlığı, ϵ_r = Malzeme dielektrik katsayısı olarak kullanılır.



Şekil 4.2. Mikroşerit anten genel gösterim



Şekil 4.3. Dielektrik malzemenin mod spektrumu

Bir diğer etki ise bahsedildiği gibi malzemenin dielektrik katsayısıdır. Genelde, yüzey dalgalarından kaynaklanan kayıpları artırarak ışıma yeteneğinin artırılması için düşük dielektrik kayıplı (tan loss) ve düşük dielektrik katsayısına sahip ($\epsilon_r < 3$) malzeme seçilir. Bu sebeple tasarımcının, kullanacağı yalıtkan malzemenin veri dosyasında, hedeflenen

frekanstaki tanjant kaybına bakılması önerilir. Ayrıca formüllerden de açıkça anlaşılacağı üzere dielektrik katsayısı tasarımdaki en hassas parametredir. Tasarımın bütünü bu katsayının değiştirilmesiyle yeniden düzenlenmesini gerektirebilir. Yalıtkan malzeme seçimiyle ilgili detaylı bilgi, [35] 'de verilmiştir.

4.3. İç Beslemeli Mikroşerit Anten Analiz

λ serbest uzay dalga boyu, T , yama kalınlığı olmak üzere $T \ll \lambda$ olmalıdır. h tabakalar arası mesafe olmak üzere, $0.003\lambda < h < 0.05\lambda$ olmalıdır ve dielektrik sabiti $2.2 < \epsilon_r < 12$ olmalıdır, L , yamanın uzunluğu olmak üzere $\lambda/3 < L < \lambda/2$ olmalıdır.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12d}{W}\right)^{-1/2} \quad (32)$$

$$\frac{\Delta_L}{h} = \frac{0.412(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.256) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (33)$$

$$L_{eff} = L + 2\Delta_L \quad (34)$$

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (35)$$

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (36)$$

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{eff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta_L \quad (37)$$

Formüllerde kullanılan ϵ_{eff} etkin dielektrik katsayısını Δ_L yama üzerindeki saçak uzunluğunu L_{eff} etkin uzunluğu W_b zemin genişliğini L_b zemin uzunluğunu ve c boş uzaydaki ışık hızıdır. Mikroşerit hat besleme yönteminde anten empedansını besleyici hatta (50Ω) uyumlandırmak için uyumlandırma katı tasarlanması gereklidir. Şekil 4.4'de iç beslemeli bir mikroşerit yama anten görülmektedir. Şekil 4.5'de iç beslemelik bir mikroşerit

antenin yan görünümü verilmiştir. İç besleme yönteminde, besleme hattının yanında bulunan yarıklar ile bir kapasitans oluşturulur bu yarıklar sayesinde kapasitans rezonans frekansını etkiler. İstenilen frekansa göre iç besleme yarıkları oluşturulması gerekmektedir. Aşağıdaki formüller kullanılarak gerekli hesaplamalar yapılır

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \quad (38)$$

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (39)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0}{2} W \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta = -2 + \cos x + x S_i x + \frac{\sin x}{x} \quad (40)$$

$$X = k_0 W \quad (41)$$

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0}{2} W \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (42)$$

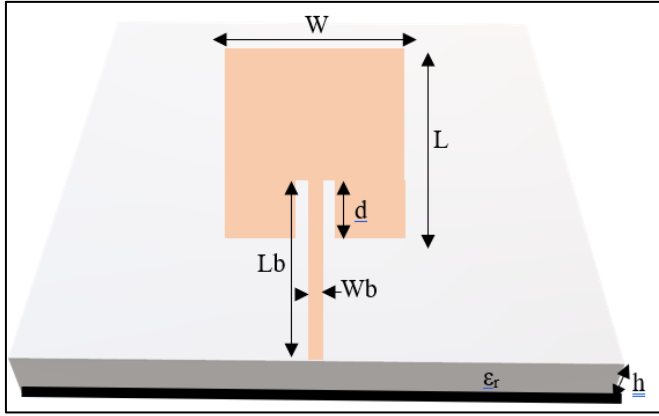
$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (43)$$

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \quad (44)$$

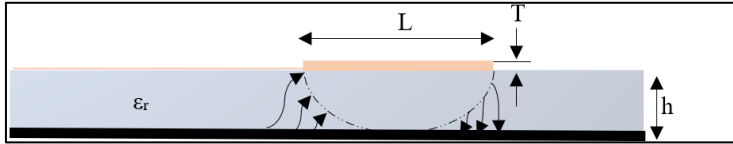
Bir diğer empedans eşitleme yöntemi ise $\lambda/4$ hat kullanmaktadır. Şekil 4.6’da görüldüğü gibi anten ana hattından sonra $\lambda/4$ uzunluğunda bir mikroşerit hat çıkarılır ve anten 50Ω ’a uyumlandırılmış olur. Tasarım için gerekli formül eşitlik (45)’de verilmiştir.

$$Z_{in} \left(L = \frac{\lambda}{4} \right) = \frac{Z_0^2}{Z_A} \quad (45)$$

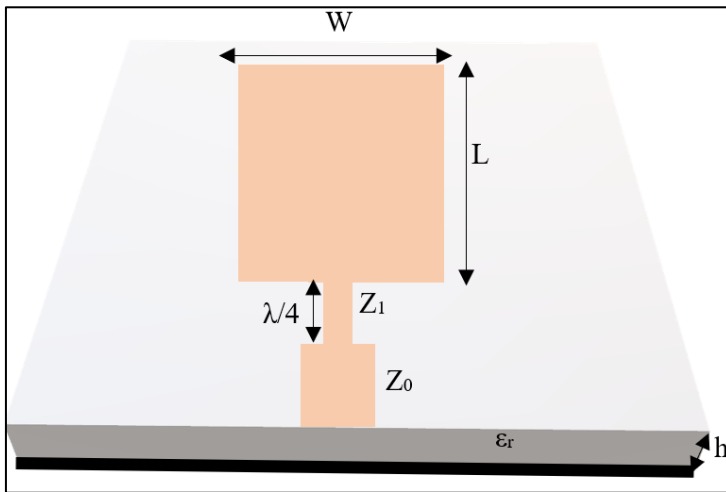
Burada; Z_{in} , giriş empedansı, Z_A , antenin empedansı ve Z_0 uyumlandırma yapabilmek için gerekli olan iletim hattının empedansıdır.



Şekil 4.4. İç beslemeli mikroşerit yama anten



Şekil 4.5. Mikroşerit anten yan görünüm



Şekil 4.6. $\lambda/4$ ile uyumlandırılmış mikroşerit anten

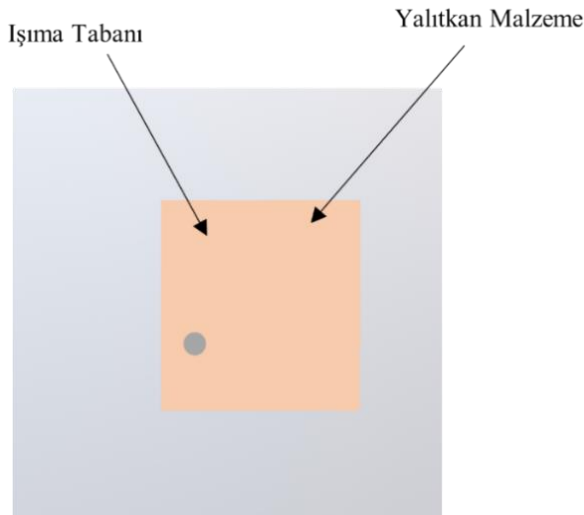
4.4. Koaksiyel Beslemeli Mikroşerit Anten

Gücün bir sonda aracılığıyla antenin ışıma tabakasına ulaştırılması, mikrodalga gücün iletiminde temel mekanizmalardan biridir. Sonda, koaksiyel bir kablo içerisinde geçerek direkt yamaya bağlanabildiği gibi, temel toprak tabaka üzerinden bir boşluk boyunca da gücü ışıma tabakasına iletebilir. Koaksiyel konnektör kullanılarak beslenen tipik bir mikroşerit anten geometrisi, Şekil 4.7’de gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi, yalıtkan bir

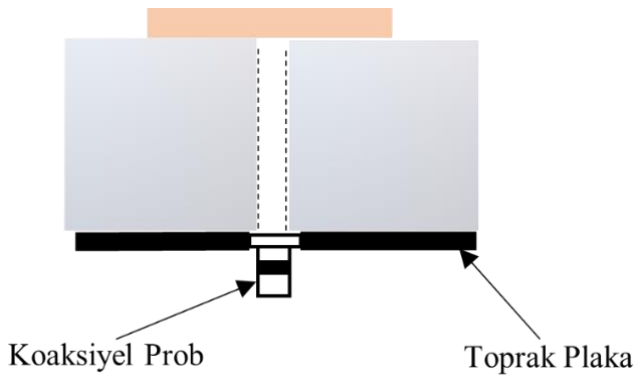
koaksiyel kablo yardımıyla, kaynak alt tabakaya bağlanarak konnektör içerisinde geçen sonda adı verilen iletken malzeme aracılığıyla, kaynak üst tabakadaki ısıma yapan iletken tabakaya ulaştırılır [37]. Şekil 4.8’de ise koaksiyel beslemeli mikroşerit anten için yan görünüm verilmiştir. Koaksiyel konnektör, yamanın bulunduğu yüzeyin arkasına bağlanır. Sonda ise koaksiyel hat içerisinde geçerek yamaya lehimlenir [37]. Koaksiyel deliğin antenin X’deki ve Y’deki konumu sırasıyla eşitlik (46) ve eşitlik (47) kullanılarak elde edilebilir.

$$X = \frac{L_p}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (46)$$

$$Y = \frac{W_p}{3\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (47)$$



Şekil 4.7. Koaksiyel besleme yöntemiyle mikroşerit anten

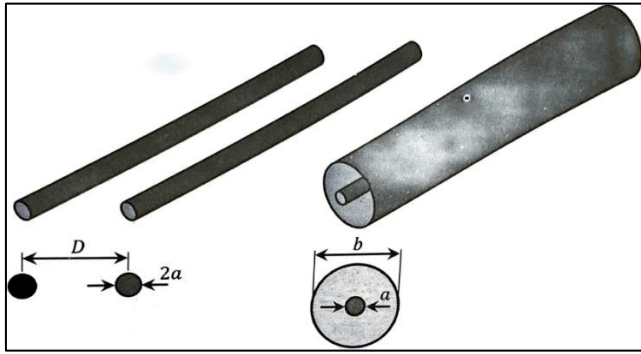


Şekil 4.8. Koaksiyel besleme yan görünüm

5. İLETİM HATLARI

İletim hattı, en genel tanımı ile elektromanyetik sinyali veya gücü, bir kaynaktan yüke iletmek için kullanılan yapıdır. Şekil 5.1’de [38] sıklıkla kullanılan iletim hatlarından ikisi verilmiştir.

Elektromanyetik dalganın yayılma yönüne dik düzlem içinde boyutları ve elektriksel özellikleri değişmeyen iletim hatları düzgün (tekdüze) iletim hattı olarak adlandırılır. Tekdüze iletim hatları, genellikle karakteristik empedanslarıyla tanımlanır. En basit tanımıyla bir iletim hattının karakteristik empedansı sonsuz uzun (yani yansımasız) bir iletim hattının giriş empedansıdır. Bir başka ifadeyle karakteristik empedans, iletim hattı boyunca bir yönde yayılan dalganın (zıt yönde yansıyan dalga yokken) voltaj ve akım genliklerinin oranıdır. Karakteristik empedans, hattın uzunluğundan bağımsızdır. Karakteristik empedans ohm (Ω) boyutunda olmasına rağmen ohm metre ile ölçülebilen bir empedans değildir. Eğer bir iletim hattının çıkış terminali kendi karakteristik empedansı ile sonlandırılırsa maksimum enerji transferi sağlanarak böyle bir iletim hattı uyumlu hat olarak adlandırılır [38].



Şekil 5.1. İki telli veya tek telli iletim hattı

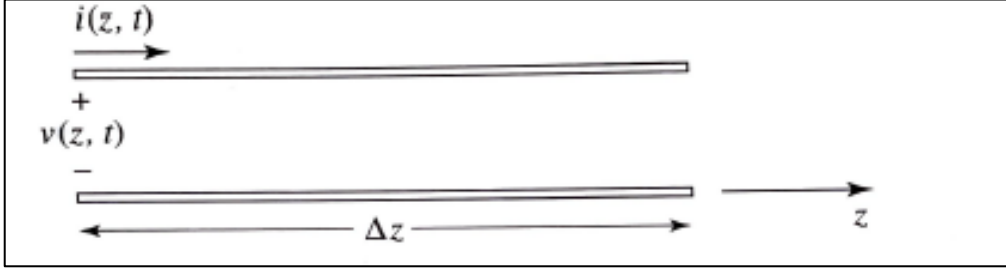
Şekil 5.2’de gösterildiği gibi, bir iletim hattı genellikle şematik olarak iki telli hat olarak gösterilir. Çünkü iletim hatları (enine elektromanyetik [TEM] dalga yayılımı için) her zaman en az iki iletkenle sahiptir. Şekil 5.2 [20]’de verilen iletim hattının çok küçük, Δz uzunluğunun bir parçası, Şekil 5.3’de gösterildiği gibi bir toplu eleman devresi ile modellenebilir. Burada R, L, G ve C birim uzunluk başına olan iletkenlerdir.

R= Birim uzunluk başına seri direnç, ohm/m cinsinden,

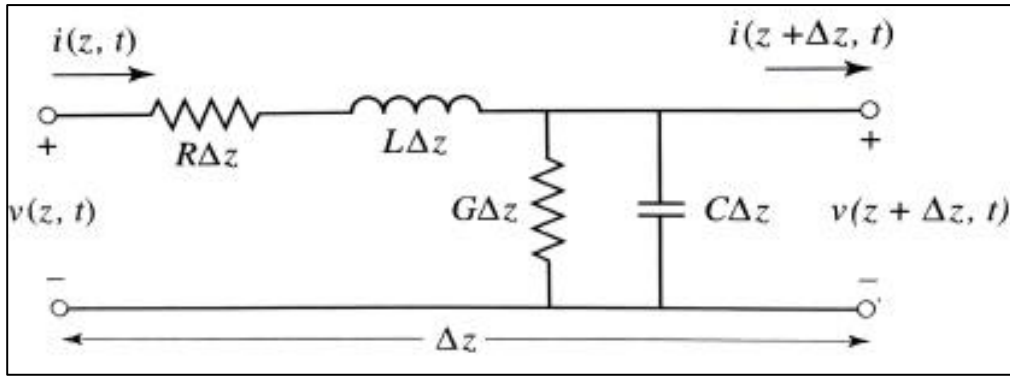
L= Birim uzunluk başına seri endüktans, H/m cinsinden,

G = Birim uzunluk başına paralel iletkenlik, S/m cinsinden,

C = Birim uzunluk başına paralel kapasitans, F/m cinsinden.



Şekil 5.2. İletim hattı şematik gösterimi



Şekil 5.3. Toplu elemanlı eşdeğer devresi

Seri indüktans L iki iletkenin toplam öz endüktansını temsil eder; paralel kapasitans C ise iki iletkenin yakınlığından kaynaklanır. Seri direnç R , iletkenlerin sonlu iletkenliğinden kaynaklanan direnci temsil eder; paralel iletkenlik G ise iletkenler arasındaki malzemenin içindeki dielektrik kayıptan kaynaklanır. R ve G bu nedenle kayıpları temsil eder. İletim hattının sonlu bir uzunluğu, Şekil 5.3 gösterimin art arda dizilimi gibidir. Şekil 5.3 devresine Kirchhoff gerilim yasasını uygulanırsa;

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (48)$$

elde edilir. Kirchhoff akım yasası uygulanırsa;

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (49)$$

denklemini elde edilir. Yukardaki (48) ve (49) denkleminin de Δz 'ye bölünmesi ve $\Delta z \rightarrow 0$ limitinin alınmasıyla eşitlik (50) ve (51) elde edilir.

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (50)$$

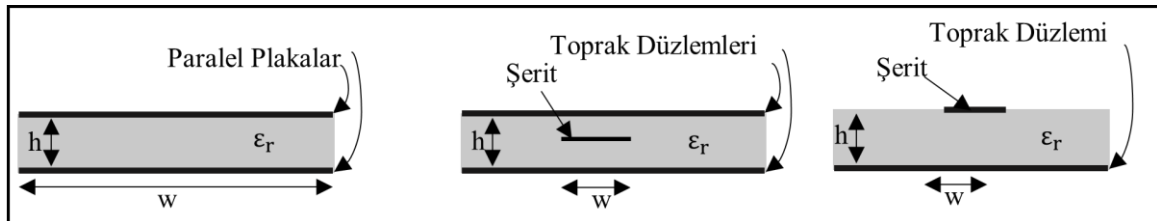
$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -Gv(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad (51)$$

Yukarıdaki denklemler aynı zamanda Telgrafçı denklemleri olarak da bilinir [19].

5.1. Mikroşerit Hat

Mikrodalga frekanslarında, mikroşerit hat yalnızca devredeki iletim hattı olarak kullanılmaz, aynı zamanda pasif devre elemanı, yüksek Q değerli mikrodalga filtresi ve rezonatör olarak kullanılır.

Mikroşerit hatlar, kayıpların düşük olması nedeniyle mikrodalga devrelerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Düşük maliyet, boyutunun küçük olması, uygulanabilirliğinin kolay olması, devre malzemelerinin (SMD direnç, SMD kapasitör gibi) monte edilebilirliğinin kolay olması gibi nedenlerden de mikroşerit hatlar kullanılır. Mikroşerit hatlar, uyumlandırma doğru yapılmaz ise dış ortama RF yayın yaparken düzgün bir şekilde sonlandırılmış bir hattın yayını çok düşüktür. Şerit hat ise Şekil 5.4 [38]'de görüldüğü gibi, mikroşerit hatta benzerdir. Farklı olarak iki iletken hattın tam arasına yerleştirildiği için yayılım yoktur. Bir mikroşerit hattın karakteristik empedansı; hattın genişliği, hat kalınlığı ve malzemenin dielektrik sabitine doğrudan bağlıdır. 250 MHz ve üzerinde mikroşerit hatlar yaygınlıkla kullanılır. Uluslararası standartlarda 50Ω mikroşerit iletim hattı değeridir.



Şekil 5.4. Mikroşerit hatların yerleşim şekilleri

Alt malzemeye nüfuz eden akı ile kartın üzerindeki havaya sızan akı da hattı etkiler. Başka bir söylemle homojen bir ortamın dielektrik sabitidir, denilebilir.

Mikroşerit hattın dielektrik sabiti eşitlik (52) ile ifade edilir.

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (52)$$

Faz hızı ve yayılma sabiti ise sırasıyla eşitlik (53) ve (54)'de verilmiştir.

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (53)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\varepsilon_e} \quad (54)$$

Mikroşerit hattın boyutlarını bilindiğinde öz empedans,

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & , \quad W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} \left[W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444) \right]} & , \quad W/d \geq 1 \end{cases} \quad (55)$$

kullanılarak hesaplanır. Öz empedans ve dielektrik sabiti biliniyorsa W/d oranı eşitlik (56) kullanılarak hesaplanır.

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & , \quad W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right] & , \quad W/d > 2 \end{cases} \quad (56)$$

Eşitlik (40)'da kullanılan A ve B değişkenleri eşitlik (57) ve (58)'de verilmiştir.

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (57)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (58)$$

5.2. Desibel ve Nepper Kavramı

Desibel bir sistemdeki iki güç seviyesinin oranını verir. Oransal bir büyüklük olduğu için birimsizdir ve dB olarak gösterilir. P1 giriş gücünü P2 ise çıkış gücünü temsil etmek üzere güç oranı;

$$dB = 10 \log P_2/P_1 \quad (59)$$

olarak tanımlanır. Logaritma eşitliğinden eğer P2>P1 ise güç değeri negatif dB olacaktır. P1>P2 ise güç pozitifdir. Desibeli voltaj cinsinden de ifade etmek mümkündür. Bu ifade;

$$dB = 20 \log V_2/V_1 \quad (60)$$

olarak tanımlanır. Desibel kavramı Alexander Graham Bell'den gelir ve 1 dB yaklaşık olarak 1 mil uzunluğundaki telefon kablosunun zayıflamasına eşitlenmiştir. Bu eşitliği kullanarak güç oranını da elde etmek mümkündür.

$$Güç Oranı = 10^{dB}/10 \quad (61)$$

Güç oranı = 10^{db}/10 olarak elde edilir. Çizelge 5.1'de bazı güç oranları ve dB cinsinden kıyaslaması verilmiştir.

Çizelge 5.1. Güç oranı dB karşılaştırma

Güç Oranı	dB	Güç Oranı	dB
1.26	1	0.794	-1
1.58	2	0.631	-2
2	3	0.501	-3

Desibel genelde devrelerdeki güç kazancını ya da güç kaybını göstermek amacıyla kullanılır. Eğer desibel kavramı güç değerlerini ifade etmek için kullanılırsa, denkleme bir güç referansı eklemek gerekir. Bu amaçla kullanılan birim güç, 1mW ve 1W'tır. Eğer mW referans olarak kullanılırsa güç; dBm, W referans olarak kullanılırsa dBW olarak ifade edilir. Çizelge 5.2'de bazı güç değerlerinin dBm ve dBW dönüşümleri görülmektedir.

Çizelge 5.2. Güç ve dB karşılaştırma

P(mW)	P(dBm)	P(W)	P(dBW)
1	0	1	0
10	10	10	10
100	20	100	20
1000	30	1000	30

Güç ve gerilim oranlarını göstermek için kullanılan bir başka birimsiz büyüklük ise Nepper'dir. N_p ile gösterilir. dB'den farklı olarak Nepper'e tabanlı logaritma fonksiyonunu kullanır. Nepper ile güç ve voltaj ilişkisi eşitlik (46)'da verilmiştir.

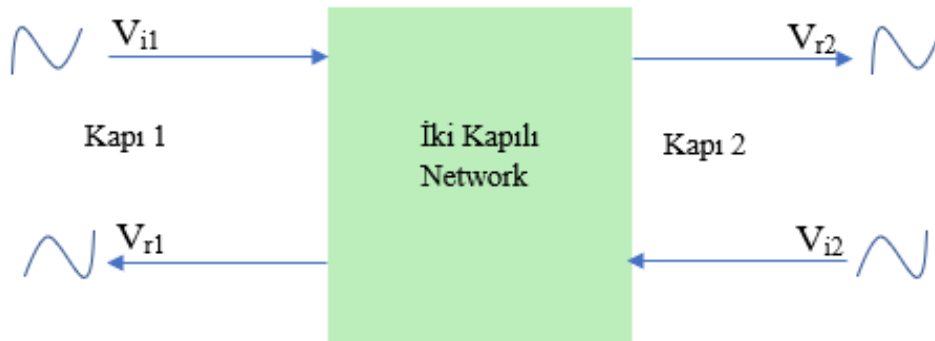
$$1 N_p = \frac{1}{2} \ln(P^2/P_1) = \ln(V^2/V_1) \quad (62)$$

Neper ile dB arasındaki ilişki eşitlik (63)'de verilmiştir [38].

$$1 N_p = 8.6858 \text{ dB} \quad (63)$$

5.3. Saçılma Parametreleri

Herhangi bir iletim hattındaki sonlandırma Z_0 'dan farklı olduğunda, iletilen sinyalin bir kısmı yük üzerinde harcanırken bir kısmı da geri yansır. Bu durumda hat üzerinde ölçülen gerilim seviyesi her yerde aynı değildir. Mikrodalga devrelerinde, akım ve güç değerleri yerine gelen ve giden dalga değerleri kullanılır [39]. Şekil 5.5 bir devreye girişinden gelen ve yansıyan ayrıca çıkışa iletilen ve çıkışından geri yansıyan dalgaları göstermektedir.



Şekil 5.5. Bir devrenin giriş ve çıkışları

S_{11} , kapı 1'e uygulanan gücün geri yansımasıdır. Aynı şekilde eğer kapı 2'ye bir işaret uygulanırsa S_{22} kapı 2'ye uygulanan gücün geri yansıması olarak gösterilir. kapı 2'ye bir

işaret uygulanıp, kapı 1'den çıkan ve kapı 2'ye gelen dalganın oranı S12 olarak gösterilir. Eğer kapı 1'e bir işaret uygulanıp, kapı 2'den çıkan ve kapı 1'den yansıyan dalganın oranı ise S21 olarak gösterilir. Bu hattaki dalga gösterimleri;

$$V_{r1} = S11V_{i1} + S12V_{i2} \quad (64)$$

$$V_{r2} = S21V_{i1} + S22V_{i2} \quad (65)$$

olarak tanımlanır. Yüksek frekans bantlarında uygulanan işaretlerin dalga boyundan dolayı gerilim ile çalışmak kolay değildir. Giren ve yansıyan gerilim empedansın karekökü ile normalize edilirse;

$$b_n = \frac{V_{rn}}{\sqrt{Z_0}}, \quad a_n = \frac{V_{in}}{\sqrt{Z_0}} \quad (66)$$

güç denklemleri kullanarak iki kapılı hat için yeni eşitlik ağıdaki gibi olur [40];

$$b_1 = S11a_1 + S12a_2 \quad (67)$$

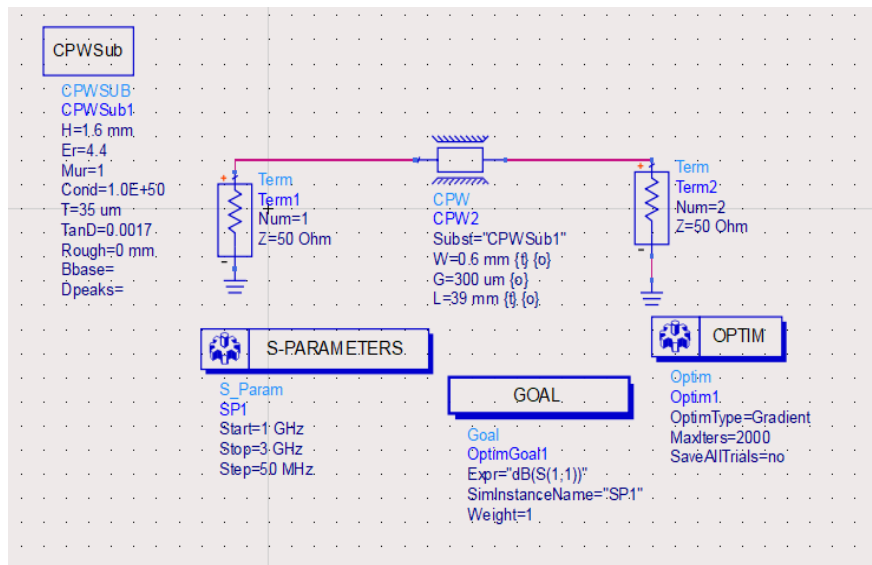
$$b_2 = S21a_1 + S22a_2 \quad (68)$$

6. TASARIM

6.1. 2.4 GHz MMIC Yükselteç Tasarımı

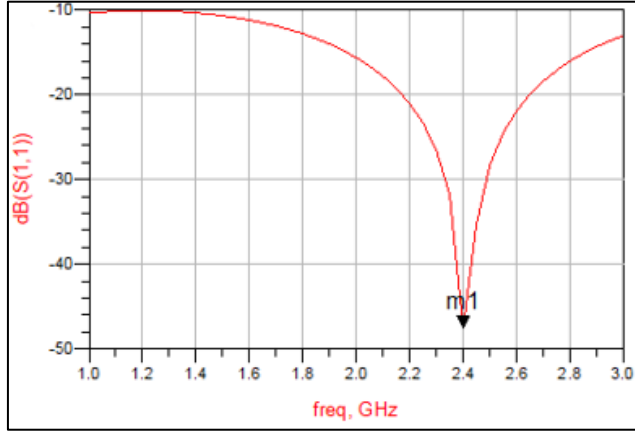
Kablosuz RF uygulamaları için, bipolar, CMOS, BiCMOS ve SiGe HBT kullanılarak üretilmiş Si maddesi bazlı teknolojiler performans, düşük güç ve düşük maliyet gerekliliklerini karşılaması için üzerinde çalışılan bir konudur. Si levhalar GaAs levhalarına göre daha büyük ve daha ucuzdur ancak üretim süreci azımsanamayacak kadar uzun adımlardan oluşur. Bu tip yükselteçler kısmen uyumlandırılmış ve kullanılacak devre üzerinde bir uyumlandırma katı tasarlanması gerekmektedir. İstenilen bantta sinyali yükseltmek için HMC311SC70 isiminde bir MMIC yükselteç seçilmiştir. Yükseltecin; 15 dB kazancının olması, 50 Ω 'a uyumlu olması, birden çok bantta çalışması ve erişilebilirliğinin kolay olması göz önünde bulundurulmuştur. Devre çıkış ve girişinde SMA dişi konnektör kullanılmıştır. Yükselteç ile ilgili kapsamlı bilgi, Ek [1]'de verilmiştir.

Yükselteç kartının tasarımına, 2.4 GHz de geri dönüş kaybı (S11) düşük, 50 Ω 'a uyumlandırılmış bir yol çizilerek başlanılmıştır. FR-4 altdağ tabaka üzerine, CPW hat çizilmiştir. Elde edilen sonuçlar ile RF analiz programında şematik oluşturulmuştur. Programın optimize özelliği kullanılarak optimize edilmiştir. Şekil 6.1'de RF CPW'nin şematik görseli verilmiştir. Optimizasyon işlemi tamamlandıktan sonra simülasyon başlatılmıştır.

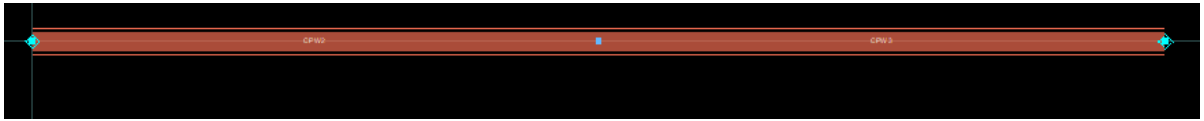


Şekil 6.1. CPW yöntemiyle tasarlanmış iletim hattının şeması

Şekil 6.2’de 2.4 GHz için, simüle edilen yolun S11 geri dönüş kaybı verilmiştir. Görüldüğü gibi hedeflenen frekans bandı için -47.5 dB geri dönüş kaybı vardır. Şekil 6.3 ise tasarlanan yolun çizimini göstermektedir.

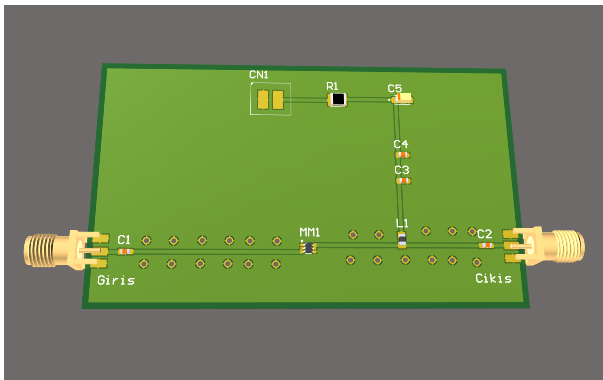


Şekil 6.2. Çizilen iletim hattının S11 grafiği



Şekil 6.3. Tasarımı yapılan iletim hattının çizimi

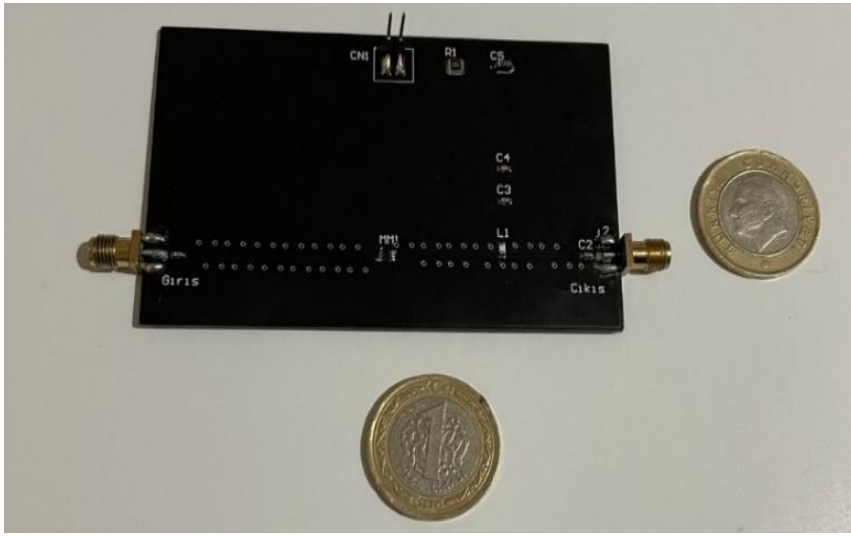
Son durumda devre boyutu 95.5 mm x 59.4 mm olarak çizilmiştir. Devre tasarım programı kullanılarak çizilen MMIC yükselteç devresi Şekil 6.4.’da verilmiştir.



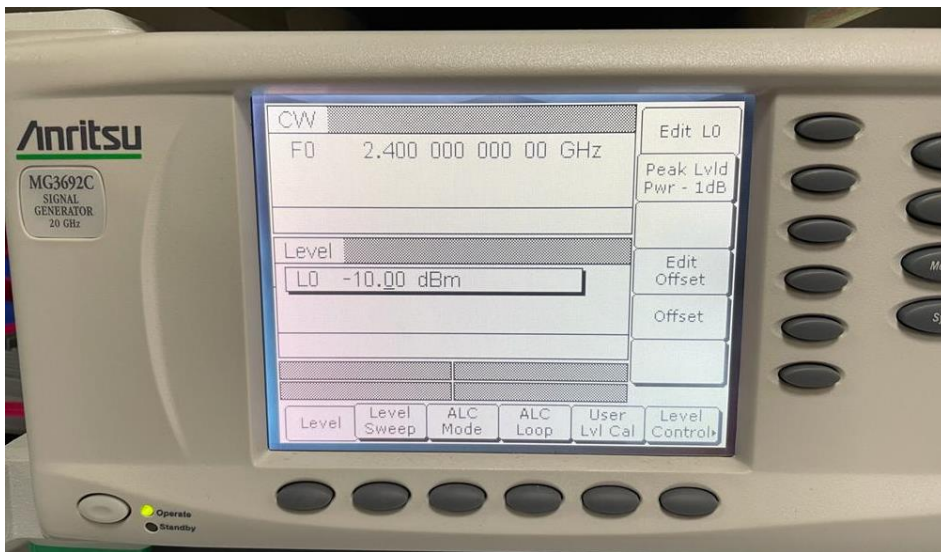
Şekil 6.4. Çizimi yapılan yükseltecin devre çizim programıyla çizimi

Tasarlanan devrenin gerber çıktısı alınarak devre prototiplemesi yapan bir firmada prototipi ürettirilmiştir. Üretilen kart üzerine, malzemeler monte edilmiştir. Tüm montajın tamamlanmış hali Şekil 6.5’de verilmiştir. Tasarlanan devre, sinyal jeneratörüne

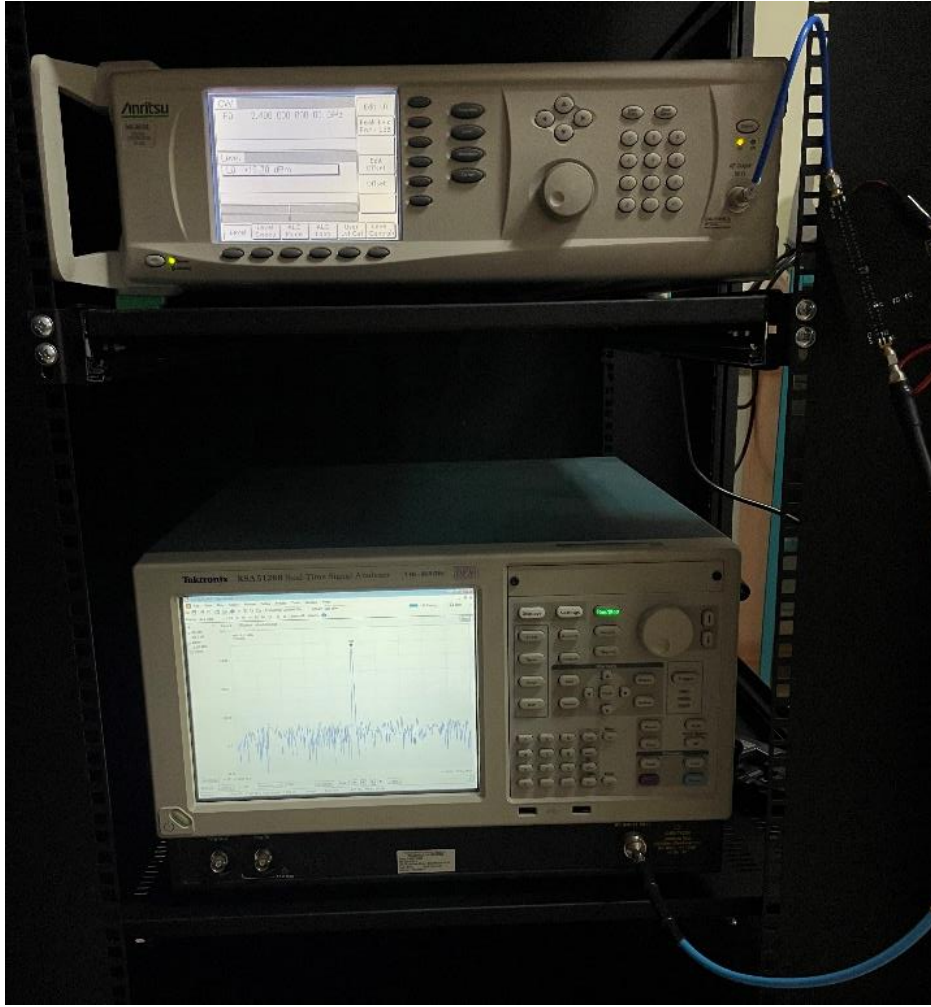
bağlanılarak -20 dBm gücünde, 2,4 GHz’de sinyal uygulanarak, devrenin çıkışı spektrum analizöre bağlanmıştır. -20 dBm olan gücü – 10 dBm seviyesine yükselttiği görülmüştür. Şekil 6.7’de kullanılan test düzeneği verilmiştir. Şekil 6.6’de yükselteç girişine uygulanacak olan sinyalin frekansı ve giriş gücü görülmektedir. Şekil 6.8’de spektrum analizörü görüntüsü ve yükselteç çıkışındaki sinyale ait grafik verilmiştir. Diğer tüm analiz sonuçları Çizelge 6.1 ve Çizelge 6.2’de verilmiştir. Şekil 6.9, frekans sabit tutularak giriş gücünün değiştirilmesiyle elde edilen çıkış gücüne ait grafikdir. Şekil 6.10, giriş gücü sabit tutularak frekansın değiştirilmesiyle elde edilen çıkış gücüne ait grafikdir.



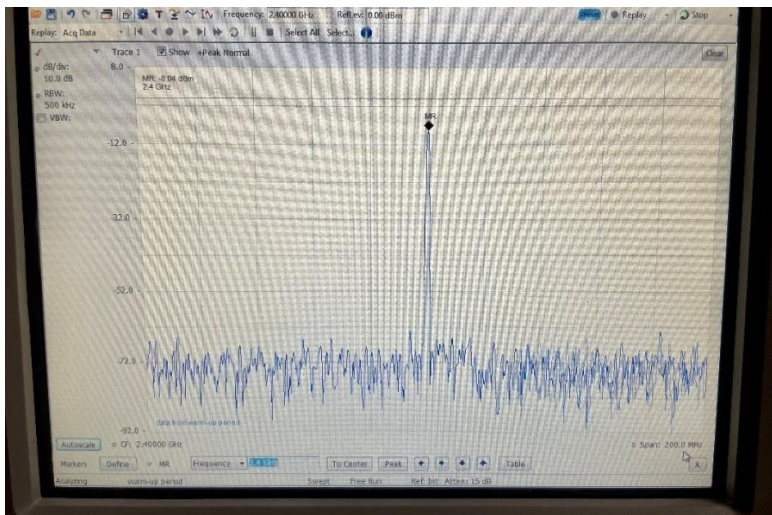
Şekil 6.5. Çizimi yapılan yükseltecin fiziksel olarak görünümü



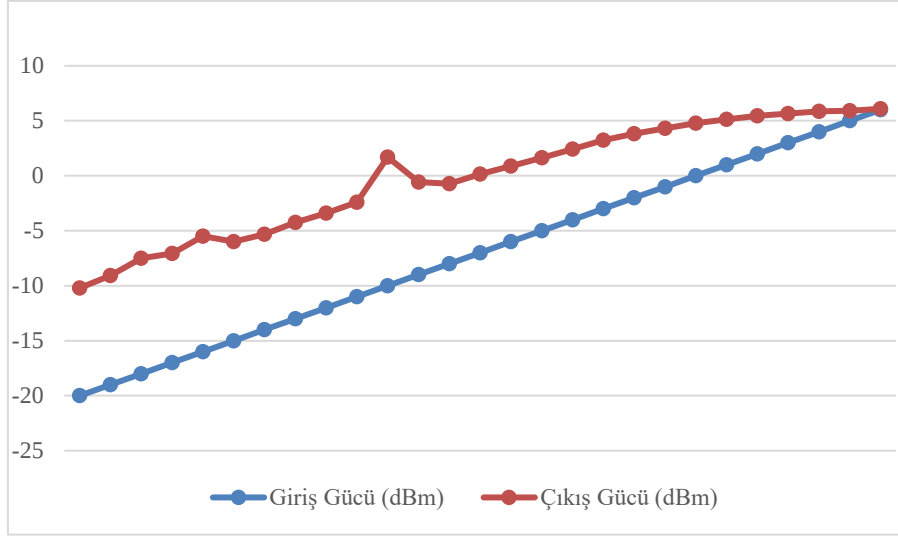
Şekil 6.6. Sinyal jeneratörü test parametreleri



Şekil 6.7. Tasarlanan yükseltecin deney düzeneği



Şekil 6.8. Spektrum analizör çıkış gücü ölçümü



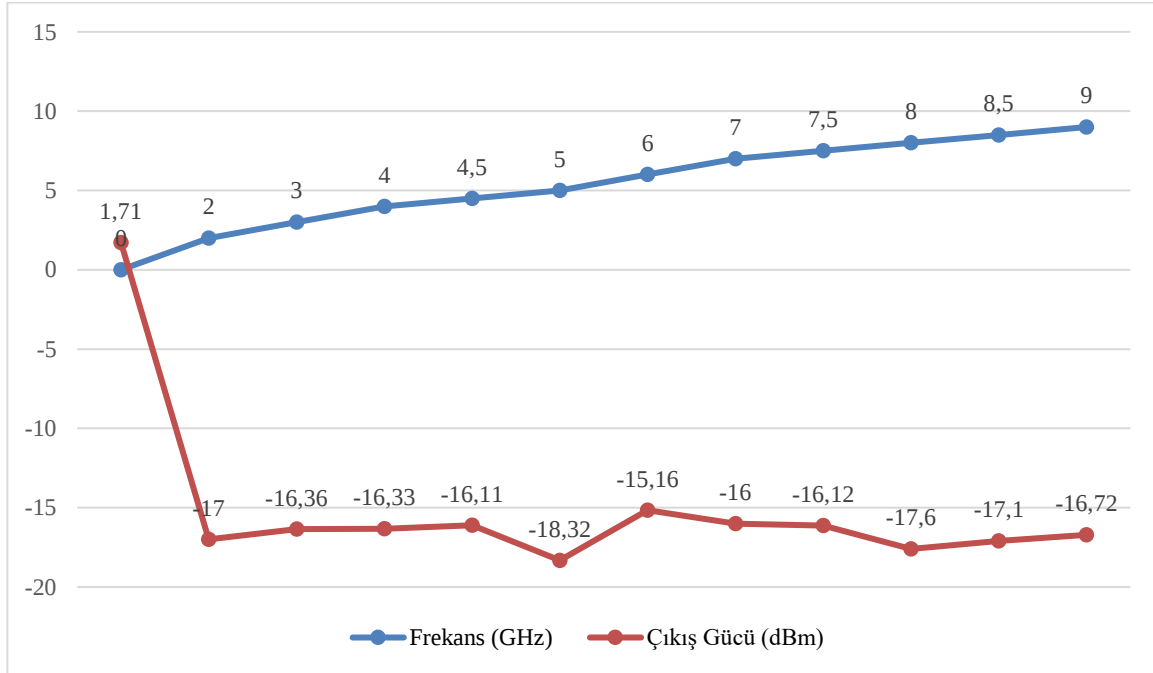
Şekil 6.9. Frekans sabit tutularak çıkış gücü ölçümü

Çizelge 6.1. 2.4 GHz frekans sabit tutularak çıkış gücü ölçümü

Frekans	Giriş Gücü (dBm)	Çıkış Gücü (dBm)	Kazanç (dB)
2,4 GHz	-20	-10,2	9,8
	-19	-9,06	9,94
	-18	-7,5	10,5
	-17	-7,06	9,94
	-16	-5,5	10,5
	-15	-6	8
	-14	-5,33	8,63
	-13	-4,25	8,75
	-12	-3,41	8,59
	-11	-2,41	8,59
	-10	1,71	11,71
	-9	-0,56	8,44
	-8	-0,71	7,29
	-7	0,15	7,15
	-6	0,88	6,88
	-5	1,65	6,65
	-4	2,42	6,42
	-3	3,23	6,23
	-2	3,82	5,82
	-1	4,32	5,32
	0	4,77	4,77
	1	5,12	4,12
	2	5,45	3,35
	3	5,66	2,66
	4	5,87	1,87
	5	5,92	0,92
	6	6,09	0,09

Çizelge 6.2. 2.4 GHz giriş gücü sabit tutularak çıkış gücü ölçümü

Giriş Gücü	Frekans (GHz)	Çıkış Gücü (dBm)	Kazanç (dB)
-10 dBm	2,4	1,71	11,71
	2	-17	-7
	3	-16,36	-6,36
	4	-16,33	-6,33
	4,5	-16,11	-6,11
	5	-18,32	-8,32
	6	-15,16	-5,16
	7	-16	-6
	7,5	-16,12	-6,12
	8	-17,6	-7,6
	8,5	-17,1	-7,1
	9	-16,72	-6,72

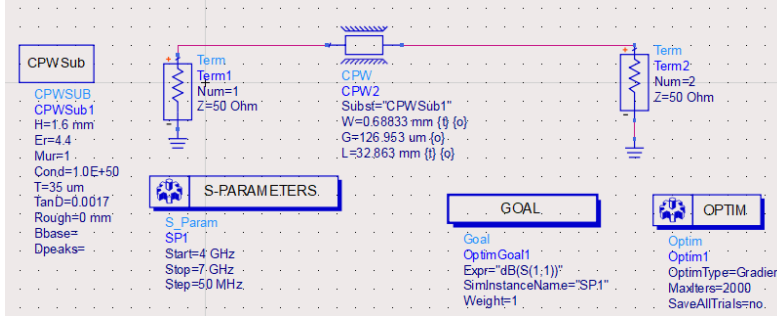


Şekil 6.10. Giriş gücü sabit tutularak çıkış gücü ölçümü

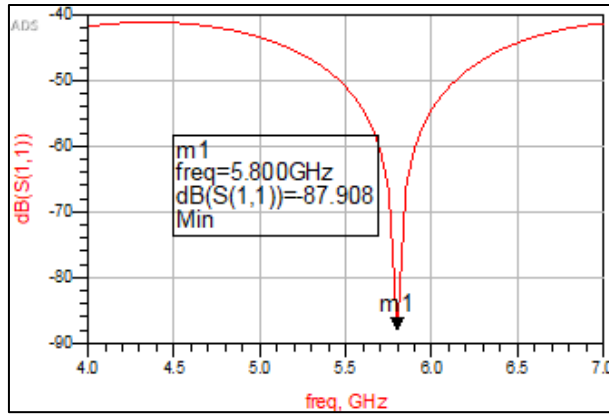
6.2. 5,8 GHz MMIC Yükselteç Tasarımı

2,4 GHz yükselteç için kullanılan MMIC yükselteç için 5,8 GHz’de çalışmaya uygun komponentler ve o bantda çalışmaya uygun yol hesaplamaları yapılarak yeniden tasarlanmıştır. Yükseltecin veri sayfasına göre, 5,8 GHz’de yaklaşık 13 dBm kazanç sağlamaktadır. Yükselteç kartının tasarımında yine 50 Ω ’a uygun bir yol çizimi yapılmıştır. CPW’nin şematik çizimi Şekil 6.11’de verilmiştir. Bu parametreler kullanılarak

5,8 GHz için çizilen yolun geri dönüş kaybı (S11) yaklaşık -88 dB olarak bulunmuştur. Şekil 6.12’de geri dönüş kaybının grafiği verilmiştir.

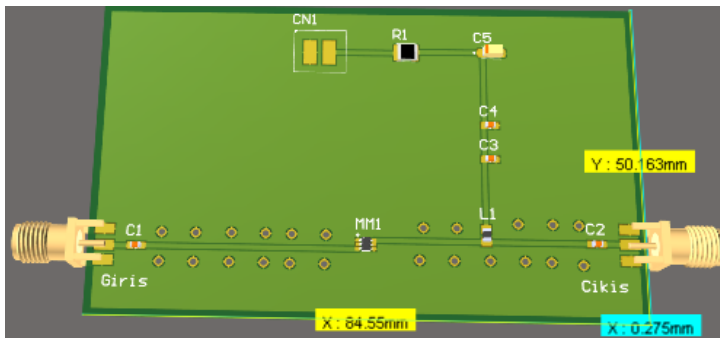


Şekil 6.11. 5,8 GHz için iletim hattı tasarımı



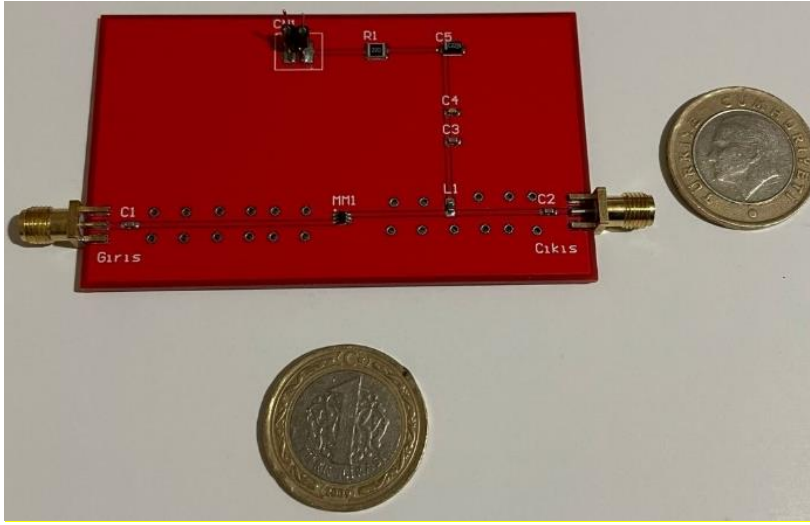
Şekil 6.12. Tasarlanan yolun S11 grafiği

Tasarlanan devrenin boyutları 84 mm x 50 mm olarak hesaplanmıştır. Devrenin 3 boyutlu çizimi Şekil 6.4’dekine benzerdir. Yalnızca kullanılan komponentlerin değerleri, veri sayfası baz alınarak değiştirilmiştir. Ayrıca 5,8 GHz için yol daha kısadır. Tasarlanan devre Şekil 6.13’de verilmiştir.

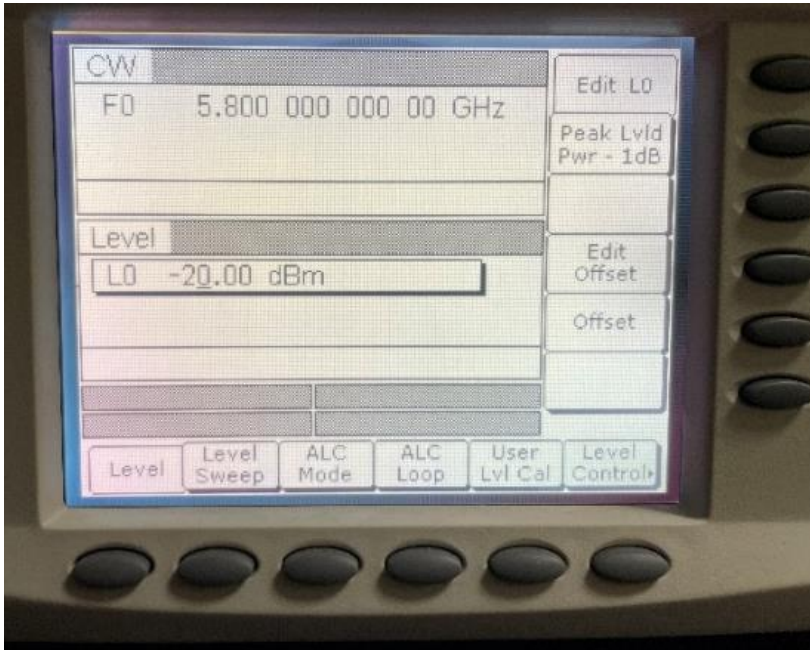


Şekil 6.13. 5,8 GHz yükselteç için devre çizimi

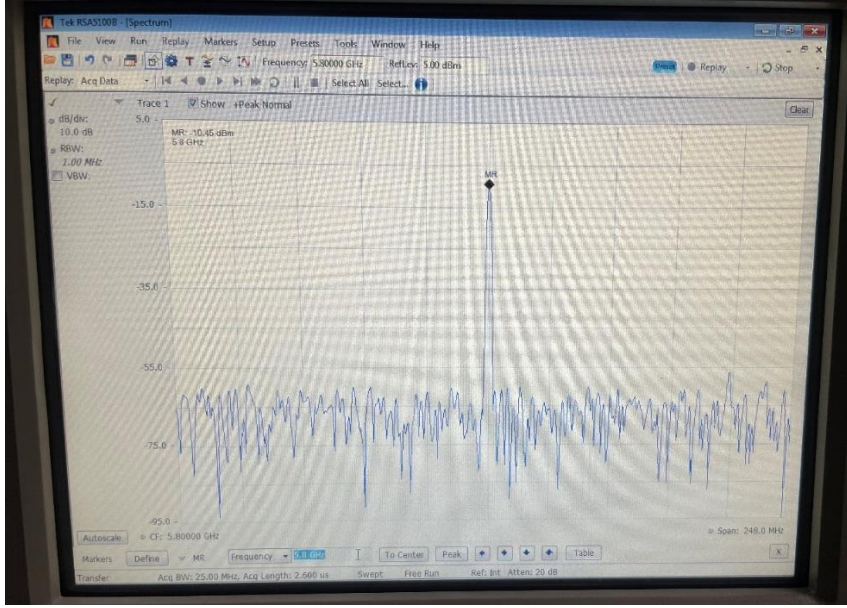
Şekil 6.14’de fiziksel olarak üretilen devre görülmektedir. Şekil 6.15’de yükselteç girişine uygulanan sinyalin frekansı ve gücü verilmiştir. Şekil 6.16’dan görüldüğü yaklaşık -20 dBm giriş gücünde yaklaşık 12 dB kazanç elde edilmiştir. Yükseltece ait diğer ölçüm sonuçları Çizelge 6.3 ve Çizelge 6.4’de verilmiştir. Şekil 6.17, giriş gücünü değiştirerek frekansın sabit durumda, çıkış gücü ölçümünü gösteren grafikdir. Şekil 6.18 ise, giriş gücünün sabit olduğu durumda frekansta oynamalar yaparak çıkış gücü ölçümüne ait grafikdir.



Şekil 6.14. 5,8 GHz yükselteç fiziksel görünümü



Şekil 6.15. 5,8 GHz giriş gücü değeri



Şekil 6.16. 5,8 GHz yükselteç çıkış gücü

Çizelge 6.3. 5,8 GHz frekans sabit tutularak çıkış gücü ölçümü

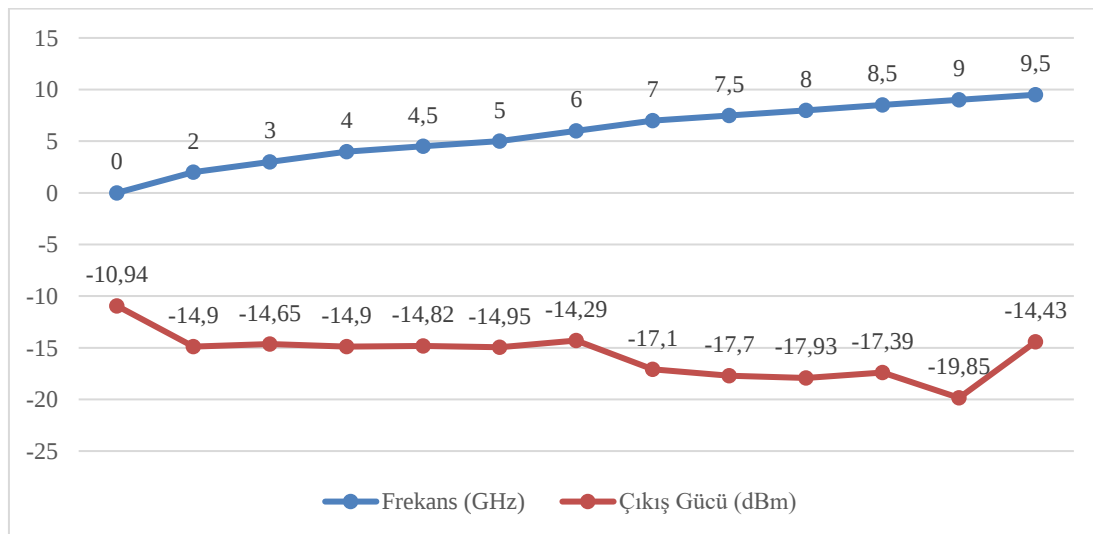
Frekans	Giriş Gücü (dBm)	Çıkış Gücü (dBm)	Kazanç (dBm)
5,8 GHz	-20	-10,94	9,06
	-19	-10,38	8,62
	-18	-9	9
	-17	-8,06	8,06
	-16	-7,2	8,8
	-15	-6	8
	-14	-5,33	8,63
	-13	-4,25	8,75
	-12	-3,41	8,59
	-11	-2,41	8,59
	-10	-1,47	8,53
	-9	-0,56	8,44
	-8	-0,71	7,29
	-7	0,15	7,15
	-6	0,88	6,88
	-5	1,65	6,65
	-4	2,42	6,42
	-3	3,23	6,23
	-2	3,82	5,82
	-1	4,32	5,32
	0	4,77	4,77
	1	5,12	4,12
	2	5,45	3,35
	3	5,66	2,66
	4	5,87	1,87
	5	5,92	0,92
	6	6,09	0,09



Şekil 6.17. Giriş gücü değişken çıkış güç ölçümü

Çizelge 6.4. 5,8 GHz giriş gücü sabit tutularak çıkış gücü ölçümü

Giriş Gücü	Frekans (GHz)	Çıkış Gücü (dBm)	Kazanç (dB)
-20 dBm	5,8	-10,94	9,06
	2	-14,9	5,1
	3	-14,65	5,35
	4	-14,9	5,1
	4,5	-14,82	5,18
	5	-14,95	5,05
	6	-14,29	5,71
	7	-17,10	2,9
	7,5	-17,7	2,3
	8	-17,93	2,07
	8,5	-17,39	2,61
	9	-19,85	0,15
	2,4	-14,43	5,57



Şekil 6.18. Giriş gücü sabit, çıkış güç ölçümü

6.3. 2,4 GHz Mikroşerit Yama Anten Tasarımı

ISM bandı olan 2,4 GHz için mikroşerit yama anten tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan mikroşerit antende FR-4 alttaş tabaka parametreleri kullanılmıştır.

$f=2,4$ GHz, $\epsilon_r=4,4$, $h=1,6$. Dalga Boyu;

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2,4 \times 10^9} = 0,125 \text{ m} = 125 \text{ mm.} \quad (69)$$

Anten genişliği;

$$W = \frac{v}{2xf_r} \times \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} \quad (70)$$

$W=38,04$ mm olarak bulunur. Etkin dielektrik sabiti;

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left(1 + \frac{12d}{W}\right)^{-1/2} \quad (71)$$

$\epsilon_{eff} = 4,086$ mm. Etkin Uzunluk;

$$\frac{\Delta_L}{h} = \frac{0,412(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0,256) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (72)$$

$\Delta_L = 0,73845$. Gerçek Uzunluk;

$$L = \frac{v}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta_L \quad (73)$$

$L = 29,42$ mm. Giriş empedansı;

$$Z_c = \frac{90\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \times \left(\frac{L}{W}\right)^2 \quad (74)$$

$Z_c = 306,63 \Omega$. Karakteristik empedans;

$$Z_T = \sqrt{50 \times 306,63} \quad (75)$$

$Z_T = 123,8 \Omega$. İletim hattının genişliğini bulmak için;

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8h}{W_T} + \frac{W_T}{4h} \right) \quad (76)$$

$$50 = \frac{60}{\sqrt{4.4}} \ln \left(\frac{8 \times 1,6}{W_T} + \frac{W_T}{4 \times 1,6} \right)$$

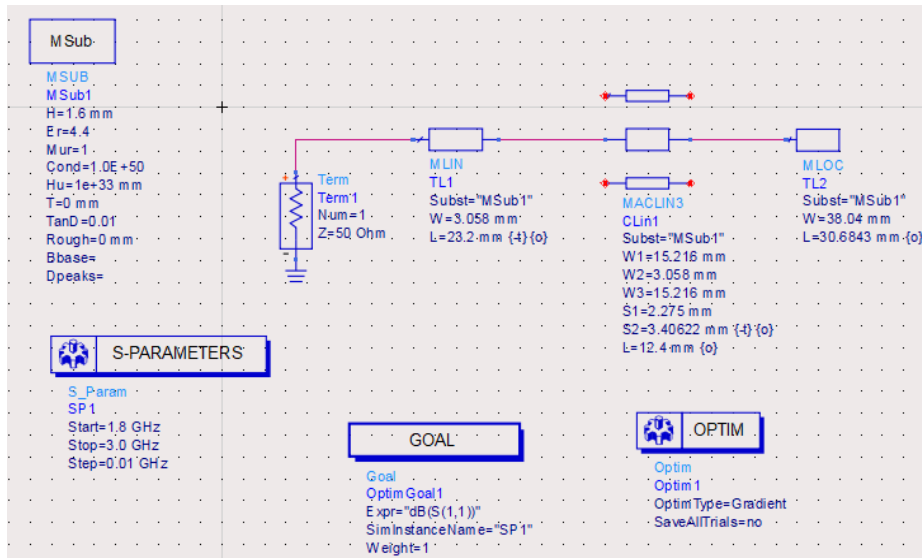
$W_T = 0,169 \text{ mm}$. İç beslemeleri yama antenin hesaplaması;

$$X_0 = \frac{L}{\pi} x \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{50}{Z_c}} \right) \quad (77)$$

$$X_0 = \frac{29.42}{\pi} x \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{50}{123.82}} \right)$$

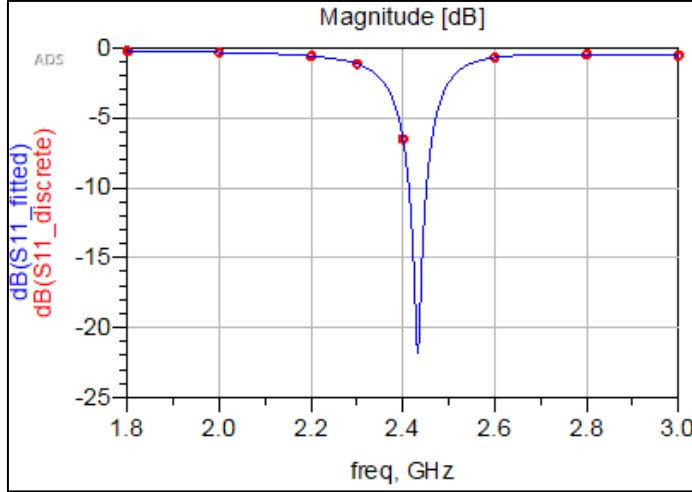
$$X_0 = 8,26 \text{ mm}.$$

Olarak hesaplanmıştır. Hesaplanan değerler RF simülasyon programında kullanılarak, istenilen frekans bandında bir geri dönüş kaybı çizdirilmiştir. Bulunan değerlere göre şematik ve bu şematiğe ait S11 değeri sırasıyla Şekil 6.19 ve Şekil 6.20’de verilmiştir.

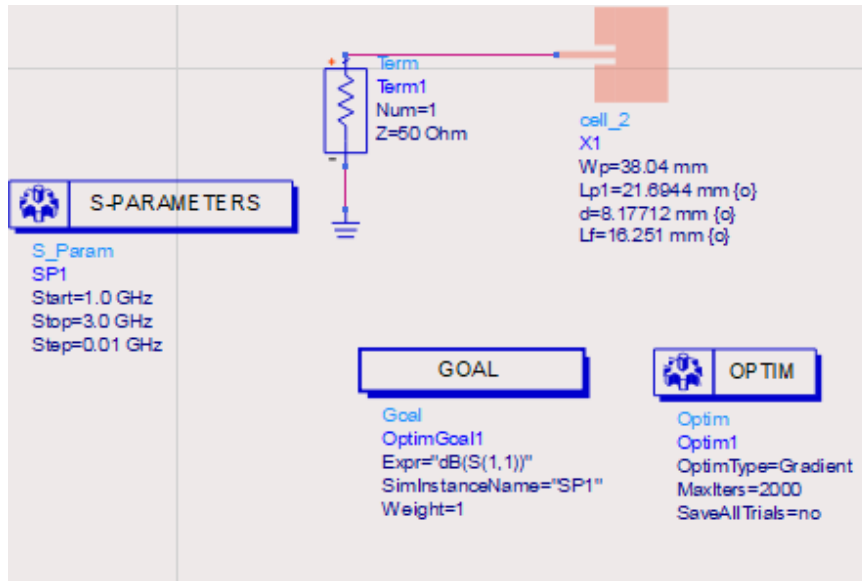


Şekil 6.19. 2,4 GHz anten şeması

Şekil 6.20’den görüldüğü gibi S11 merkez frekansı olan 2.4 GHz’ den 2.45 GHz bantlarına kaymıştır. 2.4 GHz’ de S11 -7 dBm civarındadır ancak bu tatmin edici bir sonuç değildir. Bu problemin önüne geçmek için, RF devre çizim programının optimizasyon özelliği kullanılmış ve yeni değerler ile oluşturulan şematik Şekil 6.21’de verilmiştir.

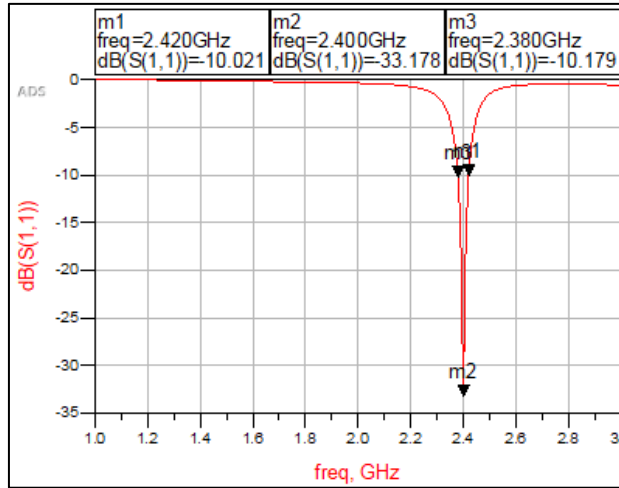


Şekil 6.20. Tasarlanan antenin S11 grafiği

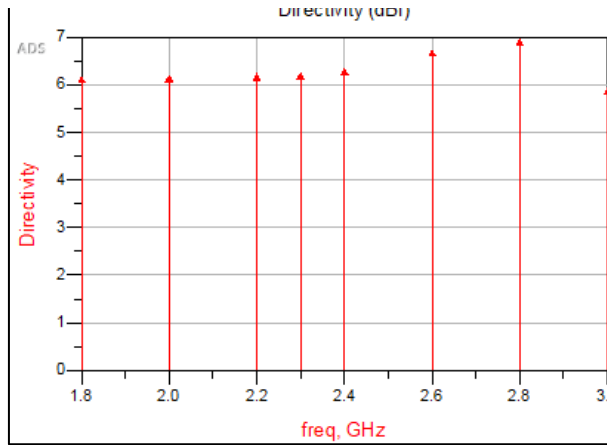


Şekil 6.21. Optimizasyonu yapılmış devre çizimi

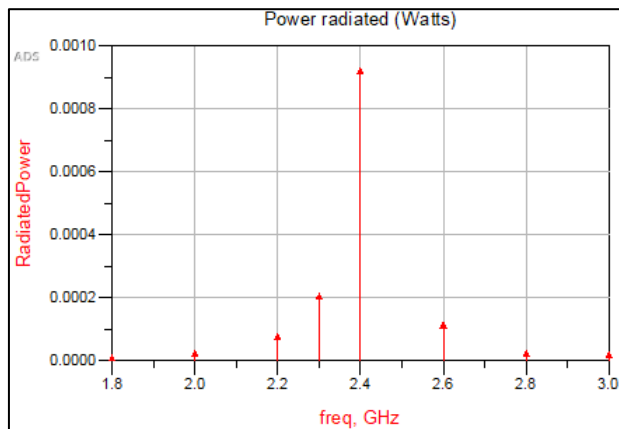
Optimizasyonu yapılan devrenin S11 geri dönüş kaybı grafiği ise Şekil 6.22’de verilmiştir. Burada görüldüğü gibi merkez frekansı 2,4 GHz ve bu bantta S11 geri dönüş kaybı -33 dBm’dir. Şekil 6.23, Şekil 6.24, Şekil 6.25’de antenin diğer parametreleri verilmiştir. Şekil 6.26’de antenin fiziksel olarak FR-4 plaka üzerine baskı yapılmış hali verilmiştir.



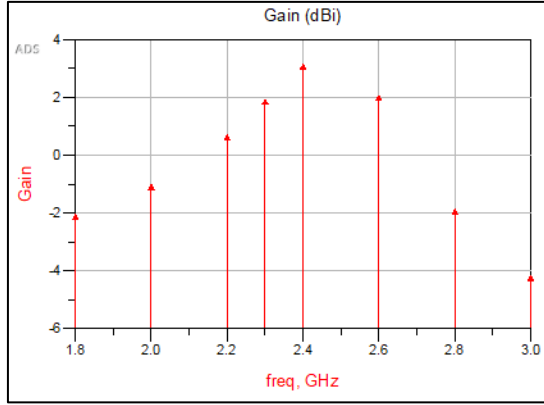
Şekil 6.22. Optimizasyonu yapılmış antenin S11 grafiği



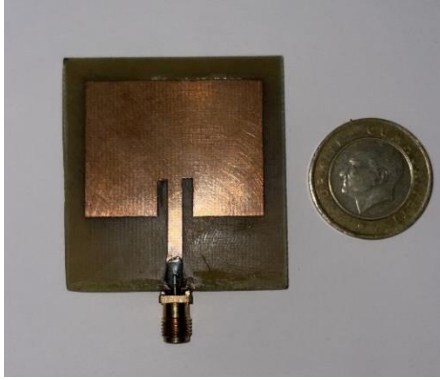
Şekil 6.23. Tasarımı yapılan antenin yönlülük grafiği



Şekil 6.24. Tasarımı yapılan antenin ışıma gücü



Şekil 6.25. Tasarımı yapılan antenin kazanç grafiği

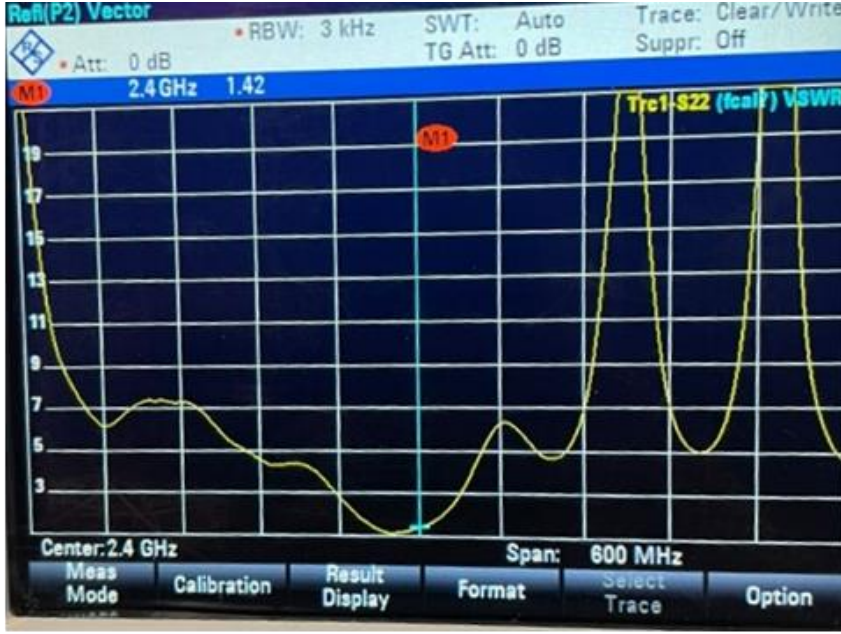


Şekil 6.26. Tasarımı yapılan antenin fiziksel görünümü

Tasarımı yapılan antene ait S11 ölçümü ve duran dalga oranı ölçüm sonuçları Şekil 6.27 ve Şekil 6.28’de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 6.27. Fiziksel olarak tasarlanan antenin S11 grafik ölçüm sonuçları



Şekil 6.28. Tasarlanan antene ait duran dalga oranı

6.4. 5,8 GHz Mikroşerit Yama Anten Tasarımı

5,8 GHz’de mikroşerit yama anten tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan mikroşerit anten için FR-4 altdağ tabaka parametreleri kullanılmıştır.

$$f = 5,8 \text{ GHz}, \epsilon_r = 4,4, h = 1,6$$

5.8 GHz için

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{5.8 \times 10^9} = 0.052 \text{ m} = 52 \text{ mm} \quad (78)$$

olarak bulunur. Antenin Genişliği;

$$W = \frac{v}{2xf_r} \times \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (79)$$

Denklem (79) kullanılarak $W = 15.5 \text{ mm}$ bulunur. Etkin dielektrik sabiti değeri ise;

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12d}{W}\right)^{-1/2} \quad (80)$$

denklem(80) kullanılarak $\epsilon_{eff} = 3,856$ olarak bulunur.

Etkin uzunluk;

$$\frac{\Delta_L}{h} = \frac{0.412(\varepsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.256) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (81)$$

$\Delta_L = 0,722$ mm olarak bulunur. Gerçek uzunluk, etkin uzunluğu kullanarak;

$$L = \frac{v}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta_L \quad (82)$$

$L = 11,756$ mm olarak bulunur. Giriş empedansı;

$$Z_c = \frac{90\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1} \times \left(\frac{L}{W} \right)^2 \quad (83)$$

$Z_c = 294,67 \, \Omega$ olarak bulunur. Karakteristik empedans;

$$Z_T = \sqrt{50 \times 294.67} \quad (84)$$

$Z_T = 121,382 \, \Omega$ olarak bulunur. İletim hattının genişliği;

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \left(\frac{8h}{W_T} + \frac{W_T}{4h} \right) \quad (85)$$

$W_T = 0,169$ mm olarak bulunur.

Tasarımı yapılacak olan antenin tüm parametreleri Çizelge 6.5’de verilmiştir.

Çizelge 6.5. Tasarımı yapılan anten parametreleri

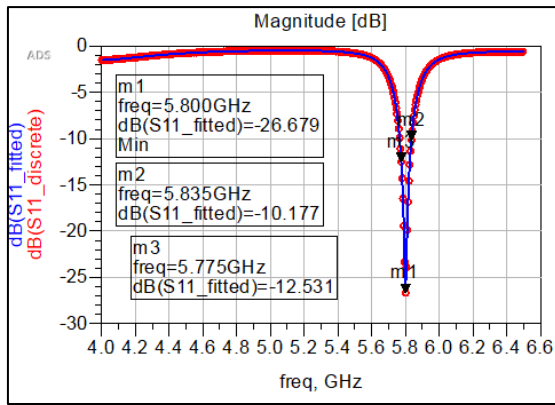
W	15,5 mm
L	11,756 mm
W_T	0,169 mm
L_T	7,54 mm
W_m	7,08 mm
L_m	3,058 mm

Hesaplaması yapılan antenin RF devre çizim programında çizilmiş şematiği Şekil 6.30’de verilmiştir. Hesaplanan değerler ile merkez frekansı olan 5,8 GHz’de -10 dB üstünde S11

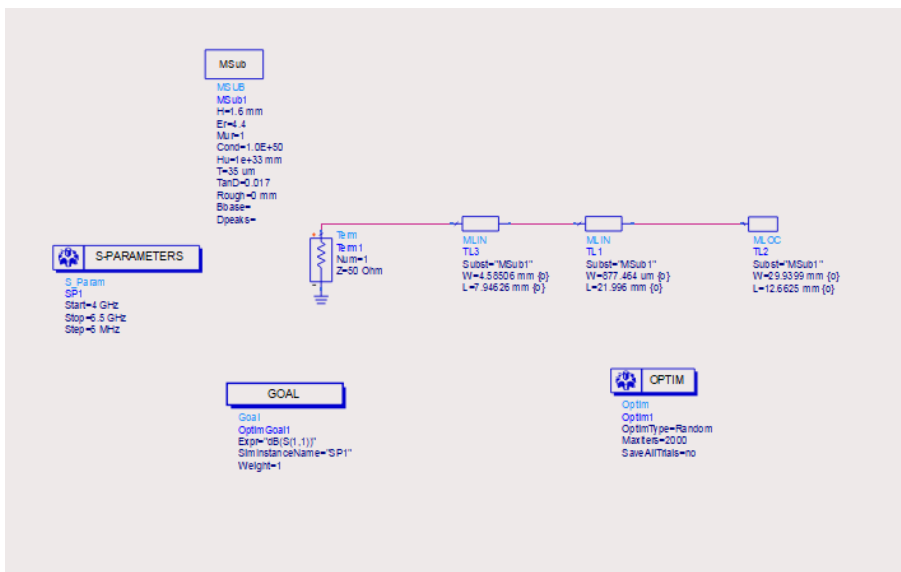
gözlemlendiği için, simülasyon programında optimizasyon yapılmıştır. Optimizasyon sonrası elde edilen değerler Çizelge 6.6'da verilmiştir. Tablodaki değerler kullanılarak S11 ölçümü yapılmış ve sonuç Şekil 6.29'de verilmiştir. Tasarlanan antenin fiziksel hale getirildiği durum Şekil 6.31'de verilmiştir. Şekil 6.32 ise antenin S11 ölçümünü vermektedir. S11 değeri -11,71 dB olarak ölçülmüştür.

Çizelge 6.6. Optimizasyonu yapılan anten parametreleri

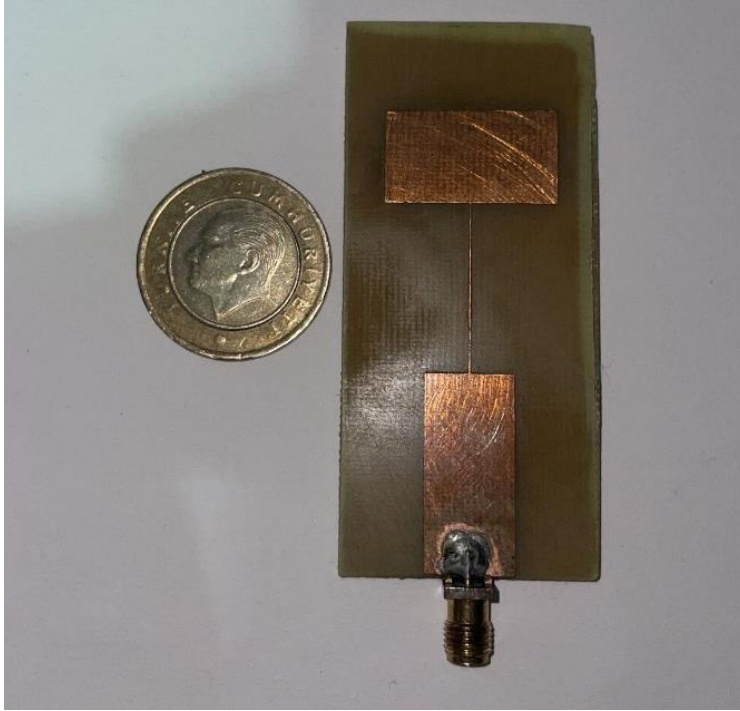
W	23 mm
L	12,3 mm
W_T	0,169 mm
L_T	23 mm
W_m	12 mm
L_m	25 mm



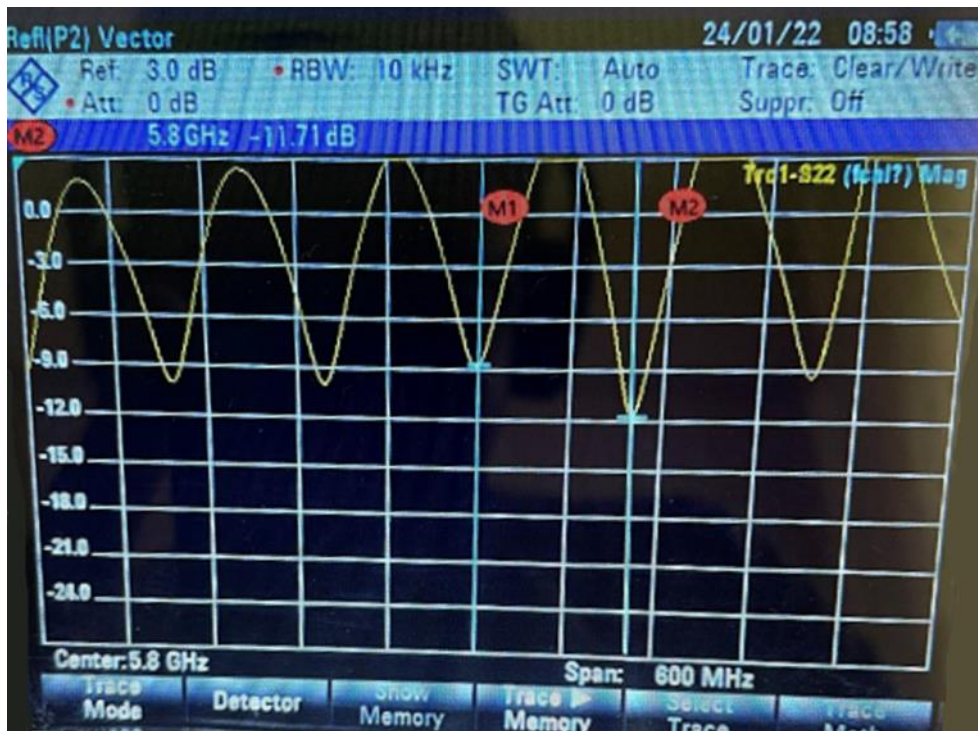
Şekil 6.29. 5,8 GHz anten geri dönüş parametre grafiği



Şekil 6.30. Tasarlanan antenin şeması



Şekil 6.31. Tasarlanan antenin fiziksel çıktısı



Şekil 6.32. 5.8 GHz antenin S11 ölçümü

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, MMIC yükselteç çipi kullanılarak 2,4 GHz’de ve 5,8 GHz’de iki adet güç yükselteci ve 2,4 GHz’de ve 5,8 GHz’de çalışan, iki adet mikroşerit yama anten tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan güç yükselteçleri kart basımı yapan bir firma tarafından üretilmiştir. Malzemeler laboratuvar ortamında el yordamıyla lehimlenmiştir. Yama antenler ise klasik devre baskı yöntemiyle üretilmiştir.

Güç yükselteçlerinin tasarımında RF sinyallerinin iletileceği yollar, ilgili frekansta geri yansımanın minimum olacağı şekilde tasarlanmıştır. Alttaş tabaka olarak FR-4 kullanılmıştır. FR-4 parametreleri kullanılarak, bir adet simülasyon programı ile testleri gerçekleştirildikten sonra üretimi gerçekleştirilmiştir. Üretimi gerçekleştirilen kartlar, spektrum analizör ve sinyal jeneratörü kullanılarak doğrulandıktan sonra ilgili komponentlerin lehimlenmesi gerçekleştirilmiştir. 2,4 GHz için, giriş gücü -16 dB seviyelerinde iken maksimum kazanç 10,5 dB olarak ölçülmüştür. 5,8 GHz’de ise giriş gücü -20 dB seviyelerinde iken maksimum kazanç 9,06 dB olarak ölçülmüştür. Her iki güç yükselteci için de frekans sabit tutulup, giriş gücü düşürüldüğünde kazancın da belirli bir seviyede azaldığı görülmüş ve tablo halinde verilmiştir. Bir başka deneyde ise, giriş gücü -20 dB’de sabit tutulup, merkez frekansından aşağı ve/ya yukarı kaydırılarak çıkış gücü ölçümü yapılmıştır. Geri yansımalarından dolayı, çıkış gücünde, merkez frekansından uzaklaştıkça azalmalar görülüp tablo halinde verilmiştir.

Yama anten tasarımında, ilgili frekansta elde basılabilecek bir geometri belirlenip baskısı yapılmıştır. 5,8 GHz için ilk tasarım yapıldığında iç besleme ve anten geometrisi arasındaki boşluğun çok az olduğu ve elde basmak için yeterince büyük olmadığı görülmüştür (yaklaşık 0,0021 mm). Bu yüzden, $\lambda / 4$ uyumlandırma yöntemi kullanılarak anten tasarımı yapılmış ve baskısı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan anten, FR-4 alttaş tabaka kullanılarak fiziksel olarak üretilmiştir. Bu malzemenin seçiminde, piyasada erişebilirliği ve maliyeti göz önünde bulundurulmuştur. Antenin üretimi yapıldıktan sonra spektrum analizör kullanılarak S11 ölçümü yapılarak -10 dB’nin altında bir değer görülmüştür. Literatürde FR-4 malzeme üzerine, 5,8 GHz’de ve $\lambda / 4$ uyumlandırma yöntemiyle yapılmış, güvenilir anten örneğine rastlanmamıştır. 2,4 GHz anten ise, iç beslemeli yama anten yöntemiyle tasarlanmış ve diğer anten ile aynı metot kullanılarak üretilmiştir. Spektrum analizör ile yapılan ölçümde, 2.38

GHz’de yaklaşık -24 dB geri dönüş kaybı görülmüştür. Piyasadaki diğer anten çalışmalarına kıyasla tatmin edici bir sonuç alınmıştır. Her iki anten için de literatürdeki çalışmalar incelenmiş ve bazıları tablo halinde tez içerisinde verilmiştir.

Hasatlama uygulamalarında kullanılan antenlerin S_{11} değerleri ve antenler tarafından alınan güç değerleri göz önünde bulundurulduğunda, bu tezde tasarlanan anten ve yükselteç enerji hasatlama uygulamalarında kullanılması uygun görülmüştür.

KAYNAKLAR

1. Cameron, R. J., Kudsia, M. C., Mansour, R. R., (2018). *Microwave Filters for Communication Systems*. (1.Baskı). Amerika: JohnWiley & Sons, 1-10.
2. Döken, B. (2017). *Amaca Uygun Olarak Yansıma ve İletim Karakteristikleri Değiştirilebilen Yapısal Yüzey Malzemesi Tasarımı*. Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
3. Armağan, O., Kahriman, A. (2016). 2.45 Ghz, 3.7 Ghz ve 5.8 Ghz Frekanslarda Çalışan Üç-Bant Yama Anten Tasarımı. *Mühendislik Bilimleri ve Tasarım Dergisi*, 4(3), 189-193.
4. Carvalho, A., Carvalho,N., Pinho,P., Georgiadis, A., Constanzo, A. (2015). *5.8 GHz Microstrip Antennas and Array for Microwave Power Transfer*. European Conference on Antennas and Propagation, Lizbon, 1-5.
5. Goksenin, G. G, Majidi, N., Sobhani, M. R., Imeci, T. (2018). *Design of a quad element patch antenna at 5.8 GHz*. 2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium, Denver, 1-2.
6. Sulakshana, C., Anjaneyulu, L., Pokharel, J. (2011). *A compact CPW fed patch antenna for 5.8GHz RFID application*. 2011 IEEE Applied Electromagnetics Conference, Kolkata, 1-4.
7. Malviya, L., Shakya, A., Gehlod, K. (2018), *5.8 GHz Wlan MIMO Antenna with Power Divider Arms*. 2018 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation, Hyderabad, 1-4.
8. Alneyadi, F., Alkaabi, M., Alketbi, S., Hajraf, S., Ramzan, R. (2014). *2.4 GHz WLAN RF energy harvester for passive indoor sensor nodes*. 2014 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics, Kuala Lumpur, 471-474.
9. Meng, F., Sharma, S.K. (2014), *A single feed dual-band (2.4GHz/5.8GHz) miniaturized patch antenna for wireless local area network (WLAN) Communications*. 2014 XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium. Beeijing, 1-4.
10. Srivastava, V. K., Saini, G. (2016). *A Dual Wide-Band Slotted Rectangular Patch Antenna for 2.4/5 GHz WLAN Applications*. *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, 5(7), 60-65.
11. Reed, R., Pour, F. L., Ha, D. S., (2020). *An Efficient 2.4 GHz Differential Rectenna for Radio Frequency Energy Harvesting*. 2020 IEEE 63rd International Midwest Symposium on Circuits and Systems, Springfield, 208-212.
12. Barman, R., Sinha, S., Roy, S., Das, A., (2017). *Design of Inset Feed Microstrip Patch Antenna for Bluetooth Application*. *International Research Journal of Engineering and Technology*, 4(3), 2385-2387.

13. Lin, C. H, Chiu, C. W., Gong, J. Y., (2018). *A Wearable Rectenna to Harvest Low-Power RF Energy for Wireless Healthcare Applications*. 2018 11th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics, Beijing, 1-5.
14. Olgun, U., Chen, C. C., Volakis, J. L., (2011). Investigation of Rectenna Array Configurations for Enhanced RF Power Harvesting. *In IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10(1), 262-265.
15. Alneyadi, F., Alkaabi, M., Alketbi, S., Hajraf, S., Ramzan, R. (2014). *2.4GHz WLAN RF energy harvester for passive indoor sensor nodes*. 2014 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics, Hawaii, 471-474.
16. Shashank P., Daniel J. Inman. (2009). *Energy Harvesting Technologies*. Springer Science+Business Media, New York, 4-5.
17. Calio, R., Rongola, U. D., Camboni, D., Milazzo, M., Stefanni, C., Petris, G. D., Oddo, C. M. (2014). *Piezoelectric Energy Harvesting Solutions*, 14(3), 4755-4790.
18. Paradiso, J. A. and Starner, T. (2005). *Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics*. IEEE Pervasive Computing, Atlanta 18-27.
19. Pozar, D. M. (2014). *Mikrodalga Mühendisliği*. (çev. A.Köksal., M. Bulut., I.Sayın., H.Aşkar., S.Özdemir., A.Ünal). İstanbul: Palme Yayınları, 1-5.
20. Balanis, C. A. (1982). *Antenna theory: Analysis and design*. (4. Baskı). New York: Wiley- Blackwell, 1-50.
21. Ellingson, Steven W. (2018). *Electromagnetics*, (1. Baskı). Blacksburg: VT Publishing, 60-95.
22. Miron, D., (2006), *Small Antenna Design* (1. Baskı), Amerika: Douglas Miron, 43-70.
23. Olver, A. D. (1995). *Trends in Antenna Design over 100 years*, in 100 years of radio, Conference Publication, London, 83-88.
24. Lakshmanan, A., (2012). *Design And Modeling Of Standing-Wave Microstrip Array Antennas*, Southern Methodist University, 1-1.
25. Deschamps, G., Sichak, W. (1953). *Microstrip microwave antennas*, in Proceedings of the Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program, New York, 12-15.
26. Gutton, H., Baissinot, G. (1955). *Flat aerial for ultra high frequencies*, French Patent No. 703113.
27. Byron, E. V. (1970). *A new ush-mounted antenna element for phased array application*. In Proceedings of the Symposium on Phased array antennas, Waterloo, 187-192.
28. Munson, R. E. (1974). Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. *IEEE Trans. on Antennas and Propag.* 22(1), 74-78.
29. Howell, J. Q. (1975). Microstrip antennas, *IEEE Trans. on Antennas and Propag.* 23(1), 90-93.

30. Levine, E., Malamud, G., Shtrikman, S., Treves, D. (1989). A study of microstrip array antennas with the feed network, *IEEE Trans. on Antennas Propag.* 37(4), 426-434.
31. Sabban, A. (1997), *A comprehensive study of losses in mm-wave microstrip antenna arrays*. In Twenty-Seventh European Microwave Conference, Jarusselam, 163-167.
32. Sabban, A., (1999). *Ka band microstrip antenna arrays with high efficiency*. In IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Colorado, 2740-2743.
33. James, J. R., Hall, P. S., Wood, C. (1981). *Microstrip Antenna Theory and Design*. (1. Baskı). London: Peter Peregrinus, 45-49.
34. Keskin, U., (2017). *Geniş Bantlı Yama Anten Tasarımı*. Yayınlanmış Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitü, İstanbul.
35. Boifrioua, A., (2016). *Microstrip Antennas Modeling for Recent Applications*. (1. Baskı). Hauppauge: Nova Science Publishers, 5-10.
36. Bilgin, G., (2019). *Design and Implementation of High Gain Microstrip Antennas for Sub-Ghz Bands*. Yayınlanmış Yüksek Lisans Tezi, Atılım Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
37. Kütük, A., Teşneli, A.Y., Teşneli, N.B., (2013). *3.3 GHz mikroşerit anten tasarımı ve farklı besleme yöntemleri için analizi*. Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi, 17(1), 119-124.
38. Görür, A. (2019). *Çözümlü Örneklerle Mikrodalga Tekniği*. (1.Baskı). Ankara: Nobel Akademik Yayıncılık, 40-45.
39. Yaran, Ş., Altınsoy, İ., Celep, M., Hayırlı, C. (1999). *S- Parametre Ölçümleri*. TMMOB Makina Mühendisleri Odası Eskişehir Şubesi 3. Ulusal Ölçümbilimi Kongresi, Eskişehir, 196-201.
40. Bahl, I. J., (2009), *Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers*. (1. Baskı). New Jersey: Wiley, 22-26.

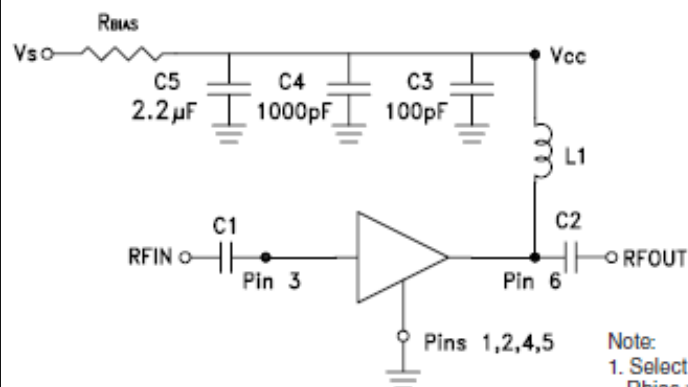
EKLER

EK-1. HMC311SC Datasheet

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Gain	DC - 1.0 GHz	14.0	15.0	dB
	1.0 - 4.0 GHz	13.0	15.0	dB
	4.0 - 6.0 GHz	12.5	14.5	dB
	6.0 - 8.0 GHz	11.0	13.0	dB
Gain Variation Over Temperature	DC - 1.0 GHz	0.004	0.007	dB/°C
	1.0 - 4.0 GHz	0.007	0.012	dB/°C
	4.0 - 6.0 GHz	0.012	0.016	dB/°C
	6.0 - 8.0 GHz	0.018	0.022	dB/°C
Return Loss Input / Output	DC - 8.0 GHz	15		dB
Reverse Isolation	DC - 8.0 GHz	18		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	DC - 2.0 GHz	13.5	15.5	dBm
	2.0 - 4.0 GHz	12.0	15.0	dBm
	4.0 - 6.0 GHz	10.0	13.0	dBm
	6.0 - 8.0 GHz	8.0	11.0	dBm
Output Third Order Intercept (IP3)	DC - 2.0 GHz	30		dBm
	2.0 - 6.0 GHz	27		dBm
Noise Figure	6.0 - 8.0 GHz	24		dBm
	DC - 8.0 GHz	5		dB
Supply Current (Icq)		55	74	mA

EK-1. (Devam) HMC311SC Datasheet

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1, 2, 4, 5	GND	These pins must be connected to RF/DC ground.	
3	RFIN	This pin is DC coupled. An off chip DC blocking capacitor is required.	
6	RFOUT	RF output and DC Bias for the output stage.	

Application Circuit

Note:

1. Select R_{bias} to achieve I_{cq} using equation below, $R_{bias} \geq 22 \text{ Ohm}$.
2. External blocking capacitors are required on RFIN and RFOUT.

$$I_{cq} = \frac{V_s - 3.8}{R_{bias}}$$



GAZİ'Lİ OLMAK AYRICALIKTIR...