



**ÇOKLU FREKANSLI HİBRİT ENERJİ HARMANLAYICI
TASARIMI VE UYGULAMASI**

Kayhan ÇELİK

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

MAYIS 2021

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.

Kayhan ÇELİK

28/05/2021

ÇOKLU FREKANSLI HİBRİT ENERJİ HARMANLAYICI TASARIMI VE UYGULAMASI

(Doktora Tezi)

Kayhan ÇELİK

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Mayıs 2021

ÖZET

Bu tez çalışmasında kablosuz sensör ağları gibi düşük güçlü sistemlerin enerji ihtiyacını karşılamak için tek kutuplu doğrultucu anten ve güneş hücresinin birleşiminden meydana gelen özgün çoklu frekanslı hibrid bir enerji hasatlayıcının tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Yaprak şekilli tek kutuplu anten doğadan ilham alınarak tasarlanmıştır ve en çok kullanılan haberleşme frekans bantlarını (GSM–1800, UMTS–2100, WIFI–2.45, LTE–2.65 GHz) kapsayacak şekilde geniş bantlı bir yapıya sahiptir. Doğrultucu devredeki diyot tarafından oluşturulan yüksek dereceli harmoniklerin bastırılması ve antenden daha iyi bir verim elde etmek için tasarlanan tek kütük alçak geçiren filtre antenin besleme hattına yerleştirilmiş ve antenin çalışma frekans aralığı sınırlandırılmıştır. Güneş hücresi ise hacimsel alanı daha iyi kullanabilmek amacıyla antenin toprak düzlemine yerleştirilmiştir. İlgilenilen bütün frekans bantlarında verimli bir şekilde çalışacak şekilde tasarlanan yarım dalga doğrultucu devresi yüzey montaj teknolojisine sahip devre elemanları ve mikroşerit iletim hatları ile gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen enerji hasatlayıcının oda ortamında yapılan deneme ölçümlerinde -20 dBm RF gücü ve 165 lüks aydınlanma değeri altında 110 mV çıkış gerilim değerine ve 21.2 μ W güç üretim değerine sahip olduğu görülmüştür. Elde edilen sonuçlar tasarlanan sistemin düşük güçlü sensör ağları ve mikro - elektronik sistemleri beslemek için kullanılabileceğini göstermektedir.

Bilim Kodu : 90516

Anahtar Kelimeler : Elektromanyetik, Anten Tasarımı, Enerji Hasatlayıcı,
Mikrodalga Filtre Tasarımı, Yüksek Frekanslı Doğrultucu Tasarımı

Sayfa Adedi : 157

Danışman : Prof. Dr. Erol KURT

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF THE MULTI-FREQUENCY
HYBRID ENERGY HARVESTER

(Ph. D. Thesis)

Kayhan ÇELİK

GAZİ UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

May 2021

ABSTRACT

In this thesis, the design and implementation of a novel multi-frequency hybrid energy harvester, which consists of a combination of monopole rectenna and solar cell, has been carried out to meet the energy needs of low-power systems such as wireless sensor networks. The leaf shaped monopole antenna is designed by inspiring the nature and has a broadband structure to cover the most commonly used communication frequency bands (GSM-1800, UMTS-2100, WIFI-2.45, LTE-2.65 GHz). In order to suppress the high-order harmonics generated by the diode in the rectifier circuit and to obtain a better efficiency from the antenna, the single stub low pass filter is designed and placed on the feeding line of the antenna and the operating frequency range of the antenna is limited. The solar cell is placed on the ground plane of the antenna in order to better use the volumetric space. The half wave rectifier is designed and tested to operate at the entire interested frequency bands efficiently with the help of the SMD circuit elements and microstrip transmission lines. At the test measurements of the implemented energy harvester in the indoor environment, it has been observed that it has an output voltage value of 110 mV and a power generation value of 21.2 μ W under -20 dBm RF power and 165 lux irradiance value. The obtained results show that the designed system can be used to feed low power sensor networks and micro - electronic systems.

Science Code : 90516
Key Words : Electromagnetic, Antenna Design, Energy Harvester, Microwave Filter Design, High Frequency Rectifier Design
Page Number : 157
Supervisor : Prof. Dr. Erol KURT

TEŞEKKÜR

Başta doktora eğitimim boyunca bana her türlü desteği veren, elinden gelen her türlü fedakârlığı yapan hayat arkadaşım biricik sevgilim Aysun'a, hayatımıza yeni giren bitanecik kızım Simay'a ve sevgili aileme bu dönemde yanımda oldukları için çok teşekkür ederim.

Doktora ders döneminden itibaren akademik tecrübe ve bilgisiyle beni yönlendiren, yapılan çalışmalarda en az benim kadar yorulan ve benimle birlikte kendisi de sürekli yeni bilgiler edinip, çağın gereksinimlerine göre kendini güncelleyen danışmanım Sayın Prof. Dr. Erol KURT hocama en içten dileklerle şükranlarımı sunarım.

Tez dönemim boyunca yaptığım çalışmalarda beni yönlendirerek tezin gelişime katkıda bulunan Sayın Prof. Dr. Asım Egemen YILMAZ ve Sayın Prof. Dr. Şevki DEMİRBAŞ hocalarıma saygı ve şükranlarımı sunarım.

Tasarlanan antenlerin ölçümlerinin yapılmasında bana yardımcı olan ve her türlü imkan ve desteği sağlayan ODTÜ Elektrik-Elektronik mühendisliği bölümü öğretim üyesi Prof. Dr. Sencer KOÇ hocama, Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümü öğretim üyesi Prof. Dr. Murat YÜCEL hocama ve Arş. Gör. Özcan AKÇEŞME ile Aselsan çalışanları adına Sayın Mehmet Erim İNAL beye teşekkürlerimi sunuyorum.

07/2020-03 Proje Kodu ile doktora tezimi maddi ve manevi olarak destekleyen Gazi Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri birimine ve Elektrik Elektronik mühendisliği bölümü öğretim elemanlarına katkılarından dolayı teşekkürlerimi sunuyorum.

Son olarak bu zorlu dönemde bana destek olan, moral veren, motivasyonumu yüksek tutmamı sağlayan arkadaşlarım Dr. Üyesi Meral ÖZARSLAN YATAK, Arş. Gör. Aynur KOÇAK ve Arş. Gör. Kezban KOÇ hocama teşekkürlerimi sunuyorum.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
RESİMLERİN LİSTESİ	xvi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvii
1. GİRİŞ.....	1
2. LİTERATÜR TARAMASI.....	5
3. TEMEL KAVRAMLAR VE ANTEN PARAMETRELERİ	17
3.1. Frekans.....	17
3.2. Dalga Boyu.....	18
3.3. Desibel (dB).....	18
3.4. Bant Genişliği (BW).....	19
3.5. Işıma Örüntüsü	19
3.5.1. Yön bağımsız, yönlü ve eş-yönlü ışıma örüntüleri	20
3.5.2. Temel örüntüler	21
3.5.3. Alan bölgeleri	21
3.6. Işıma Güç Yoğunluğu.....	22
3.7. Işıma Şiddeti	24
3.8. Demet Genişliği	25
3.9. Yönlülük.....	26

	Sayfa
3.10. Anten Verimi	26
3.11. Anten Kazancı (G)	27
3.12. Kutuplanma.....	29
3.13. Kutuplanma Kayıp Faktörü	31
3.14. Giriş Empedansı	31
3.15. Anten Işıma Verimi	34
3.16. Friss İletim Eşitliği.....	34
4. İLETİM HATTI TEORİSİ	37
4.1. İletim Hattı Modeli	37
4.1.1. Kayıpsız iletim hattı.....	41
4.1.2. Düşük kayıplı iletim hattı	42
4.1.3. Yükle sonlandırılmış iletim hattı	43
4.1.4. Mikroşerit iletim hattı	46
5. EMPEDANS UYUMLANDIRMA.....	51
5.1. Toplu Elemanlı Uyumlandırma Devreleri.....	52
5.1.1. L tipi uyumlandırma devresi.....	52
5.1.2. T tipi uyumlandırma devresi	54
5.1.3. Pi tipi uyumlandırma devresi.....	54
5.2. Ayrık Elemanlı Uyumlandırma Devreleri.....	55
5.2.1. Çeyrek dalga dönüştürücü ile empedans uyumlandırma.....	55
5.2.2. Tek kütük empedans uyumlandırma (single-stub matching)	56
6. MİKROŞERİT YAMA ANTEN.....	61
6.1. Mikroşerit Yama Antenin Analizi.....	62
7. GÜNEŞ PİLLERİ.....	69

	Sayfa
7.1. Güneş Pili Devre Parametreleri	71
7.2. Güneş Pili Devre Parametrelerinin Hesaplanması	72
8. ANTEN TASARIMI	75
8.1. Hibrid Anten	93
9. DOĞRULTUCU DEVRE TASARIMI	99
9.1. Schottky Diyotlar ve Diyot seçimi	99
9.2. Doğrultucu Devre Topolojileri ve Doğrultucu Seçimi	104
9.2.1. Yarım dalga doğrultucu	104
9.2.2. Villard (Cockcroft-Walton) gerilim katlayıcılı doğrultucu	105
9.2.3. Dickson gerilim katlayıcılı doğrultucu	106
9.2.4. Greinacher gerilim katlayıcı	106
9.2.5. Gerilim katlayıcı yapılarını karşılaştırılması.....	107
9.3. Çoklu bantlı RF Enerji Hasatlama Devre Topolojileri ve Seçimi	110
9.4. Empedans Uyumlandırma Biriminin Seçimi.....	112
9.4.1. Toplu elemanlı empedans uyumlandırma devreleri.....	112
9.4.2. Ayrık elemanlı empedans uyumlandırma devreleri.....	112
9.4.3. Toplu ve dağılmış elemanlı empedans uyumlandırma devrelerinin karşılaştırılması	112
9.5. Tasarlanan Doğrultucu Devre.....	116
9.5.1. R, L ve C değerlerinin seçilmesi	118
9.5.2. Güç tüketim analizi	125
10. SONUÇ VE ÖNERİLER	135
KAYNAKLAR	137
ÖZGEÇMİŞ	155

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 1.1. Enerji kaynaklarının enerji yoğunluklarının karşılaştırılması.....	3
Çizelge 3.1. Çok kullanılan dBm güç değerlerinin Watt karşılıkları	19
Çizelge 8.1. Dairesel yama anten tasarım parametreleri.....	78
Çizelge 8.2. Yaprak şekilli ışıma elemanının daire merkez koordinat ve yarıçap değerleri.....	80
Çizelge 8.3. Tasarlanan antenin literatürde bulunan benzerleri ile karşılaştırılması.....	98
Çizelge 9.1. Schottky diyotların SPICE parametre değerleri.....	102
Çizelge 9.2. Farklı Schottky diyotların karşılaştırılması.....	102
Çizelge 9.3. Doğrultucuların ortalama verim değerleri.....	110
Çizelge 9.4. Empedans uyumlandırma birimlerinin karşılaştırılması	115
Çizelge 9.5. Doğrultucu devre iletim hattı parametreleri	121
Çizelge 9.6. 1.85 GHz için devrenin enerji tüketim değerleri.....	126
Çizelge 9.7. 2.15 GHz için devrenin enerji tüketim değerleri.....	127
Çizelge 9.8. 2.45 GHz için devrenin enerji tüketim değerleri.....	128
Çizelge 9.9. 2.65 GHz için devrenin enerji tüketim değerleri.....	129
Çizelge 9.10. Tasarlanan sistemin literatürde bulunan benzerleri ile karşılaştırılması	130
Çizelge 9.11. Tasarlanan sistemin diğer enerji hasatlayıcılar ile karşılaştırılması	131
Çizelge 9.12. Tasarlanan sistemin oda şartlarında elde edilen ölçüm sonuçları	133

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Enerji hasatlama sistemi	4
Şekil 2.1. Temel yama anten yapısı	5
Şekil 2.2. Doğrultucu anten topolojisi	6
Şekil 3.1. Anten analiz koordinat sistemi	20
Şekil 3.2. Antenin alan bölgeleri.....	22
Şekil 3.3. Işıma genişliği.....	25
Şekil 3.4. Verici durumda anten eşdeğer devresi.....	32
Şekil 4.1. İki iletkenli iletim hattı	38
Şekil 4.2. İki iletkenli iletim hattının modellenmesi.....	38
Şekil 4.3. Mikroşerit iletim hattı	47
Şekil 4.4. Mikroşerit iletim hattındaki elektrik ve manyetik alan dağılımı	47
Şekil 5.1. Empedans uyumlandırma durumu	51
Şekil 5.2. L-tipi uyumlandırma devreleri.....	52
Şekil 5.3. T-tipi uyumlandırma devresi	54
Şekil 5.4. Pi-tipi uyumlandırma devresi	54
Şekil 5.5. Çeyrek dalga empedans uyumlandırma devresi	56
Şekil 5.6. Tek kütük uyumlandırma devreleri	56
Şekil 6.1. Mikroşerit yama anten	62
Şekil 6.2. Mikroşerit yama anten ve elektrik alan çizgileri	63
Şekil 6.3. Mikroşerit iletim hattı ve etkin dielektrik sabitinin tanımı.....	64
Şekil 6.4. Yama boyutlarının saçaklanmadan dolayı arttırılması	65
Şekil 7.1. Güneş pili yapısı	70
Şekil 7.2. Güneş pili eşdeğer devresi	71

Şekil	Sayfa
Şekil 7.3. Güneş pili güç gerilim karakteristiği ($R_{sh}=1000 \text{ Ohm}$, $R_s = 0.005 \text{ Ohm}$, $T = 300 \text{ K}$, $I_{sc} = 3.8 \text{ A}$, $S = 1000 \text{ W /m}^2$)	72
Şekil 7.4. Güneş pili akım gerilim karakteristiği ($R_{sh}=1000 \text{ Ohm}$, $R_s = 0.005 \text{ Ohm}$, $T = 300 \text{ K}$, $I_{sc} = 3.8 \text{ A}$, $S = 1000 \text{ W /m}^2$)	72
Şekil 8.1 Dikdörtgen ve dairesel tek kutuplu anten	76
Şekil 8.2. Dairesel tek kutuplu anten yansıma katsayısı benzetim sonucu (Adım-1).....	79
Şekil 8.3. Yaprak şekilli yeni tek kutuplu anten (Adım-2)	79
Şekil 8.4. Yaprak şeklinin elde edilmesi.....	80
Şekil 8.5. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yansıma katsayısı benzetim sonucu (Adım-2).....	81
Şekil 8.6. Yaprak şekilli tek kutuplu anten (Adım-3)	82
Şekil 8.7. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yansıma katsayısı benzetim sonucu ((Adım-3)	82
Şekil 8.8. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yüzey akım dağılımı benzetim sonucu (Adım-3).....	84
Şekil 8.9. Yaprak şekilli tek kutuplu anten (Adım-4)	85
Şekil 8.10. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yansıma katsayısı benzetim sonucu (Adım-4).....	85
Şekil 8.11. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yüzey akım dağılımı benzetim sonucu (Adım-4).....	86
Şekil 8.12. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yansıma katsayılarının karşılaştırılması (Adım-4)	87
Şekil 8.13. Yaprak şekilli tek kutuplu anten giriş direnci (Adım-4)	87
Şekil 8.14. Yaprak şekilli tek kutuplu anten giriş reaktansı (Adım-4).....	88
Şekil 8.15. Tasarlanan antenin güneş hücresiz ışınma örüntüleri ölçüm sonuçları (■ : $\phi=0$, ■ : $\phi=90$, ■ : $\theta=90$).....	89
Şekil 8.16. Anten yansıma katsayısının L_g uzunluğuna bağlı değişiminin benzetim sonucu.....	90

Şekil	Sayfa
Şekil 8.17. Anten yansıma katsayısının dielektrik madde genişliği (Ws) ve uzunluğuna (Ls) göre değişiminin benzetim sonucu	91
Şekil 8.18. Tasarlanan antenin farklı dielektrik maddeler ile yapılan benzetimlerinin yansıma katsayısı sonuçları	92
Şekil 8.19. Tasarlanan antenin farklı dielektrik maddeler ile yapılan benzetimlerinden elde edilen kazanç değerleri	93
Şekil 8.20. Fotovoltaik hücre	93
Şekil 8.21. Güneş pili yapısı	94
Şekil 8.22. Hibrid anten	94
Şekil 8.23. Hibrid anten yansıma katsayısı ölçüm sonuçları	95
Şekil 8.24. Antenlerin yankısız oda ölçüm görüntüleri	95
Şekil 8.25. Tasarlanan antenin güneş hücreli ışıma örüntülerinin ölçüm sonuçları (■ :phi=0, ■ : phi =90, ■ : teta=90).....	96
Şekil 8.26. Güneş hücreli ve güneş hücresiz antenlerin kazançlarının frekansa göre değişiminin ölçüm sonuçları	97
Şekil 9.1. RF doğrultucu devre topolojisi	99
Şekil 9.2. Schottky diyot eşdeğer devresi	100
Şekil 9.3. Paketlenmiş Schottky diyot eşdeğer devresi.....	100
Şekil 9.4. SMS 7630 diyotun direncinin frekansa göre değişiminin benzetimi (Pin= -15 dBm)	103
Şekil 9.5. SMS 7630 diyotun reaktansının frekansa göre değişiminin benzetimi (Pin= -15 dBm)	104
Şekil 9.6. Yarım dalga seri doğrultucu devre	105
Şekil 9.7. Tek katlı Villard gerilim katlayıcı devresi.....	105
Şekil 9.8. Çok katlı Villard gerilim katlayıcı devresi	105
Şekil 9.9. Dickson gerilim katlayıcılı doğrultucu devresi.....	106
Şekil 9.10. Greinacher gerilim katlayıcı devresi.....	107
Şekil 9.11. $f= 1.85$ GHz için elde edilen verim değerleri	108

Şekil	Sayfa
Şekil 9.12. $f = 2.15$ GHz için elde edilen verim değerleri	108
Şekil 9.13. $f = 2.45$ GHz için elde edilen verim değerleri	109
Şekil 9.14. $f = 2.65$ GHz için elde edilen verim değerleri	109
Şekil 9.15. Geleneksel tek bantlı RF enerji hasatlama yapısı	110
Şekil 9.16. Çok bantlı RF enerji hasatlama yapısı (RF birleştirici)	111
Şekil 9.17. Çok bantlı RF enerji hasatlama yapısı (DC birleştirici)	111
Şekil 9.18. Toplu elemanlı yarım dalga empedans uyumlandırma devresi	113
Şekil 9.19. Dağılmış elemanlı yarım dalga empedans uyumlandırma devresi	113
Şekil 9.20. Yarım dalga doğrultucu devrenin empedans uyumlandırılmalı ve uyumlandırmaz yansıma katsayılarının benzetim sonuçları ($f = 1.85$ GHz).....	114
Şekil 9.21. Empedans uyumlandırma birimlerinin güç tüketim değerlerinin benzetim sonuçları	115
Şekil 9.22. Yarım dalga doğrultucu ile güneş hücresinin devre bağlantısı.....	117
Şekil 9.23. Anten ile güneş hücresinin izolasyonu	117
Şekil 9.24. Doğrultucu devreye filtreleme indüktansının eklenmesi	117
Şekil 9.25. Doğrultucu devreye empedans uyumlama biriminin eklenmesi	118
Şekil 9.26. Coilcraft 0805CS-680 indüktansının spice modeli ve parametreleri.....	119
Şekil 9.27. Coilcraft 0805CS-680 indüktansının frekansa göre yansıma katsayısının benzetim sonucu katsayısı	120
Şekil 9.28. Tasarlanan yarım dalga doğrultucu devre.....	121
Şekil 9.29. Doğrultucu devrenin 1.85 GHz ve -15 dBm giriş gücündeki giriş ve çıkış gerilim değerlerinin benzetim sonuçları	121
Şekil 9.30. Doğrultucu devrenin 2.15 GHz ve -15 dBm giriş gücündeki giriş ve çıkış gerilim değerlerinin benzetim sonuçları	122
Şekil 9.31. Doğrultucu devrenin 2.45 GHz ve -15 dBm giriş gücündeki giriş ve çıkış gerilim değerlerinin benzetim sonuçları	122

Şekil	Sayfa
Şekil 9.32. Doğrultucu devrenin 2.65 GHz ve -15 dBm giriş gücündeki giriş ve çıkış gerilim değerleri	123
Şekil 9.33. Tasarlanan yarım dalga doğrultucu devrenin çıkış güç grafiği	124
Şekil 9.34. Tasarlanan yarım dalga doğrultucu devrenin verim grafiği	125
Şekil 9.35. Çizelge 9.11'in grafiksel gösterimi.....	132

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 9.1. Sistemin laboratuvarda oda şartlarında denenmesi	133
Resim 9.2. Sistemin açık hava ortamında denenmesi	134

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklamalar
A	Amper
B	Suseptans
BW	Bant genişliği
C	Sığa
cm²	Santimetrekaare
D	Yönlülük
dB	Desibel
dB_i	İzotropik antene göre desibel
dB_m	Miliwatt başına desibel
e	Verim
$\vec{E}$	Elektrik alan şiddeti
f	Frekans
G	Kazanç
GHz	Gigahertz
$\vec{H}$	Manyetik alan şiddeti
Hz	Hertz
kHz	Kilohertz
L	İndüktans
m²	Metrekare
MHz	Megahertz
mW	Miliwatt
P	Güç

Simgeler $\vec{p}$ R s T U μW V Y W X Z α ϵ ϵ_e θ λ μ v Γ γ **Açıklamalar**

Poynting vektörü

Direnç

Saniye

Periyot

Işıma şiddeti

Mikrowatt

Volt

Admitans

Watt

Reaktans

Empedans

Zayıflama sabiti

Dielektrik sabiti

Etkin dielektrik sabiti

Elektriksel uzunluk

Dalga boyu

Manyetik geçirgenlik

Dalga hızı

Yansıma katsayısı

Yayılım sabiti

Kısaltmalar**AC****DC****EH****GPS****Açıklamalar**

Alternatif akım

Doğru akım

Enerji hasatlama

Küresel konumlama sistemi

Kısaltmalar**MEMS****MPPT****PV****RFID****RF****UHF****VHF****Açıklamalar**

Mikro elektro-mekanik sistem

Maksimum güç noktası takibi

Fotovoltaik

Radyo frekans tanıma sistemi

Radyo frekans

Ultra yüksek frekans

Çok yüksek frekans

1. GİRİŞ

Dünya genelinde ülke ekonomilerinin büyümesi, nüfusun kontrolsüz artması, teknolojinin gelişmesine bağlı olarak ticari ve endüstriyel işletmelerin sayılarının artması, kullanılan elektronik cihazların sayısının artması, ısınma ve soğutma için kullanılan enerjinin artması gibi sebeplerden dolayı küresel enerji ihtiyacı da her geçen gün artmaktadır [1,2].

Bu artışa paralel olarak enerji ihtiyacımızın büyük bir kısmını karşılayan petrol, doğalgaz, kömür gibi yenilenemez enerji kaynaklarının miktarlarının sınırlı olması ve önümüzdeki yüzyıl içinde tükeneceği gerçeği, bu kaynaklara olan talebin önümüzdeki yıllarda artacağını göstermektedir [3]. Bu talep artışına bağlı olarak gelecekte enerji krizlerinin çıkabileceği ve ülke ekonomilerinin bundan etkileneceği de bir gerçektir.

Diğer yandan geleneksel enerji kaynaklarının çevreye zararlı olması ve karbon emisyonunu arttırması sonucunda ortaya çıkan küresel ısınma ise bir diğer önemli sorunu oluşturmaktadır. Buz dağlarının erimesi ve buna bağlı olarak deniz seviyelerinin artması, şiddetli kuraklıklar, aşırı yağışlar, orman yangınları ve bunlara bağlı olarak hem bitki türlerinin hem de hayvan türlerinin yok olması küresel ısınmanın başlıca sonuçları arasında olup insanlığın yok olması adına en büyük tehditleri oluşturmaktadır [4,5].

Fosil yakıtların çevreye zararlı olması, pahalı olması ve kaynaklarının sınırlı olmasından dolayı gelecek nesillere daha yaşanabilir bir dünya miras bırakabilmek için sürdürülebilir, çevreci, yenilenebilir enerji kaynaklarının araştırılması, geliştirilmesi günümüzün en önemli konularının başında gelmektedir.

Büyük güçlü çevresel enerji kaynaklarını güneş ve rüzgâr oluşturmakla birlikte, bu büyük güçlü kaynaklardan verimli bir şekilde enerji elde etmek için kullanılan yöntemler ve teknolojiler günümüzde oldukça gelişmiş durumdadır [6,7]. Diğer yandan çevremizde bulunan ve boşta gezen düşük güçlü titreşim, RF ve benzeri enerji kaynaklarının enerji elde etmek amacıyla kullanılması son yıllarda ortaya çıkan yeni bir enerji geri dönüşüm tekniği olup, çevresel ve ekonomik açıdan öneme sahiptir.

Enerji hasatlama ya da enerjinin geri dönüşümü olarak tanımlanan bu teknik; sıcaklık, titreşim, radyo dalgaları gibi çevrede bulunan düşük miktartlı enerjinin yakalanması ve

kullanılabilir elektriğe dönüştürülmesi işlemidir [8–10]. Enerji hasatlama cihazları çevremizde bulunan enerjiyi algılar, verimli ve etkili bir şekilde toplar ve daha sonra harcamak üzere depolar [11]. Başka bir deyişle enerji hasatlama cihazları çeşitli sensörleri, düşük güçlü elektronik sistemleri, kablosuz haberleşme sistemlerini ve kontrol devrelerini beslemek için bütün bu fonksiyonları yerine getirmektedir.

Böylece şebeke elektriğinin olmadığı ve güneş ya da rüzgâr gibi yenilenebilir enerji kaynakları ile enerji elde etmenin verimli olmadığı uygulamalara alternatif bir çözüm sağlamaktadır. Enerji hasatlama ile sistemlerin verimi arttığı gibi kablosuz sensör ağları, uzaktan algılama, vücut implantı, radyo frekans tanıma sistemleri gibi düşük güç gerektiren yeni teknolojilerin kullanılması da mümkün olmaktadır [12,13]. Ayrıca düşük güçlü elektronik aygıtların bataryasız çalışmasına imkân sağlamaktadır [14]. Bunun ise çeşitli faydaları bulunmaktadır. Bunların başında:

- Bakım gerektirmeme; batarya değiştirmeye gerek olmaması,
- Çevre dostu olması; bataryaların kimyasal madde içermesinden dolayı hem çevreye hem de insan sağlığına zararlı olması,
- Yeni uygulamalara olanak sağlaması; ulaşılması zor olan yerlerin enerji hasatlayan sensörler ile izlenmesi sayılabilir.

Gömülü sistemler ve kablosuz uzak sensörler gibi düşük güçlü elektronik aygıtların bataryalarla beslenmeleri ve bu bataryaların ömürlerinin sınırlı olması ile bunların belli aralıklarla değiştirilmesinin gerekmesi önemli bir sorunu ortaya çıkarmaktadır [15]. Çünkü onlarca sensörün olduğu ve bunlara erişimin kolay olmadığı bir ortamda, bataryaların değiştirilmesi oldukça maliyetli olmaktadır [15]. Diğer yandan enerji hasatlama teknolojileri bu sistemler için kesintisiz enerji kaynağı sağlamakta ve diğer yandan ise tehlikeli, pratik olmayan aynı zamanda maliyetli olan batarya değişimini ortadan kaldırmaktadır. Enerji hasatlama uygulamalarının çoğu kendi enerjisini kendisi elde edecek, yıllarca bakım gerektirmeyecek ve uygun maliyetli olacak şekilde tasarlanmaktadır [16]. Ayrıca elde edilen güç kaynağın yakınında elde edildiği için kablo ve iletim kayıplarını da ortadan kaldırmaktadır. Enerji hasatlama için kullanılan temel enerji kaynakları ışık, kinetik (titreşim), ısısal ve RF olarak sıralanabilir [17-23]:

- **Işık enerjisi;** güneşin yaydığı ışık enerjisi fotovoltaik hücreler ile elektrik enerjisine dönüştürülmektedir. Enerji hasatlama için kullanılan enerji kaynakları içinde en yüksek güç yoğunluğuna sahip enerji türüdür [24]. Ev içi uygulamalarda elde edilen güç miktarı fotovoltaik hücrenin boyutuna ve ışık yoğunluğuna bağlı olarak değişmektedir. Işığın kesikli gelmesinden dolayı yükleri sürekli beslemek amacıyla güneş panelleri, süper kondansatörler ve bataryaları şarj etmek için kullanılmaktadır.
- **Kinetik (titreşim) enerji;** piezoelektrik dönüştürücüler titreşim, hareket, ses gibi kinetik enerjiye maruz kaldıklarında elektrik üretmektedirler [25,26]. Dönüştürücü çıkışında kinetik enerji alternatif akım elektrik enerjisine dönüştürülmektedir.
- **Isısal enerji;** termoelektrik enerji hasatlayıcılar Seebeck etkisi ile çalışmaktadırlar [24]. Seebeck etkisi ise iki farklı iletken ya da yarı iletkenin uç noktalarından temas ettirilmesi ile oluşturulan kapalı devrede iletkenlerin uçlarında sıcaklık farkı oluştursa devrede gerilim indüklenmesi anlamına gelmektedir.
- **RF enerji;** RF enerji hasatlayıcılar havada yayılan elektromanyetik dalga enerjisini anten vasıtası ile AC sinyale dönüştürmektedirler [27]. RF enerji üretiminde kullanılan ve orta seviye enerji taşıyan elektromanyetik dalgaların frekans aralığı 3 KHz ile 300 GHz aralığında değişmektedir [27].

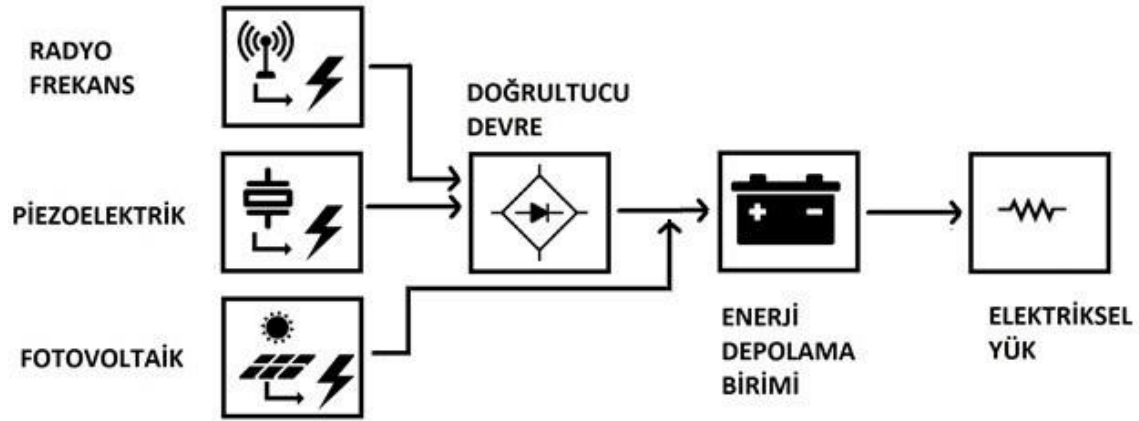
Bu enerji kaynaklarının sahip olduğu enerji yoğunlukları Çizelge 1.1’de verilmiştir[24,28]. Çizelge incelendiğinde en yüksek enerji yoğunluğuna sahip olan kaynağın ışık olduğu görülmektedir. İkinci sırada ise kinetik enerji gelmektedir. Kinetik enerjiyi sırasıyla ısısal ve RF takip etmektedir.

Çizelge 1.1. Enerji kaynaklarının enerji yoğunluklarının karşılaştırılması

Enerji kaynağı	Karakteristiği	Enerji Yoğunluğu
Işık	Dış ortamda	100 mW / cm ³
	İç ortamda	100 µW / cm ³
Isısal	İnsan	60 µW / cm ²
	Endüstriyel	10 mW / cm ²
Titreşim	İnsan hareketi	4 µW / cm ³
	Makine hareketi	800 µW / cm ³
RF	GSM	0.1 µW / cm ²
	WiFi	1 nW / cm ²

Enerji hasatlayıcılar tıbbi, askeri ve endüstriyel alanlarda kullanılan uzak erişimli sensörlere enerji sağlamak ya da batarya ömürlerini arttırmak için kullanılmaktadırlar. Böylece erişilmesi uzak olan bölgelerde bulunan sistemlerden bilgi alınması amacıyla kendi kendine çalışan sensör ağlarının kurulması mümkün olmaktadır. Bu sensörler ile hava kirliliğinin takibi [29] ve havanın temizlenmesi [30], oluşabilecek orman yangınların gözetlenmesi [31], deniz suyunu tuzdan arındırma [32] gibi çeşitli çevre sorunlarına çözüm bulunmakta ve değişkenler takip edilebilmektedir.

Şekil 1.1’de görüldüğü gibi temel bir enerji hasatlayıcı sistem ısısal, kinetik, RF veya güneş enerjisinin algılandığı bir dönüştürücü, doğrultma devresi, enerji depolama birimi ve yükten oluşmaktadır.

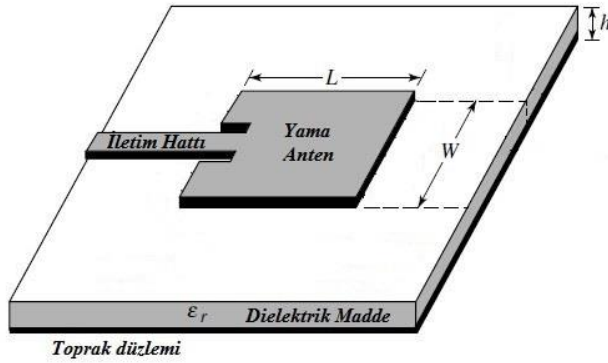


Şekil 1.1. Enerji hasatlama sistemi

Enerji hasatlama için kullanılacak kaynak enerjinin sürekli olmamasından dolayı oluşturulacak sistemin enerjiyi yakalamak, işlemek ve saklamak üzere verimli bir şekilde tasarlanması gerekmektedir. Enerji hasatlama devrelerinde harcanan enerjinin, hasatlanan enerjiden daha az olacak şekilde yüksek verimle çalışması arzulanmaktadır. Enerji depolama biriminin en az sızıntı ve kayıp ile enerjiyi saklaması, istenilen uygulamaya bağlı olarak çıkış güç gereksinimlerini karşılaması, düzensiz giriş güç değerlerine karşılık akım ve gerilimlerin tolerans değerlerinin iyi ayarlanması gerekmektedir. Ayrıca kullanılan devrelerin aktif iken minimum güç çekmesi, minimum gecikme ile açılıp kapanması ve düşük gerilim seviyelerinde çalışması istenen özelliklerdir.

2. LİTERATÜR TARAMASI

Boşluktaki elektromanyetik dalgaları alarak elektrik sinyallerine dönüştüren veya elektrik sinyallerini elektromanyetik dalgalara dönüştürerek boşluğa ileten iletkenlere anten denir [33–35]. Mikroşerit antenler 1950’li yıllarda ortaya çıkmasına rağmen gerçekleştirilmeleri 1970’lerde gelişen baskı devre teknolojisini beklemek zorunda kalmıştır [36]. O zamandan beri mikroşerit antenler en çok kullanılan anten türü olup, birçok uygulamada yaygın şekilde kullanılmaktadırlar [37–41]. Bunun sebebi ise mikroşerit antenlerin hafif olmaları, üretim maliyetinin düşük olması, düzlemsel biçimleri, taşınmalarının kolay olması, anten dizileri şeklinde üretimlerinin kolay olması ve mikro-elektromekanik sistemler ile kullanılabilmesi gelmektedir [42–45]. Başlıca uygulama alanları arasında radyo frekans tanıma sistemleri [46], mobil haberleşme sistemleri [47], küresel konumlama sistemi [48,49], televizyon sistemleri [50,51], Mikro elektro-mekanik sistem (MEMS) uygulamaları, uydu haberleşmesi [52,53] ve radar sistemleri [54,55] sayılabilir.

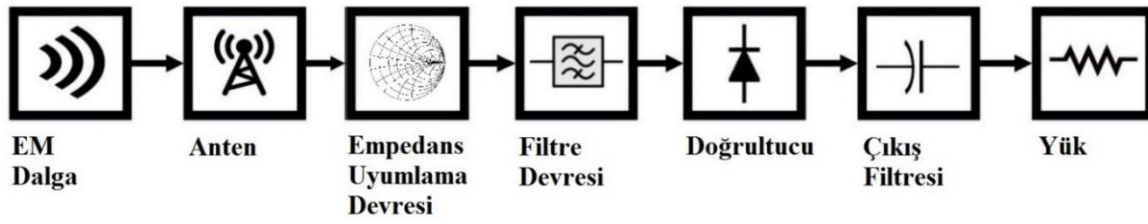


Şekil 2.1. Temel yama anten yapısı [33]

Şekil 2.1’de görüldüğü gibi temel bir mikroşerit yama anten bir iletim hattından, ışıma yapan bir yamadan, toprak düzleminden ve dielektrik malzemeden oluşmaktadır. İletim hattı, toprak düzlemi ve yama bakır gibi yüksek iletkenlik değerine sahip metal bir iletkenle imal edilmektedir. Yama ve iletim hattı dielektrik malzemenin üst tabakasında bulunurken, toprak düzlemi ise alt tabakasında bulunmaktadır. Yama antenlerin çalışma frekansını antenin uzunluğu belirlemektedir. Antenin genişliği arttıkça giriş direnci düşmekte, bant genişliği ise artmaktadır.

RF enerji hasatlama sistemlerinde yama antenler doğrultma elemanı olan diyot ile birlikte kullanılmaktadır. Bu iki elemanın birlikte oluşturduğu yapıya doğrultucu anten (rectenna:

rectifying antenna) denilmektedir. Doğrultucu antenler mikrodalga gücünün *DC* güce çevrildiği pasif elemanlar olup genel blok şeması Şekil 2.2’de verilmiştir. Ortamda bulunan elektromanyetik dalgalar anten vasıtası ile algılanmaktadır. Empedans uyumlama birimi doğrultucu devre empedansını anten empedansına uyumlandırmak için kullanılmaktadır. Filtre devresi diyot tarafından oluşturulan yüksek dereceli harmoniklerin bastırılmasını ve aynı zamanda antenden gelen istenmeyen frekanslardaki sinyallerin bastırılmasını sağlamaktadır. Doğrultucu ise antenin algıladığı *AC* sinyalleri *DC*’ye çevirmektedir. Çıkış filtresi ise çıkış akım ve gerilimini daha kararlı bir hale getirmektedir.



Şekil 2.2. Doğrultucu anten topolojisi

İlk doğrultucu anten 1963 yılında W. C. Brown tarafından tasarlanan 2.45 GHz çalışma frekanslı, % 40 verimli, 7 W çıkış güçlü köprü doğrultuculu antendir [56] ve elde edilen enerji bir helikopterin güç gereksinimini karşılamak için kullanılmıştır. Brown tarafından gerçekleştirilen bir diğer çalışmada ise 2.45 GHz frekanslı doğrultucu anten dizisi ile % 90 verim değerine ulaşılmıştır [57]. Daha sonra tek-paralel doğrultucu anten Brown tarafından düşük maliyetli üretim için geliştirilmiştir [58]. Daha sonraki yıllarda ise yapılan doğrultucu anten çalışmaları artarak günümüze kadar gelmiştir. Bu tez çalışmasında mikroşerit yama anten ve fotovoltaik hücre tabanlı hibrid bir enerji hasatlayıcının tasarımı hedeflendiği için literatür temel olarak

- Mikroşerit yama antenler
 - Doğrultucu devreler
 - Fotovoltaik hücreli hibrid enerji hasatlayıcılar
- olmak üzere 3 başlık altında incelenmiştir.

Doğrultucu anten tasarımında kullanılan düzlemsel anten türlerinin başında dipol anten, tek kutuplu anten, boşluk anten, fraktal anten, döngü anten ve bunlarla yapılan anten dizileri gelmektedir. Bununla birlikte tasarlanan antenlerin performansını geliştirmek için çift kutup, dairesel kutup, çift bant, çoklu bant ve geniş bantta çalışabilme gibi çeşitli özelliklerde

eklenmiştir. Aşağıda literatürde bulunan ve farklı düzlemsel yama anten türleri ile yapılan önemli çalışmalara sırasıyla değinilmiştir.

Dipol anten ile yapılan ilk mikroşerit doğrultucu anten uygulamalarından bir tanesi McSpadden ve arkadaşları tarafından 1998 yılında yapılan çalışmadır [59]. Bu çalışmada 5.8 GHz frekanslı dipol anten dikey olarak yerleştirilmiş ve arkasına yansıtıcı metal plaka eklenmiştir. Alçak geçiren filtre, doğrultucu diyot, DC yumuşatıcı filtre ile yük dipol antenin uçlarına paralel bağlanmıştır. 50 mW giriş gücü ve 327 Ohm yük direnci ile % 82 verim elde edilmiştir. Suh ve Chang tarafından yapılan çalışmada [60] ise dipol anten çift frekanslı (2.45 GHz, 5.8 GHz) olarak gerçekleştirilmiştir. Diyot tarafından oluşturulan yüksek frekanslı harmonikleri engellemek için açık uçlu T şekilli eş düzlem şerit hatlı bant durduran filtre, eş düzlem şerit alçak geçiren filtreye entegre edilmiştir. 2.45 GHz ve 5.8 GHz’de sırasıyla % 84.4 ve % 82.7 verim elde edilmiştir. Tu [61] ve arkadaşları ise kademeli empedans dipol anten kullanarak, anten boyutunda klasik yarım dalga dipol antene oranla % 23 azalma ve 5.8 GHz çalışma frekansında, 250 Ohm yük direnci ile % 76 verim elde etmişlerdir. Sun ve arkadaşlarının [62] düşük güç uygulamaları için tasarladığı 2.45 GHz çalışma frekanslı doğrultucu antende, anten empedansı doğrudan doğrultucu empedansına uydurulurken, 2. ve 3. harmonik frekanslardaki dalgalar ise bastırılmıştır. Böylece anten ile doğrultucu devre arasında bant geçiren filtrenin kullanılmasına gerek kalmamıştır. Niotaki ve arkadaşları [63] ise çalışma frekansı 915 MHz ve 2.45 GHz olan bükülmüş boşluk yüklü dipol doğrultucu anten yapmışlardır. Gerçekleştirilen anten boyut olarak yarım dalga dipol antenin % 36.6’sı kadar olup düşük güçler için tasarlanmıştır. -9 dBm güç ve 2200 Ohm yük ile sırasıyla % 53.7 ve % 30 verim elde edilmiştir. Song [64] ve arkadaşları ise geniş bantlı, çift kutuplu ve harmonik bastırma özelliğine sahip olan çapraz dipol doğrultucu anten tasarlamışlardır. Ayrıca tasarlanan modifiyeli Greinacher tam dalga doğrultucu devresi ile -10 dBm giriş gücünde % 55 verim elde edilmiştir. Song [65] tarafından yapılan bir diğer geniş bantlı, dairesel kutuplu log periyodik papyon antende açısallık halka yapısı kullanılarak anten boyutunun ve performansının artması sağlanmıştır. Doğrultucu tasarımı ise çalışma frekans aralığı 3 parçaya bölünerek her bir bölme için ayrı bir uyumlandırma devresi ve gerilim katlayıcı devre kullanılarak bunlar yüke paralel bağlanmıştır. Almoneef ve arkadaşları [66] ise dikey olarak konumlandırılmış dipol anten dizlerini içeren panelleri birleştirerek çok katmanlı bir doğrultucu anten dizisi gerçekleştirmişlerdir. Dipol anten ile yapılan bir diğer çalışma ise akıllı sensör uygulamaları için Khang ve arkadaşları [67] tarafından tasarlanan doğrultucu antendir. RFID okuyucunun sağlamış olduğu 1 mW güç

altında yaklaşık olarak % 23 verim elde edilmiştir. Kim ve arkadaşları [68] ise iki yarım dalga dipol arasındaki ortak bağlantıyı araştırmışlardır. İki anten arasındaki uzaklığın uygun şekilde ayarlanmasıyla enerji hasatlama devresinden elde edilen gücün % 50'den fazla artabildiğini göstermişlerdir. Kumar ve arkadaşları [69] geniş bantlı EH uygulamaları için yüksek kazançlı (7.2 dBi) log periyodik dipol anten dizisi tasarlamışlardır. Baz istasyonundan 25 m mesafede yapılan ölçümlerde 4.7 KOhm yük ile 1.7 V gerilim değeri elde edilmiştir. Chang ve arkadaşları [70] ise yüksek verimli, yönlü dipol anten tasarlamışlar ve sistemin güç algılama hassasiyetini arttırmak için doğrultucu devre ile anten arasına dengeli bant geçiren filtre yerleştirmişlerdir. 2.45 GHz frekansında anten girişindeki güç yaklaşık 17 dBm iken 350 Ohm yük altında yaklaşık % 50 verim elde edilmiştir.

Lu [71] ve arkadaşları anten besleme noktasındaki anahtarların konumuna göre 3 kutuplanma durumunda da (doğrusal, sağ el ve sol el) çalışabilen geniş bantlı düzlemsel tek kutuplu doğrultucu anten sunmuşlardır. Bununla birlikte 3 kutuplanma durumunda da sabit bir çevirme verimi elde etmek için anten ile doğrultma devresi arasına ayarlanabilir uyumlandırma devresi eklenmiştir. Ghadimi ve Ojaroudi [72] döndürülmüş E şekilli tek kutuplu antende harmonikleri bastırmak için besleme hattında oluşturulan boşluğa parmak arası şerit ile harmonik bastırımı sağlanmışlar ve 1 KOhm yük direnci ile % 74 verim elde etmişlerdir. Hong [73] ve arkadaşları ise 2.45 GHz frekanslı, yatay H şekilli tek kutuplu doğrultucu anten boyutunda % 60 azalma elde etmişler ve harmonikleri bastırmak için kütük bant geçiren filtre kullanmışlardır. Doğrultma devresi ve bant geçiren filtre toprak düzlemine yerleştirilerek, doğrultucu antenin daha pratik olması sağlanmış ve % 66 verim elde edilmiştir. Ghosh ve arkadaşları [74] ise GSM900 ve GSM1800 bantlarında çalışan, dairesel kutuplu doğrultucu antende anten çıkışına 7 katlı gerilim katlayıcı bağlamışlardır. Monti ve arkadaşları [75] 2012 yılında yaptıkları çalışmada dairesel tek kutuplu antende yarım dalga doğrultucu kullanmışlar, 2.45 GHz çalışma frekansı ve $155 \mu W/cm^2$ yük yoğunluğu altında maksimum % 50 verim elde etmişlerdir. Yine aynı yıl yaptıkları başka bir çalışmada [76] ise RFID sistemleri için kapasitif yüklenmiş T şekilli tek kutuplu antende doğrultucu olarak 5 katlı gerilim katlayıcı kullanılmış ve $80 \mu W/cm^2$ yük güç yoğunluğunda % 54 verim elde edilmiştir.

Literatür incelendiğinde, kutuplanma kayıplarını azaltmak ve genel verimi arttırmak için doğrultucu anten tasarımlarında dairesel kutuplanmanın kullanıldığı görülmektedir [77,78]. Dairesel kutuplanmada verim ile DC çıkış gücü antenin yatay ya da dikey düzlemdeki

konumundan bağımsız olarak her yönde hemen hemen aynı seviyede kalmaktadır [79]. Daha önce çalışılan dairesel kutuplu düzlem antenler içinde dairesel boşluk antenlerin ışıma performansının daha iyi olduğu Chen ve arkadaşları [80] tarafından kanıtlanmıştır. Bu sebeple daha iyi bir verim elde etmek için geçmişten günümüze birçok dairesel boşluk doğrultucu anten tasarımı yapılmıştır. Bunların başında 2003 ve 2004 yıllarında Heikkinen ve Kivikoski [81,82] tarafından yapılan çalışmalar gelmektedir. [81] numaralı çalışmada iki adet dairesel boşluk ile iki frekanslı (2.4 GHz ve 5.8 GHz) doğrultucu anten tasarlanmış ve her bir çalışma frekansı için ayrı bir doğrultucu tasarımı gerçekleştirilmiştir. [82] numaralı çalışmada ise 5.8 GHz frekanslı, düşük profilli bir tasarım gerçekleştirilmiş ve 32 dBm giriş gücünde, 2 m uzaklıkta 1.3 V çıkış gerilimi elde edilmiştir. Ren [83] ve arkadaşları tarafından 2007 yılında yapılan çalışmada ise anten geometrisi kıvrımlı bir şekilde tasarlandığından dolayı antenin elektriksel uzunluğu arttırılmış ve anten boyutunda % 52 azalma sağlanmıştır. Saç tokası alçak geçiren filtre ise her iki çalışma frekansında da harmoniklerin bastırılmasını sağlanmıştır. Kullanılan yarım dalga doğrultucu ile çalışma frekansları olan 2.45 GHz ve 5.8 GHz’de sırasıyla % 65 ve % 46 verim elde edilmiştir. Takhedmit ve arkadaşları [84] tarafından yapılan 2.45 GHz frekanslı çalışmada ise doğrultucu devre antenin altına yerleştirilerek daha pratik bir yapı elde edilmiştir. Ayrıca dairesel boşluk antenin harmonik bastırma özelliğinden dolayı alçak geçiren filtre kullanılmamıştır. 2500 Ohm yük ile maksimum % 69 verim elde edilmiştir. Phongcharoenpanich ve arkadaşları [85] ise 2016 yılında çift kutuplu hava aralıklı 2.4 GHz frekanslı yüksek kazançlı kare doğrultucu anteni tasarlamışlardır. Her iki giriş portu arasındaki yalıtımı sağlamak için ışıma elemanı üzerine dikdörtgen dairesel boşluk eklenmiştir. Tasarlanan gerilim katlayıcı devre ile kablosuz yerel haberleşme ağından (WLAN) 0.5 m uzaklıkta yaklaşık %15 verim elde edilmiştir. Kang ve arkadaşları [86] tarafından 2017 yılında yapılan 2.45 GHz frekanslı dairesel boşluk doğrultucu antende geniş bant (3 GHz–8 GHz) harmonik bastırımı için antene mikroşerit rezonans hücre bloğu eklenmiş ve tasarlanan sistemin % 70 verime ulaştığı gözlenmiştir. Ghosh [87] tarafından 2017 yılında yapılan çalışmada GSM900 bandında çalışan karesel boşluk anten tasarlanmış ve doğrultucu olarak ise köprü doğrultucu devresi kullanılmıştır. $162 \mu W/cm^2$ güç yoğunluğu altında % 45.47 verim elde edilmiştir. Yang ve arkadaşlarının [88] 2018 yılında yaptığı çalışmada L şeklindeki boşluğa eklenen dairesel yama ile dairesel kutuplanma elde edilmiştir. Anten çalışma frekansı 5.8 GHz olup, yüksek dereceli harmonikleri bastırmak için besleme hattına açık devre kütük eklenmiştir. $11.4 mW/cm^2$ güç yoğunluğu altında 900 Ohm yük ile % 66.2 verim ve 6.33 V gerilim elde edilmiştir.

Doğrultucu anten tasarımlarında kullanılan bir diğer düzlemsel anten türü ise fraktal antenlerdir. Fraktal antenler birbirini farklı boyutlarda tekrar eden yapılar ile elektriksel uzunluğu arttırmakta ve bu sayede geniş bant ya da çoklu bantlı çalışmaya olanak sağlamaktadırlar [89]. Fraktal antenlerin bir diğer önemli özelliği ise elektriksel uzunluğun artmasına bağlı olarak anten boyutunda meydana gelen küçülmedir. Literatürde yer alan ve anten tasarımında en çok kullanılan fraktal yapıların başında Koch [90], Hilbert [91], Sierpinski Gasket [92], Giuseppe Peano [93], Tree [94] gelmektedir. Doğrultucu anten tasarımında kullanılan fraktal yapılar ve bunların özellikleri aşağıdaki bölümde kronolojik sıra ile verilmiştir.

Fraktal tabanlı doğrultucu anten tasarımcılarından ilki Olgun ve arkadaşları [95] tarafından yapılan Koch fraktal anten tabanlı olan ve çıkışında iki katlı Dickson doğrultucunun bulunduğu çalışmadır. Gerçekleştirilen 2.45 GHz çalışma frekanslı bu yapının küçük boyutlu olması, yüksek kazançla sahip olması (4 dBi) ve $\% 70$ 'e yakın bir verime sahip olması önemli özellikleridir. 2014 yılında Choi [96] ve arkadaşları Sierpinski halısı fraktal yapısı kullanarak yaptıkları 2.45 GHz frekanslı doğrultucu anten çalışmasında 20 dBm giriş gücüne sahip kaynaktan 30 cm uzaklıkta maksimum $\% 57$ verim ve 1.3 V çıkış gerilimi elde etmişlerdir. Mahfoudi [97] ve arkadaşları tarafından 2016 yılında yapılan geniş bantlı doğrultucu antende ise 3 iterasyonlu Koch fraktal şekli kullanılmıştır. Çift doğrusal kutuplu ve boşluk anten olarak yapılan tasarım 1.5 GHz ile 2.65 GHz arası çalışma frekansına ve $\% 70$ verime sahiptir. 2017 yılında Chuma [98] [99] ve arkadaşlarının yapmış olduğu yama anten tabanlı dairesel fraktal doğrultucu anten tasarımı 2.45 GHz çalışma frekansında ve 2 dBm giriş gücünde $\% 62$ verime sahiptir. Yapılan bir diğer önemli çalışma ise Zeng [100] ve arkadaşları tarafından yapılan Koch fraktal şekilli döngü doğrultucu antendir. 1.8 GHz çalışma frekanslı bu çalışmada, harmonik bastırılmalı doğrultucu döngü antenin içine yerleştirilerek daha pratik bir yapı elde edilmiştir. 2018 yılında Zeng [101] ve arkadaşları tarafından yapılan çift frekanslı fraktal tek kutuplu doğrultucu anten tasarımında GSM900 bandında anten uzunluğunu azaltmak için Koch fraktal yapılı (zikzaklı yapı) ışıma elemanı kullanırken, GSM 1800 bandı için ise düz bir ışıma elemanı kullanmışlardır. Frekans batlarında sırasıyla $15.9\text{ }\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ve $19.1\text{ }\mu\text{W}/\text{cm}^2$ güç yoğunluklarında maksimum $\% 62$ ve $\% 50$ verim elde edilmiştir. Shi [102] ve arkadaşları ise 2.45 GHz frekanslı dairesel yama anten tabanlı özgün bir fraktal doğrultucu anten tasarımı yapmışlar ve 0 dBm giriş gücünde $\% 52$ verim elde etmişlerdir. Aynı çalışma grubunun yapmış olduğu bir diğer tasarım ise özgün fraktal şekilli boşluk doğrultucu anten geniş bant ($2.15\text{ GHz} - 2.9\text{ GHz}$) özelliğine

sahip olup, 0 dBm giriş gücünde 1.5 V çıkış gerilimi ve maksimum $\% 62$ verim ile çalışmaktadır [103]. Bakytbekov [104] ve arkadaşları ise Cantor fraktal şekilleri kullanarak 3 boyutlu küp şeklinde 3 frekanslı (GSM900, GSM1800 ve UMTS) doğrultucu anten tasarlamışlardır. 2019 yılında Palandöken [105] ve arkadaşı modifiyeli Hilbert fraktal yapı kullanarak GSM 900 bandında çalışan doğrultucu anten tasarlamışlardır. -10 dBm giriş gücünde 1.5 V çıkış gerilimi elde etmişlerdir. Wang [106] ve arkadaşları 2.45 GHz çalışma frekanslı özgün dairesel fraktal şekilli doğrultucu anten çalışmasında 0 dBm giriş gücünde maksimum $\% 51$ verim elde etmişlerdir. Aynı grubun [107] yapmış olduğu bir diğer çalışmada ise özgün ağaç benzeri fraktal şekilli doğrultucu anten 2.45 GHz ve 3.5 GHz çalışma frekanslarına sahip olup, 0 dBm giriş gücünde sırasıyla $\% 60$ ve $\% 53$ verim değerine sahiptir. 2020 yılında Fakharian [108] ise geniş bantlı ($0.91\text{ GHz}-2.55\text{ GHz}$) tek kutuplu, yüksek kazançlı ($5-8.3\text{ dBi}$) 2×2 Koch fraktal doğrultucu anten dizisi tasarlamıştır. Sırasıyla 950 , 1850 , 2100 ve 2450 MHz frekans bantlarında maksimum $\% 76$, $\% 71$, $\% 61$ ve $\% 62$ verim elde etmiştir.

Literatür incelendiğinde yaprak ya da çiçek şekilli antenlerin genellikle geniş bant için tasarlandığı görülmektedir. Aşağıda bu konuda yapılan önemli çalışmalara değinilmiştir. 2008 yılında Neyestenak ve Abbas tarafından sunulan özgün gül şekilli mikroşerit yama anten $4.3\text{ GHz}-8.3\text{ GHz}$ frekans aralığında çalışırken, anten kazancı ise 1.5 ile 5.9 dB arasında değişmektedir [109]. Ahmed ve arkadaşları [110] tarafından yapılan çınar ağacı yaprağı şekilli antende çalışmada frekans aralığı $3\text{ GHz}-14\text{ GHz}$ olup, $5\text{ GHz}-6\text{ GHz}$ WLAN frekans aralığında bant durduran bir yapıya sahiptir. Fakharian [111] ve arkadaşı tarafından sunulan palmiye ağacı yaprağı şekilli, eş düzlemsel dalga kılavuz beslemeli antenin bant genişliği ise $3.08\text{ GHz}-14\text{ GHz}$ aralığıdır. Patre ve Singh [112] tarafından sunulan 2.2 GHz ile 10.6 GHz aralığında çalışan geniş bantlı anten yine eş düzlemsel dalga kılavuz beslemeli ve çiçek şekillidir. Biswas [113] ve arkadaşları tarafından sunulan eğrelti otu yaprağı şekilli antipodal Vivaldi anten ise $1.3\text{ GHz}-20\text{ GHz}$ aralığında çalışmaktadır. Cruz [114] ve arkadaşları tarafından sunulan Inga marginata yaprak şekilli anten $2.74\text{ GHz}-13\text{ GHz}$ aralığında çalışmaktadır.

Doğrultucu devre için ise seri ve paralel yarım dalga, tam dalga, fark durumlu doğrultucular ile gerilim katlayıcı doğrultucular kullanılmaktadır. Doğrultma devreleri temel olarak doğrusal olmayan bir eleman olan Schottky diyottan, yüksek frekanslı bir filtreden, yumuşatma kondansatöründen ve rezistif bir yükten meydana gelmektedir. Yüksek frekanslı

filtre diyotun oluşturmuş olduğu ve güç kaybına sebep olan harmonikleri yok etmek için kullanılmaktadır. Ayrıca anten ile diyot arasında empedans uyumlandırma devresi olarak da görev yapmaktadır. Bununla birlikte daha pratik bir yapı elde etmek amacıyla bu filtreler harmonik bastırma özelliği olan antenlerin kullanılmasıyla elimine edilebilir.

Doğrultucu devrelerinin en önemli elemanı ya da başka bir deyişle doğrultma elemanı diyottur. Diyotlar eşik gerilimi, eklem sığası ve seri direnç ile karakterize edilmektedir. Eklem sığası diyotun anahtarlama zamanının etkilediğinden dolayı hızlı diyotların düşük sığaya sahip olması gerekir. Eşik gerilimi ise $1mW$ 'ın altındaki düşük güç seviyelerinde enerji hasatlama yapılacağı zaman önemli bir etken olmakta ve bu şartlar altında eğer üretilen gerilim değeri eşik gerilim değerinden düşük ise doğrultma yapılamadığı için enerji kaybı meydana gelmektedir. Yüksek güç seviyelerinde ise eşik gerilimi problem oluşturmazken, diyot iç direncinden dolayı oluşan kayıplar doğrultucu verimini düşürmektedir.

Doğrultucu anten tasarımlarında kullanılan en basit doğrultucular seri [115,116] ya da paralel [117] olarak kullanılan yarım dalga doğrultucu devreleridir. Tek diyotlu yarım dalga doğrultucu devreleri düşük güçler için daha iyi bir seçim iken, daha büyük güçler için ise köprü tipi gibi tam dalga doğrultucu devreleri tercih edilmektedir. Bununla birlikte gerilim katlayıcı devreler [118] ise diğer doğrultucu türlerini oluşturmaktadır. Bütün doğrultucu topolojilerinde temel amaç doğrultucu antenin maksimum verimle çalışacak şekilde optimize edilmesidir. Alıcı antenin verimi doğrultucu antenin verimini etkilediği gibi, herhangi bir giriş gücü için diyot kayıpları ve empedans uyumsuzluğu doğrultucunun verimini değiştirmektedir. Aşağıda literatürde yer alan önemli doğrultucu yapıları hakkında bilgi verilmiştir.

Congedo ve arkadaşları [119], $2.45 GHz$ frekanslı modifiyeli Vivaldi antenin çıkışında yarım dalga gerilim katlayıcı doğrultucu kullanmışlardır. Zbitou [120] ve arkadaşlarının 2005 yılında yaptığı çalışmada doğrultucu antenin daha düşük güç seviyelerinde enerji üretebilmesi yani doğrultucu devrenin hassasiyetini arttırmak amacıyla seri yarım dalga doğrultucu devrede, çıkış yüküne seri bir diyot daha bağlanmıştır. Diyot eşdeğer devresindeki seri direncin ön gerilim akımına bağlı olarak değişmesinden dolayı kullanılan 2. diyot değişken yük olarak kullanılmakta ve daha düşük güç seviyelerinde algılama yapılmaktadır. Vera ve arkadaşlarının [121] yaptığı doğrusal çift kutuplu doğrultucu antende

ise her bir kutuptaki sinyali doğrultmak için 2 katlı gerilim katlayıcı devresi kullanılmıştır. Doğrultucu devreler çıkıştaki yük direncine paralel bağlanarak elde edilen güç değerleri toplanmıştır. Takhedmit ve arkadaşları [122] ise tasarladıkları iki diyotlu fark durumlu doğrultucu devresi ile doğrultma yapmışlardır. Ayrıca diyotlardan sonra yerleştirilen çeyrek dalga boylu açık mikroşerit hatlar ile yük temel frekanstaki harmoniklerden yalıtılmıştır. *DC* gerilimin fark durumu yöntemi ile ölçülmesinden dolayı toprak bağlantısı ya da vida bağlantısı gerekmemektedir. Daha sonra ise iki antenli paralel bağlı doğrultucu anten dizisi gerçekleştirilerek, daha fazla çıkış gücü elde edilmiştir. Sun [123] fark durumu şeklinde beslenen ve böylece kazancı arttırılan yama antenden alınan, aralarında 180 derece faz farkı bulunan sinyalleri doğrultmak ve daha pratik bir yapı elde etmek için 2 doğrultucuyu toprak bağlantılarından birleştirerek fark durumu olarak sürülen doğrultucu tasarlamıştır. Böylece tek bir diyot ile tam dalga doğrultma devresi meydana getirilmektedir. Kuhn ve arkadaşları [124] geniş bantlı anten çıkışında her bir frekans bandı için ayrı bir bant geçiren devre kullanmışlar ve bu devrelerden elde edilen *AC* sinyalleri tasarlanan fark durumu doğrultucu ile doğrulttuktan sonra elde edilen çıkış güçlerini seri olarak yük üzerinde toplamışlardır. Ren ve Chang [125] dairesel kutuplu eş düzlemsel iletim hatlı yama antede iki diyotlu doğrultucu ile çıkış *DC* gücünü tek diyotlu yapıya göre iki katına çıkarırken, doğrultucu anten boyutunu sabit tutmuşlardır. Aynı doğrultucu yapısı için seri, paralel ve kaskat bağlı doğrultucu anten dizileri gerçekleştirmişler ve kaskat bağlı yapıdan daha fazla enerji elde edildiği gözlemlenmiştir. Harouni ve arkadaşları [116] ise çift dairesel kutuplu yama antende aralarında 90 derece faz farkı bulunan her bir besleme portunun çıkışına seri yarım dalga doğrultucu bağlamışlardır. Sakamoto ve arkadaşları [126] doğrultucuların iki anten elemanı arasına yerleştirildiği seri veya paralel fark durum doğrultucu anten dizileri gerçekleştirerek, bu dizilerin seri ve paralel bağlı doğrultuculardan daha fazla güç ürettiğini göstermişlerdir.

Bunların dışında konuyla ilgili yapılan önemli diğer çalışmalar ise şunlardır: Richelli ve arkadaşlarının [127] enerji hasatlama uygulamaları için geliştirdiği CMOS tabanlı düşük güçlü dönüştürücüde $0.2V - 1.2 V$ 'ta çıkarılmakta ve maksimum % 40 verim elde edilmektedir. Collado ve Georgiadis [128] ise güneş paneli ile doğrultucu anten bileşiminden oluşan hibrid bir enerji hasatlama sistemi sunmuş, sistemin RF'den *DC*'ye dönüşüm verimini arttırmak için geniş bantlı ve çoklu frekanslı dönüştürücü yapılarını incelemişlerdir. Dolgov ve arkadaşları [129] doğrultucu anten dizilerinden maksimum güç elde etmek için mikro denetleyici tabanlı güç yönetim sistemi tasarlamışlardır. Gerçekleştirilen sistemde düşük

güçlü mikro denetleyici doğrultucu anten dizisinin çıkışına bağlanan *DC/DC* dönüştürücünün çıkış gerilimi MMPT algoritması ile optimize edilerek sistem veriminin maksimum olması sağlanmıştır. Assimonis ve arkadaşlarının [130] yaptığı çalışmada doğrultucu antende çıkışına ultra düşük güçlü Armstrong salınıcı tabanlı *DC/DC* dönüştürücü bağlanarak elde edilen enerji bir kondansatörü şarj etmek için kullanmıştır. Belli bir süre sonunda depo edilen enerjinin haberleşme birimi çalıştırmak için yeterli olduğu gözlenmiştir. Marian ve arkadaşlarının [131,132] yaptığı çalışmalarda farklı giriş güç seviyelerine göre farklı bir doğrultucunun otomatik olarak seçildiği uyarlamalı doğrultucu anten devresi sunulmuştur. Düşük güçlü RF giriş için seri, orta güçlü giriş için paralel ve daha yüksek güçler için ise tam dalga doğrultucunun anahtarlandığı analog MPPT tekniği kullanılmıştır. Ashtari ve arkadaşları [133] ise 2.45 GHz frekanslı doğrultucu antende 2 adet yama anteni frekans seçici yüzey ile eşleştirerek çok katmanlı bir doğrultucu anten elde etmişlerdir.

Doğrultucu anten ile güneş pilinin birleşiminden meydana gelen hibrid enerji hasatlayıcılar incelendiğinde ilk çalışmanın 2003 yılında Vaccaro [134] ve arkadaşları tarafından yapıldığı görülmektedir. Amorf silikon güneş hücreleri tasarlanan boşluk antenin toprak düzlemine entegre edilmiştir. Collado ve arkadaşlarının [128,135] 2013 yılında yaptığı çalışmada düşük maliyetli esnek polietilen tereftalat (PET) dielektrik madde üzerine amorf silikon güneş hücreleri yerleştirilmiştir. Bito [136] ve arkadaşlarının 2017 yılında yaptığı çalışma 2.4 GHz frekanslı çift portlu dikdörtgen boşluk antenden, güneş hücresinden, doğrultucu devreden, güç yönetim biriminden ve RF alıcı verici biriminden oluşmaktadır. Tasarlanan sistemde güç yönetim birimi ile kapasitör şarj zamanında % 40 azalma sağlanmıştır. Zhang [137] ve arkadaşları 2.4 GHz çalışma frekanslı şeffaf çok portlu hibrid (RF ve güneş pili) anten tasarımı yapmışlardır. Anten güneş pilinin üzerine yerleştirilmiş ve çok portlu anten ile aynı anda daha fazla güç elde edilmesi sağlanmıştır.

Bu tez çalışmasında tek kutuplu özgün yaprak şekilli yama anten tasarımının yapıldığı çoklu frekanslı bir RF enerji hasatlayıcı ile güneş hücresinin birleştirildiği bir hibrid enerji hasatlayıcının tasarımı ve uygulamasının gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Tezde ilk olarak anten tasarımının amaçları ve gereksinimleri belirlenmiş daha sonra ise bu gereksinimleri sağlayacak şekilde tasarım gerçekleştirilmiştir. Tasarlanacak antenin sahip olması gereken özellikler kısaca şunlardır:

- En çok kullanılan RF haberleşme frekans bantlarını kapsayacak şekilde geniş bantlı olmalıdır,
- Antenin diyot tarafından oluşturulan yüksek frekanslı harmoniklerden etkilenmemesi için bant genişliğinin sınırlı olması, yani alçak geçiren filtre gibi davranması,
- Tasarlanacak antenin yönsüz olması,
- Çalışma frekans aralığının 1.6 GHz ile 2.8 GHz aralığında GSM1800, UMTS 2100, ISM 2.4 GHz ve LTE 2.6 GHz frekanslarını kapsaması,
- Boyutunun küçük olması, çalışma frekans aralığında kazancın maksimum olması ve ışıma örüntüsünün kararlı olması.

Tasarımın ilk adımı olarak antenin geniş bantlı çalışabilmesi ve yönsüz ışıma örüntüsüne sahip olması için anten tek kutuplu yaprak şekilli olarak tasarlanmıştır. Böylece birden fazla haberleşme frekans bandının enerji hasatlama uygulaması için aynı anda kullanabilmek ve daha fazla enerji elde etmek mümkün hale gelmektedir. Daha sonra ise tasarlanan alıcı antenin tasarlanacak doğrultucu devrede bulunan diyot tarafından oluşturulan yüksek frekanslı harmoniklerden etkilenmemesi için bant genişliğinin sınırlı olması, yani alçak geçiren filtre gibi davranması amacıyla 3 GHz üzerindeki ışımaların bastırılması amaçlanmıştır. Bu ise anten besleme hattına eklenen tek kütük iletim hattı ile gerçekleştirilmiştir. Son adımda ise hacimsel alını daha iyi kullanabilmek ve sistemin boyutunun olabildiğince küçük olması için güneş hücresi anten toprak düzlemine yerleştirilmiş ve bunun tasarım üzerindeki etkileri incelenmiştir.

Tasarlanan enerji hasatlayıcı düşük güçlü RF enerji hasatlama uygulamalarında kullanılacağından dolayı doğrultma elemanı olarak düşük ön gerilim değerine, yüksek anahtarlama frekansına ve düşük sızıntı akım değerine sahip, sıfır eşik gerilimli SMS 7630 Schottky diyot tercih edilmiştir. Schottky diyotlar çalışmak için eşik gerilimine gerek duymadıklarından dolayı RF güç algılamada oldukça yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Doğrultucu devre olarak ise yüksek bir AC/DC çevirme değerine sahip olan yarım dalga doğrultucu kullanılmıştır. Yarım dalga doğrultucunun çıkışında kullanılan indüktans ve sığa ile çıkış yükünün harmonik dalgalardan etkilenmesi olabildiğince engellenmiştir. Doğrultucu devrenin girişinde kullanılan indüktans ve L tipi mikroşerit iletim hattı ile doğrultucu empedansı anten empedansına uyumlandırılmıştır. Yüke paralel bağlanan güneş hücresini anten biriminden izole etmek için ise güneş hücresine seri bir diyot eklenmiştir.

Tasarlanan doğrultucu devre ilgilenilen farklı frekans bantlarında farklı verim değerleri ile çalışmaktadır. Yapılan ölçümlerde alıcı antenin -20 dBm güç girişinde 2.15 GHz , 2.45 GHz ve 2.65 GHz frekans bantlarında sırasıyla 76 mV , 120 mV ve 90 mV çıkış gerilimine sahip olduğu görülmüştür. Güneş hücresinin devreye alınması ile aynı şartlar altında ve 165 lüks ışık şiddeti ile aynı frekans bantlarında 150 mV , 170 mV ve 190 mV çıkış gerilimleri elde edilmiştir. Sinyal üretici 2 GHz 'in altında sinyal üretmediği için 1.8 GHz 'deki değerler ölçülememiştir.

Yapılan sistemde özgün bir tek kutuplu, çoklu frekanslı bir anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Buna ek olarak tek kutuplu antenlerin empedans bant genişliklerinin büyük olmasından dolayı yüksek frekanslarda meydana gelen ışımayı engellemek ve sistem verimini düşürmemek için anten bant genişliği, antenin çalışma frekans aralığındaki performansını etkilemeyecek şekilde antene eklenen tek kütük iletim hattı ile bastırılmıştır. Böylece doğrultucu ile anten arasında alçak geçiren filtre yerleştirilmesine gerek kalmamıştır. Tasarlanan sistemin bir diğer özgün yanı ise antenin toprak düzlemine yerleştirilen güneş hücresidir. Güneş hücresinin toprak düzlemine yerleştirilmesi sistemin daha modüler bir yapıya sahip olmasını sağlamıştır. Eklenen güneş hücresi ile tasarlanan enerji hasatlayıcı ortamda bulunan ve farklı enerji yoğunluklarına sahip RF ve güneş enerjisi ile hibrid bir şekilde çalışabilmektedir. Böylece aynı anda farklı enerji kaynaklarından hasatlama yapılmaktadır. Sistemin ölçümlerinden elde edilen sonuçlar literatürde bulunan benzer çalışmalar ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar tasarlanan sistemin düşük güçlü enerji harmanlama uygulamalarında kullanılabileceğini göstermektedir.

3. TEMEL KAVRAMLAR VE ANTEN PARAMETRELERİ

Temelleri 1873 yılında James Clerk Maxwell tarafından atılan elektromanyetik teori ile elektrik ve manyetik alanlar arasındaki ilişki ve elektromanyetik dalgaların oluşumu temel dört denklem ile açıklanmıştır. Maxwell denklemleri olarak bilinen bu denklemler ile elektrik ve manyetik alanların yükler, akımlar ve birbirleri tarafından nasıl değiştirildiği ve üretildiği açıklanmaktadır. Maxwell denklemleri ile salınan elektrik ve manyetik alanların boşlukta sabit bir hızda (ışık hızı) yayılması anlamına gelen elektromanyetik ışıma kanıtlanmıştır. Elektromanyetik ışıma sonucu yayılan bu dalgalar farklı frekans ve dalga boyu değerlerine sahip olup elektromanyetik spektrumunu oluşturmaktadırlar.

Bu spektrumda radyo frekans ve mikrodalgalar *100 MHz* ile *1000 GHz* frekans aralığındaki alternatif akım sinyallerinin davranışları ile ilgilenmektedir. RF frekans bandı çok yüksek frekans (VHF) (*30 MHz–300 MHz*) ile ultra yüksek frekanslı (UHF) (*300–3000 MHz*) sinyalleri kapsarken, mikrodalga ise 3 ile 300 GHz aralığındaki sinyalleri kapsamaktadır.

RF ve mikrodalga teknolojisinin en önemli uygulama alanlarını kablosuz ağ ve haberleşme sistemleri, kablosuz güvenlik sistemleri, radar sistemleri, uzaktan algılama sistemleri, uydu sistemleri ve medikal sistemler oluşturmaktadır. Bu sistemlerinin en önemli parçalarından biri olan anten, boşluktaki elektromanyetik dalgaları alarak elektrik sinyallerine dönüştüren veya elektrik sinyallerini elektromanyetik dalgalara dönüştürerek boşluğa ileten sistemleri ifade etmektedir. Aşağıda temel kavramlar ve anten parametreleri ayrıntılı olarak açıklanmıştır.

3.1. Frekans

Bir olayın birim zamanda tekrarlanma sayısına frekans denir. Periyodik bir elektromanyetik dalga kendisini belli süre aralıkları ile tekrar etmektedir. Matematiksel olarak frekans

$$f = \frac{1}{T} \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilirken burada T saniye cinsinden periyodu ifade etmektedir. Frekansın birimi ise Hertz (Hz)'dir.

3.2. Dalga Boyu

Bir periyodik dalganın ardışık iki maksimum veya minimum noktası arasındaki mesafe dalga boyu olarak ifade edilir. Matematiksel olarak dalga boyu,

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (3.2)$$

şeklinde ifade edilirken c ışığın vakumdaki hızını ($3 \cdot 10^8$ m/s), f ise Hz cinsinden frekansı ifade etmektedir. Dalga boyunun birimi ise metredir.

3.3. Desibel (dB)

Elektriksel bir sinyalin güç seviyesini referans bir seviye ile logaritmik birimde karşılaştırarak ölçen boyutsuz bir birimdir. Haberleşme ve anten sistemlerinde genellikle kazancı ifade etmek için kullanılır. Matematiksel olarak desibel

$$dB = 10 \log \left[\frac{A}{B} \right] \quad (3.3)$$

şeklinde ifade edilirken A ölçülecek sinyal seviyesini, B ise referans sinyal seviyesini göstermektedir. Benzer şekilde dBm ise referans güç seviyesinin miliwatt cinsinden ifade edilmesi ile elde edilen seviye birimidir ve matematiksel olarak Eş. 3.4 ile ifade edilir.

$$dBm = 10 \log \left[\frac{P}{1 \text{ mW}} \right] \quad (3.4)$$

Bu eşitlikte P referans seviyesi ölçülecek sinyalin gücünü göstermektedir. Aşağıdaki Çizelge 3.1'de RF sistemlerinde kullanılan dBm cinsinden temel güç seviyelerine ait bazı değerlerin mikrowatt ve miliwatt cinsinden karşılıkları verilmiştir.

Çizelge 3.1. Çok kullanılan dBm güç değerlerinin Watt karşılıkları

Güç (dBm)	Güç
-30	1 μ W
-25	3.16 μ W
-20	10 μ W
-15	31.62 μ W
-10	0.1 mW
-5	0.316 mW
0	1 mW
5	3.16 mW
10	10 mW

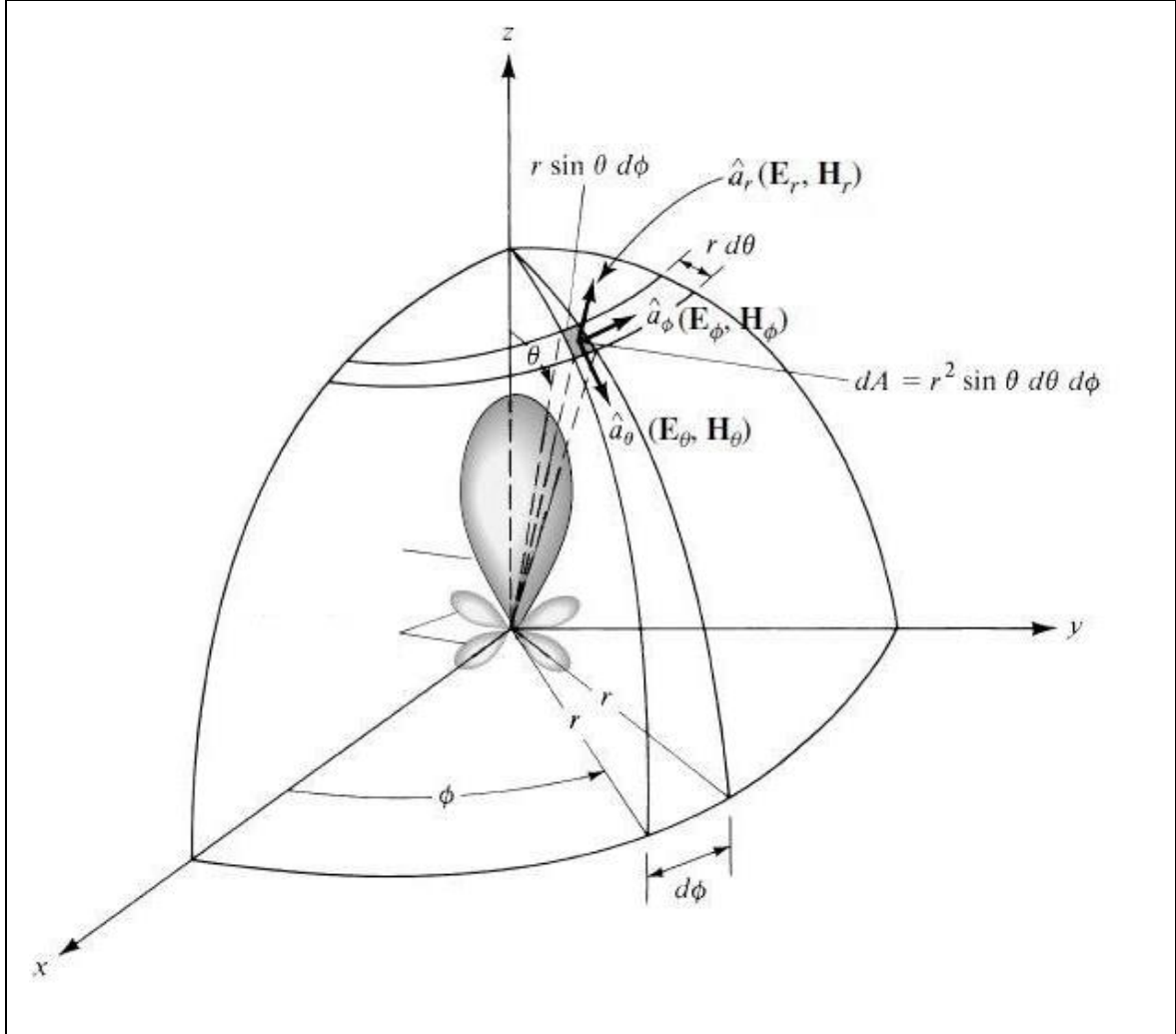
3.4. Bant Genişliği (BW)

Anten bant genişliği antenin seçilen belli özelliklere ve standartlara sahip olduğu frekans aralığı olarak tanımlanabilir. Bu özelliklere anten kazancı, ışıma örüntüsü, kutuplanma ve ışıma verimi örnek olarak verilebilir. Geniş bantlı antenler için bant genişliği seçilen kritere göre anten üst çalışma frekansının, alt çalışma frekansına oranı olarak tanımlanır. Örneğin 10:1 bant genişliği üst çalışma frekansının alt çalışma frekansından 10 kat daha büyük olduğu anlamına gelmektedir. Dar bantlı antenler için ise üst çalışma frekansı ile alt çalışma frekansı arasındaki farkın, merkez frekansa oranının yüzdesi olarak tanımlanmaktadır. Örneğin %5'lik bant genişliği alt ve üst frekansların merkez frekansın % 2.5 sağında ve solunda olduğu anlamına gelmektedir.

3.5. Işıma Örüntüsü

Antenin ışıma özelliklerinin uzay koordinatlarının bir fonksiyonu olarak matematiksel veya grafiksel olarak ifade edilmesi antenin ışıma örüntüsü olarak tanımlanır. Başka bir deyişle referans konumun fonksiyonu olarak anten tarafından ışıyan enerjinin uzayda nasıl dağıldığını göstermektedir. 3 boyutlu olarak uzak alan için hesaplanan ışıma örüntüsü genellikle 3 boyutlu örüntünün yatay ya da dikey ekseninde dilimlenmesi ile 2 boyutlu olarak ifade edilir. Antenin ışıma örüntüsü güç akı yoğunluğu, ışıma şiddeti, alan kuvveti, yönlülük,

faz ve kutuplanma gibi özellikleri içermektedir. Yaygın olarak kullanılan anten analiz koordinat sistemi Şekil 3.1’de verilmiştir.



Şekil 3.1. Anten analiz koordinat sistemi [33]

Çok küçük ve çok büyük değerlerin olduğu geniş bir ölçekte küçük değerler daha iyi vurgulanabildiği için anten ışıma örüntüleri genellikle logaritmik ölçekte desibel olarak ifade edilmektedir.

3.5.1. Yön bağımsız, yönlü ve eş-yönlü ışıma örüntüleri

Yön bağımsız anten her yöne eşit miktarda ışıma yapan kayıpsız teorik anteni ifade etmektedir. Yön bağımsız anten ideal ve fiziksel olarak gerçekleştirilemez olmasına rağmen, diğer antenlerin ışıma örüntülerini ifade ederken referans olarak alınmaktadır. Yönlü anten ise bazı yönlerde diğer yönlere göre daha verimli ışıma yapan anteni ifade etmektedir. Bu

terim yarım dalga dipol antene göre maksimum yönlülüğü çok büyük olan anteni ifade etmektedir.

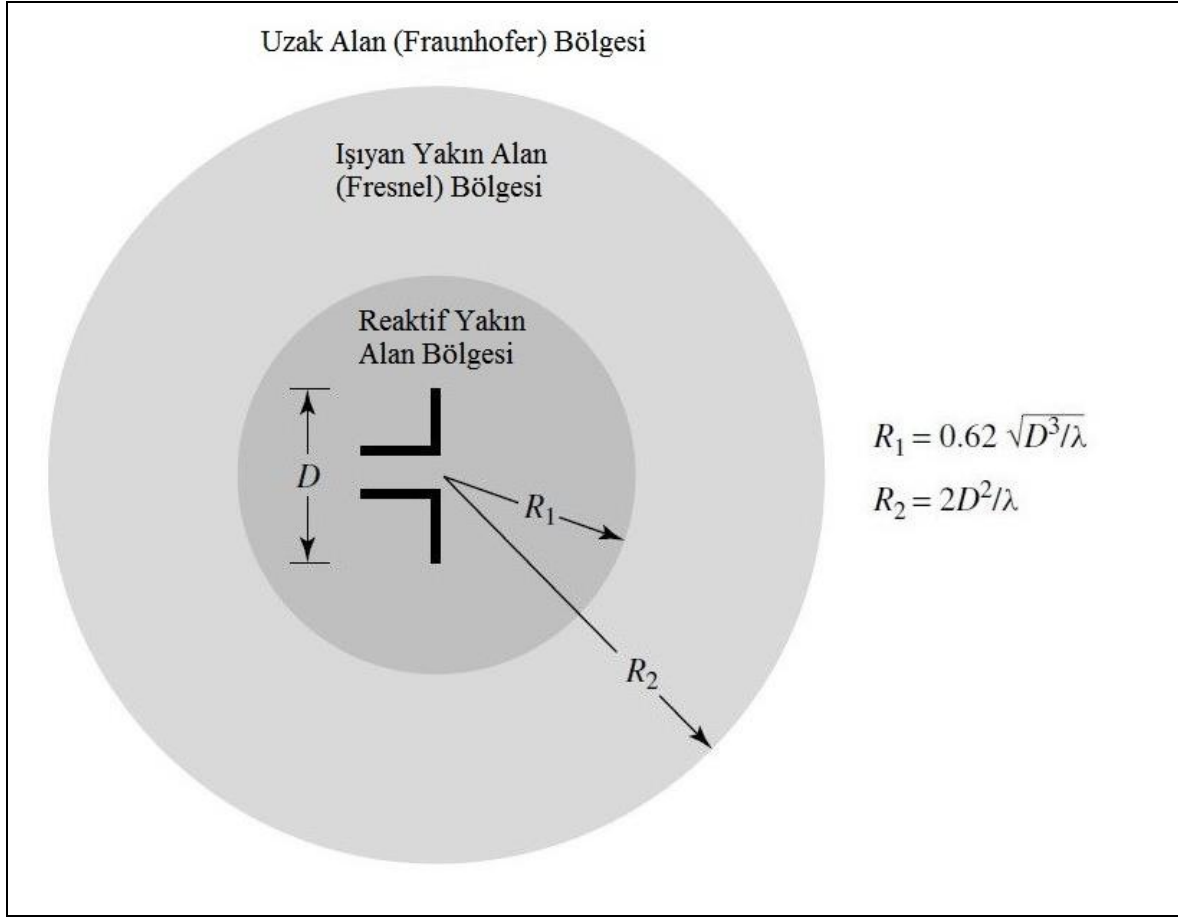
3.5.2. Temel örüntüler

Doğrusal kutuplu antenin ışıma performansı temel E-düzlemi ve H-düzlemi örüntüleri şeklinde ifade edilmektedir. Temel E-düzlemi elektrik alan vektörünü ve maksimum ışıma yönünü içerirken, H-düzlemi ise manyetik alan vektörünü ve maksimum ışıma yönünü ifade etmektedir.

3.5.3. Alan bölgeleri

Antenin çevreleyen uzaysal alan Şekil 3.2’de görüldüğü gibi 3 bölüme ayrılmıştır;

- **Reaktif yakın alan:** Maksimum anten boyutu D ve dalga boyu λ olmak üzere bu bölge anten yüzeyinden maksimum uzaklığı $R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ ile ifade edilen ve reaktif alanın baskın olduğu bölgedir.
- **Işıyan yakın alan (Fresnel):** Reaktif yakın alan ve uzak alan arasındaki bölge olup, açısal alan dağılımının antene olan mesafeye bağlı olduğu bölgeyi ifade etmektedir. Maksimum anten boyutu D ve dalga boyu λ olmak üzere $0.62\sqrt{D^3/\lambda} \leq R < 2D^2/\lambda$ ile ifade edilen bölgedir.
- **Uzak alan (Fraunhofer):** Bu bölgede alan bileşenleri enine olup, açısal alan dağılımının antene olan uzaklıktan bağımsız olduğu bölge olarak tanımlanmaktadır. Maksimum anten boyutu D ve dalga boyu λ olmak üzere uzak alan $2D^2/\lambda$ ’dan uzak mesafeleri ifade etmektedir.



Şekil 3.2. Antenin alan bölgeleri [33]

3.6. Işıma Güç Yoğunluğu

Elektrik ve manyetik alanların salınımı sonucu meydana gelen elektromanyetik dalgaların sahip olduğu güç değeri Poynting vektörü ile ifade edilmektedir. Anlık Poynting vektörü

$$\vec{p} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (3.5)$$

şeklinde ifade edilirken burada $\vec{E}$ V/m cinsinden anlık elektrik alan şiddetini, $\vec{H}$ A/m cinsinden anlık manyetik alan şiddetini ifade etmektedir. Anlık Poynting vektörünün birimi ise W/m^2 'dir. Poynting vektörü güç yoğunluğu olduğundan kapalı bir yüzeyden geçen toplam güç değeri Poynting vektörünün normal bileşeninin tüm yüzey boyunca integralinin alınması ile

$$P = \oint_S \vec{p} \cdot d\vec{s} = \oint_S \vec{p} \cdot \hat{n} ds \quad (3.6)$$

şeklinde ifade edilir. Burada P anlık toplam gücü (*Watt*), $\hat{n}$ yüzeye dik olan birim vektörü, ds ise çok küçük bir yüzey alanını ifade etmektedir.

Zamanla değişen alanlar için anlık Poynting vektörünün bir periyot boyunca integralinin alınıp bir periyot değerine bölünmesiyle ortalama güç yoğunluğu bulunur. Zamana göre harmonik olan karmaşık elektrik ve manyetik alanların anlık değerleri,

$$E(x, y, z; t) = \text{Re} [\mathbf{E}(x, y, z) e^{j\omega t}] \quad (3.7)$$

$$H(x, y, z; t) = \text{Re} [\mathbf{H}(x, y, z) e^{j\omega t}] \quad (3.8)$$

şeklinde tanımlanır. $\text{Re}[\mathbf{E}e^{j\omega t}] = 1/2 [\mathbf{E}e^{j\omega t} + \mathbf{E}^* e^{-j\omega t}]$ olduğundan

$$\vec{p} = \vec{E} \times \vec{H} = \frac{1}{2} \text{Re} [\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] + \frac{1}{2} \text{Re} [\mathbf{E} \times \mathbf{H} e^{2j\omega t}] \quad (3.9)$$

şeklinde ifade edilmekte ve burada 1. terim zamanın bir fonksiyonu değil iken, 2. terimin frekansı ise mevcut frekansın 2 katına eşittir. Sonuç olarak zaman ortalama Poynting vektörü ya da başka bir deyişle ortalama güç yoğunluğu

$$\vec{p}_{av}(x, y, z) = [W(x, y, z; t)]_{av} = \frac{1}{2} \text{Re} [\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \quad (W/m^2) \quad (3.10)$$

eşitliği ile ifade edilir. Antenin uzak alan bölgesindeki elektromanyetik alanıyla ilgili olan güç yoğunluğu çoğunlukla reeldir ve ışıma yoğunluğu olarak ifade edilir. Bu ifadelerin sonucunda anten tarafından ışıyan ortalama güç

$$P_{rad} = P_{av} = \oint_S P_{rad} \cdot d\vec{s} = \oint_S \vec{p}_{av} \cdot \hat{n} da = \frac{1}{2} \oint_S \text{Re} [\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] d\vec{s} \quad (W/m^2) \quad (3.11)$$

şeklinde ifade edilir.

Yön bağımsız ışıyıcı her yöne eşit miktarda ışıma yapan kayıpsız teorik ışıyıcıyı ifade etmektedir ve fiziksel olarak gerçekleştirilemez olmasına rağmen diğer antenlerin ışıma örüntülerini ifade ederken referans olarak alınmaktadır. Bu ışıyıcının simetrik ışıma yapmasından dolayı Poynting vektörü küresel koordinat sisteminde θ ve φ 'nın bir fonksiyonu olmayıp, sadece radyal bileşenin bir fonksiyonudur. Işınan toplam güç

$$P_{rad} = \oint_S p_0 \cdot ds = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\widehat{a}_r p_0(r)] \cdot [\widehat{a}_r r^2 \sin\theta d\theta d\varphi] = 4\pi r^2 p_0 \quad (3.12)$$

ve güç yoğunluğu ise

$$p_0 = \widehat{a}_r p_0 = \widehat{a}_r \left(\frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \right) \quad (\text{W/m}^2) \quad (3.13)$$

ile ifade edilir.

3.7. Işıma Şiddeti

Bir yöndeki ışıma şiddeti antenden birim açı başına yayılan güç olarak tanımlanır. Uzak alan parametresi olan ışıma şiddeti ışıma güç yoğunluğunun uzaklığın karesi ile çarpımı şeklinde ifade edilir.

$$U = r^2 p_{rad} \quad (3.14)$$

Burada U , katı açı cinsinden ışıma şiddetini, p_{rad} ise W/m^2 cinsinden ışıma güç yoğunluğunu ifade etmektedir. Işınan toplam güç ise ışıma şiddetinin tüm yüzey boyunca integralinin alınması ile

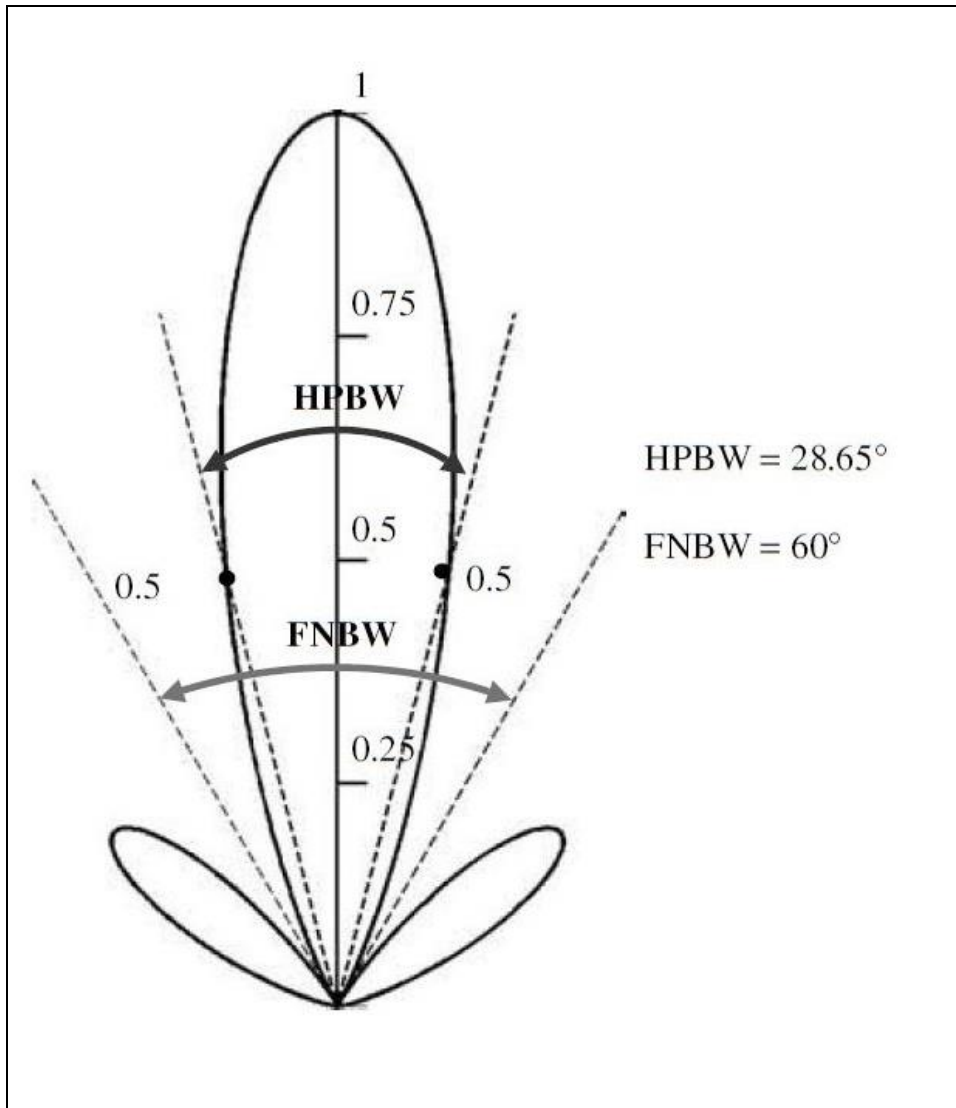
$$P_{rad} = \oint_\Omega U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin\theta d\theta d\varphi \quad (\text{W/m}^2) \quad (3.15)$$

şeklinde ifade edilirken, burada $d\Omega = \sin\theta d\theta d\varphi$ şeklinde katı açı elamanını temsil etmektedir.

3.8. Demet Genişliği

Demet genişliği anten ışıma örüntüsündeki farklı yönlerde bulunan ve aynı maksimum değere sahip iki nokta arasındaki açısal ayrım olarak tanımlanır. Demet genişliğinin görseli Şekil 3.3’de verilmiştir.

- **Yarım güç demet genişliği (HPBW):** Maksimum ışımanın olduğu düzlemdeki ışımanın yarıya düştüğü iki nokta arasındaki açı olarak tanımlanır.
- **İlk sıfır demet genişliği (FNBW):** Maksimum ışımanın olduğu düzlemdeki ışımanın sıfıra ilk düştüğü iki nokta arasındaki açı olarak tanımlanır.



Şekil 3.3. Demet genişliği [33]

3.9. Yönlülük

Yönlülük verilen bir yöndeki anten ışıma şiddetinin, diğer yönlerdeki ortalama toplam ışıma şiddetine oranı olarak tanımlanır. Ortalama ışıma şiddeti antenden yayılan toplam gücün 4π 'ye bölümüne eşittir. Matematiksel olarak Eş. 3.16 ile

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (3.16)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Eğer herhangi bir yön belirtilmemiş ise maksimum ışıma yoğunluğunun olduğu yön hesaba katılmaktadır. Maksimum yönlülük

$$D_{max} = D_0 = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (3.17)$$

ile ifade edilirken, burada D yönlülüğü (birimsiz), D_0 maksimum yönlülüğü (birimsiz), U ışıma şiddetini, U_{max} maksimum ışıma şiddetini, U_0 yön bağımsız kaynağın ışıma şiddetini, P_{rad} toplam ışıyan gücü ifade etmektedir.

3.10. Anten Verimi

Anten verimini hesaplamak için anten yapısında bulunan kayıpların hesaba katılması gerekmektedir. Bu kayıplar yansıma, iletim ve dielektrik kayıpları olarak sıralanabilir. Buna göre toplam verim

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (3.18)$$

şeklinde ifade edilirken, e_0 toplam verimi, e_r yansıma verimini, e_c iletim verimini, e_d ise dielektrik verimini ifade etmektedir. Yansıma verimi, $e_r = (1 - |\Gamma|^2)$ şeklinde ifade edilir. Burada Γ anten giriş terminalindeki gerilim yansıma katsayısını ifade etmektedir ve Eş. 3.19 ile

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (3.19)$$

şeklinde ifade edilirken Z_{in} anten giriş empedansını, Z_0 ise iletim hattını karakteristik empedansını ifade etmektedir. Genellikle e_c ve e_d 'nin matematiksel olarak hesaplanması çok zor olmasına rağmen deneysel olarak ölçülebilirler ve ölçümlerde birleşik olarak hesaba katılırlar. Anten verimi

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (3.20)$$

şeklinde hesaplanırken, $e_{cd} = e_c e_d$ ifadesine anten ışıma verimi denir.

3.11. Anten Kazancı (G)

Anten performansını tanımlayan önemli parametrelerden biride kazançtır. Anten kazancı yönlülük ile yakından ilişkili olmasına rağmen, kazanç ölçümünde yönlülük ile birlikte anten verimi de hesaba katılmaktadır. Verilen bir yöndeki anten kazancı o yöndeki ışıma şiddetinin anten tarafından alınan gücün yön bağımsız olarak yayılmasıyla elde edilen ışıma şiddetine oranı olarak tanımlanmaktadır. Yön bağımsız olarak yayılan güce karşılık gelen ışıma şiddeti, anten tarafından alınan gücün 4π 'ye bölünmesine eşittir. Matematiksel olarak kazanç Eş. 3.21 ile,

$$G = 4\pi \frac{\text{ışıma şiddeti}}{\text{toplam alınan güç}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (\text{birimsiz}) \quad (3.21)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Çoğu durumda görelî kazanç hesaplanır ve bir yöndeki kazanç değerinin, referans alınan bir antenin o yöndeki kazancına oranı olarak tanımlanır. Antenlerin giriş güçlerinin aynı olması gerekirken referans anten ise genellikle kazancı hesaplanabilen ya da bilinen dipol, huni ya da herhangi bir anten olarak seçilebilir. Fakat çoğu durumda referans anten kayıpsız yön bağımsız kaynaktır.

Bilindiği gibi toplam ışıyan güç (P_{rad}) toplam giriş gücüyle (P_{in}) anten ışıma veriminin (e_{cd}) çarpımına eşittir. IEEE standartlarına göre anten kazancı anten terminallerindeki yansıma kaybı ve kutuplanma kayıplarını içermediğinden dolayı, bu kayıpları içermeyen kazanç ve bu kayıpların dâhil olduğu mutlak kazanç tanımları yapılmıştır.

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (3.22)$$

Eşitliği yukarıdaki Eş. 3.21’de yerine yazılırsa

$$G(\theta, \varphi) = e_{cd} \left[4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \right] \quad (3.23)$$

ifadesi elde edilir. Bu eşitlik $G(\theta, \varphi) = e_{cd} D(\theta, \varphi)$ şeklinde yönlülüğe bağlı olduğundan maksimum kazanç ifadesi maksimum yönlülük cinsinden

$$G_0 = G(\theta, \varphi)|_{max} = e_{cd} D(\theta, \varphi)|_{max} = e_{cd} D_0 \quad (3.24)$$

şeklinde ifade edilir. Eş. 3.22 antenin kendi kayıplarını ve antenin iletim hattına bağlanması ile oluşan kayıpları hesaba katmamaktadır. Antenin iletim hattına bağlanması ile oluşan kayıplar yansıma verimi ($e_r = 1 - |\Gamma|^2$) olarak hesaba katılmaktadır. Antenin iletim hattına bağlanması ile oluşan yansıma kayıplarını da içeren mutlak kazanç (G_{abs}) ifadesi Eş. 3.25 ve 3.26 ile,

$$G_{abs}(\theta, \varphi) = e_r G(\theta, \varphi) = (1 - |\Gamma|^2) G(\theta, \varphi) \quad (3.25)$$

$$G_{abs}(\theta, \varphi) = e_r e_{cd} D(\theta, \varphi) = e_0 D(\theta, \varphi) \quad (3.26)$$

ifade edilir. Burada e_0 daha önce belirtildiği gibi anten toplam verimini ifade etmektedir. Maksimum mutlak anten kazancı (G_{0abs}) maksimum yönlülüğe (D_0) bağlı olarak,

$$G_{0abs}(\theta, \varphi) = G_{abs}(\theta, \varphi)|_{max} = e_r G(\theta, \varphi)|_{max} = (1 - |\Gamma|^2) G(\theta, \varphi)|_{max} \quad (3.27)$$

$$G_{0abs}(\theta, \varphi) = e_r e_{cd} D(\theta, \varphi)|_{max} = e_0 D(\theta, \varphi)|_{max} = e_0 D_0 \quad (3.28)$$

şeklinde ifade edilir. Eğer antenin empedansı ile iletim hattının empedansı uyumlanmış ise anten giriş direnci Z_{in} , iletim hattının karakteristik empedansına (Z_0) eşit olacağından ($|\Gamma| = 0$) bu durumda mutlak kazanç, kazanç değerine eşit olacaktır ($G_{abs} = G$). Küresel koordinat sistemi için toplam maksimum kazanç G_0 , iki ortogonal düzlemdeki (θ ve φ) kısmı kazançların toplamı şeklinde

$$G_0 = G_\theta + G_\varphi \quad (3.29)$$

ifade edilirken, kısmi kazançlar ise,

$$G_{\theta} = \frac{4\pi U_{\theta}}{P_{in}}, \quad G_{\varphi} = \frac{4\pi U_{\varphi}}{P_{in}} \quad (3.30)$$

ile ifade edilir. Burada U_{θ} verilen bir yöndeki E_{θ} alan bileşeninden elde edilen ışıma şiddetini, U_{φ} verilen bir yöndeki E_{φ} alan bileşeninden elde edilen ışıma şiddetini, P_{in} ise toplam giriş gücünü göstermektedir. Pratikte kazanç ifadesi ile anlatılmak istenen Eş. 3.24 – 3.28 ile verilen maksimum kazanç ifadesidir. Kazanç ifadesi birimsiz olmasına rağmen genellikle desibel cinsinden

$$G_0(dB) = 10 \log_{10} (e_{cd} D_0) \quad (3.31)$$

şeklinde hesaplanır.

3.12. Kutuplanma

Düzlem elektromanyetik dalgalar tek bir düzlemde hareket eden elektrik ve manyetik alan vektörleri ile tanımlanırken, elektrik ve manyetik alanlar hem birbirlerine hem de dalganın yayılım yönüne diktirler. Yani elektrik ve manyetik alanlar tek bir düzlem boyunca hareket etmektedirler. Bir anten tarafından uzayda ışıyan bir dalganın kutuplanması elektromanyetik dalganın yayılım yönü boyunca yönü ve büyüklüğü zamanla değişen elektrik alan vektörünün izlediği yol olarak ifade edilebilir. Pratikte anten tarafından yayılan enerjinin kutuplanması anten merkezine olan uzaklığa bağlı olarak değişebilmektedir. Yani antenin farklı kısımları farklı kutuplanmaya sahip olabilir.

Negatif z yönünde hareket eden bir dalganın elektrik alan vektörünün elektrik alan bileşenleri

$$E_x(z; t) = \text{Re}[E_x e^{-j(\omega t + kz)}] = \text{Re}[E_{x0} e^{j(\omega t + kz + \varphi_x)}] = E_{x0} \cos(\omega t + kz + \varphi_x) \quad (3.32)$$

$$E_y(z; t) = \text{Re}[E_y e^{-j(\omega t + kz)}] = \text{Re}[E_{y0} e^{j(\omega t + kz + \varphi_y)}] = E_{y0} \cos(\omega t + kz + \varphi_y) \quad (3.33)$$

şeklinde ifade edilirken, burada E_{x0} ve E_{y0} ise x ve y bileşenlerinin maksimum değerlerini ifade etmektedir.

- **Doğrusal kutuplanma:** Bir dalga'nın doğrusal kutuplanmaya sahip olması için elektrik alanın x ve y bileşenleri arasındaki faz farkının

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = n\pi \quad n = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (3.34)$$

şeklinde olması gerekmektedir.

- **Dairesel kutuplanma:** Bir dalga'nın dairesel kutuplanmaya sahip olması için elektrik alanın x ve y bileşenlerinin genliklerinin aynı olması, arasındaki faz farkının ise $\pi/2$ 'nin tek katları olması gerekmektedir.

$$|E_x| = |E_y| \Rightarrow E_{x0} = E_{y0} \quad (3.35)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = \begin{cases} + \left(\frac{1}{2} + 2n\right) \pi, & n=0, 1, 2, 3 \dots \\ - \left(\frac{1}{2} + 2n\right) \pi, & n=0, 1, 2, 3 \dots \end{cases} \quad (3.36)$$

- **Eliptik Kutuplanma:** Bir dalga'nın eliptik kutuplanmaya sahip olması için elektrik alanın x ve y bileşenlerinin genliklerinin aynı olmaması ve arasındaki faz farkının $\pi/2$ 'nin tek katları olması veya arasındaki faz farkının $\pi/2$ 'nin tek katlarına eşit olmaması gerekmektedir.

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = \begin{cases} + \left(\frac{1}{2} + 2n\right) \pi, & n=0, 1, 2, 3 \dots \\ - \left(\frac{1}{2} + 2n\right) \pi, & n=0, 1, 2, 3 \dots \end{cases} \text{ ise } |E_x| \neq |E_y| \Rightarrow E_{x0} \neq E_{y0} \quad (3.37)$$

veya

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x \neq \pm \frac{n}{2} \pi, \quad n=0, 1, 2, 3 \dots \quad (3.38)$$

olmalıdır.

3.13. Kutuplanma Kayıp Faktörü

Alıcı antenin kutuplanması ile antene gelen dalganın kutuplanmasının aynı olmaması kutuplanma uyumsuzluğu olarak adlandırılır. Kutuplanma uyumsuzluğu anten tarafından alınan güç değerinde bir azalmaya sebep olmaktadır ve kutuplanma kaybı olarak adlandırılır. Antene gelen dalganın elektrik alan bileşeni,

$$E_i = \hat{p}_w E_i \quad (3.39)$$

ve alıcı antenin elektrik alanının kutuplanması,

$$E_a = \hat{p}_a E_a \quad (3.40)$$

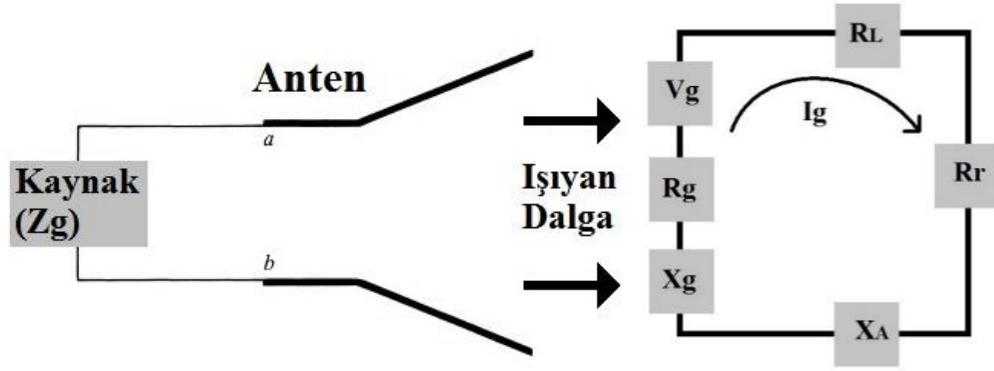
olmak üzere ve $\hat{p}_a$ ve $\hat{p}_w$ birim vektörlerini göstermek üzere kutuplanma kayıp faktörü,

$$KKF = |\hat{p}_a \cdot \hat{p}_w|^2 = |\cos \psi_p|^2 \quad (\text{boyutsuz}) \quad (3.41)$$

olarak tanımlanır. Burada ψ_p birim vektörler arasındaki açıyı göstermektedir. Eğer gelen dalga ile anten arasında kutuplanma uyumsuzluğu yok ise yani açı 0 ise maksimum güç transferi meydana gelecek, eğer açı farkı var ise bu durumda ise güç kaybı meydana gelecektir.

3.14. Giriş Empedansı

Verici durumda çalışan antenin empedansı aşağıdaki Şekil 3.4'deki gibi anten terminalindeki gerilimin akıma oranı $Z_A = R_A + jX_A$ olarak tanımlanmaktadır. Burada Z_A anten empedansını, R_A anten direncini, X_A ise anten reaktansını ifade etmektedir.



Şekil 3.4. Verici durumda anten eşdeğer devresi [33]

R_A anten direnci ışıma direnci (R_r) ve kayıp direnç (R_L) olmak üzere iki bileşenin toplamı şeklinde ($R_A = R_r + R_L$) ifade edilmektedir. Anten gönderici durumda bağlandığında kaynağın empedansı direnç ve reaktans olarak $Z_g = R_g + jX_g$ şeklinde ifade edilirse, ışıma için R_r 'ye aktarılan güç ve R_L tarafından ısı olarak harcanan güç eşdeğer devreden hesaplanabilir. Eşdeğer devreden akan akım,

$$I_g = \frac{V_g}{Z_t} = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} = \frac{V_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_g + X_A)} \quad (3.42)$$

şeklinde hesaplanır. Akımın genliği ise;

$$|I_g| = \frac{|V_g|}{Z_t} = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} = \frac{V_g}{[(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_g + X_A)^2]^{\frac{1}{2}}} \quad (3.43)$$

şeklinde hesaplanır. Burada V_g kaynak geriliminin tepe değeridir. Işıma için antene aktarılan güç ise,

$$P_r = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{[(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_g + X_A)^2]} \right] \quad (3.44)$$

şeklinde Watt olarak verilir. Isı olarak yayılan güç ise

$$P_L = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_L = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_L}{[(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_g + X_A)^2]} \right] \quad (3.45)$$

şeklinde *Watt* olarak verilir. Geriye kalan güç ise kaynağın iç direncinde ısı olarak harcanır ve

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_g}{[(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_g + X_A)^2]} \right] \quad (3.46)$$

eşitliği ile *Watt* olarak ifade edilir. Antene maksimum güç transferinin meydana gelmesi için $R_r + R_L = R_g$ ve $X_A = -X_g$ olmalıdır. Bu durum

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (3.47)$$

$$P_L = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (3.48)$$

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{8R_g} \quad (3.49)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Yukarıdaki eşitliklere göre $P_g = P_L + P_r$ olduğundan kaynak tarafından sağlanan güç

$$P_s = \frac{1}{2} V_g I_g^* = \frac{1}{2} V_g \left[\frac{V_g^*}{2(R_r + R_L)} \right] = \frac{|V_g|^2}{4} \left[\frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (3.50)$$

şeklinde *Watt* olarak ifade edilir. Bu eşitliklere göre kaynak tarafından sağlanan gücün yarısı kaynağın iç direncinde (R_g) ısı olarak harcanırken, diğer yarısı ise antene aktarılmaktadır. Bu durum sadece anten ile kaynağın uyumlanması durumunda meydana gelmektedir. Antene aktarılan gücün bir kısmı ışıma direnci tarafından ısıdırken, bir kısmı ise ısı olarak yayılmaktadır. Anten kayıpsız ve iletim hattı ile uyumlanmış durumda ise kaynak tarafından sağlanan gücün yarısı anten tarafından ısıdırken, diğer yarısı ise ısı olarak yayılmaktadır.

3.15. Anten Işıma Verimi

Anten verimini hesaplamada yansıma, iletim ve dielektrik kayıpları göz önünde bulundurulurken, iletim ve dielektrik kayıpları hesaplamak pek mümkün olmadığından çoğu durumda ölçülmektedir. Ölçümlerde de bu verimleri ayırmak mümkün olmadığından iletim ve dielektrik verimi e_{cd} olarak tanımlanmıştır. İletim ve dielektrik kayıplarını temsil etmek için R_L direnci kullanılmaktadır.

İletim dielektrik verimi (e_{cd}) ışıma direnci (R_r) tarafından harcanan gücün, iletim ve dielektrik kayıplarını temsil eden direncin harcadığı güç ve ışıma direnci (R_r) tarafından harcanan gücün toplamına oranı şeklinde ifade edilir. Eş. 3.44 ve 3.45'i kullanarak ışıma verimi

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (3.51)$$

şeklinde ifade edilir.

3.16. Friis İletim Eşitliği

Friis iletim eşitliği maksimum anten boyutu D olmak üzere birbirinden $R > 2D^2/\lambda$ kadar uzaklıkta bulunan iki anten arasındaki iletilen ve alınan gücü ifade etmektedir. Verici anten yön bağımsız ve bu antenin terminallerindeki giriş gücü P_t olmak üzere, bu antenden R kadar uzaklıktaki yön bağımsız güç yoğunluğu,

$$W_0 = e_t \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (3.52)$$

eşitliği ile verilmektedir. Burada e_t verici antenin ışıma verimini ifade etmektedir. Yön bağımsız olmayan verici anten için θ_t, φ_t yönlerindeki güç yoğunluğu,

$$W_t = \frac{P_t G_t(\theta_t, \varphi_t)}{4\pi R^2} = e_t \frac{P_t D_t(\theta_t, \varphi_t)}{4\pi R^2} \quad (3.53)$$

eşitliği ile verilirken, burada $G_t(\theta_t, \varphi_t)$ ve $D_t(\theta_t, \varphi_t)$ sırasıyla verici antenin kazancını ve yönlülüğünü ifade etmektedir. Alıcı antenin etkin alanı A_r Eş. 3.51 ile verim (e_r) ve yönlülüğe (D_r) bağlı olduğundan

$$A_r = e_r D_r(\theta_r, \varphi_r) \frac{\pi^2}{4\pi} \quad (3.54)$$

şeklinde ifade edilir. Alıcı anten tarafından toplanan güç P_r

$$P_r = e_r D_r(\theta_r, \varphi_r) \frac{\lambda^2}{4\pi} W_t = e_r e_t \frac{\lambda^2 D_r(\theta_r, \varphi_r) D_t(\theta_t, \varphi_t)}{(4\pi R)^2} P_t |\hat{p}_t \hat{p}_r|^2 \quad (3.55)$$

eşitliği ile ifade edilir. Giriş gücünün alınan güce oranı

$$\frac{P_r}{P_t} = e_r e_t \frac{\lambda^2 D_r(\theta_r, \varphi_r) D_t(\theta_t, \varphi_t)}{(4\pi R)^2} \quad (3.56)$$

şeklinde ifade edilirken, bu eşitlikte alıcı ve verici antenlerin kendi iletim hatları veya yüklerine uyumlanmış olduğu yani yansıma veriminin birim değerinde olduğu bununla birlikte alıcı anten ile gelen dalganın kutuplanmasının aynı olduğu yani kutuplanma kayıp faktörü ile kutuplanma veriminin birim değerinde olduğu varsayılmaktadır. Eğer bu iki faktör de dâhil edilirse alınan gücün giriş gücüne oranı,

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{cdt} e_{cdr} (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 D_r(\theta_r, \varphi_r) D_t(\theta_t, \varphi_t) |\hat{p}_t \hat{p}_r|^2 \quad (3.57)$$

şeklinde ifade edilir. Yansıma ve kutuplanma açısından uyumlanmış antenler için verilen ve alınan güçler arasındaki ilişki,

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_{0t} G_{0r} \quad (3.58)$$

eşitliği ile verilir. Burada $(\lambda/4\pi R)^2$ terimi boş uzay kayıp faktörü olarak adlandırılır ve anten tarafından gücün küresel yayılmasından dolayı kayıpsız olarak hesaba katılmaktadır.

4. İLETİM HATTI TEORİSİ

İletim hattı teorisi alan analizi ve temel devre teorisi arasındaki boşluğu köprü gibi dolduran bununla birlikte mikrodalga devre ve elemanlarının analizinde kullanılan önemli bir teoridir. Klasik devre teorisinde devreler alternatif akım ve doğru akım olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Doğru akım devrelerinde akım, gerilim ve direnç değerleri gerçek değerlerden oluşurken, alternatif akım devrelerinde ise karmaşık değerlerden oluşmaktadır.

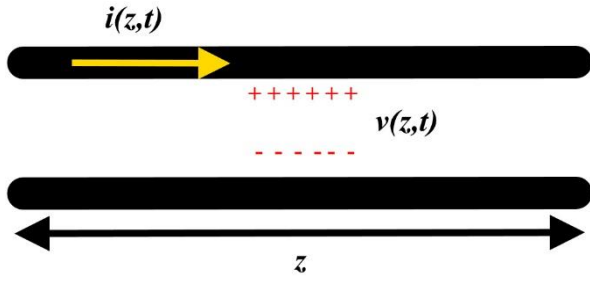
Çoğu ülkenin elektrik şebekesi 50 Hz ya da 60 Hz frekansında çalışırken, bu çalışma frekansında kullanılan dalga boyu 6000 km ya da 5000 km gibi olup kullanılan iletim hattından çok daha büyüktür. Bu sistemde iletim hattı boyunca gerilim ve akım değerleri konuma göre değişmediği için toplu elemanlar sistemi olarak adlandırılır.

Devreyi besleyen kaynak frekansının çok yüksek olması durumunda, kaynak sinyalin dalga boyu ile kaynak ve yükü birleştiren iletim hattının uzunluğu karşılaştırılabilir duruma gelmektedir. Bu sistemde iletim hattı boyunca gerilim ve akım değerleri kaynaktan olan uzaklığa bağlı olarak değiştiği için dağıtılmış elemanlar sistemi olarak adlandırılır.

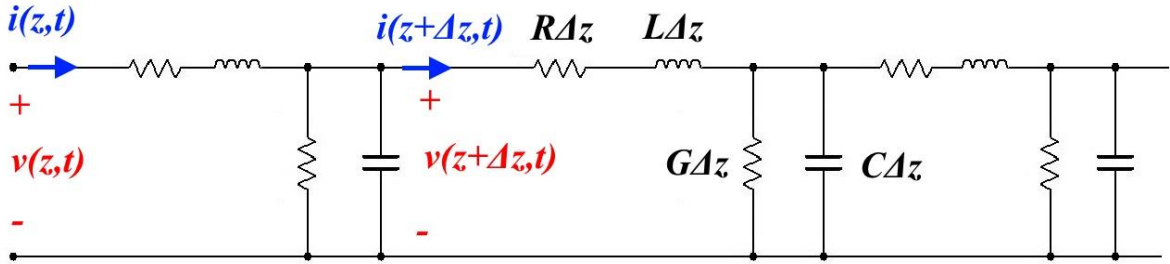
Klasik devre teorisi dalga boyunun çok büyük, frekansın ise dalga boyuna göre çok küçük olduğu toplu elemanlar sisteminin analizinde kullanılırken, iletim hattı teorisi ise frekansın dalga boyuna göre çok büyük olduğu dağılmış elemanlar sisteminin analizinde kullanılmaktadır.

4.1. İletim Hattı Modeli

İletim hattı, elektrik akımı ya da optik dalgalar gibi farklı formlardaki enerjinin bir yerden başka bir yere iletimi için kullanılan yol parçalarını ya da sistemin tamamını ifade etmektedir. En basit iletim hattı Şekil 4.1’de verilen iki iletkenli iletim hattıdır. Bu iletim hattı dalga boyuna göre oldukça küçük Δz uzunluğunda küçük parçalara bölünürse bölünen bu parçalar Şekil 4.2’de görüldüğü gibi toplu elemanlar cinsinden ifade edilebilir. Böylece dağıtılmış iletim hattı sonsuz sayıda toplu elemanlar cinsinden ifade edilen küçük parçaların birleşimi şeklinde modellenebilir.



Şekil 4.1. İki iletkenli iletim hattı



Şekil 4.2. İki iletkenli iletim hattının modellenmesi

Burada

- R direnç değeri, iletim hattının birim uzunluk başına iletken kaybını *Ohm /metre* olarak,
- L indüktansı, iletim hattının birim uzunluk başına öz indüktansını *Henry /metre* olarak,
- C sığası, iletim hattını oluşturan iki iletken arasındaki paralel sığayı *Farad / metre* olarak,
- G iletkenliği, dielektrik madde tarafından ayrılan iki iletken arasındaki paralel iletkenliği *Siemens / metre* olarak

ifade etmektedir. Burada iletim hattı sonsuz sayıda birim uzunluk başına eleman ile ifade edilmektedir ve bu elemanlar frekansın bir fonksiyonu olabilirler. Kaynağın zamanla harmonik ($e^{j\omega t}$) ve açısal frekansa ($\omega=2\pi f$) sahip olduğu düşünülürse, akım ve gerilim değerleri

$$V(z + \Delta z) - V(z) = -(R + j\omega L)\Delta z I(z) \quad (4.1)$$

$$I(z + \Delta z) - I(z) = -(G + j\omega C)\Delta z V(z + \Delta z) \quad (4.2)$$

şeklinde ifade edilir. Δz sifıra yaklaştığında diferansiyel eşitlik olarak bu ifadeler

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L) I(z) \quad (4.3)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C) V(z) \quad (4.4)$$

şeklinde ifade edilirken, bu eşitliklerin türevi alınırsa

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) V(z) \quad (4.5)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) I(z) \quad (4.6)$$

haline gelmektedir. Bu ifadelerde $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ eşitliği yayılım sabiti olarak adlandırılmaktadır. Yayılım sabitinin Eş. 4.5 ve 4.6'da yerine yazılması ile

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = \gamma^2 V(z) \quad (4.7)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} = \gamma^2 I(z) \quad (4.8)$$

elde edilir. Eş. 4.7 ve 4.8 ile ifade edilen bu eşitlikler bir iletim hattındaki akım ve gerilimin konuma ve zamana göre değerini vermekte olup Telegrafçı ya da iletim hattı eşitlikleri olarak adlandırılırlar.

Telegrafçı eşitliklerindeki $V(z)$ değerinin genel çözümü ileri ve geri gerilimlerin toplamı şeklindedir

$$V(z) = V_+(z) + V_-(z) = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \quad (4.9)$$

elde edilir. Burada A_1 ve A_2 katsayıları karmaşık olup, iletim hattının girişindeki ve yükündeki akım, gerilim ve empedans değerlerinden en az ikisinin bilinmesi ile elde edilir. Eş. 4.9'daki gerilim değerinin Eş. 4.3'de yerine yazılması ile hat akımı

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (A_1 e^{-\gamma z} - A_2 e^{\gamma z}) \quad (4.10)$$

şeklinde elde edilir. İletim hattının karakteristik empedansı ileri gerilimin ileri akıma oranı olarak,

$$Z_0 = \frac{V_+(z)}{I_+(z)} = \frac{R+j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad (4.11)$$

şeklinde ifade edilir. Karakteristik empedansın birimi *Ohm* olup, frekansa ve hattın parametrelerine bağlıdır. Kayıplar ihmal edildiğinde ($R=0$ ve $G=0$) endüstriyel standartlara göre iletim hatlarının nominal değeri 50 veya 75 *Ohm* dur. Yayılım sabiti karmaşık bir değer olduğundan,

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (4.12)$$

şeklinde ifade edilirken burada α zayıflama sabiti olarak adlandırılır ve birimi ise Neper / metre dir. β ise faz sabiti olarak adlandırılır. α ve β matematiksel olarak sırasıyla

$$\alpha = \left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} + (RG - \omega^2 LC) \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.13)$$

$$\beta = \left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - (RG - \omega^2 LC) \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.14)$$

ile ifade edilir. Eğer zaman faktörü hesaba katılırsa iletim hattı boyunca akım ve gerilimin değeri,

$$V(z, t) = A_1 e^{j\omega t - \gamma z} + A_2 e^{j\omega t + \gamma z} = A_1 e^{-\alpha z + j(\omega t - \beta z)} + A_2 e^{\alpha z + j(\omega t + \beta z)} \quad (4.15)$$

$$I(z, t) = \frac{1}{Z_0} [A_1 e^{j\omega t - \gamma z} - A_2 e^{j\omega t + \gamma z}] = \frac{1}{Z_0} [A_1 e^{-\alpha z + j(\omega t - \beta z)} - A_2 e^{\alpha z + j(\omega t + \beta z)}] \quad (4.16)$$

eşitlikleri ile elde edilir. Fiziksel olarak, hat gerilimi yürüyen iki gerilim dalgasının birleşimi şeklinde ifade edilebilir; z yönünde ilerleyen dalganın genliği $|V_+(z)| = |A_1 e^{-\alpha z}|$ olup z değeri arttıkça genlik değeri azalmaktadır. Oysaki $-z$ yönünde ilerleyen dalganın genliği $|V_-(z)| = |A_2 e^{\alpha z}|$ olup z değeri arttıkça genlik değeri artmaktadır. Burada A_1 ve A_2 sırasıyla $z=0$ 'daki gerilimin genlik değerleridir. Eğer iletim hattının sonunda hiç yansıma olmaz ise

bu durumda sınır şartlarından dolayı $A_2=0$ olacak ve iletim hattında geri dalga olmayıp yalnızca ileri dalga olacaktır.

Benzer şekilde hat akımı da yürüyen iki akım dalgasının birleşimi şeklinde ifade edilir. Geri akım dalgasının sahip olduğu negatif işaret, ileri akım dalgası ile ters yönde olduğunu ve aralarında 180° faz farkı olduğunu göstermektedir.

İletim hattında ilerleyen dalga için bir diğer bir önemli parametre ise hız sabitidir. Eğer dalga Δt peridyodu boyunca Δz kadar hareket ederse bu durumda $\omega\Delta t - \beta\Delta z = 0$ olacaktır. Bu durumda dalga hızı ise,

$$v = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta} \quad (4.17)$$

eşitliği ile verilir. Faz sabiti β açısal frekansın bir fonksiyonu olduğundan dolayı, hız da frekansın bir fonksiyonudur. Bu durumda faz sabiti,

$$\beta = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi f}{v} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (4.18)$$

eşitliği ile ifade edilir ve λ dalga boyunu göstermektedir. Faz sabiti dalga numarası olarak da adlandırılır. Her bir dalga boyunun fazı 2π ile değişmektedir. Yukarıda iletim hattına ait verilen gerilim, akım, faz sabiti, zayıflama sabiti, karakteristik empedans gibi eşitlikler herhangi bir iletim hattına uygulanabilir.

4.1.1. Kayıpsız iletim hattı

İletim hattının bilgiyi bir yerden başka bir yere minimum değişiklik ile göndermesi yani iletim hattının kayıpların en az olması istenen bir özelliktir. Kayıpsız bir iletim hattı için R ve G değerlerinin 0 olması gerekmektedir. Bu durumda analizler kolaylaşmaktadır. R ve G 'nin 0 olması durumunda karakteristik empedans

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.19)$$

şeklinde frekanstan bağımsız olarak ifade edilmektedir. Yine benzer şekilde

$$\alpha = 0 \quad \text{ve} \quad \beta = \omega\sqrt{LC} \quad (4.20)$$

olmaktadır. Bu durumda hatta zayıflamanın olmadığı ve yayılım sabitinin Eş. 4.21’de görüldüğü gibi sadece sanal kısımdan oluştuğu anlamına gelmektedir.

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (4.21)$$

Kayıpsız bir iletim hattı için akım ve gerilim eşitlikleri ise sırasıyla,

$$V(z, t) = A_1 e^{j(\omega t - \beta z)} + A_2 e^{j(\omega t + \beta z)} \quad (4.22)$$

$$I(z, t) = \frac{1}{Z_0} [A_1 e^{j(\omega t - \beta z)} - A_2 e^{j(\omega t + \beta z)}] \quad (4.23)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Bu eşitliklere göre ileri ve geri dalgalar zayıflamamakta ve genlikler ise mesafeye göre değişmemektedir. Dalga hızı ise,

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.24)$$

şeklinde frekanstan bağımsız sadece iletim hattının kendi karakteristiğine bağlıdır.

4.1.2. Düşük kayıplı iletim hattı

Pratikte çoğu iletim hattı düşük kayıplı olarak ele alınmaktadır. Hattın düşük kayıplı olması demek $R \ll \omega L$ ve $G \ll \omega C$ olması anlamına gelmektedir. Bu durum ise düşük kayıp için yüksek frekansı ima etmektedir. R ve G gerçekte frekansın bir fonksiyonudur ve yüksek frekanslarda değeri artmaktadır. Düşük kayıplı iletim hattı için karakteristik empedans,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{j\omega L (1 + \frac{R}{j\omega L})}{j\omega C (1 + \frac{G}{j\omega C})}} \approx \sqrt{\frac{j\omega L (1 + 0)}{j\omega C (1 + 0)}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.25)$$

eşitliği ile verilmektedir. Benzer şekilde zayıflama ve faz sabitleri ise,

$$\alpha \approx \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2} \quad (4.26)$$

$$\beta \approx \omega \sqrt{LC} \quad (4.27)$$

ile ifade edilir. Düşük kayıplı iletim hattındaki kayıp (zayıflama) iletkenler arasındaki dielektrik kaybından (G) ve iletken kaybından (R) meydana gelmektedir. Faz sabiti ise kayıpsız iletim hattı ile aynıdır. Kayıplardan dolayı akım ve gerilim ise,

$$V(z, t) = A_1 e^{-\alpha z + j(\omega t - \beta z)} + A_2 e^{\alpha z + j(\omega t + \beta z)} \quad (4.28)$$

$$I(z, t) = \frac{1}{Z_0} [A_1 e^{-\alpha z + j(\omega t - \beta z)} - A_2 e^{\alpha z + j(\omega t + \beta z)}] \quad (4.29)$$

eşitlikleri ile verilir. Düşük kayıplı iletim hattı için dalga hızı ise kayıpsız hat hızı ile aynıdır ve aşağıdaki eşitlik ile verilir.

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.30)$$

4.1.3. Yükle sonlandırılmış iletim hattı

Önceki bölümde analiz edildiği gibi iletim hattındaki akım ve gerilim konumun bir fonksiyonu iken, hattın karakteristik empedansı ise sabit bir değere sahiptir. Hattın sonunda bir yük olması durumunda hattın giriş direnci hat geriliminin, hat akımına oranı şeklinde,

$$Z_{in}(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = Z_0 \frac{A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z}}{A_1 e^{-\gamma z} - A_2 e^{\gamma z}} = Z_0 \frac{e^{-\gamma z} + \Gamma_0 e^{\gamma z}}{e^{-\gamma z} - \Gamma_0 e^{\gamma z}} \quad (4.31)$$

eşitliği ile ifade edilirken burada $\Gamma_0 = A_2/A_1$ ifadesi yansıma katsayısı olarak adlandırılır. A_2 ve A_1 katsayıları sırasıyla ileri ve geri dalgaların $z=0$ konumundaki karmaşık katsayılarıdır. Yükten bakıldığında giriş direnci başka bir deyişle yük empedansı,

$$Z_{in}(0) = Z_0 \frac{1+\Gamma_0}{1-\Gamma_0} = Z_L \quad (4.32)$$

eşitliği ile verilir. Bu durumda yükteki yansımaya katsayısı,

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.33)$$

eşitliği ile verilir. Referans bir z noktasındaki yansımaya katsayısının genel ifadesi,

$$\Gamma(z) = \frac{V_-(z)}{V_+(z)} = \frac{A_2 e^{\gamma z}}{A_1 e^{-\gamma z}} = \Gamma_0 e^{2\gamma z} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{2\gamma z} \quad (4.34)$$

şeklindedir. Bu eşitliğe göre yansımaya katsayısı yük empedansının ve iletim hattının karakteristik empedansının bir fonksiyonudur. Eş. 4.33'deki yansımaya katsayısı ifadesi Eş. 4.31'de yerine yazılırsa giriş direnci,

$$Z_{in}(z) = Z_0 \frac{(Z_L + Z_0)e^{-\gamma z} + (Z_L - Z_0)e^{\gamma z}}{(Z_L + Z_0)e^{-\gamma z} - (Z_L - Z_0)e^{\gamma z}} = Z_0 \frac{Z_L(e^{\gamma z} + e^{-\gamma z}) - Z_0(e^{\gamma z} - e^{-\gamma z})}{Z_0(e^{\gamma z} + e^{-\gamma z}) - Z_L(e^{\gamma z} - e^{-\gamma z})} \quad (4.35)$$

şeklinde olmaktadır. $\tanh(\gamma z)$ fonksiyonu,

$$\tanh(\gamma z) = \frac{e^{\gamma z} - e^{-\gamma z}}{e^{\gamma z} + e^{-\gamma z}} \quad (4.36)$$

olmak üzere, bu fonksiyon Eş. 4.35'de yerine yazılırsa,

$$Z_{in}(z) = Z_0 \frac{Z_L - Z_0 \tanh(\gamma z)}{Z_0 - Z_L \tanh(\gamma z)} \quad (4.37)$$

şeklinde olmaktadır. $l = -z$ alınır ve $\tanh(-\gamma l) = -\tanh(\gamma l)$ olduğundan giriş direnci,

$$Z_{in}(l) = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} \quad (4.38)$$

ile ifade edilir. Eğer iletim hattının kaybı ihmal edilirse ($\gamma = j\beta$) iletim hattının giriş direnci

$$Z_{in}(l) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (4.39)$$

ile ifade edilir. Giriş direncine ait özel durumlar aşağıda açıklanmıştır:

- **Uyumlanma durumu ($Z_L=Z_0$):** Bu durumda $Z_{in}(l)= Z_0$ olacaktır. Başka bir deyişle hattın giriş direnci hattın karakteristik direncine eşit olacak ve hattın uzunluğundan bağımsız olacaktır.

- **Açık devre durumu ($Z_L=\infty$):** Bu durumda giriş direnci,

$$Z_{in}(l) = Z_0 \frac{1}{j \tan(\beta l)} \quad (4.40)$$

eşitliği ile ifade edilir. Yani giriş direnci sadece reaktanstan oluşmaktadır.

- **Kısa devre durumu ($Z_L=0$):** Bu durumda giriş direnci,

$$Z_{in}(l) = j Z_0 \tan(\beta l) \quad (4.41)$$

eşitliği ile ifade edilir. Yani giriş direnci sadece reaktanstan oluşmaktadır.

- **Çeyrek dalga boyu durumu ($l=\lambda/4$):** Bu özel durumda giriş direnci,

$$Z_{in}(l) = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (4.42)$$

eşitliği ile ifade edilir ve yük empedansı çeyrek dalga boyu uzunluğundaki iletim hattı ile giriş direncine dönüştürüldüğü için çeyrek dalga dönüştürücüsü olarak adlandırılır. Genellikle empedans uyumlandırma amacı ile kullanılmaktadır.

Yansıma katsayısı ve geri dönüş kaybı: Yansıma katsayısı daha önce Eş. 4.34 ile tanımlanmıştı. Bu eşitlikte z değeri iletim hattının uzunluğu ile değiştirilirse gerilim yansıma katsayısı

$$\Gamma(l) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l} \quad (4.43)$$

ile ifade edilir. Güç gerilimin karesi ile orantılı olduğundan güç yansımaya katsayısı,

$$\Gamma_p(l) = |\Gamma(l)|^2 = |\Gamma_0|^2 e^{-2\alpha l} \quad (4.44)$$

ile ifade edilir. Yansımaya katsayısı yükten girişe sinyalin ne kadarının geri döndüğünü ölçmek için kullanılan iyi bir yöntemdir. Yansımaya katsayıları logaritmik formda ifade edildiklerinde aynı sonucu vermekte ve geri dönüş kaybı olarak adlandırılmaktadır. Geri dönüş kaybı,

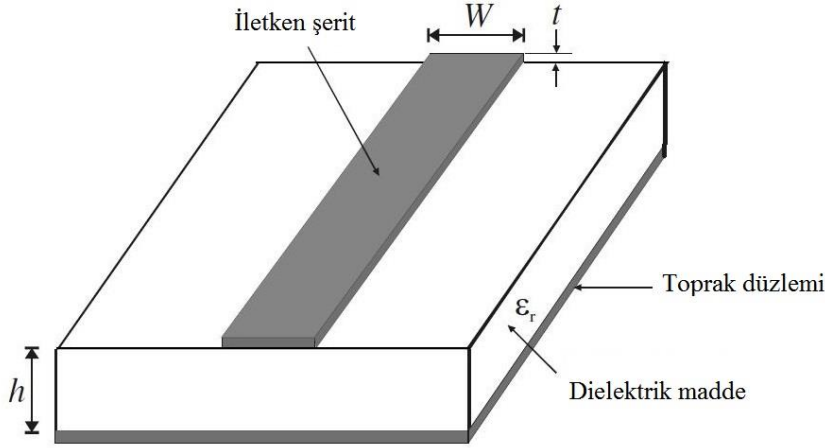
$$L_{RT}(l) = -20 \log_{10}(|\Gamma(l)|) = -10 \log_{10}(\Gamma_p(l)) \quad (4.45)$$

eşitliği ile ifade edilir. Kayıpsız bir iletim hattı için

- **Eşleşme durumu ($Z_L = Z_0$):** Bu durumda $\Gamma(l) = \Gamma_0 = 0$ olacaktır. Başka bir deyişle hiç yansımaya olmayacaktır. Geri dönüş kaybı ise $L_{RT} = \infty$ dB.
- **Açık devre durumu ($Z_L = \infty$):** Bu durumda $\Gamma_0 = 1$ ve $\Gamma(l) = e^{j2\beta l}$ ve iletim hattının her yerinde yansımaya katsayısının genliği 1 olacaktır. Geri dönüş kaybının değeri ise $L_{RT} = 0$ dB olduğundan gücün tamamının yükten geri yansıtacağı anlamına gelmektedir.
- **Kısa devre durumu ($Z_L = 0$):** Bu durumda $\Gamma_0 = -1$ ve $\Gamma(l) = -e^{j2\beta l}$ ve iletim hattının her yerinde yansımaya katsayısının genliği 1 olacaktır. Geri dönüş kaybının değeri ise $L_{RT} = 0$ dB olduğundan gücün tamamının yükten geri yansıtacağı anlamına gelmektedir. Hattın sonunda ilerleyen ve yansıyan dalgalar arasında 180° faz farkı meydana gelmektedir.

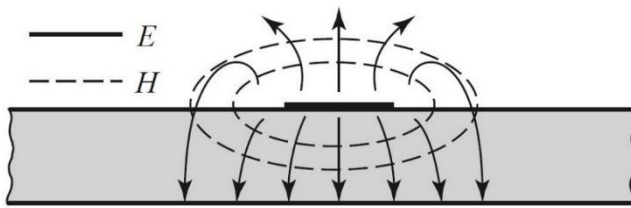
4.1.4. Mikroşerit iletim hattı

Mikroşerit iletim hattı üretimlerinin kolay olması ve aktif veya pasif mikrodalga elemanları ile kolayca entegre edilebilmelerinden dolayı en çok kullanılan düzlemsel iletim hatlarından biridir. Aşağıdaki Şekil 4.3'de görüldüğü gibi yüksekliği h ve dielektrik sabiti ϵ_r olan bir yalıtkan malzemenin bir yüzüne t kalınlığında iletken toprak düzleminin diğer yüzünde ise yine t kalınlığında ve W genişliğinde iletken bir şeritin eklenmesi ile oluşmaktadır.



Şekil 4.3. Mikroşerit iletim hattı [33]

Şekil 4.4’de görüldüğü gibi mikroşerit iletim hattındaki elektrik ve manyetik alanlar hem hava hem de dielektrik malzeme içinde olduğundan dolayı alanların bulunduğu bu ortam homojen olmayan bir ortamdır [138]. Ortamın homojen olmayan özelliğinden dolayı, mikroşerit iletim hattı saf TEM (Transverse Electro-magnetic) dalga durumunu desteklememektedir. Çünkü saf TEM dalgalarında sadece enine alan bileşenleri olup, dalganın yayılım sabiti ortamın (malzemenin) dielektrik sabiti (ϵ) ve manyetik geçirgenliğine (μ) bağlıdır. Fakat mikroşerit iletim hattında iki ortam (hava ve dielektrik malzeme) olduğundan dolayı elektrik ve manyetik alanların boyuna bileşenleri tamamen yok olmayacak ve böylece mikroşerit iletim hattındaki dalgaların yayılım hızı ortam özellikleri ile birlikte iletim hattının fiziksel boyutlarına da bağlı olacaktır.



Şekil 4.4. Mikroşerit iletim hattındaki elektrik ve manyetik alan dağılımı [139]

Yarı TEM yaklaşımı (Quasi-TEM approximation) : Mikroşerit iletim hattında baskın durum için boyuna alan bileşenleri enine alan bileşenlerinden çok küçük olduğunda ihmal edilebilirler. Bu durumda baskın durum TEM durumu gibi davranmakta ve TEM iletim hattı teorisi mikroşerit iletim hattı için uygulanabilir olmaktadır. Bu durum Yarı TEM Yaklaşımı olarak adlandırılmakta ve mikroşerit iletim hattı için çoğu çalışma frekansında geçerli olmaktadır.

Etkin dielektrik sabiti ve karakteristik empedans: Mikroşerit iletim hattındaki elektrik ve manyetik alanlar hem hava hem de dielektrik malzeme içinde oluştuğundan dolayı, yarı-TEM yaklaşımında dielektrik-hava ortamlı mikroşerit iletim hattı etkin dielektrik sabitli homojen ortam olarak ele alınmaktadır. Mikroşerit iletim hattının iletim özellikleri etkin dielektrik sabiti (ϵ_e) ve karakteristik empedans (Z_c) ile ifade edilmektedir.

Etkin dielektrik sabiti $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$ eşitliğini sağlamakta ve dielektrik malzeme kalınlığı (h) ile iletken genişliği W 'nin bir fonksiyonudur. $W/h \leq 1$ için etkin dielektrik sabiti ve karakteristik empedans sırasıyla [138],

$$\epsilon_e = \frac{(\epsilon_r+1)}{2} + \frac{(\epsilon_r-1)}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (4.46)$$

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (4.47)$$

$W/h \geq 1$ için ise

$$\epsilon_e = \frac{(\epsilon_r+1)}{2} + \frac{(\epsilon_r-1)}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4.48)$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (4.49)$$

şeklinde ifade edilir.

Klavuzlu dalga boyu, yayılım sabiti, faz hızı ve elektriksel uzunluk: Mikroşerit iletim hattının etkin dielektrik sabiti tanımlandıktan sonra yaklaşık TEM durumunda mikroşerit iletim hattındaki elektromanyetik dalganın dalga boyu,

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (4.50)$$

ile ifade edilirken burada λ_0 dalganın boş uzaydaki dalga boyunu ifade etmektedir. Yayılım sabiti ve faz hızı ise sırasıyla,

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (4.51)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (4.52)$$

şeklinde ifade edilir. Bu eşitlikte $c = 3 \times 10^8$ m/s cinsinden ışık hızını göstermektedir. Mikroşerit iletim hattında verilen fiziksel bir uzunluk için elektriksel uzunluk (θ) ise

$$\theta = \beta l \quad (4.53)$$

ile ifade edilir. Bu eşitliğe göre $l = \lambda_g/4$ için $\theta = \pi/2$ ve $l = \lambda_g/2$ için $\theta = \pi$ olduğundan çeyrek ve yarım dalga boyu mikroşerit iletim hatları filtre tasarımı için önemli uzunluklardır.

Mikroşerit iletim hattındaki kayıplar

Mikroşerit iletim hattındaki kayıplar iletken, dielektrik ve ısıma olmak üzere üçe ayrılmaktadır. Dielektrik kaybindan dolayı meydana gelen zayıflama [139],

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\epsilon_e (\epsilon_r - 1)}} \text{ Np/metre} \quad (4.54)$$

ile ifade edilirken, burada $\tan \delta$ dielektrik malzemenin tanjant kaybını, $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ şeklinde dalga numarasını göstermektedir. İletken kaybindan dolayı meydana gelen zayıflama ise

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \text{ Np/metre} \quad (4.55)$$

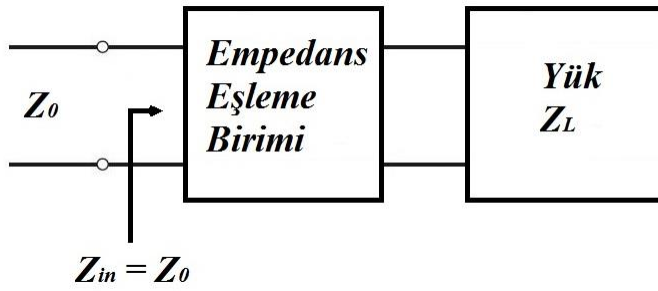
ile verilirken burada,

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (4.56)$$

şeklinde iletkenin yüzey direncini ifade etmektedir. Mikroşerit iletim hattı yarı açık bir yapıya sahip olduğundan dolayı hat üzerindeki dalga uzaya ısıma yapabilir veya benzer şekilde iletim hattı anten gibi davranıp üzerinde akım indüklenebilir. Bu durum iletim hattının verimini düşürmekte olup ısıma kaybı olarak adlandırılır.

5. EMPEDANS UYUMLANDIRMA

RF ve mikrodalga devre tasarımı yapılırken dikkat edilmesi gereken önemli noktalardan bir tanesi ise girişteki sinyalden çıkışa maksimum güç aktarımının sağlanmasıdır. Bir devrede kaynaktan yüke maksimum güç transferi için yükten kaynağa doğru olan devrenin Thevenin eşdeğer devre empedansının yük empedansının karmaşık eşleniğine eşit olması gerekmektedir. Yük empedansı ve iletim hattı arasına bağlanan empedans uyumlandırma devresinin genel görünümüne ait blok diyagram Şekil 5.1’de verilmiştir [140]. Tasarlanan uyumlandırma devresi güç kayıplarını engellemek için ideal olarak kayıpsız olmalı ve tasarlanan uyumlandırma devresinden bakıldığında devrenin giriş empedansı hattın empedansına eşit olmalıdır. Bu sayede kaynaktan gelen sinyal tekrar yükten iletim hattına yansımayacak ve maksimum güç transferi meydana gelecektir.



Şekil 5.1. Empedans uyumlandırma durumu

Empedans uyumlandırma devresi tasarlanırken göz önünde bulundurulması gereken durumlar ise şunlardır:

- **Karmaşıklık:** Gerekli devre parametrelerini sağlayan en basit tasarım tercih edilmelidir.
- **Bant genişliği:** Herhangi bir uyumlandırma devresi tek bir frekansta mükemmel bir uyumlandırma sağlarken, çoğu uygulamada empedansın belli bir frekans bandında eşleşmiş olması gerekmektedir.
- **Gerçekleştirme:** Kullanılan iletim hattı ya da dalga kılavuzu türüne göre en uygun olan empedans uyumlandırma devresi seçilmelidir.

- **Ayarlanabilirlik:** Bazı uygulamalarda değişken yük empedansına göre ayarlanabilir uyumlandırma devresinin tasarlanması gerekebilir.

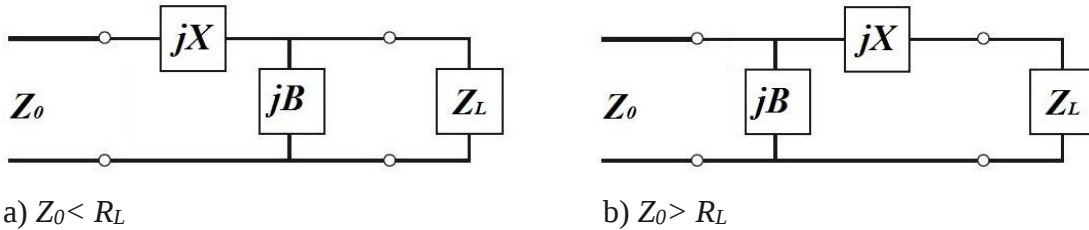
Empedans uyumlandırma devreleri toplu elemanlar (kondansatör, bobin), dağılmış elemanlar (mikroşerit iletim hattı) ya da ikisinin birleşimi şeklinde tasarlanabilirler.

5.1. Toplu Elemanlı Uyumlandırma Devreleri

Toplu elemanlar ile empedans uyumlandırma da temelde 3 çeşit devre topolojisi kullanılmaktadır. Bunlar L tipi, T tipi ve Pi tipi devreler olup, bu devrelerin yapıları ve matematiksel analizleri sırası ile aşağıda açıklanmıştır.

5.1.1. L tipi uyumlandırma devresi

En basit empedans uyumlandırma devresi Şekil 5.2’de görülen ve iki tane reaktif elmanın kullanıldığı L tipi empedans uyumlandırma devresidir. Bu devre ile herhangi bir yük empedansı iletim hattına eşlenebilir.



Şekil 5.2. L -tipi uyumlandırma devreleri

Yük empedansı $Z_L = R_L + jX_L$ olmak üzere Şekil 5.2a’daki empedans uyumlandırma devresinin girişindeki eşdeğer empedans değerinin iletim hattının girişindeki empedansa eşit olmalıdır. Yani Z_0

$$Z_0 = jX + \frac{1}{jB + 1/(R_L + jX_L)} \quad (5.1)$$

şeklinde ifade edilir. Gerçek ve sanal kısımların ayrı ayrı yazılması ile bilinmeyen B değerleri

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{\frac{R_L}{Z_0} \sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0 R_L}}}{R_L^2 + X_L^2} \quad (5.2)$$

eşitliği ile elde edilir. $Z_0 < R_L$ olduğundan bu eşitlikteki ikinci karekök ifadesi her zaman pozitif köke sahiptir. Bu durumda seri reaktans değeri

$$X = \frac{1}{B} + \frac{X_L Z_0}{R_L} - \frac{Z_0}{B R_L} \quad (5.3)$$

eşitliği ile ifade edilir. Eş. 5.2 hem B hem de X değeri için ikişer adet muhtemel değere alabileceğini göstermektedir. Pozitif X değeri bobini, negatif X değeri ise kondansatörü temsil ederken, pozitif B değeri kondansatörü, negatif B değeri ise bobini temsil etmektedir. Şekil 5.2b'de $Z_0 > R_L$ olmak üzere empedans uyumlandırma devresinin girişindeki eşdeğer admitans değeri

$$\frac{1}{Z_0} = jB + \frac{1}{R_L + j(X + X_L)} \quad (5.4)$$

şeklinde ifade edilir. Gerçek ve sanal kısımların ayrı ayrı yazılması ile bilinmeyen X ve B değerleri

$$X = \pm \sqrt{R_L(Z_0 - R_L)} - X_L \quad (5.5)$$

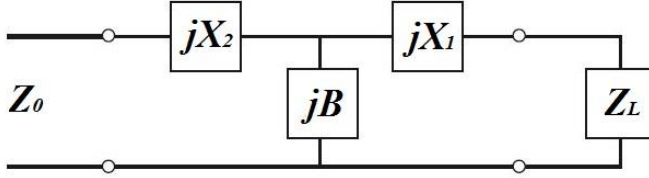
$$B = \pm \frac{\sqrt{(Z_0 - R_L) / R_L}}{Z_0} \quad (5.6)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. $Z_0 > R_L$ olduğundan yine X ve B bilinmeyenleri için ikişer değer elde edilmektedir. Herhangi bir karmaşık yükü karakteristik empedansı Z_0 olan iletim hattına uyumlamak için, uyumlandırma devresinin empedansının gerçek kısmı Z_0 'a eşit olmalı ve sanal kısmı ise 0 olmalıdır.

L tipi uyumlandırma devresinde iki reaktif elemanda özgürce seçilebilmektedir. Fakat bu devrenin dezavantajı ise bant genişliğinin ayarlanamamasıdır. Bant genişliğinin ayarlanabildiği empedans uyumlandırma devresi daha fazla reaktif devre elemanının eklenmesi ile mümkün olmaktadır.

5.1.2. T tipi uyumlandırma devresi

T tipi uyumlandırma devresi Şekil 5.3’de görüldüğü gibi *L* tipi uyumlandırma devresine yeni bir reaktif elemanın (jX_2) eklenmesiyle meydana gelmektedir. *T* tipi empedans uyumlandırma devre tasarımı 3 adım ile özetlenebilir.



Şekil 5.3. T-tipi uyumlandırma devresi

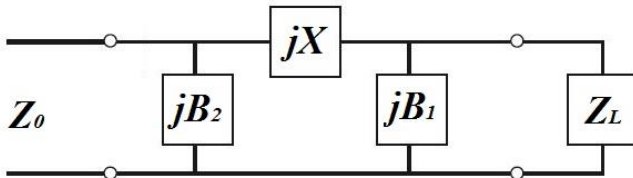
- **Adım 1:** Yük empedansı ve istenilen bant genişliğine göre ilk önce X_1 değeri seçilir.

$$B_f = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{R_L}{|X_1 + X_L|} \quad (5.7)$$

- **Adım 2:** Z_L ve jX_1 seri olduklarından bileşik yük empedansı $Z_{LN} = Z_L + jX_1$ olarak hesaplanır.
- **Adım 3:** Z_{LN} 'yi ve *L* tipi uyumlandırma ait Eş. 5.2, 5.3 veya Eş. 5.5, 5.6 ile B ve X_2 değerleri hesaplanır.

5.1.3. Pi tipi uyumlandırma devresi

Pi tipi uyumlandırma devresi Şekil 5.4’de görüldüğü gibi *L* tipi uyumlandırma devresine yeni bir reaktif elemanın (jB_2) eklenmesiyle meydana gelmektedir. *Pi* tipi empedans uyumlandırma devre tasarımı 3 adım ile özetlenebilir.



Şekil 5.4. Pi-tipi uyumlandırma devresi

- **Adım 1:** Yük empedansı ve istenilen bant genişliğine göre ilk önce B_1 değeri seçilir.

$$B_f = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{G_L}{|B_1 + B_L|} \quad (5.8)$$

- **Adım 2:** Z_L ve jB_1 paralel olduklarından bileşik yük admitansı $Y_{LN} = Y_L + jB_1$ olarak hesaplanır.
- **Adım 3:** Y_{LN} 'yi ve L tipi uyumlandırmaya ait Eş. 5.2, 5.3 veya Eş. 5.5, 5.6 ile X ve B_2 değerleri hesaplanır.

5.2. Dağılmış Elemanlı Uyumlandırma Devreleri

Dağılmış empedans uyumlandırma devresi çeyrek dalga dönüştürücü iletim hattı, tek kütük açık veya kısa devre, çift kütük açık veya kısa devre iletim hattı veya bunların kombinasyonları şeklinde gerçekleştirilebilir.

5.2.1. Çeyrek dalga dönüştürücü ile empedans uyumlandırma

Çeyrek dalga dönüştürücü çok kullanılan pratik ve dar bantlı bir empedans uyumlandırma tekniğidir. Çeyrek dalga dönüştürücü ile tek bir frekansta uyumlandırma yapılabilmektedir. Bununla birlikte arka arkaya birden fazla çeyrek dalga dönüştürücü kullanılarak daha geniş bantlı empedans uyumlandırması yapılabilir. Bu tekniğin dezavantajı ise iletim hattının uzunluğunun çeyrek dalga boyuna sabit olmasından dolayı sadece gerçek yüklerde (direnç) empedans uyumlandırması yapmasıdır. Yani bobin ve kondansatör gibi karmaşık yüklerin empedans uyumlandırması yapılamamaktadır.

Şekil 5.5'deki yük direnci Z_L ve iletim hattının karakteristik empedansı Z_0 olmak üzere, yük empedansını hattın giriş empedansına uyumlandırmak için aralarına l uzunluğunda ve karakteristik empedansı Z_1 olan bir iletim hattı bağlanmıştır. Bu durumda devrenin giriş empedansı,

$$Z(l)_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan(\beta l)}{Z_1 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (5.9)$$

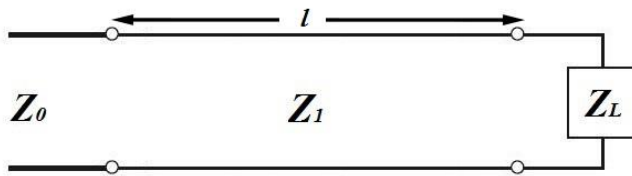
ile ifade edilir. l uzunluğu $\lambda/4$ alındığında devrenin giriş direnci,

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{Z_L} \quad (5.10)$$

olacaktır. Empedans uyumlama için $Z_{in}=Z_0$ olması gerektiğinden eklenen iletin hattının empedansının,

$$Z_{in} = Z_0 = \frac{Z_1^2}{Z_L} \Rightarrow Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (5.11)$$

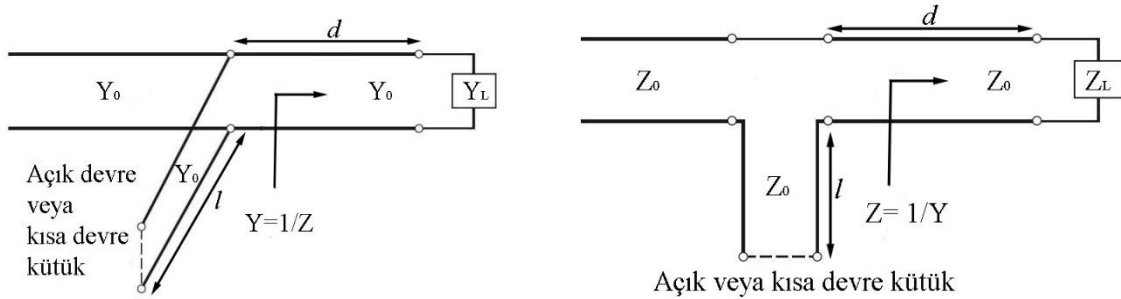
eşit olması gerekmektedir. Sonuçta çeyrek dalga dönüştürücüde aradaki iletin hattının uzunluğunun $\lambda/4$ veya $\lambda/4$ 'ün tek katları olması durumunda tek bir frekansta empedans uyumlandırma meydana gelecektir.



Şekil 5.5. Çeyrek dalga empedans uyumlandırma devresi

5.2.2. Tek kütük empedans uyumlandırma (single-stub matching)

Bir diğer popüler empedans uyumlandırma tekniği ise Şekil 5.6'da görülen ve belli bir uzunluktaki açık devre veya kısa devre iletin hattının yükten belli bir uzaklıkta besleme hattına seri ya da paralel bağlanması ile elde edilen kütük empedans uyumlandırmasıdır.



a) Paralel tek kütük uyumlandırma devresi

b) Seri tek kütük uyumlandırma devresi

Şekil 5.6. Tek kütük uyumlandırma devreleri

Bu tür empedans uyumlandırma devresi iletim hattının bir parçası olarak üretilebildiği ve pasif devre elemanlarının (bobin, kondansatör) kullanımını engellediği için oldukça kullanışlıdır. Paralel kütük uyumlandırma mikroşerit ve şerit hatlar için tercih edilirken, seri kütük uyumlandırma ise oluklu hatlar ve eş düzlemsel dalga kılavuzlarda tercih edilmektedir.

Tek kütük uyumlandırmada ayarlanabilir parametreler kütüğün yüke olan uzaklığı (d), kütüğün suseptans ve reaktans değerleridir. Paralel kütük uyumlandırmanın temel mantığı yükten d kadar uzaklıktan yüke bakıldığında yük admitansının $Y_0 + jB$ olacak şekilde d uzaklığının seçilmesidir. Bu noktadaki kütük suseptansı $-jB$ olacak şekilde ayarlandığında eşdeğer admitans Y_0 değerine eşit olacak ve uyumlandırma yapılmış olacaktır.

Benzer şekilde seri kütük uyumlandırma ise yükten d kadar uzaklıktan yüke bakıldığında yük empedansının $Z_0 + jX$ olacak şekilde d uzaklığının seçilmesidir. Bu noktadaki kütük reaktansı $-jX$ olacak şekilde ayarlandığında eşdeğer empedans Z_0 değerine eşit olacak ve uyumlandırma yapılmış olacaktır.

Paralel tek kütük empedans uyumlandırmanın matematiksel analizi: Şekil 5.6a'daki devre için yük empedansı $Z_L = 1/Y_L = R_L + jX_L$ olmak üzere, birleşim noktasından yüke doğru olan empedans

$$Z = Z_0 \frac{R_L + jX_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + j(R_L + jX_L) \tan(\beta d)} \quad (5.12)$$

eşitliği ile ifade edilir. Bu noktadaki admitans,

$$Y = G + jB = \frac{1}{Z} \quad (5.13)$$

$$G = \frac{R_L [1 + (\tan(\beta d))^2]}{R_L^2 + (X_L + Z_0 \tan(\beta d))^2} \quad (5.14)$$

$$B = \frac{R_L^2 \tan(\beta d) - [Z_0 - X_L \tan(\beta d)][X_L + Z_0 \tan(\beta d)]}{Z_0 [R_L^2 + (X_L + Z_0 \tan(\beta d))^2]} \quad (5.15)$$

eşitlikleri ile ifade edilmektedir. Seçilen d uzaklığının değerine göre,

$$G = Y_0 = \frac{1}{Z_0} \quad (5.16)$$

olacağından bu durumda,

$$Z_0(R_L - Z_0)(\tan(\beta d))^2 - 2 X_L Z_0 \tan(\beta d) + R_L Z_0 - R_L^2 - X_L^2 = 0 \quad (5.17)$$

ile ifade edilir. Eşitliğin çözülmesi ile

$$\tan(\beta d) = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L[(Z_0 - R_L)^2 + X_L^2]} / Z_0}{R_L - Z_0} \quad R_L \neq Z_0 \quad (5.18)$$

elde edilir. Eğer $R_L = Z_0$ ise $\tan(\beta d) = -X_L / 2Z_0$ olacağından bu durumda d uzunluğu,

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \tan^{-1}(\tan(\beta d)) & \tan \beta d \geq 0 \\ \frac{1}{2\pi} (\pi + \tan^{-1}(\tan(\beta d))) & \tan \beta d < 0 \end{cases} \quad (5.19)$$

şeklinde hesaplanır. Gerekli kütük uzunluğunu bulmak için ilk önce Eş. 5.15’de gerekli olan $B_s = -B$ yerine yazılarak $\tan(\beta d)$ değeri hesaplanır. Daha sonra açık devre kütük için gerekli uzunluk,

$$\frac{l_0}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B_s}{Y_0} \right) = \frac{-1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B}{Y_0} \right) \quad (5.20)$$

eşitliği ile hesaplanır. Kısa devre kütük için gerekli uzunluk ise,

$$\frac{l_s}{\lambda} = \frac{-1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_0}{B_s} \right) = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_0}{B} \right) \quad (5.21)$$

eşitliği ile hesaplanır. Eğer bulunan uzunluk değeri negatif çıkarsa pozitif değer elde etmek için $\lambda/2$ ile toplanır.

Seri tek kütük empedans uyumlandırmanın matematiksel analizi: Şekil 5.6b'daki devre için yük admitansı $Y_L = 1/Z_L = G_L + jB_L$ olmak üzere, birleşim noktasından yüke doğru olan admitans,

$$Y = Y_0 \frac{G_L + jB_L + jY_0 \tan(\beta d)}{Y_0 + j(G_L + jB_L) \tan(\beta d)} \quad (5.22)$$

eşitliği ile ifade edilir. Bu noktadaki empedans,

$$Z = R + jX = \frac{1}{Y} \quad (5.23)$$

$$R = \frac{G_L [1 + [\tan(\beta d)]^2]}{G_L^2 + (B_L + Y_0 [\tan(\beta d)]^2)} \quad (5.24)$$

$$X = \frac{G_L^2 \tan(\beta d) - [Y_0 - B_L \tan(\beta d)] [B_L + Y_0 \tan(\beta d)]}{Y_0 [G_L^2 + (B_L + Y_0 \tan(\beta d))^2]} \quad (5.25)$$

eşitlikleri ile ifade edilmektedir. Seçilen d uzaklığının değerine göre,

$$R = Z_0 = 1/Y_0 \quad (5.26)$$

olacağından bu durumda,

$$Y_0 (G_L - Y_0) [(\tan(\beta d))^2] - 2 B_L Y_0 \tan(\beta d) + G_L Y_0 - G_L^2 - B_L^2 = 0 \quad (5.27)$$

ile ifade edilir. Eşitliğin çözülmesi ile,

$$\tan(\beta d) = \frac{B_L \pm \sqrt{G_L [(Y_0 - G_L)^2 + B_L^2]} / Y_0}{G_L - Y_0} \quad G_L \neq Y_0 \quad (5.28)$$

elde edilir. Eğer $G_L = Y_0$ ise $\tan(\beta d) = -B_L / 2Y_0$ olacağından bu durumda d uzunluğu,

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \tan^{-1}[\tan(\beta d)] & \tan\beta d \geq 0 \\ \frac{1}{2\pi} [\pi + \tan^{-1} [\tan(\beta d)]] & \tan\beta d < 0 \end{cases} \quad (5.29)$$

şeklinde hesaplanır. Gerekli kütük uzunluğunu bulmak için ilk önce Eş. 5.25’de $\tan(\beta d)$ değeri yerine yazılarak X reaktansı hesaplanır. Bu reaktansı değeri gerekli reaktansı değerinin negatifine eşit olduğundan ($X = -X_s$) kısa devre kütük için uzunluk değeri,

$$\frac{l_s}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{X_s}{Z_0} \right) = \frac{-1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{X}{Z_0} \right) \quad (5.30)$$

eşitliği ile hesaplanır. Açık devre kütük için gerekli olan uzunluk değeri ise

$$\frac{l_o}{\lambda} = \frac{-1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Z_0}{X_s} \right) = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Z_0}{X} \right) \quad (5.31)$$

eşitliği ile hesaplanır. Eğer bulunan uzunluk değeri negatif çıkarsa pozitif değer elde etmek için $\lambda/2$ ile toplanır.

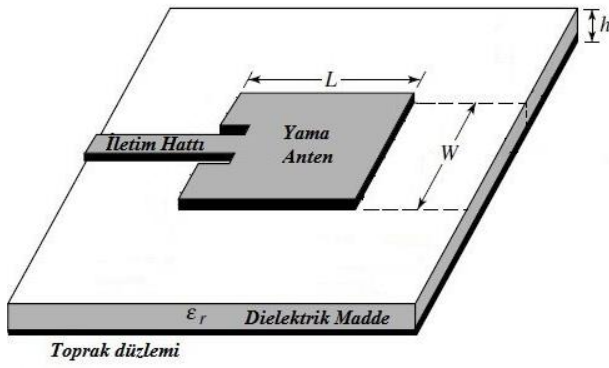
6. MİKROŞERİT YAMA ANTEN

Boşluktaki elektromanyetik dalgaları alarak elektrik sinyallerine dönüştüren veya elektrik sinyalleri elektromanyetik dalgalara dönüştürerek boşluğa ileten iletkenlere anten denir. Mikroşerit anten fikri ilk olarak 1953 yılında Deschamps [141] tarafından ortaya atılmış olmasına rağmen, ilk pratik olarak uygulaması 1970’lerde Munson [142,143] ve Howell [144] tarafından yapılmıştır.

O zamandan beri mikroşerit antenler en çok kullanılan anten türü olup, birçok uygulamada yaygın şekilde kullanılmaktadır. Mikroşerit antenlerin hafif olmaları, üretim maliyetlerinin düşük olması, düzlemsel biçimli olmaları, hacimlerinin küçük olması, taşınmalarının kolay olması, anten dizileri şeklinde üretimlerinin kolay olması, baskı devre teknolojisi ile üretilebilmeleri, mikro-elektromekanik sistemler (MEMS) ile kullanılabilmesi ve mikrodalga devreleri ile entegre edilebilmelerinden dolayı farklı uygulamalarda kullanılmak üzere birçok değişik tasarımları gerçekleştirilmiştir [42]. Bunu ek olarak gelişen teknoloji ile birlikte haberleşme sistemlerinde kullanılan frekans bantlarının artması da küçük boyutlu, yapımı kolay olan mikroşerit antenlerin ön plana çıkmasına sebep olmuştur.

Başlıca uygulama alanları arasında radyo frekans tanıma sistemleri, mobil haberleşme sistemleri, küresel konumlama sistemi (GPS), televizyon sistemleri, MEMS uygulamaları, uydu haberleşmesi, radar sistemleri sayılabilir.

Şekil 6.1’de görüldüğü gibi temel bir mikroşerit yama anten bir iletim hattından, yamadan, toprak düzleminden ve dielektrik malzemedен oluşmaktadır. İletim hattı, toprak düzlemi ve yama bakır gibi yüksek iletkenlik değerine sahip metal bir iletkenден imal edilmektedir. Yama ve iletim hattı dielektrik malzemenin üst tabakasında bulunurken, toprak düzlemi ise alt tabakasında bulunmaktadır. Yama antenlerin çalışma frekansını antenin uzunluğu belirlemektedir. Antenin genişliği arttıkça giriş direnci düşmekte, bant genişliği ise artmaktadır.



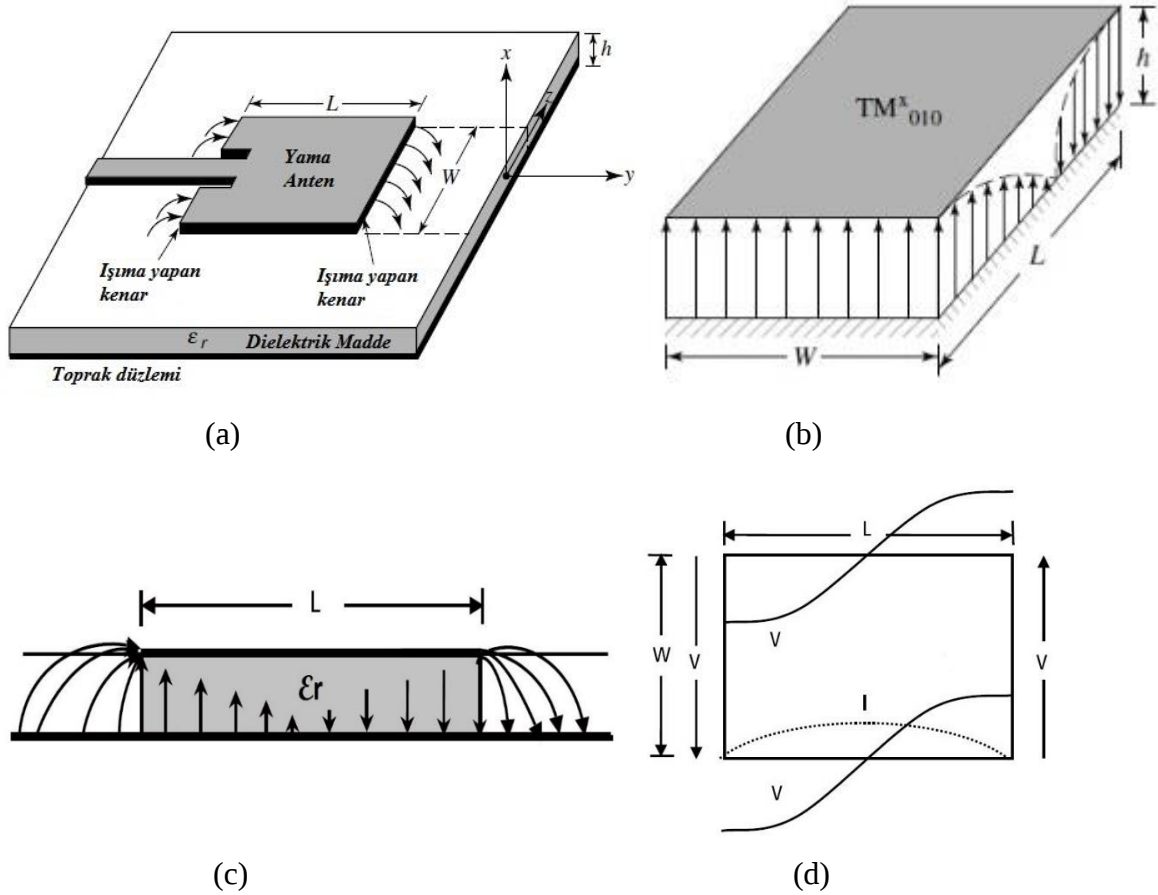
Şekil 6.1. Mikroşerit yama anten [33]

Mikroşerit antenlerin temel avantajları hafif olmaları, hacimlerinin küçük olması ve düzlemsel olarak istenen yönde konumlandırılabilmesi, baskı devre teknolojisi ile kolayca üretilibilmeleri, aynı dielektrik malzeme üzerinde diğer mikrodalga devreler ile entegre edilebilmeleri, yatay, dikey ya da dairesel kutuplu olarak tasarlanabilmeleri, aynı anda iki, üç ya da daha fazla frekans bölgesinde çalışabilmeleri ve pratik yapıda olmaları şeklinde sıralanabilir. Dezavantajlarına ise bant genişliklerinin dar olması, kazançlarının küçük olması ve düşük güçlü olmaları söylenebilir.

6.1. Mikroşerit Yama Antenin Analizi

İletim hattı modeli mikroşerit yama antenlerin analizini gerçekleştirmek ve performansını değerlendirmek için kullanılan en basit ve kolay modeldir. Bu modelde mikroşerit ışıma elemanı enine alan değişiminin olmadığı iletim hattı rezonatörü gibi ele alınmakta yani alan değişimi sadece uzunluk boyunca değişmektedir.

Mikroşerit yama antenin elektrik alan dağılımı ile yama antendeki gerilim ve akımın değişimi Şekil 6.2'de verilmiştir [145,146]. Şekil 6.2b'de görüldüğü gibi temel TM_{10} modunda elektrik alan yama uzunluğu (L) boyunca sadece bir $\lambda/2$ saykıl kadar değişmekte ve genişlik boyunca herhangi bir değişim olmadığından dolayı anten iletim hattı olarak modellenebilir. Yama çevresindeki gerilimin ve yama uzunluğu boyunca akımın değişimi Şekil 6.2d'de verilmiştir. Yamanın genişliği boyunca açık uçtan dolayı gerilim maksimum, akım ise minimumdur.



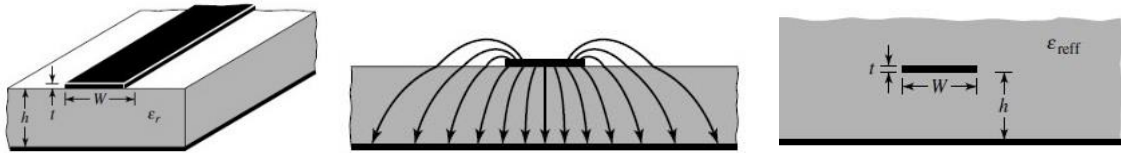
Şekil 6.2. Mikroşerit yama anten ve elektrik alan çizgileri [33]

Antenin temel çalışma frekansına ait dalga boyu λ olmak üzere, yamayı oluşturan iletken kalınlığının $t \ll \lambda$ ve dielektrik malzemenin kalınlığının ise $0.003\lambda \ll h \ll 0.05\lambda$ aralığında olması gerekmektedir.

Yama antenin genişliği ve uzunluğunun sınırlı olmasından dolayı Şekil 6.2c’de görüldüğü gibi yama kenarlarında saçaklanma meydana gelmektedir. Saçaklanmanın meydana geldiği iki kenardaki elektrik alanın dik bileşenleri genişlik boyunca (enine) zıt yönlü olduklarından birbirlerini yok ederken, diğer yandan yatay bileşenleri aynı yönlü olduklarından alan değerini boyuna yönde birleştirmektedirler. Bundan dolayı genişlik boyunca olan kenarlar ısıma yapan kenarlar olarak adlandırılmaktadır. Elektrik alan uzunluk boyunca sinüzoidal değiştiğinden dolayı enine yönde birbirlerini yok etmekte ve bu sebepten ısıma yapmayan kenarlar olarak adlandırılmaktadırlar. Genişlik boyunca olan saçılma alanları ısıma yapan boşluklar olarak modellenebilir.

İletim hattı modelinde mikroşerit anten düşük empedanslı L uzunluğundaki iletim hattının ayırdığı iki boşluk olarak temsil edilmektedir [33]. Işıma sadece açık uçlardaki saçaklanma alanlarından meydana gelmektedir. Saçaklanmanın miktarı dielektrik malzemenin yüksekliği ve yamanın boyutlarına göre değişmektedir. Saçaklanmalar antenin rezonans frekansını etkilediğinden dolayı hesaba katılmalıdır.

Şekil 6.3’de görüldüğü gibi ışıma yapan kenarlardaki elektrik alan çizgilerinin çoğu dielektrik malzemenin içinde oluşurken bir kısmı ise hava ve dielektrik malzeme içinde oluşmaktadır. Saçaklanmalar mikroşerit hattın elektriksel uzunluğunu fiziksel uzunluğundan daha geniş yapmaktadır. Dalgaların bir kısmının dielektrik malzemeden bir kısmının da havadan yayılmasından dolayı saçaklanmalar ve iletim hattındaki dalga yayılımı için etkin dielektrik sabiti tanımlanmıştır.



Şekil 6.3. Mikroşerit iletim hattı ve etkin dielektrik sabitinin tanımı [33]

Etkin dielektrik sabiti ϵ_e yaklaşık olarak [33],

$$\epsilon_e = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-1} \quad (6.1)$$

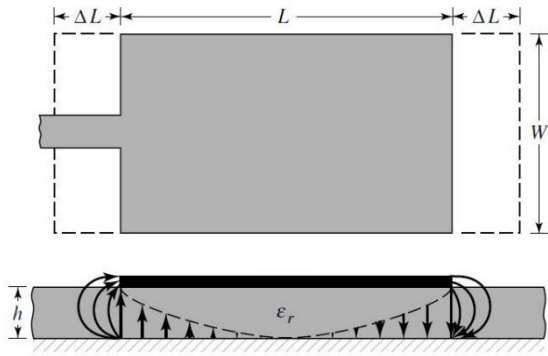
formülü ile hesaplanmaktadır. Daha öncede belirtildiği gibi yama antendeki elektromanyetik ışıma, yama ile toprak düzleminin kenarları arasındaki saçaklanmadan meydana gelmektedir. Elektromanyetik dalganın herhangi bir dielektrik malzeme içindeki dalga boyu λ_g ,

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (6.2)$$

formülü ile hesaplanmaktadır. Burada λ_0 elektromanyetik dalganın havadaki dalga boyunu, ϵ_e ise genişliği W olan mikroşerit iletim hattının etkin dielektrik sabitini göstermektedir. Yama antenin uzunluğu (L) TM_{10} temel durum uyartım için $\lambda/2$ 'den çok az daha küçük

olmaktadır. Yamadan toprağa doğru olan saçaklanmalar dielektrik malzeme ile birlikte havadan da yayıldığı için ϵ_e 'nin değeri ϵ_r 'nin değerinden çok az daha küçük olmaktadır. Işımanın temel kaynağı olan yamadaki saçaklanmayı arttırmak için yama genişliği arttırılabilir. Buna ek olarak saçaklanma alanları ϵ_r 'nin azaltılması ya da dielektrik malzemenin kalınlığının arttırılması ile de arttırılabilir. Sonuç olarak mikroşerit anten tasarımında genişlikleri büyük olan, ϵ_r 'si düşük ve kalınlığı yüksek dielektrik malzemeler tercih edilmektedir.

Kenarlar boyunca olan saçılmalar ve boşluklardaki ışımlar eşdeğer sığa ve ışıma direnci olarak modellenebilir. Saçaklanmalar için kenarlara kondansatör eklemek yerine, yamanın boyutları Şekil 6.4'de görüldüğü gibi ışıma yapan kenarlardan dışarı doğru uzatılabilir. Bu model aralarında h kalınlığında dielektrik malzeme bulunan, boyutları W ve L olan iki dikdörtgen paralel plaka şeklinde açıklanabilir.



Şekil 6.4. Yama boyutlarının saçaklanmadan dolayı arttırılması [33]

Eğer yama çevresindeki saçaklanmalar ihmal edilirse, iki paralel plakanın sığası,

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{WL}{h} \quad (6.3)$$

şeklinde olacaktır. Fakat saçaklanma sığasından dolayı iki paralel plakanın etkin sığası (C_e) daha büyük olacaktır. Saçaklanma sığasını hesaba katmanın bir yolu plaka boyutlarını dışarı doğru arttırmaktır. Sonuç olarak etkin sığa,

$$C_e = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{W_e L_e}{h} \quad (6.4)$$

şeklinde hesaplanırken W_e ve L_e etkin uzunlukları ifade etmektedir. Aşağıdaki Eş. 6.5 ve 6.6 ile,

$$L_e = L + 2\Delta L \quad (6.5)$$

$$W_e = W + 2\Delta W \quad (6.6)$$

şeklinde verilirken burada ΔL ve ΔW sırasıyla uzunluk ve genişlikteki artış miktarını göstermektedir. ΔL etkin dielektrik sabitinin ve genişliğin yüksekliğe oranının (W/h) bir fonksiyonudur. Çok kullanılan ve pratik bir yaklaşım olarak dielektrik malzemenin yüksekliğine normalize edilmiş ΔL değeri

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_e + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_e - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (6.7)$$

formülü ile hesaplanmaktadır [147]. Yamanın etkin uzunluğu $\lambda/2$ 'ye eşit olmak üzere yamanın rezonans frekansı f_0

$$L_e = L + 2\Delta L = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_e}} \quad (6.8)$$

eşitliği ile verilir. Genel olarak herhangi bir T_{mn} durumunda dikdörtgen yama antenin rezonans frekansı,

$$f_0 = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_e}} \left[\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6.9)$$

şeklinde hesaplanırken m ve n , L ve W boyunca durumları göstermektedir. W genişliğini hesaplamak için ϵ_e bilinmelidir. Verimli bir ışıma için dikdörtgen yama antenin W genişliği dielektrik katsayısı 1 olan hava ile dielektrik katsayısı ϵ_r olan dielektrik malzemedan oluşan iki ortamın ortalama dielektrik katsayısına eşit olan ortamda $\lambda/2$ uzunluğuna eşit olmalıdır. Eş. 6.10 ile verilen W genişliği bu değerden büyük ya da küçük alınabilir.

$$W = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\frac{(\epsilon_r+1)}{2}}} \quad (6.10)$$

Küçük olması durumunda bant genişliği ve kazanç azalırken, büyük olması durumunda ise ışıma alanının artmasından dolayı bant genişliği artmaktadır. Fakat W çok büyük olursa bu durumda yüksek dereceli durumlar meydana gelmektedir.

7. GÜNEŞ PİLLERİ

Fotovoltaik sistemler ya da güneş pilleri Fransız bilim adamı Henri Becquerel tarafından 1839'da keşfedilen ve güneş enerjisini elektrik enerjisine çeviren cihazları ve teknoloji alanını ifade etmektedir. Özellikle 1970 petrol krizinden sonra güneş pilleri alternatif enerji kaynağı olarak ortaya çıkmış ve kullanımı artarak günümüze kadar gelmiştir. Fotovoltaik gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının daha fazla kullanılması için yapılan çalışmalar ve geliştirilen teknolojiler her geçen gün artmakta ve dünya genelinde sağlanan destekler ile bu kaynakların toplam enerji üretimi içindeki payı artmaktadır.

Silikon gibi yarıiletken maddelerden üretilen fotovoltaik hücreler ise fotovoltaik sistemlerin temel yapıtaşını oluşturmaktadır. Elektrik iletkenliği bakımından iletken maddeler ile yalıtkan maddeler arasında kalan yarıiletkenler ısı, ışık, manyetik etki veya elektriksel gerilim gibi dış etkiler uygulandığında bir miktar değerlik elektronlarını serbest hale geçirerek iletken duruma gelirler.

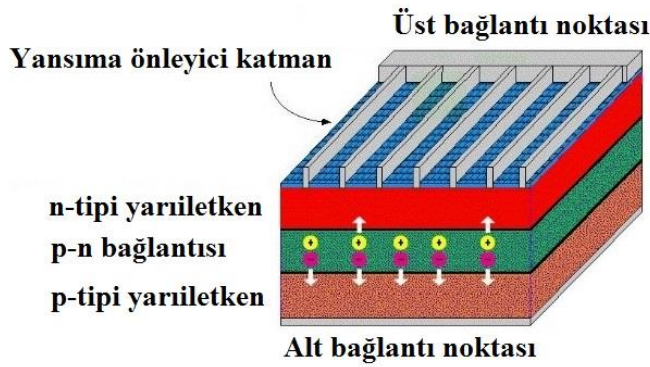
Yarıiletken maddelerin güneş pili olarak kullanılabilirmeleri için öncelikle p-tipi veya n-tipi şeklinde katkılanmaları gerekmektedir. Saf-yarıiletken eriyiklerin içerisine katkı maddelerinin kontrollü olarak eklenmesi işlemi katkılanma olarak ifade edilmektedir. Bu işlem sonucunda elde edilen yarı iletkenin n-tipi ya da p-tipi olması eklenen katkı maddelerine bağlıdır. Silisyumdan n tipi silisyum elde etmek için silisyum eriyiğine periyodik cetvelin 5. grubundan bir element eklenirken, p tipi silisyum elde etmek için ise periyodik cetvelin 3. grubundan bir element eklenir.

Örneğin n-tipi madde elde etmek için 4 valans elektronu olan silisyuma, 5 valans elektronlu fosfor eklenir. Böylece fosforun fazla olan tek elektronu kristal yapıya bir elektron verir ve negatif yük taşıyıcılarını oluşturur. P-tipi madde elde etmek için ise silisyuma, 3 valans elektronlu bor maddesi eklenir, böylece kristal yapıda bir elektron boşluğu yani pozitif yük taşıyıcıları oluşur.

P-tipi silikon maddenin, n-tipi silikon madde ile etkileşmesi sonucunda p-n birleşimi meydana gelmekte ve yüksek elektron yoğunluğu olan bölgeden (n-tipi), düşük elektron yoğunluğu olan bölgeye (p-tipi) elektron akışı meydana gelmektedir. Elektronlar p-n

birleşimi boyunca p-tipi maddedeki boşluklar ile birleşerek yayılırlar. Bu olay her iki tarafta da yük dengesi oluşuncaya kadar devam eder. P ve n tipi yarı iletkenler arasında taşıdıkları elektrik yüklerinden dolayı bir elektrik alan meydana gelir. Bu elektrik alan tek yönlü akım akışına izin veren diyotu oluşturur.

Şekil 7.1’de görüldüğü gibi güneş panelinin hem p-tipi tarafına hem de n-tipi tarafına bağlanan metal elektrotlar ile harici yüke bağlanmaya hazır hale gelmiş olur. Burada yansıma önleyici kaplama güneş ışığının tekrar atmosfere yansımalarının engellemek için kullanılmaktadır. Panelin üzerine ışık düştüğünde, fotonlar enerjilerini yük taşıyıcılarına transfer ederler. Birleşim noktasındaki elektrik alan pozitif yük taşıyıcıları ile negatif yük taşıyıcılarını birbirinden ayırmaktadır. Böylece harici bir yük bağlandığında devre tamamlanarak üzerinden akım akacaktır.



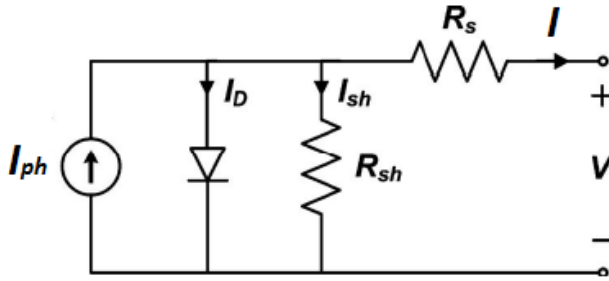
Şekil 7.1. Güneş pili yapısı

Güneş pillerinin % 90'dan fazlası wafer tabanlı güneş pilleri oluşturmaktadır. Bu piller tek kristalli ya da çok kristalli bloklar halinde üretilmektedirler ve kalınlıkları yaklaşık 200 μm civarındadır. Bir diğer güneş pili ailesi ise ince film tabanlı güneş pilleri olup, bunların kalınlıkları yaklaşık 1-2 μm değerindedir. İnce film güneş pilleri düşük maliyette büyük miktarlarda üretilebilecek olmalarına rağmen, wafer güneş pillerine göre en büyük dezavantajları verimlerinin daha düşük olmasıdır.

Belli bir sayıdaki güneş pili birbirlerine bağlanarak fotovoltaik modülü oluşturur. Modüller belli bir gerilim değerini sağlayacak şekilde tasarlanırlar ve modülün sağlayacağı akım değeri ise modüle düşen ışık yoğunluğuna bağlıdır. Belli bir gerilim ya da akım değeri sağlamak için birden fazla modül seri ya da paralel bağlanmaktadır.

7.1. Güneş Pili Devre Parametreleri

Güneş pilinin eşdeğer devresi Şekil 7.2’de görüldüğü gibi bir akım kaynağından, bir diyottan, 2 tanede dirençten oluşmaktadır ve bu model 5 parametrelili model olarak da bilinmektedir [148]. Akım kaynağı (I_{ph}) anlık güneş ışması ile güneş pilinin yarıiletken katmanında oluşan yük taşıyıcılarından kaynaklanan akımı temsil etmektedir. Paralel diyot ise bu yük taşıyıcılarının geri birleşmesi sonucu oluşan ileri yönlü gerilim düşümünü, paralel direnç (R_{sh}) yarıiletkendeki mekanik kusurlar ve malzeme bozukluklarından kaynaklanan kaçak akım direncini [149], seri direnç değeri (R_s) ise iç direnci ve dış yarıiletken ile metal bağlantılar arasındaki direnç değerini ifade etmektedir [149].



Şekil 7.2. Güneş pili eşdeğer devresi

Shockley diyot akımı I_D [150]

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right) \quad (7.1)$$

olmak üzere, burada I_0 ters yön doyum akımını, n diyot ideallik katsayısı, k Boltzman sabiti, T güneş pili sıcaklığı, q ise elektron yüküdür. Bu ifadenin yardımıyla R_s direnç değeri üzerinden akan çıkış akımı I ,

$$I = I_{ph} - I_D - I_{sh} = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{V+IR_s}{aV_T}} - 1 \right) - \frac{V+IR_s}{R_{sh}} \quad (7.2)$$

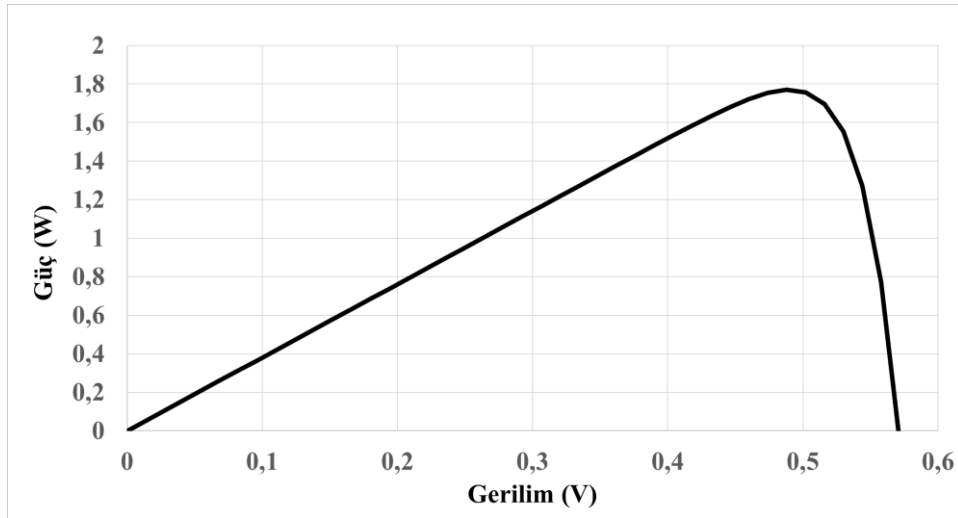
eşitliği ile ifade edilir. İfadede ki a ideallik katsayısı olup, V_T ise,

$$V_T = \frac{nkT}{q} \quad (7.3)$$

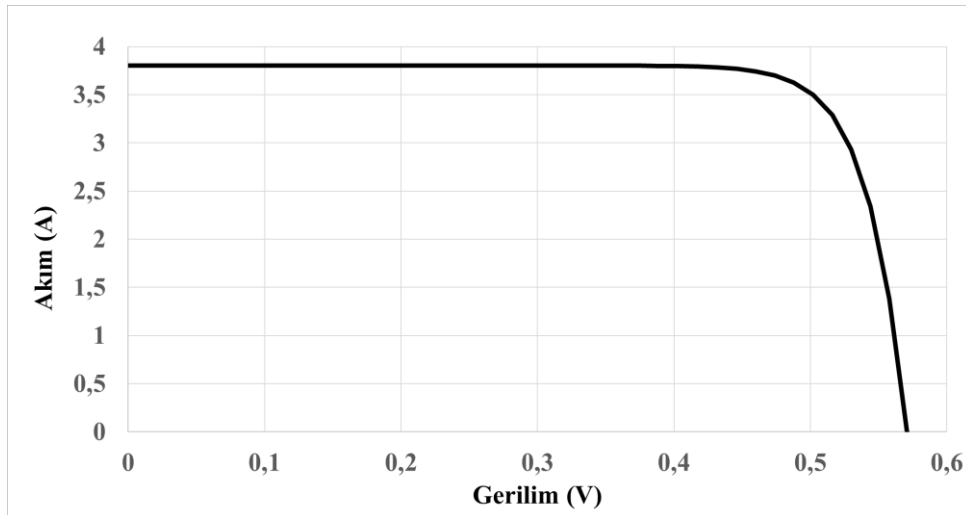
eşitliği ile ifade edilir.

7.2. Güneş Pili Devre Parametrelerinin Hesaplanması

Şekil 7.1'deki güneş pilinin Şekil 7.2'deki eşdeğer devre modeli 5 bağımsız parametre (R_{sh} , R_s , a , I_{ph} , I_0) içerdiğinden dolayı bu model 5 parametre modeli olarak da adlandırılmakta ve değerleri ışık şiddeti ve sıcaklığa bağlı olarak değişmektedir. Bu eşdeğer devreye göre herhangi bir güneş pilinin güç-gerilim karakteristiği ve akım-gerilim karakteristiğinin genel değişimi Şekil 7.3 ve Şekil 7.4'de verilmiştir.



Şekil 7.3. Güneş pili güç gerilim karakteristiği ($R_{sh}=1000$ Ohm, $R_s=0.005$ Ohm, $T=300$ K, $I_{sc}=3.8$ A, $S=1000$ W/m²)



Şekil 7.4. Güneş pili akım gerilim karakteristiği ($R_{sh}=1000$ Ohm, $R_s=0.005$ Ohm, $T=300$ K, $I_{sc}=3.8$ A, $S=1000$ W/m²)

Bu grafik üzerindeki kısa devre akımı, açık devre gerilim değeri ve maksimum güç noktasının değerleri sıcaklığa ve ışık şiddetine bağlıdır. Bilinmeyen devre parametre değerleri standart test şartları altında ölçülerek üretici veri sayfalarında verilen maksimum güçteki akım (I_{mp}), maksimum güçteki gerilim (V_{mp}), kısa devre akımı (I_{sc}), açık devre gerilim (V_{oc}), kısa devre akım sıcaklık katsayısı (αI_{sc}), açık devre gerilim sıcaklık katsayısı (βV_{oc}) gibi değerler ile hesaplanmaktadır [151].

Şekil 7.4'deki gibi üretici veri sayfalarında farklı sıcaklıklar için verilen akım gerilim grafiklerindeki I_{mp} , V_{mp} , I_{sc} ve V_{oc} değerlerinden yararlanarak bilinmeyen parametre değerleri için sınır şartlarını çıkarmak mümkün hale gelmektedir [152].

Bu sınır şartları 5 parametre değerinin tamamının çözmek için yeterli olmadığından dolayı [1, 1.5] aralığında değer alan a ideallik katsayısının değeri tahmin edilmektedir [152]. I_{mp} , V_{mp} , I_{sc} ve V_{oc} sınır değerlerinin Eş. 7.2'ye uygulanması ile [153,154],

Kısa devre eşitliği:

$$I_{sc} = I_{ph} - I_o \left[e^{\frac{I_{sc} R_s}{a V_T}} - 1 \right] - \frac{I_{sc} R_s}{R_{sh}} \quad (7.4)$$

Açık devre eşitliği:

$$0 = I_{ph} - I_o \left[e^{\frac{V_{oc}}{a V_T}} - 1 \right] - \frac{V_{oc}}{R_{sh}} \quad (7.5)$$

Maksimum güç noktası eşitliği:

$$I_{mp} = I_{ph} - I_o \left[e^{\frac{V_{mp} + I_{mp} R_s}{a V_T}} - 1 \right] - \frac{V_{mp} + I_{mp} R_s}{R_{sh}} \quad (7.6)$$

Maksimum güç noktasındaki akımın gerilime göre türev eşitliği:

$$-\frac{I_{mp}}{V_{mp}} = -\frac{I_o}{a V_T} \left[1 - \frac{I_{mp}}{V_{mp}} R_s \right] \left[e^{\frac{V_{mp} + I_{mp} R_s}{a V_T}} \right] - \frac{1}{R_{sh}} \left[1 - \frac{I_{mp}}{V_{mp}} R_s \right] \quad (7.7)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Bu eşitlikler düzenlendiğinde R_s değeri,

$$\frac{a V_T V_{mp} (2I_{mp} - I_{sc})}{((V_{mp} I_{sc} + V_{oc} (I_{mp} - I_{sc})) (V_{mp} - I_{mp} R_s) - a V_T (V_{mp} I_{sc} - V_{oc} I_{mp}))} = \exp\left(\frac{V_{mp} + I_{mp} R_s - V_{oc}}{a V_T}\right) \quad (7.8)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir. Bu eşitlikteki tek bilinmeyen a ideallik katsayısıdır. R_{sh} direnç değeri ise,

$$R_{sh} = \frac{(V_{mp} - I_{mp} R_s) (V_{mp} - R_s (I_{sc} - I_{mp}) - a V_T)}{(V_{mp} - I_{mp} R_s) (I_{sc} - I_{mp}) - a V_T I_{mp}} \quad (7.9)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir. I_o değeri,

$$I_o = \frac{(R_{sh} + R_s) I_{sc} - V_{oc}}{R_{sh} \exp\left(\frac{V_{oc}}{a V_T}\right)} \quad (7.10)$$

eşitliği ile verilirken I_{ph} akımı ise,

$$I_{ph} = \frac{R_{sh} + R_s}{R_{sh}} I_{sc} \quad (7.11)$$

şeklinde ifade edilir.

8. ANTEN TASARIMI

RF ve mikrodalga spektrumu birçok frekans bandından meydana gelmektedir. GSM900, GSM1800, UMTS, GPRS, ISM gibi birden fazla frekans bandının bulunması enerji hasatlama uygulamaları için büyük bir kullanılabilir potansiyeli ifade etmektedir. Bu potansiyeli enerji hasatlama uygulamalarında verimli bir şekilde kullanabilmek için aynı anda farklı frekans bantlarında çalışan geniş bantlı anten tasarımlarının yapılmasının gerekliliği bu çalışmadaki temel motivasyon kaynağını oluşturmaktadır.

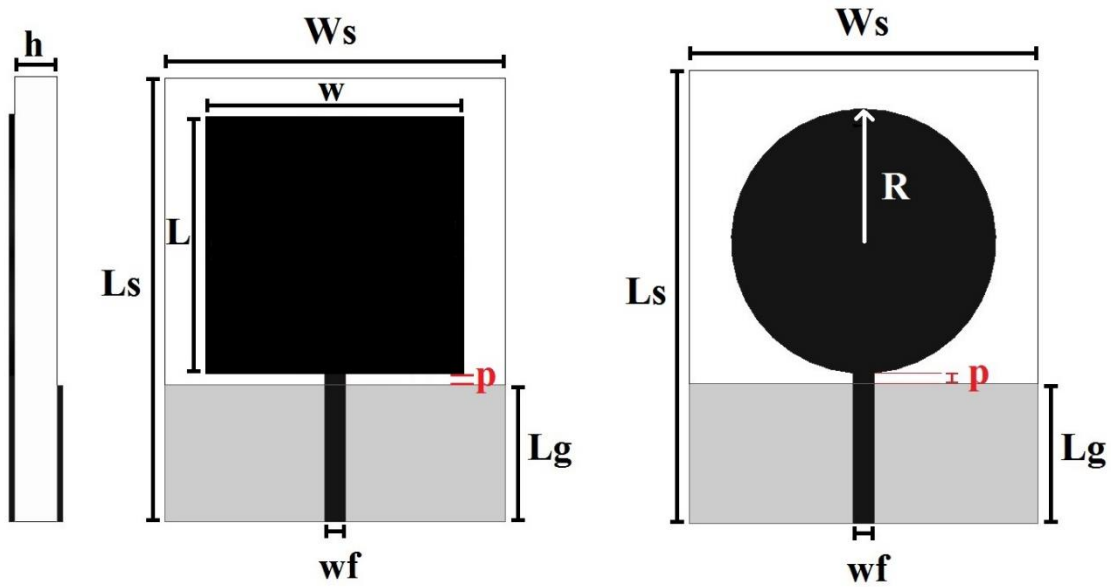
Farklı frekans bantlarının enerji hasatlama uygulamalarında aynı anda kullanabilmek ve daha fazla enerji elde etmek için bu tez çalışmasında doğadan ilham alınarak geniş bantlı yaprak şekilli bir anten tasarımının gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Tasarlanan antenin sahip olması gereken özellikler kısaca şunlardır:

- En çok kullanılan RF frekans spektrumlarını kapsayacak şekilde geniş bantlı olmalıdır,
 - Antenin diyot tarafından oluşturulan yüksek frekanslı harmoniklerden etkilenmemesi için bant genişliğinin sınırlı olması, yani alçak geçiren filtre gibi davranması,
 - Tasarlanacak antenin yönsüz olması,
 - Çalışma frekans aralığının 1.6 GHz ile 2.8 GHz aralığında GSM1800, UMTS 2100, ISM 2.4 GHz ve LTE 2.6 GHz frekanslarını kapsaması,
 - Boyutunun küçük olması, çalışma frekans aralığında kazancın sabit olması ve ışıma örüntüsünün kararlı olması,
- tasarımda istenen özelliklerdir.

Tasarımın ilk adımı olan geniş bant özeliğinin sağlaması ve yönsüz ışıma örüntüsüne sahip olduğundan dolayı antenin tek kutuplu olarak tasarlanması kararlaştırılmıştır. Tek kutuplu antenler empedans bant genişliklerinin büyük olması, baskı devre teknolojisi ile kolay üretilibilmeleri, yönsüz ışıma örüntüsüne sahip olması gibi özelliklerinden dolayı geniş bantlı haberleşme uygulamaları için uygun bir tercih olarak karşımıza çıkmaktadır. Literatür incelendiğinde birçok farklı tek kutuplu anten tasarımı bulunmakla birlikte bunlar genellikle kare, dairesel ve üçgen tek kutuplu antenin türevleri şeklinde olduğu görülmektedir.

Bu sebepten dolayı tasarımda ilk adım olarak Şekil 8.1’de verilen dairesel tek kutuplu anten referans olarak alınmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi bu anten ön tarafında ışıma elemanı olan dairesel bir yamadan ve kaynaktan gelen elektriksel sinyali ışıma elemanına iletmek için mikroşerit bir iletim hattından meydana gelmektedir. Arka tarafında ise sonlu yapıda bir toprak düzlemine sahiptir. Bu iki katman arasında ise dielektrik malzeme bulunmaktadır. Bu anten şekilden de görüldüğü toprak düzleminin dışında Bölüm 6’da anlatılan yama anten ile aynı fiziksel özelliklere sahiptir.

Tek kutuplu antenin geniş bantlı olarak çalışmasının sebebi arka taraftaki toprak düzleminin dielektrik maddenin tamamını kapsamaması yerine, sonlu uzunlukta bir toprak düzlemine sahip olmasıdır. Bu sayede aynı anda birden fazla rezonans durumunu desteklemekte ve geniş bantlı olarak ışıma yapmaktadır.



Şekil 8.1. Dikdörtgen ve dairesel tek kutuplu anten

Tek kutuplu düzlem dikdörtgen antenin alt çalışma frekansı bu antenin alanının aynı uzunluk (L) ve aynı eş değer yarıçapa (r) sahip silindirik antenin alanına eşitlenmesi ile elde edilir. W genişliğindeki ve L uzunluğundaki dikdörtgen yama anten için analiz yapılırsa:

$$\text{Eşdeğer silindirik anten alanı} = 2\pi rL = WL \quad (8.1)$$

olmak üzere

$$r = W/2\pi \quad (8.2)$$

olarak hesaplanır. $\lambda/4$ tek kutuplu antenin giriş empedansı $\lambda/2$ dipol antenin empedansının yarısına eşit olduğundan sonsuz ince tek kutuplu antenin giriş empedansı $36.5 + j 21.25$ Ohm olup indüktiftir. Gerçek giriş empedanslı tek kutuplu anten ise daha kısa uzunluklarda elde edilmektedir. Dolayısıyla

$$L = 0.24F \quad (8.3)$$

$$F = \frac{\frac{L}{r}}{1 + \frac{L}{r}} = \frac{L}{L+r} \quad (8.4)$$

olmak üzere dalga boyu

$$\lambda = \frac{L+r}{0.24} \quad (8.5)$$

eşitliği ile hesaplanırken alt kesim frekansı ise,

$$f_L = \frac{c}{\lambda} = \frac{30 \cdot 0.24}{L+r} = \frac{7.2}{L+r} \text{ GHz} \quad (8.6)$$

olarak hesaplanır. Bu eşitliğe toprak düzlemi ile anten arasındaki mesafenin (p) etkisi dahil edilmemiştir. Bu etkininde eklenmesi ise tek kutuplu antenin alt çalışma frekansı Eş. 8.7 ile

$$f_L = \frac{7.2}{L+r+p} \text{ GHz} \quad (8.7)$$

ifade edilir. Buradaki uzunluklar cm cinsinden alınmaktadır. Dairesel tek kutuplu antenin uzunluğu $L = 2R$ olduğundan,

$$\text{Eşdeğer silindirik anten alanı} = 2\pi rL = \pi R^2 \quad (8.8)$$

olmak üzere,

$$r = \frac{R}{4} \quad (8.9)$$

olarak hesaplanır. L ve r değerleri Eş. 8.7’de yerine yazılırsa, dairesel tek kutuplu antenin alt çalışma frekansı

$$f_L = \frac{7.2}{(2.25R+p)k} \text{ GHz} \quad (8.10)$$

ile ifade edilir. Bu eşitlikteki k değeri düzeltme katsayısıdır ve yaklaşık 1.2 değerine eşittir. W_s genişliği ve L_g uzunluğu ise sırasıyla Eş. 8.11 ve 8.12 ile

$$W_s = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\frac{(\epsilon_r+1)}{2}}} \quad (8.11)$$

$$L_g = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{4f_0\sqrt{\frac{(\epsilon_r+1)}{2}}} \quad (8.12)$$

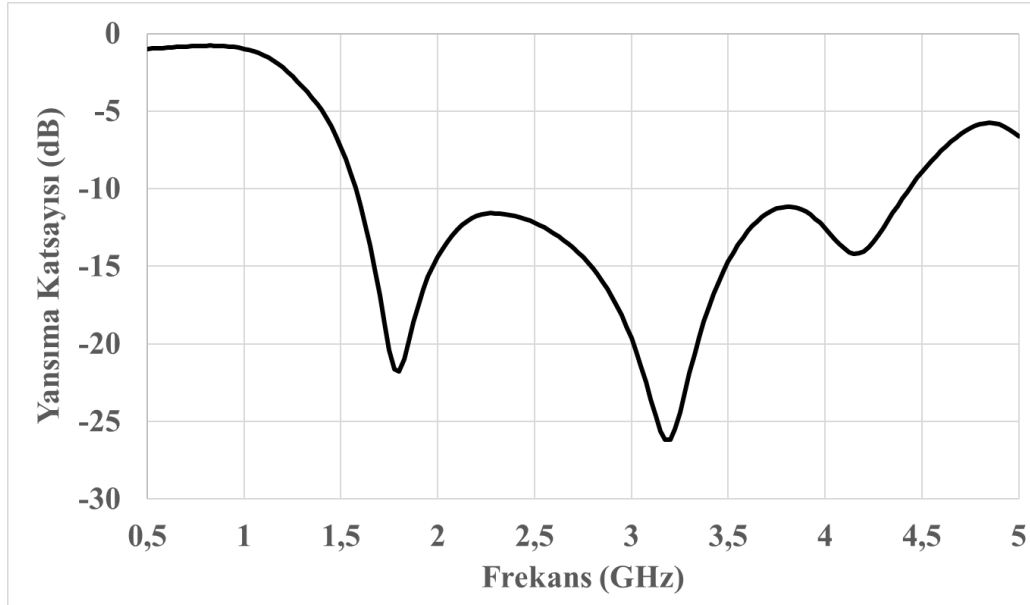
ifade edilmektedir. Alt çalışma frekansının 1.6 GHz olması için disk yarıçapı 16 mm, p ise 1 mm alınmıştır. Şekil 8.1’deki antene ait diğer parametre değerleri ise Çizelge 8.1’de verilmiştir. Anten tasarımında piyasada bolca bulunması ve düşük maliyeti sebebiyle dielektrik katsayısı 4.4, tanjant kaybı 0.02 olan FR4 yalıtkan malzeme tercih edilmiştir.

Çizelge 8.1. Dairesel yama anten tasarım parametreleri

Parametre	Değer (mm)
Dielektrik madde genişliği (W_s)	57
Dielektrik madde uzunluğu (L_s)	70
Disk yarıçapı (R)	16
Toprak düzlemi uzunluğu (L_g)	28.5
Besleme hattı genişliği (w_f)	3
Dielektrik madde kalınlığı (h)	1.6
Toprak düzlemi ile yama arasındaki mesafe (p)	1

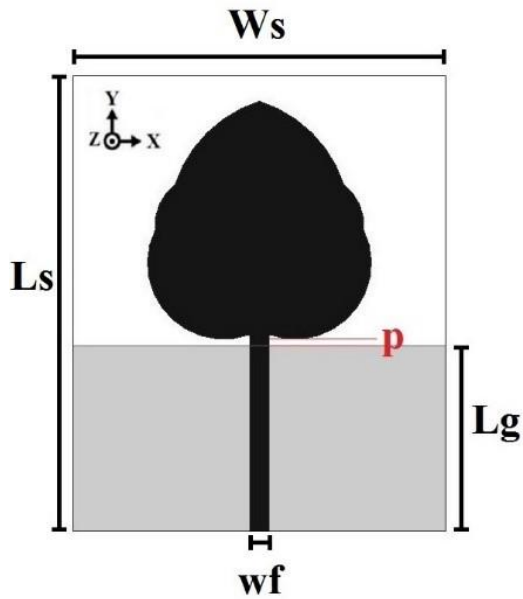
Işıma elemanı dairesel yamayı beslemek için kullanılan mikroşerit iletim hattının genişliğinin karakteristik empedansı 50 Ohm olacak şekilde Bölüm 4’deki Eş. 4.49 ile 3 mm olarak hesaplanmıştır. Tasarlanan antenin yansıma katsayısının benzetim sonucu Şekil

8.2’de verilmiştir. Antenin alt çalışma frekansının 1.57 GHz olduğu ve hesaplanan değer ile yaklaşık aynı olduğu görülmektedir.



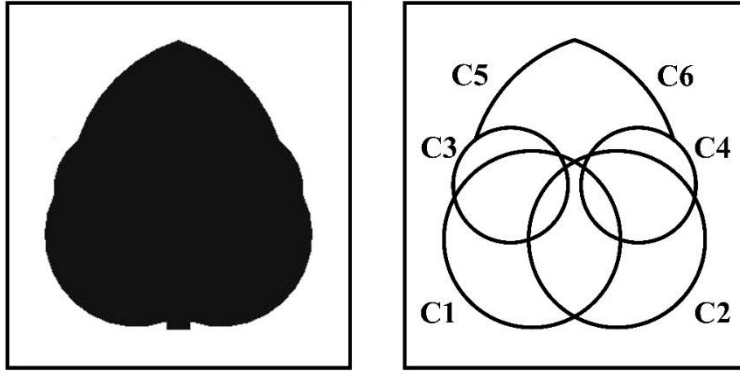
Şekil 8.2. Dairesel tek kutuplu anten yansıma katsayısı benzetim sonucu (Adım-1)

İkinci adımda ise Şekil 8.3’de görüldüğü gibi ışıma elemanı olan dairesel yama yaprak şekilli yeni ışıma elemanı ile değiştirilmiştir. Bu antenin bütün parametre değerleri Şekil 8.1’deki ile aynıdır. Tek fark ışıma elemanın dairesel değil yaprak şekilli olmasıdır.



Şekil 8.3. Yaprak şekilli yeni tek kutuplu anten (Adım-2)

Yaprak şekli Şekil 8.4’de görüldüğü gibi 4 adet daire ile 2 adet çeyrek yaydan meydana gelmektedir. Şekil 8.4’deki bu dairelerin ve yayların yarıçapları ile merkez koordinatları Çizelge 8.2’de verilmiştir.



Şekil 8.4. Yaprak şeklinin elde edilmesi

Çizelge 8.2. Yaprak şekilli ışıma elemanının daire merkez koordinat ve yarıçap değerleri

Daire	Koordinat merkezleri (x, y)	Yarıçap Değerleri (mm)
C1	-5.5, 35.7	11.7
C2	5.5, 35.7	11.7
C3	-8.3, 42.7	7.7
C4	8.3, 42.7	7.7
C5	-6, 42.7	20
C6	6, 42.7	20

Dairesel yamanın çapı 32 mm iken, yaprak şekilli yeni ışıma elemanının maksimum genişliği 34 mm ve uzunluğu ise yaklaşık 36 mm’dir. Yani iki ışıma elemanın yaklaşık alanları birbirlerini eşittir. Bu sebepten dolayı bu antenin yansıma katsayısının dairesel yama anten gibi geniş bantlı olması beklenmektedir.

Tasarlanan yaprak şekilli antenin uzunluğu (l),

$$l = R_1 + 6.8 + \sqrt{R_3^2 - 8.3^2} = 36 \text{ mm} \quad (8.13)$$

olarak hesaplanmıştır. Şekil 8.4'den de görüldüğü gibi anten uzunluğu R_2 yarıçap değerine bağlı değildir. R_2 antenin sadece genişliğini etkilemektedir. Yaprak şekilli anten için r değeri ise

$$Tasarlanan\ anten\ alanı = 2\pi rl \quad (8.14)$$

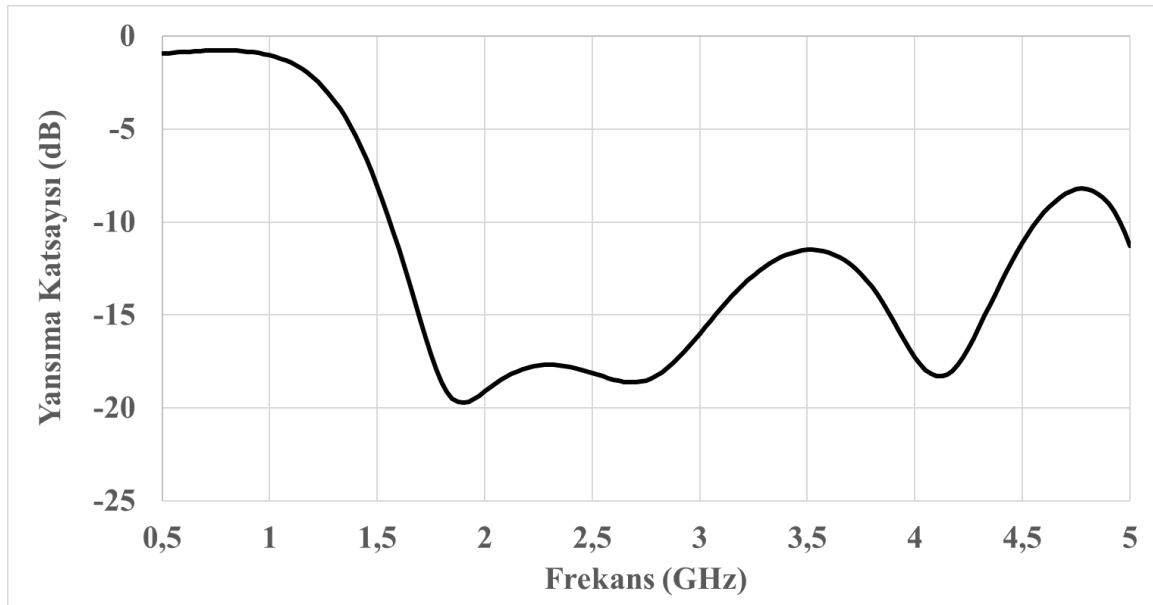
olmak üzere yaklaşık,

$$r = \frac{Tasarlanan\ antenin\ alanı}{2\pi l} = \frac{1025}{2\pi \cdot 36} = 4.53\ mm \quad (8.15)$$

olarak hesaplanır. Hesaplanan değerler Eş. 8.7'de yerine yazılırsa, tasarlanan antenin alt çalışma frekansı,

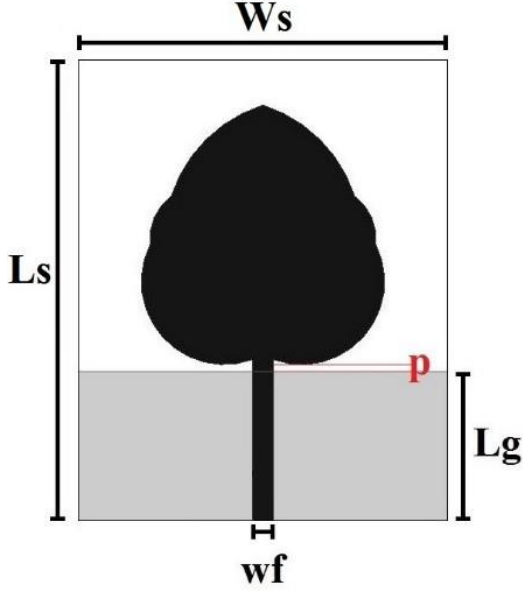
$$f_L = \frac{7.2}{l+r+p} = \frac{7.2}{36+4.53+1} = \frac{7.2}{41.53} = 1.73\ GHz \quad (8.16)$$

olarak hesaplanır. Tasarlanan bu antenin benzetimi yapılan yansıma katsayısı Şekil 8.5'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi antenin alt çalışma frekansının $1.6\ GHz$ olduğu ve hesaplanan değer ile yaklaşık aynı olduğu görülmektedir.



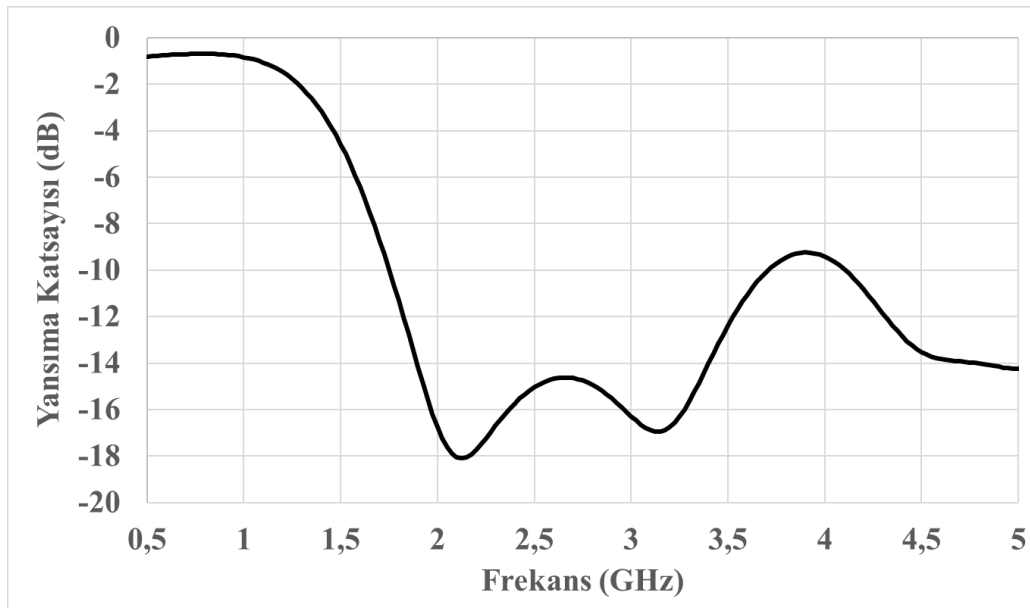
Şekil 8.5. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yansıma katsayısı benzetim sonucu (Adım-2)

Üçüncü adımda ise daha küçük bir anten yapısına sahip olmak için ikinci adımdaki bu antenin toprak düzleminin boyutu ($L_g=21$, $W_s=52$) ve dielektrik maddenin uzunluğu ($L_s=65$) küçültülmüştür. Bu anten Şekil 8.6’da verilmiştir.



Şekil 8.6. Yaprak şekilli tek kutuplu anten (Adım-3)

Bu antene ait yansıma katsayısının benzetim sonucu Şekil 8.7’de verilmiştir. Antenin boyutunun küçültülmesi yansıma katsayısı üzerinde önemli bir değişikliğe sebep olmamıştır. Fakat şekilden de görüldüğü gibi bu anten de geniş bantlı olup yüksek frekanslarda ($f > 3$ GHz) ışıma yapmaktadır.

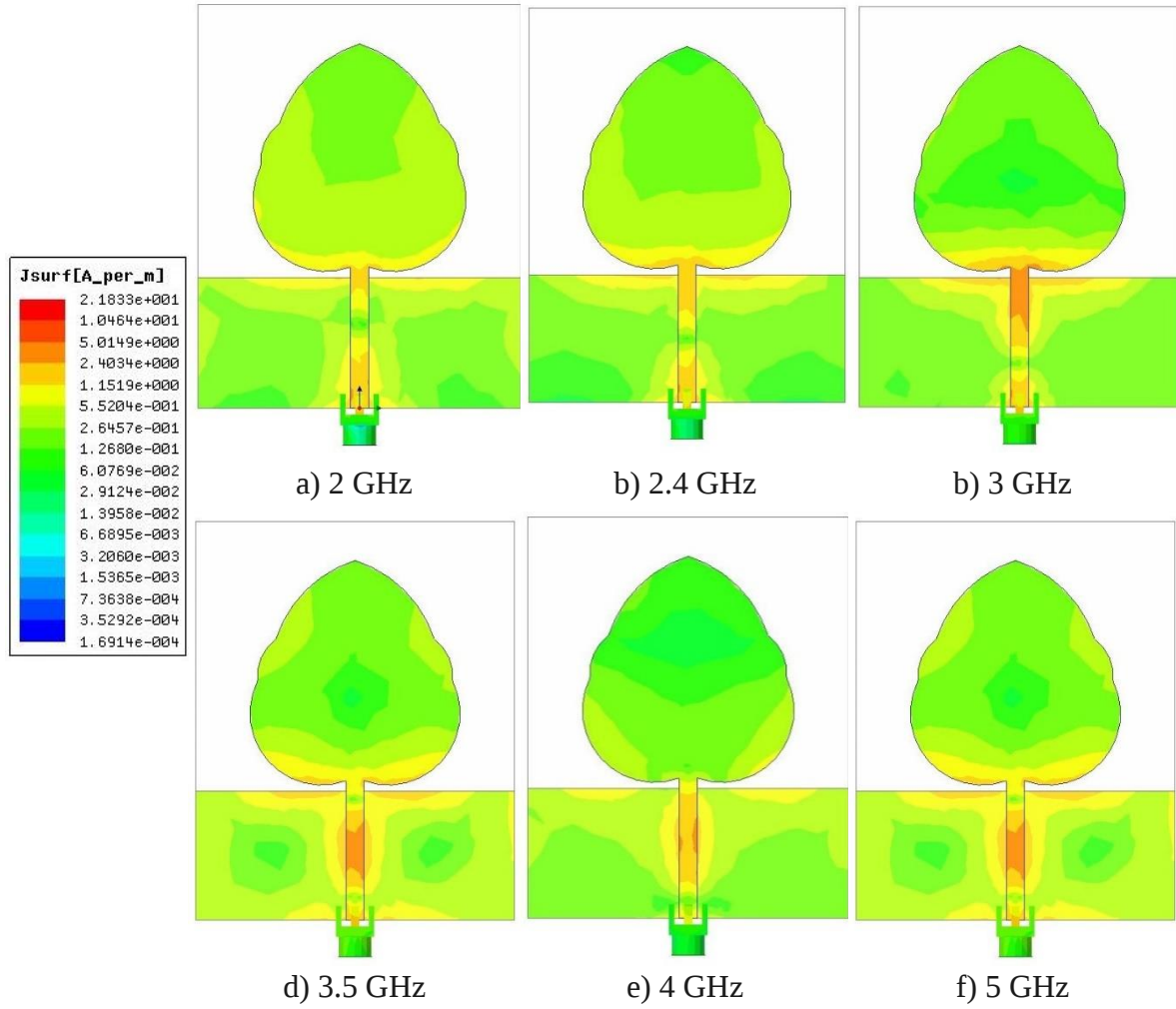


Şekil 8.7. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yansıma katsayısı benzetim sonucu (Adım-3)

RF enerji hasatlama için kullanılacak frekans aralığı 1.7 GHz ile 2.75 GHz olduğundan bu istenmeyen bir durumdur. Bununla birlikte bu durum doğrultucu devrede ki diyot tarafından oluşturulan 2. harmonik frekanstaki dalgaların (örneğin 2.45 GHz için 4.9 GHz gibi) anten tarafından ışımasına ve sistemin veriminin düşmesine sebep olacaktır. Bunu engellemenin iki yolu vardır. Bunlar:

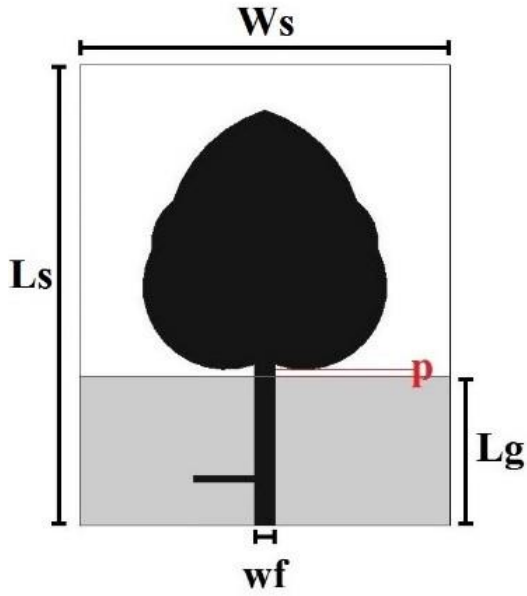
- Anteni bant sınırlı olacak şekilde tasarlamak
- Doğrultucu devrenin girişine alçak geçiren filtre yerleştirmektir.

Doğrultucu devre girişine alçak geçiren filtre yerleştirmek devrenin boyutunu büyüttüğünden dolayı 1. yöntem daha uygun bir çözümdür. Bunu sağlamak ve anten geometrisini yüksek frekansları bastıracak şekilde değiştirmek için Adım-3'deki antenin akım dağılımı incelenmiştir. Adım-3'teki antene ait farklı frekanslardaki akım dağılımları Şekil 8.8'de verilmiştir.



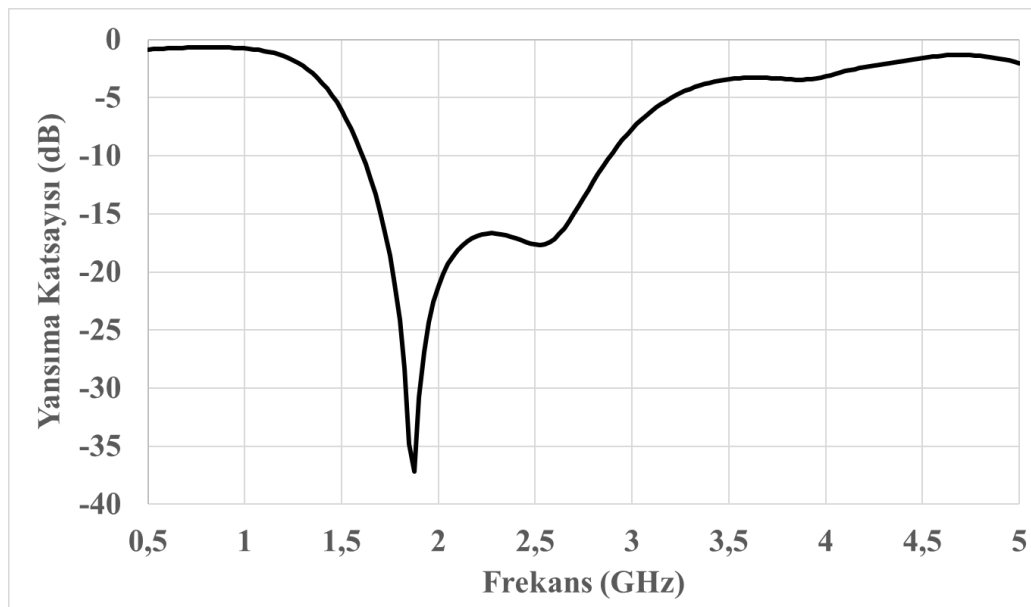
Şekil 8.8. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yüzey akım dağılımı benzetim sonucu (Adım-3)

Şekil 8.8’deki farklı frekanslardaki akım dağılımları incelendiğinde akımın besleme hattı ve ışıma elemanı ile toprak düzlemi arasında yoğunlaştığı görülmektedir. Özellikle 4 GHz ve üzerinde akım besleme hattında yoğunlaşmıştır. Dolayısıyla bu frekanslardaki ışımayı engellemek için besleme hattı üzerine ek bir akım yolu oluşturmak bu frekanslardaki ışımayı bastıracaktır. Bu sebeple 4. adımda, Şekil 8.9’da görüldüğü gibi besleme hattı üzerine tek kütük açık devre iletim hattı eklenmiştir.



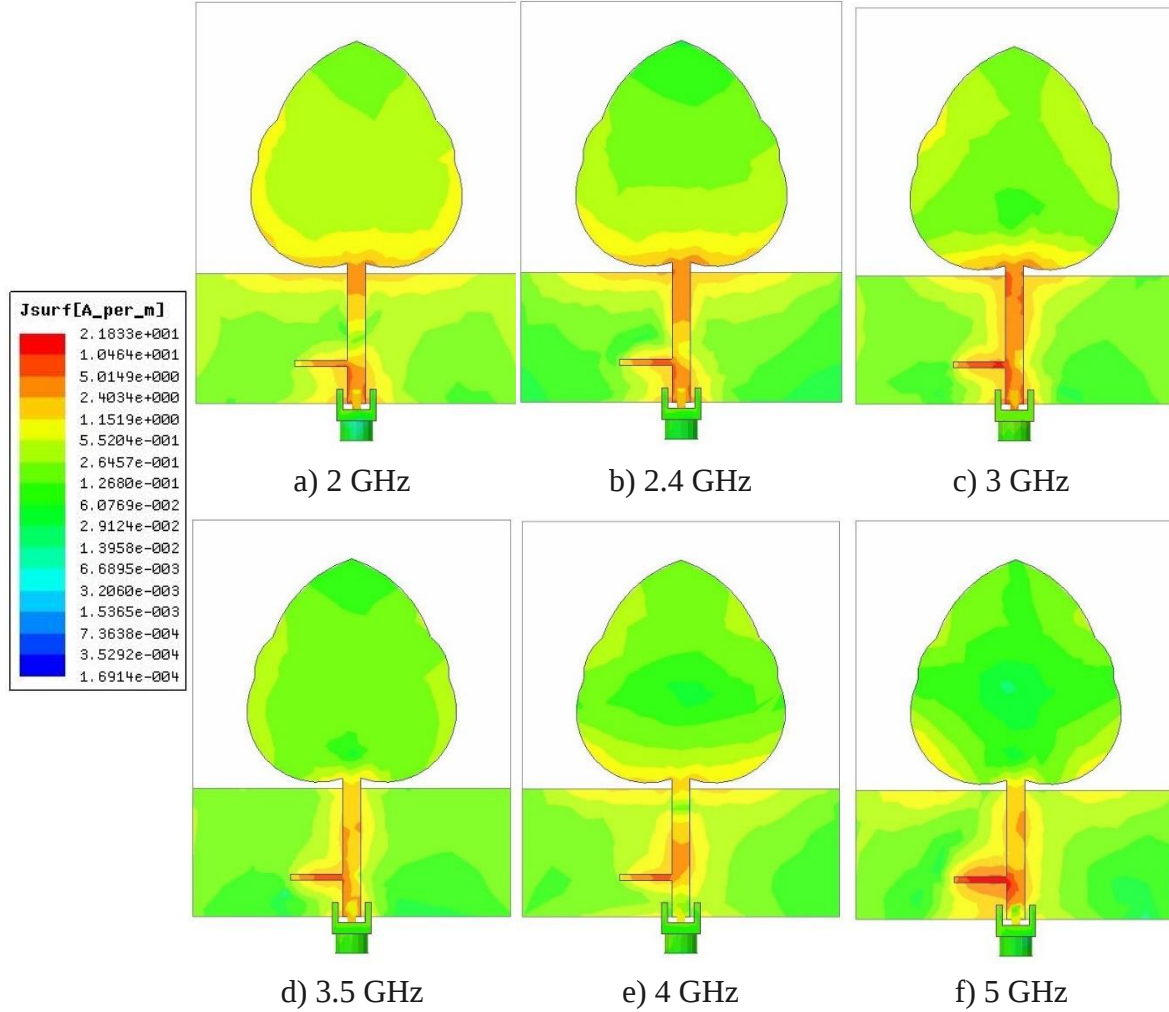
Şekil 8.9. Yaprak şekilli tek kutuplu anten (Adım-4)

Bu iletim hattının genişliği 1 mm , uzunluğu ise 8.5 mm ve kaynak bağlantı noktasına olan uzaklığı ise 6 mm 'dir. 2. harmonik frekans olan 4.9 GHz için bu uzunluk dalga boyu cinsinden $0,227\lambda_g$ olup yaklaşık $\lambda_g/4$ değerine eşit olduğu görülmektedir. Şekil 8.10'da iletim hattının eklenmesi ile elde edilen antenin (Adım-4) yansımaya katsayısının benzetim sonucu verilmiştir. Şekil incelendiğinde bu antenin istenen frekans aralığında ışıma yaptığı, buna ek olarak 3 GHz üzerinde ise antenin ışıma yapmadığı ve harmonik dalgaların bastırıldığı görülmektedir.



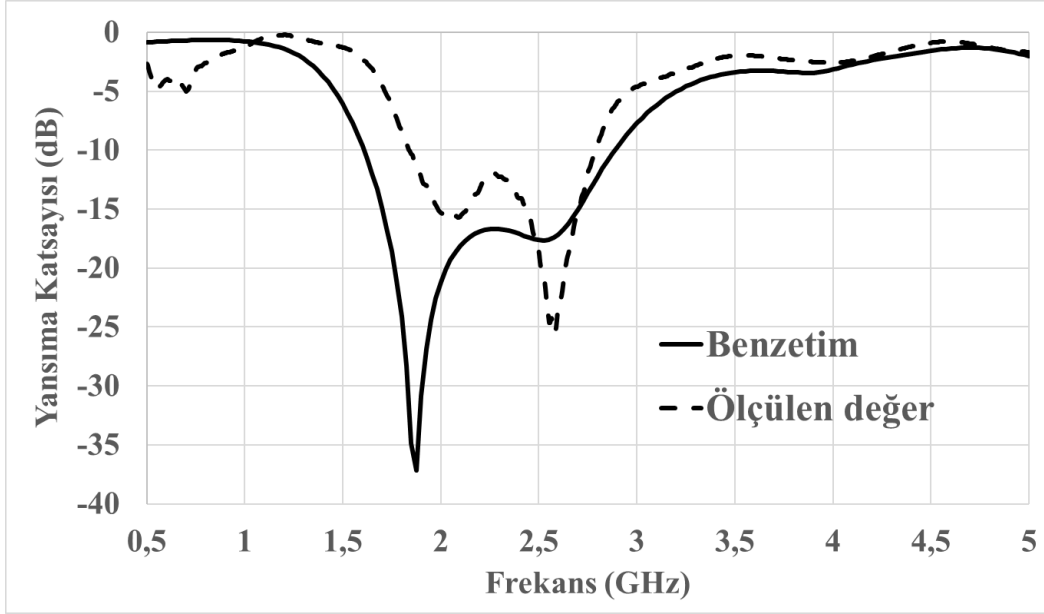
Şekil 8.10. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yansımaya katsayısı benzetim sonucu (Adım-4)

Bu antene ait yüzey akım dağılımının benzetim sonucu Şekil 8.11’de verilmiştir. Şekil incelendiğinde 3 GHz ’e kadar akımın çoğunlukla toprak düzleminin kenarları ile yamanın kesişim bölgesi arasında yoğunlaştığı, 3 GHz ’in üzerinde ise akımın çoğunlukla kütük üzerinden aktığı gözlenmektedir.



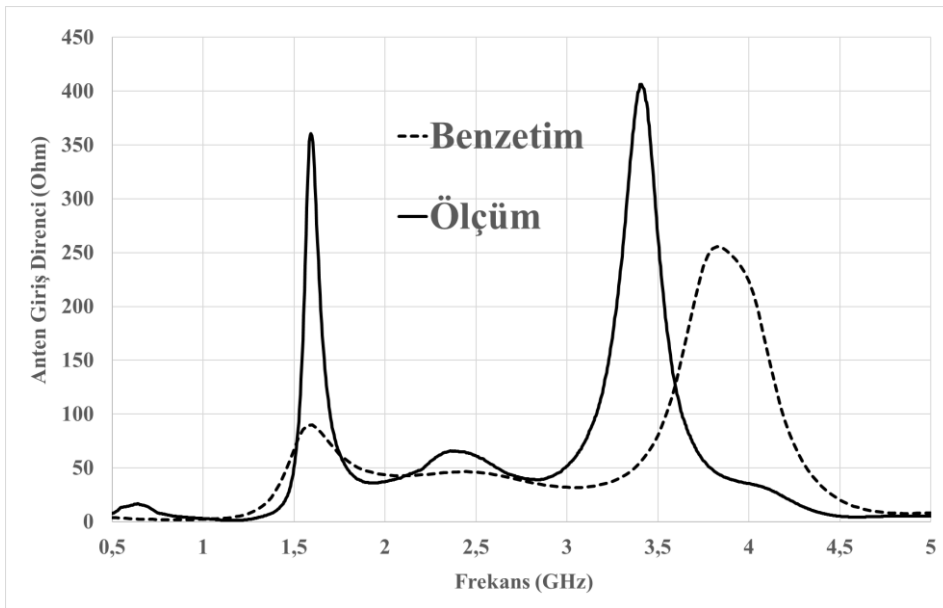
Şekil 8.11. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yüzey akım dağılımı benzetim sonucu (Adım-4)

Tasarlanan antenin (Adım-4) yansımaya katsayısının ölçülen değeri ile benzetimden elde edilen değeri Şekil 8.12’de karşılaştırılmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi benzetimde elde edilen bant genişliği 1.275 GHz iken, ölçülen bant genişliğinin ise 0.95 GHz olduğu görülmektedir. Bununla birlikte benzetimdeki antenin çalışma frekans aralığı $1.6\text{ GHz} - 2.875\text{ GHz}$, ölçülen değer ise $1.84\text{ GHz} - 2.79\text{ GHz}$ olarak bulunmuştur. Genel olarak antenin yansımaya katsayısının benzetimde elde edilen ile benzer bir eğilim gösterdiği görülmekle birlikte, buna ek olarak bant genişliğinin ise beklenenden daha dar olduğu görülmektedir.

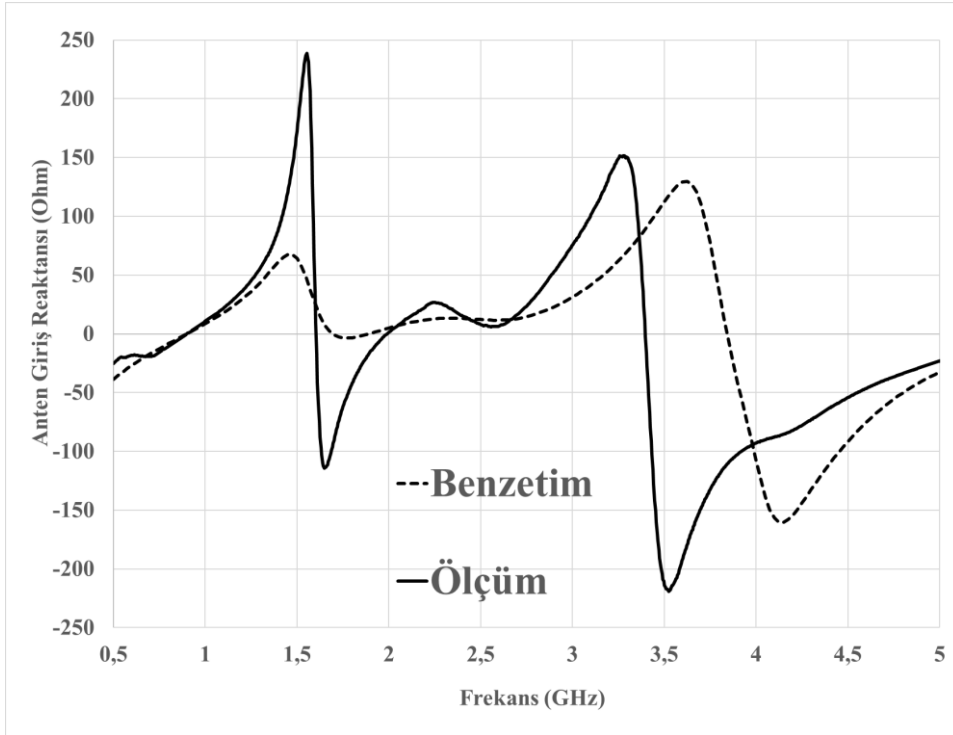


Şekil 8.12. Yaprak şekilli tek kutuplu anten yansıma katsayılarının karşılaştırılması (Adım-4)

Tasarlanan antenin giriş direncinin ve reaktansının frekansa göre değişiminin ölçüm ve benzetim sonuçları ise Şekil 8.13 ve 8.14'de verilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi istenilen çalışma frekans aralığında anten giriş direncinin yaklaşık $50\ \Omega$, reaktansının ise $0\ \Omega$ olduğu benzetim ile ölçülen değerlerinin $1,7\ \text{GHz}$ – $2,8\ \text{GHz}$ aralığında yaklaşık birbirlerine eşit olduğu görülmektedir. Diğer frekans bantlarında ise benzetim ile ölçülen değerlerin arasında farklılıkların olduğu görülmektedir.

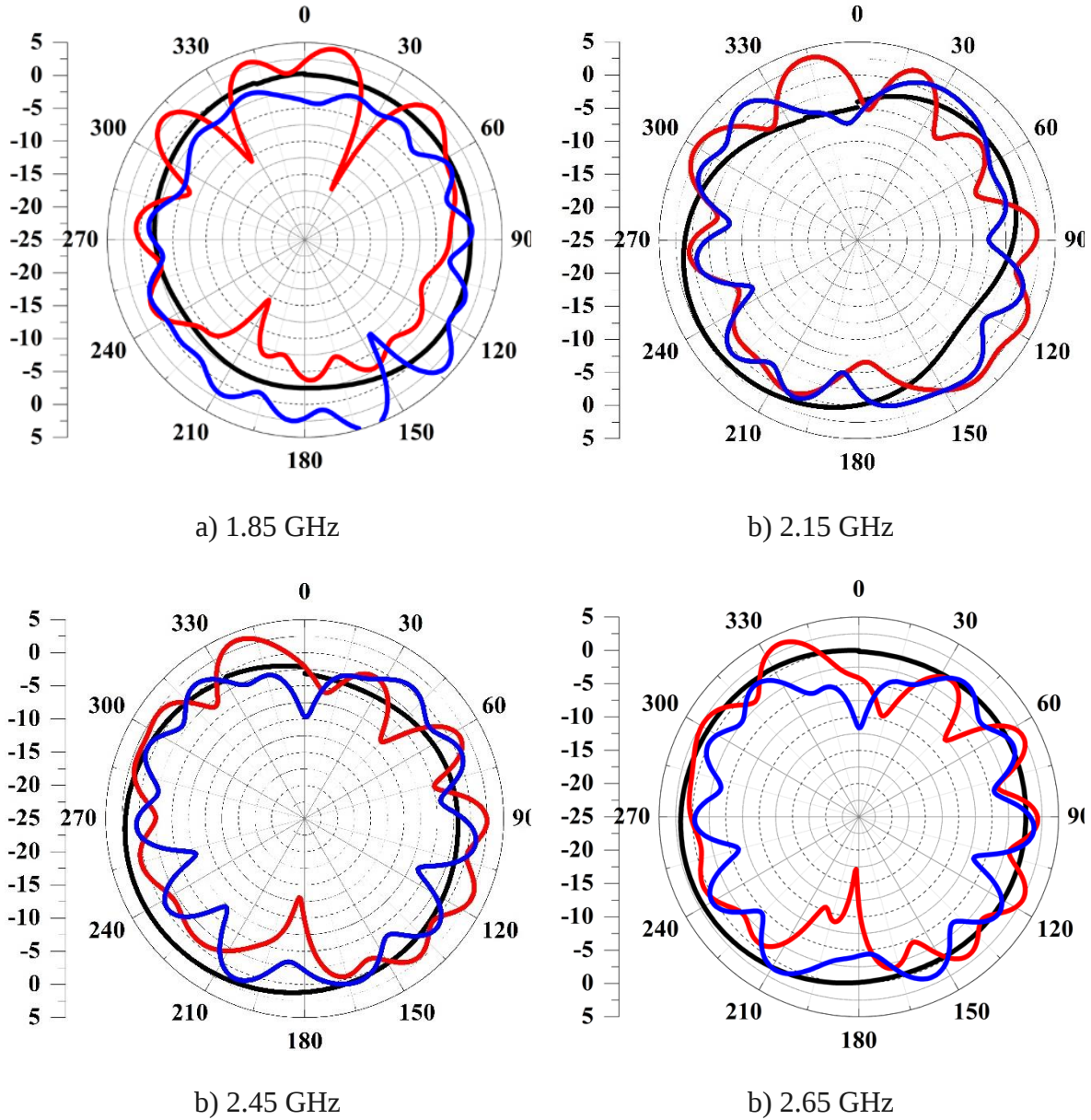


Şekil 8.13. Yaprak şekilli tek kutuplu anten giriş direnci (Adım-4)



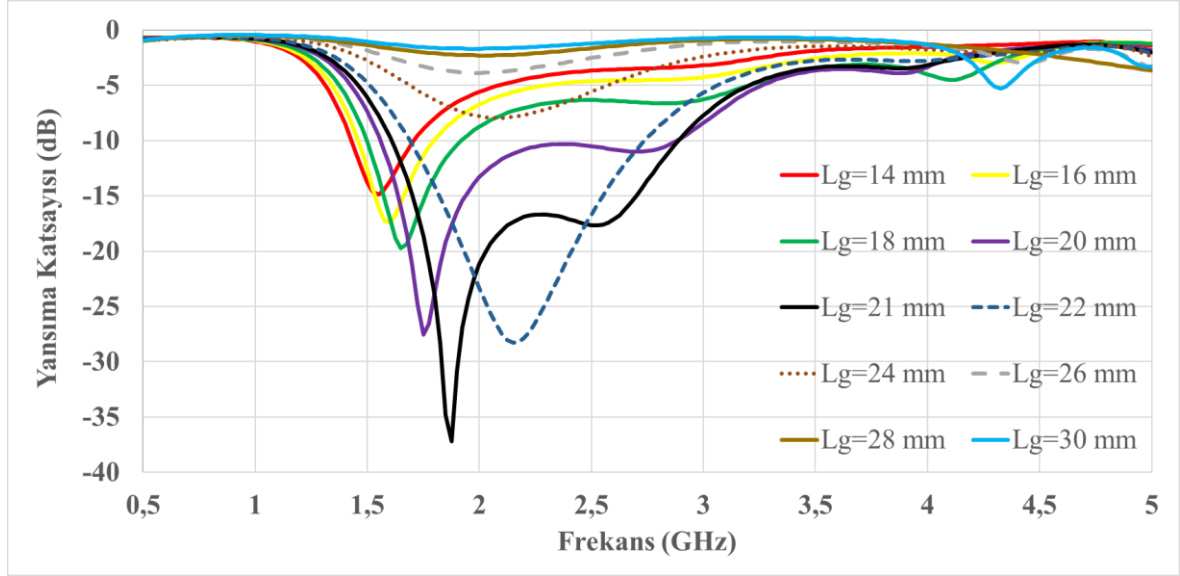
Şekil 8.14. Yaprak şekilli tek kutuplu anten giriş reaktansı (Adım-4)

Tasarlanan antenin ilgilenilen farklı frekanslardaki ışıma örüntülerinin ölçüm sonuçları ise Şekil 8.15’de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi tasarlanan antenin x - z ($\phi=0$) düzleminde yönsüz bir ışıma örüntüsüne sahip olduğu görülmektedir.



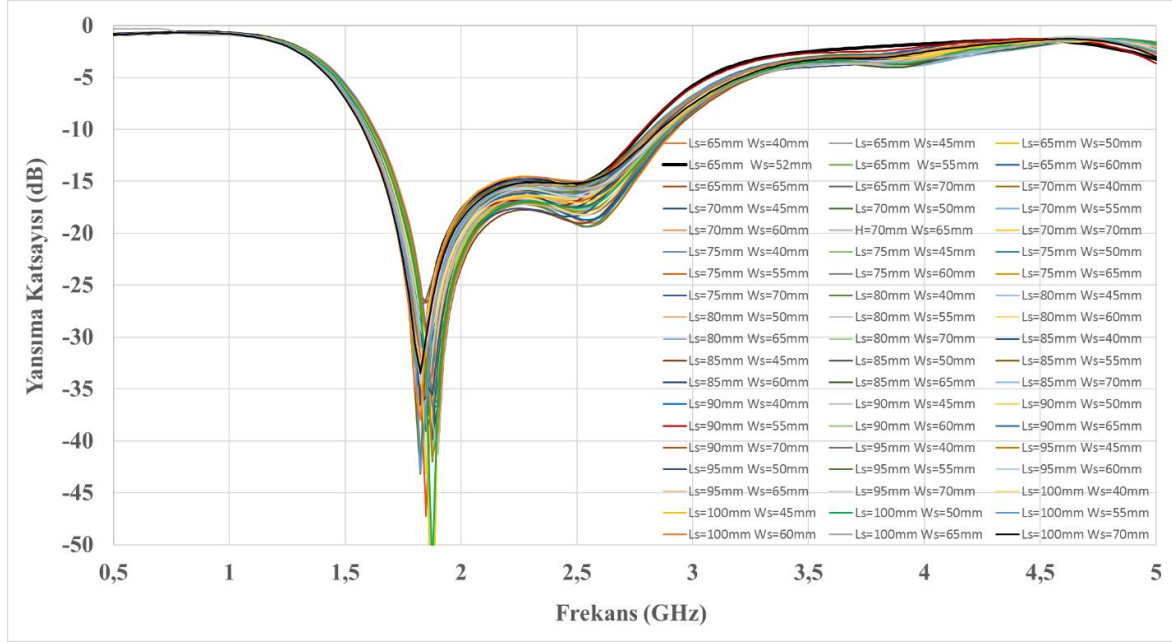
Şekil 8.15. Tasarlanan antenin güneş hücresiz ışıma örüntüleri ölçüm sonuçları (■ : $\phi=0$, ■ : $\phi=90$, ■ : $\theta=90$)

Anten (Adım-4) yansıma katsayısının toprak düzleminin uzunluğuna (L_g) bağlı olarak değişimi parametrik analiz ile incelenmiştir. Şekil 8.16’de L_g uzunluğu 14 mm ’den 30 mm ’ye kadar 2 mm aralık ile arttırılmıştır. Tasarımdaki diğer parametre değerleri ise sabit bırakılmış ve sadece L_g uzunluğu değiştirilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi L_g ’nin 14 mm ’den 21 mm ’ye kadar olan değerleri için antenin bant genişliği ve yansıma katsayısı değeri iyileşirken, 21 mm ’den 30 mm ’ye kadar ise bant genişliğinin küçüldüğü ve yansıma katsayısı değerinin -10 dB ’nin üstüne çıktığı görülmektedir. Özellikle L_g ’nin 21 mm ’den 22 mm ’ye arttırılması yani toprak düzleminin yama ile kesişecek şekilde üst üste gelmesi bant genişliğini ve anten empedansını olumsuz yönde etkilemektedir.



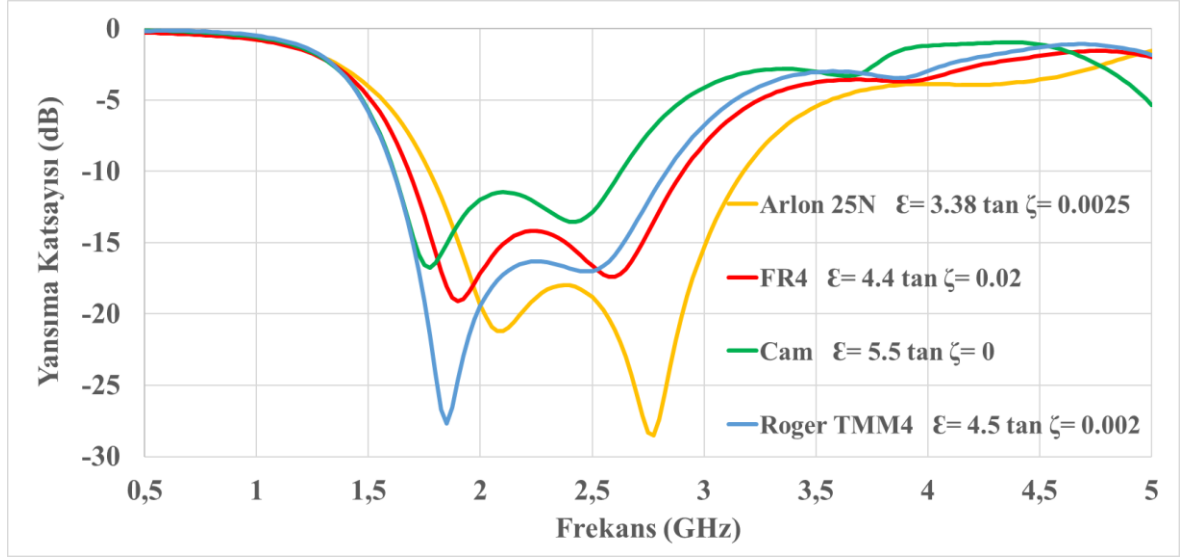
Şekil 8.16. Anten yansıma katsayısının L_g uzunluğuna bağlı değişiminin benzetim sonucu

Anten yansıma katsayısının dielektrik madde genişliği (W_s) ve uzunluğuna (L_s) bağlı olarak değişimi Şekil 8.17’de verilmiştir. Dielektrik madde genişliği 40 mm ’den 70 mm ’ye yüksekliği ise 65 mm ’den 100 mm ’ye 5 mm aralık ile değiştirilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı gibi farklı dielektrik madde genişliği ve yüksekliğine bağlı yapılan bu benzetim sonucunda antenin temel rezonans frekansının ve yansıma katsayısının genel şeklinin değişmediği, buna ek olarak bant genişliğinin farklı değerler için biraz farklılık gösterdiği görülmektedir. Alt kesim frekansında yaklaşık 55 MHz , üst kesim frekansında yaklaşık 150 MHz ’lik bir değişim olmuştur.



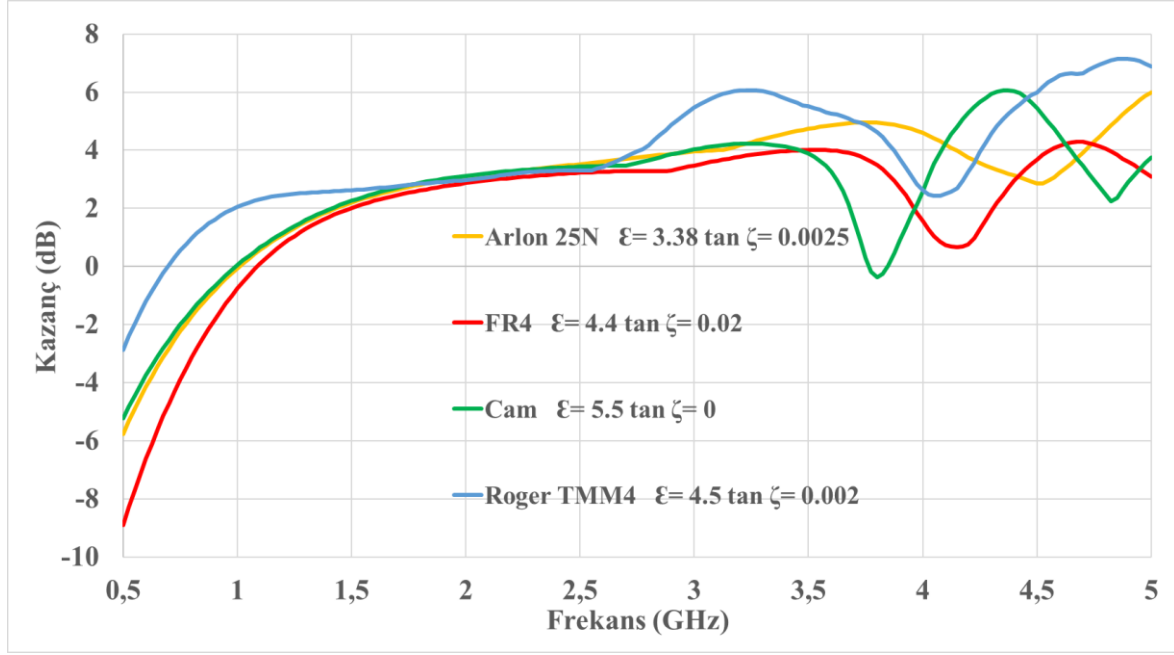
Şekil 8.17. Anten yansıma katsayısının dielektrik madde genişliği (W_s) ve uzunluğuna (L_s) göre değişiminin benzetim sonucu

Tasarlanan tek kutuplu antenin değişik yalıtkan maddeler kullanılarak yapılan benzetimlere ait yansıma katsayıları ise Şekil 8.18’de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi Cam ve Roger TMM4 ile yapılan tasarımlarda alt kesim frekanslarının aynı olduğu (1.625 GHz) görülmektedir. FR4 ve Arlon 25N’nin alt kesim frekansları ise sırasıyla 1.675 GHz ve 1.8 GHz ’dir. Üst kesim frekansları ise düşükten yükseğe doğru Cam, Roger, FR4 ve Arlon şeklinde olup frekans değerleri 2.625 GHz , 2.825 GHz , 2.9 GHz ve 3.175 GHz ’dir. Bu değerlere göre en büyük bant genişliği Arlon 25N’de (1.375 GHz) en küçük bant genişliği ise Cam da (1 GHz) oluşmaktadır. Roger ve FR4’ün bant genişlikleri ise hemen hemen aynı olup, sırası ise 1.2 GHz ve 1.225 GHz ’dir.



Şekil 8.18. Tasarlanan antenin farklı dielektrik maddeler ile yapılan benzetimlerinin yansıma katsayısı sonuçları

Tasarlanan tek kutuplu antenin yukarıdaki belirtilen yalıtkan maddeler kullanılarak yapılan benzetimlere ait kazanç değerleri ise Şekil 8.19’da verilmiştir. Şekil incelendiğinde 1.7 GHz – 2.5 GHz aralığında Cam, Arlon 25N ve Roger TMM4’ün kazançlarının hemen hemen aynı olduğu, FR4’ün ise bunlardan çok az daha küçük olduğu görülmektedir. 3 GHz ’e doğru ise Roger’ın kazancının arttığı gözlenirken, diğerlerinin yatay bir seyir izlediği görülmektedir.



Şekil 8.19. Tasarlanan antenin farklı dielektrik maddeler ile yapılan benzetimlerinden elde edilen kazanç değerleri

8.1. Hibrid Anten

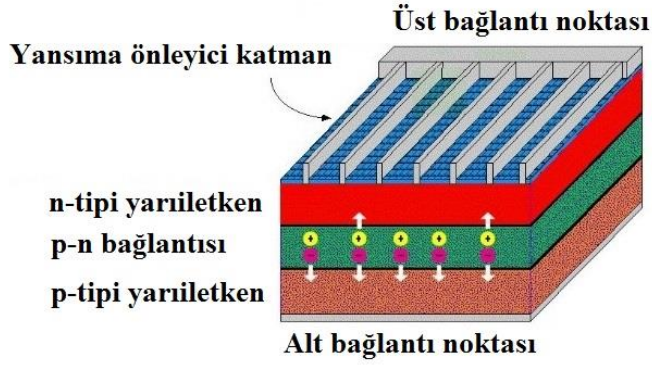
Tasarlanan antenin son olarak toprak düzlemine Şekil 8.20'deki görüldüğü gibi genişliği 52 mm yüksekliği ise 19 mm olan fotovoltaik güneş paneli eklenmiştir. Bu güneş panelinin açık devre gerilimi 590 mV, açık devre akımı 520 uA, gücü ise 0.3 mW olup, kalınlığı ise yaklaşık 0.2 mm'dir. Bu hücrenin alt katmanı iletken alüminyumdan, üst katmanı yansımayı önleyici tabakadan meydana gelirken, arada ise yarıiletken silikon madde bulunmaktadır.



Şekil 8.20. Fotovoltaik hücre

Fotovoltaik hücrenin genel yapısı Şekil 8.21'de verilmiştir. Hücrenin yapısında anten performansını etkileyecek en önemli katman hücrenin kalınlık olarak büyük kısmını oluşturan silikon malzemedir ve kalınlığı yaklaşık 100–150 μm arasında değişmektedir. Yaklaşık 0.15 mm olan silikon katman kalınlığı 1.6 mm olan dielektrik maddenin kalınlığının

yaklaşık %10'una eşittir. Dolayısıyla fotovoltaik hücrenin anten toprak düzlemine eklenmesi antenin etkin dielektrik sabitini kayda değer şekilde etkilemeyeceği için, anten performansı da fotovoltaik hücreden etkilenmeyecektir. Bunu kanıtlamak için antenin hücreli ve hücresiz durumu incelenmiştir.



Şekil 8.21. Güneş pili yapısı

Tasarlanan hibrid antenin son hali Şekil 8.22'de verilmiştir. Tasarlanan antenin fotovoltaik hücreli ve hücresiz yansıtma katsayısının ölçüm sonuçları ise Şekil 8.23'de verilmiştir.



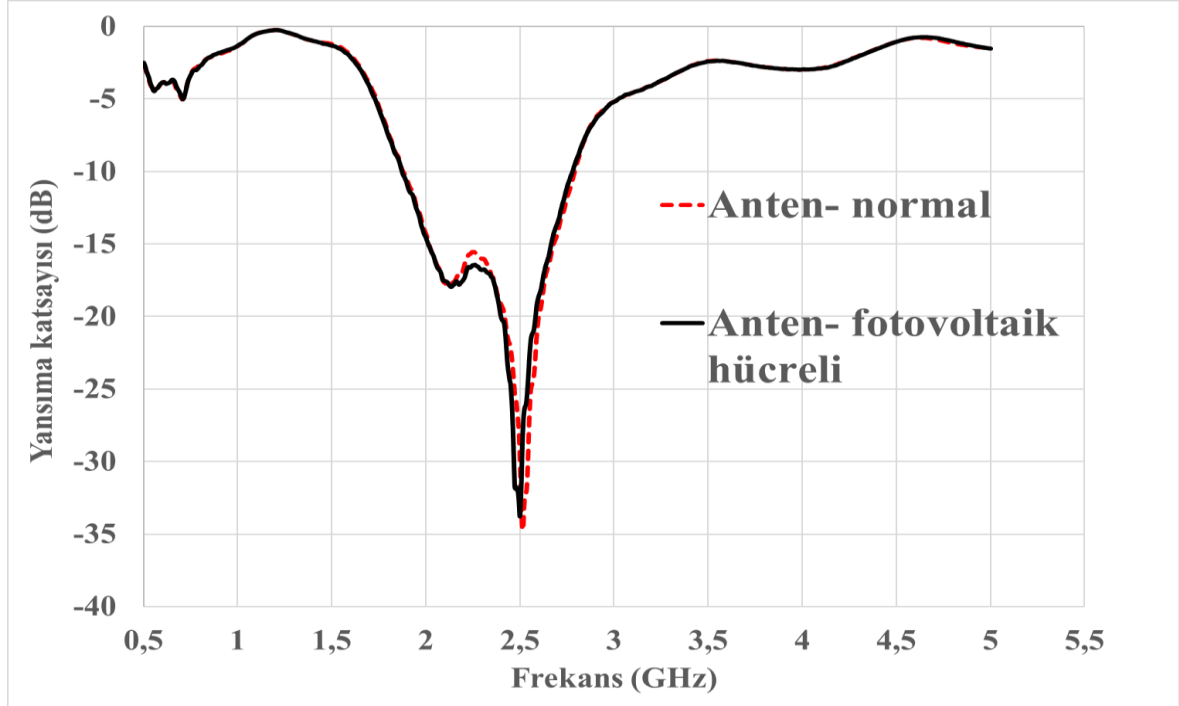
a) Antenin ön tarafı



b) Antenin arka tarafı

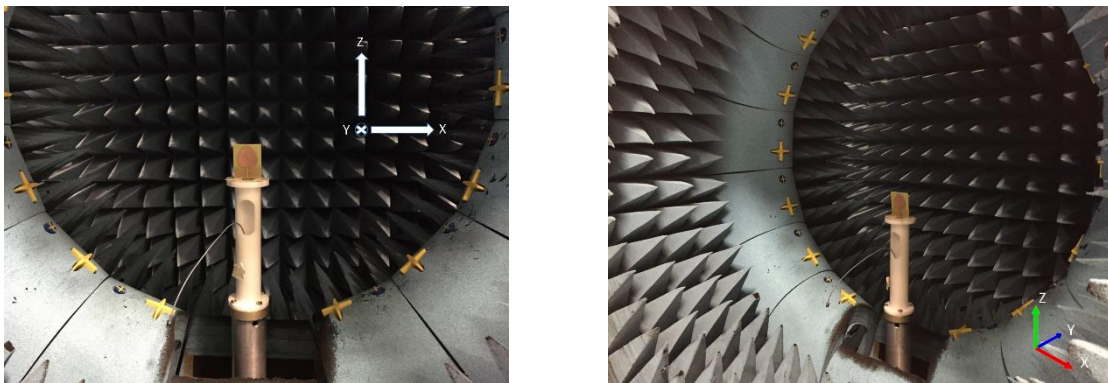
Şekil 8.22. Hibrid anten

Şekilden de görüldüğü gibi fotovoltaik hücrenin antene eklenmesi yansıtma katsayısı ya da anten direnci üzerinde herhangi bir olumsuz etkiye sahip değildir.

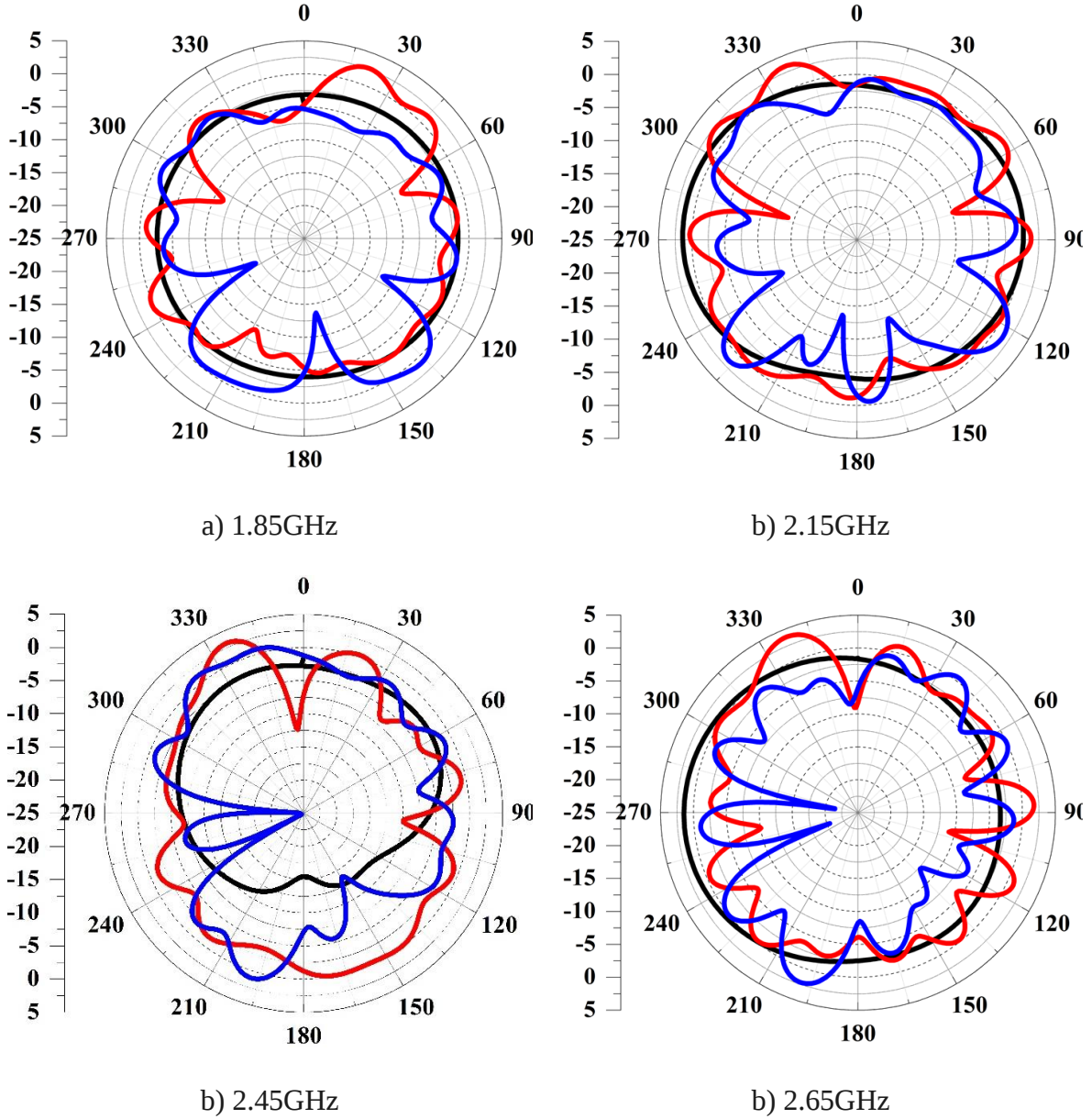


Şekil 8.23. Hibrid anten yansima katsayısı ölçüm sonuçları

Hibrid antenin yankısız odada ki ışıma örüntülerinin ölçüm görüntüleri Şekil 8.24’de ve bu ölçümlere ait farklı frekans bantlarında ki ışıma örüntüleri ise Şekil 8.25’de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi güneş hücreli antenin de x - z ($\phi=0$) düzleminde yönsüz bir ışıma örüntüsüne sahip olduğu görülmektedir. Fakat buna ek olarak güneş hücreli ve hücreli olmayan antenin ışıma örüntülerinin birbirlerinden farklı olduğu birebir olmadığı görülmüştür.



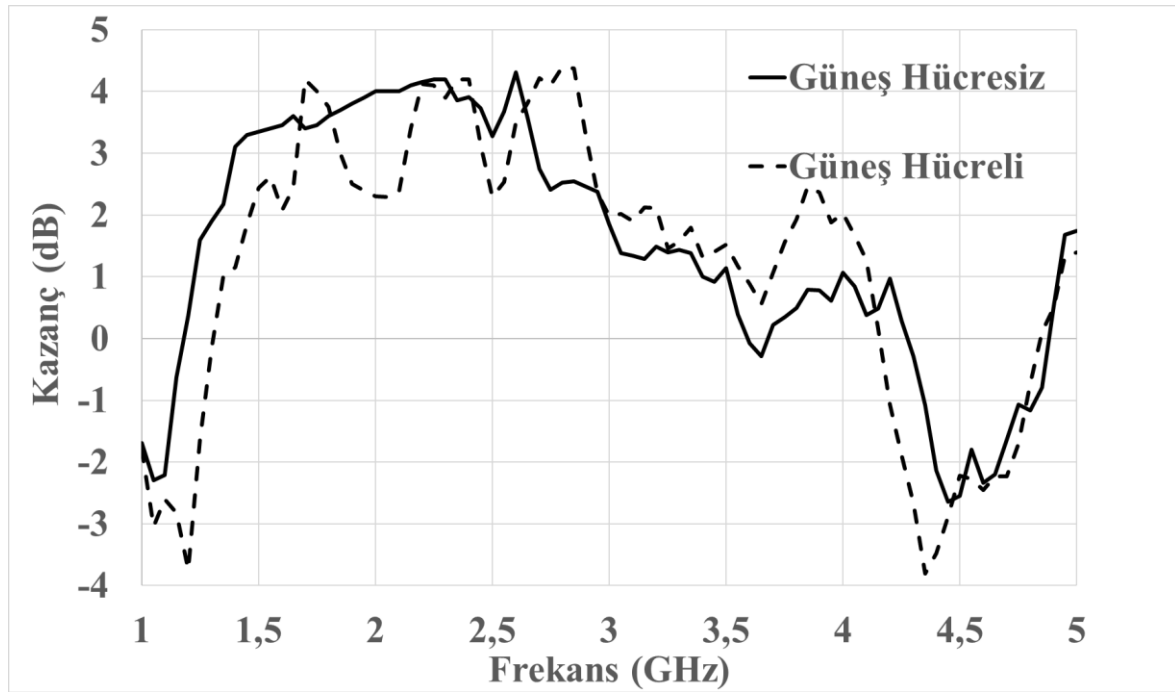
Şekil 8.24. Antenlerin yankısız oda ölçüm görüntüleri



Şekil 8.25. Tasarlanan antenin güneş hücreli ışıma örüntülerinin ölçüm sonuçları (■: $\phi=0$, ■: $\phi=90$, ■: $\theta=90$)

Bununla birlikte güneş hücreli ve hücresiz antenin maksimum kazanç değerlerinin frekansa bağlı olarak karşılaştırılması ise Şekil 8.26’de verilmiştir. Şekil incelendiğinde iki antenin de genel olarak benzer bir kazanç eğilime sahip olduğu görülmekte ve maksimum kazanç değerlerinin hemen hemen birbirlerine eşit olduğu ama bazı frekans bantlarında ise farklılıklar olduğu gözlenmektedir. 1.5 GHz frekans bandında güneş hücreli antenin kazancında yaklaşık 1 dB azalma olduğu görülmektedir. $1.5\text{ GHz}–1.7\text{ GHz}$ frekans bandında ise güneş hücreli antenin kazancı artmakta ve 1.7 GHz ’de ise maksimum değer olan 4.3 dB ’ye ulaşmaktadır. $1.75\text{ GHz}–2.1\text{ GHz}$ frekans bandında ise güneş hücreli antenin kazancında azalma olduğu, diğer yandan güneş hücresiz antenin bu frekans bandında yatay

bir seyir izlediği görülmektedir. 2.1 GHz – 2.2 GHz aralığında ise tekrardan güneş hücreli antenin kazanç değerinde bir artış olmakta, 2.2 GHz – 2.45 GHz aralığında ise yatay bir seyir izlemektedir. 2.45 GHz 'de kazançların hemen hemen aynı olduğu görülmektedir. 2.65 GHz frekans bandında ise kazançların yine aynı değere sahip olduğu, bu frekans değerinden sonra ise güneş hücreli antenin kazancının yatay seyir izlediği, buna ek olarak güneş hücresiz antenin ise kazancının azaldığı görülmektedir.



Şekil 8.26. Güneş hücreli ve güneş hücresiz antenlerin kazançlarının frekansa göre değişiminin ölçüm sonuçları

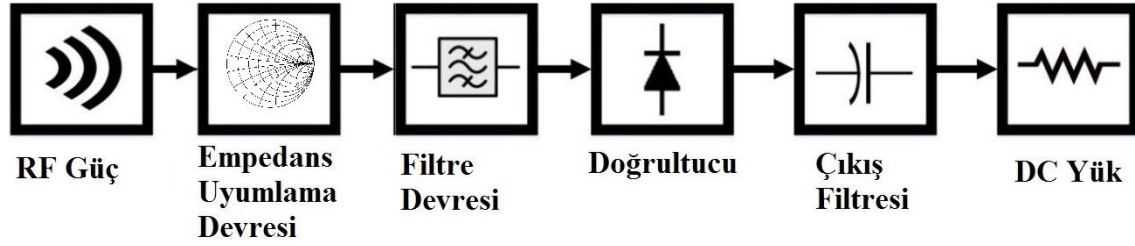
Çizelge 8.3'de tasarlanan anten literatürde bulunan benzer yapıdaki antenler ile karşılaştırılmıştır. Çizelge incelendiğinde orantısal bant genişliği bakımından tasarlanan antenin genel olarak düşük bir değer sahip olduğu görülmektedir. Bunun sebebi ise antenin geniş bant uygulamaları yerine düşük frekanslı RF enerji hasatlama uygulamaları için geliştirilmiş olmasıdır. Boyut açısından bakıldığında ise genel olarak diğerlerinden daha büyük bir yapıya sahip olduğu, kazanç açısından ise belirtilen çalışma frekanslarında genel olarak diğerlerinden daha iyi bir değere sahip olduğu görülmektedir.

Çizelge 8.3. Tasarlanan antenin literatürde bulunan benzerleri ile karşılaştırılması

Kaynak	Bant Genişliği (GHz), $S_{11} < -10\text{dB}$	Oransal Bant Genişliği (%)	Boyut (mm) W x L x h	Kazanç (dBi)
[109]	4.3 – 8.36	64.14	100 x 100 x 8	1.6 @ 4 GHz
[110]	3.1 – 13.15	123.7	30.5 x 35.5 x 1.58	9 @ 3 GHz
[111]	3.08 -14.38	129.4	13.5 x 14.8 x 0.8	Yaklaşık 4 @ 3 GHz
[112]	2.2 – 10.6	131.25	28 x 41.8 x 1.6	Yaklaşık 2.5 @ 3 GHz
[155]	2.2 – 13	142.1	32.4 x 40 x 0.8	Yaklaşık 2.5 @ 2.5 GHz
[113]	1.3 – 20	175.6	50.8 x 62 x 0.8	Yaklaşık 2 @ 2.5 GHz
[114]	2.74 – 13	130.4	45 x 30 x 1.5	3.84 @ 3.2 GHz
[156]	3.1–10.6	111.9	38.31 x 34.52 x 0.8	Yaklaşık 2.3 @ 2.5 GHz
[157]	2.58 -11.62	127.3	38.31 x 34.52 x 0.8	Yaklaşık 2.3 @ 2.5 GHz
[158]	3 –14.64	131.08	40 x 30 x 0.8	Yaklaşık 5 @ 2.5 GHz
[159]	1.977, 3.19, 6.32, 8.814, 11.87, 15.69, 18.3	–	14 x 16 x 1.6	Yaklaşık 3 @ 3 GHz
[160]	1.9–6.2 6.99–7.44 9.15–9.35	106.17 6.23 1.08	59.25 x 35.7 x 1.58	8.94 @ 2.1 GHz 12.5 @ 2.5 GHz
Yapılan Çalışma	1.8–2.8	43.48	52 x 65 x 1.6	3 @ 1.85 GHz 3.4 @ 2.15 GHz 3.14 @ 2.45 GHz 3.81 @ 2.65 GHz

9. DOĞRULTUCU DEVRE TASARIMI

Enerji hasatlama biriminde doğrultucu devrenin görevi anten tarafından algılanan yüksek frekanslı RF sinyallerini doğru akım sinyaline dönüştürmektir ve temel bir RF doğrultucu devrenin blok şeması Şekil 9.1’de verilmiştir.



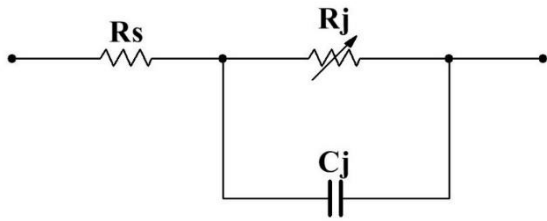
Şekil 9.1. RF doğrultucu devre topolojisi

Bu devrede empedans uyumlandırma devresinin görevi doğrultucu devre empedansını antenin empedansına uyumlandırmak ve böylece antenden yüke maksimum enerji transferini sağlamaktır [161]. Filtre devresi ise seçilen çalışma frekansına göre antenden gelen RF sinyallerini filtrelemek, bununla birlikte diyot tarafından üretilen yüksek frekanslı harmoniklerin antene ulaşmasını ve antenden ışımasını önlemek amacıyla kullanılmaktadır [162]. Doğrultma elemanı AC formda bulunan RF sinyallerini DC’ye çevirmektedir [163]. Çıkış filtresi ise doğrultma elemanı tarafından üretilen yüksek frekanslı harmoniklerin bastırılması ve sadece DC sinyallerin yüke aktarılmasını sağlamaktadır [164]. Empedans uyumlandırma devresi toplu devre elemanları kullanılarak *L* tipi, *T* tipi ya da *Pi* tipi şeklinde ya da tek kütük seri (kısa devre, açık deve) ya da tek kütük paralel (kısa devre, açık deve) şeklinde dağılmış elemanlı empedans uyumlandırma ile gerçekleştirilebilir. DC çıkış filtresi ise basitçe paralel kondansatör ile ya da *L* tipi alçak geçiren devre şeklinde gerçekleştirilebilir [164]. Bu sistemde kritik nokta doğrultma elemanı olarak kullanılacak uygun diyotun ve amaca göre uygun bir yapının sistem yapısının maliyet, verim, karmaşıklık açısından seçilmesidir. Aşağıdaki bölümlerde sistematik bir şekilde bu birimler incelenmiştir.

9.1. Schottky Diyotlar ve Diyot Seçimi

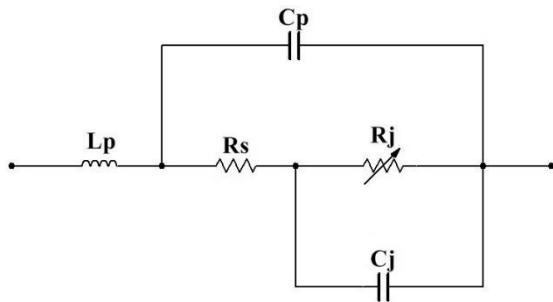
Düşük güçlü RF enerji hasatlama uygulamalarında doğrultma elemanı olarak düşük ön gerilim değerine, yüksek anahtarlama frekanslarına ve düşük sızıntı akım değerlerine sahip,

sıfır eşik gerilimli Schottky diyotlar tercih edilmektedir. Ayrıca bu diyotlar PN diyotlara göre daha düşük birleşim sığa değerlerine sahip olmalarından dolayı yüksek frekans uygulamaları için daha iyi bir seçenek oluşturmaktadırlar. Schottky diyotlar çalışmak için eşik gerilimine gerek duymadıklarından dolayı RF güç algılamada oldukça yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bir diğer avantajı ise çalışmak için DC ön gerilim devresine ihtiyaç duymadıklarından dolayı tasarlanacak devrelerin boyutunu, karmaşıklığını ve üretim maliyetini azaltmaktadırlar. Schottky diyotun eşdeğer devresi Şekil 9.2’de verilmiştir [165]. Burada R_s seri direnç değeri, R_j diyot birleşim direnci ve C_j ise birleşim sığasıdır.



Şekil 9.2. Schottky diyot eşdeğer devresi

Şekil 9.2’deki diyot eşdeğer devresi paketlenme indüktansı ile sığasını içermemektedir. Schottky diyotun gerçekçi bir şekilde modellenmesi için bu etkilerinde eşdeğer devreye eklenmesi gerekmektedir. Bu etkilerinde eklenmesiyle paketlenmiş Schottky diyotun eşdeğer devresi Şekil 9.3’deki gibidir [166].



Şekil 9.3. Paketlenmiş Schottky diyot eşdeğer devresi

Schottky diyotun akım gerilim karakteristiği Shockley diyot eşitliği ile [150]

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{q}{nkT} V_j} - 1 \right) = I_S \left(e^{\frac{q}{nkT} (V_D - R_S I_D)} - 1 \right) \quad (9.1)$$

şeklinde ifade edilir. Burada:

- I_D diyot akımı (*Amper*),
- V_D diyot gerilimi (*Volt*),
- V_j birleşim potansiyeli (*Volt*),
- I_s ters yön sızıntı akımı (*Amper*),
- n ideallik katsayısı (1 ile 2 arasında değer almaktadır.)
- k Boltzman sabiti (1.38×10^{-23} J/K),
- T sıcaklık (*Kelvin*),
- q elektron yükünü (1.6×10^{-19} C) göstermektedir.

Schottky diyot birleşim direnci R_j [167],

$$R_j = \frac{nkT}{q(I_D + I_S)} \quad (9.2)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir. Bununla birlikte birleşim sığası ise [162] [168],

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left[1 - \frac{V_j}{\Phi}\right]^M} \quad (9.3)$$

şeklinde ifade edilirken burada

- C_{j0} sıfır-eşik birleşim sığası,
- Φ birleşim bariyer potansiyeli,
- M ise derece (grading) katsayısıdır (adım fonksiyonu için 0.5).

Yüksek frekanslı ve düşük güçlü RF sinyallerini yakalamak için yüksek anahtarlama frekansına ve düşük birleşim gerilim değerine V_j sahip bir diyotun seçilmesi gerekmektedir. V_j parametresine ek olarak doğrultucunun çevirme verimi aşağıdaki 3 ana değişkene bağlıdır [164] [162]:

- Seri direnç R_s çıkış akımını ve doğrultucunun verimini sınırlamaktadır.
- C_{j0} ve C_p diyota doğru olan düşük harmonik akımların osilasyonunu etkilemektedir.

- Kırılma gerilimi (V_{BR}) doğrultucu devrenin güç kapasitesini sınırlamaktadır.

Literatür incelendiğinde Google Scholar verilerine göre 2020 Aralık ayına kadar RF enerji hasatlama sistemlerinde en çok kullanılan Schottky diyotların Skyworks SMS 7630 [169] ve Avago HSMS 2850 [170] olduğu görülmektedir. Bu iki Schottky diyota ait Spice parametre değerleri ile sahip oldukları akım ve gerilim değerlerinin karşılaştırılması Çizelge 9.1 ve Çizelge 9.2’de verilmiştir.

Çizelge 9.1. Schottky diyotların SPICE parametre değerleri

Parametre	Parametre	SMS 7630	HSMS 2850
Ters Kırılma Gerilimi	V_{BR}	2 V	3.8 V
Sıfır-eşik birleşim sığası	C_{j0}	0.14 pF	0.18 pF
Bant Aralığı Enerjisi	E_g	0.69 eV	0.69 eV
Kırılma Gerilimindeki Akım Değeri	I_{BV}	$1 \cdot 10^{-4}$ A	$3 \cdot 10^{-4}$ A
Sızıntı Akımı	I_S	$5 \cdot 10^{-6}$ A	$3 \cdot 10^{-6}$ A
İdeallik Katsayısı	N	1.05	1.06
Seri Direnç Değeri	R_S	20 Ohm	25 Ohm
Birleşim Potansiyeli	V_J	0.51 V	0.35 V
Sızıntı Akımı Sıcaklık Üs Katsayısı	P_T (XTI)	2	2
Derece Katsayısı	M	0.4	0.5
Seri İndüktans Değeri	L_S	0.7 nH	2 nH
Paralel Sığa Değeri	C_P	0.011 pF	0.08 pF

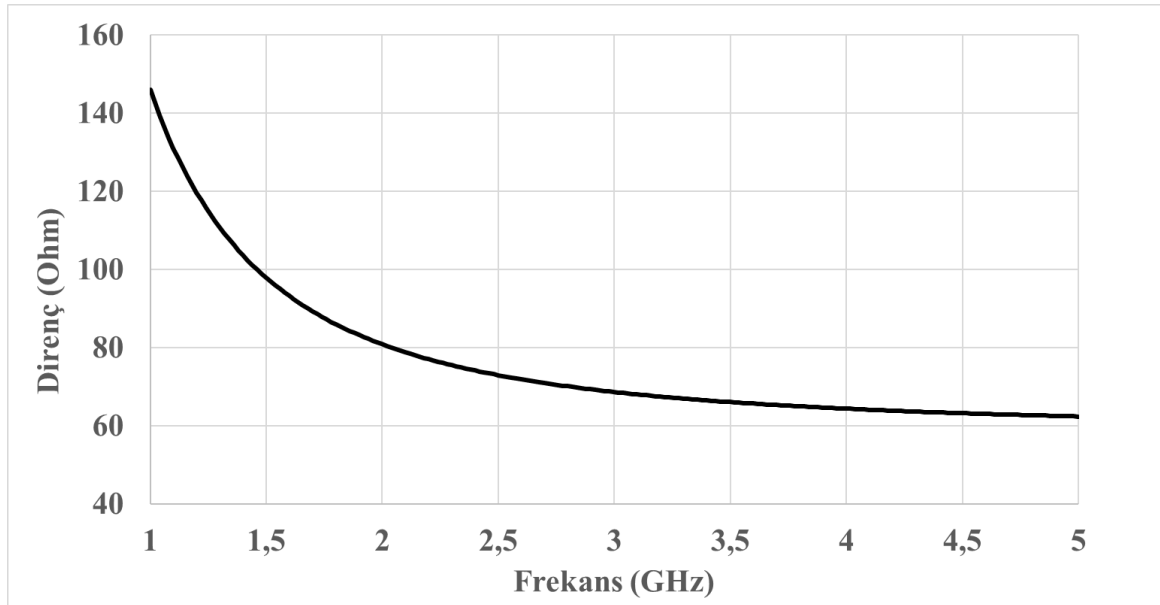
Çizelge 9.2. Farklı Schottky diyotların karşılaştırılması

Model	V_F @ 0.1mA	V_F @ 1mA	V_{BR}	I_f	I_S	C_t
SMS 7630	60–120 mV	135-240mV	2 V	50 mA	5 uA	0.30 pF @ 0.15V
HSMS–2850	150mV	250mV	3.8 V	50 mA	3 uA	0.30 pF @ 0.5V - 1.0V

Çizelge 9.2’de V_F diyotların ileri yön gerilim düşümü, V_{BR} diyot ters yön kırılma gerilimini, I_F ileri yön akımını, I_S doyum akımı ve C_t ise toplam diyot sığasını (bağlantı ve paketleme) ifade etmektedir.

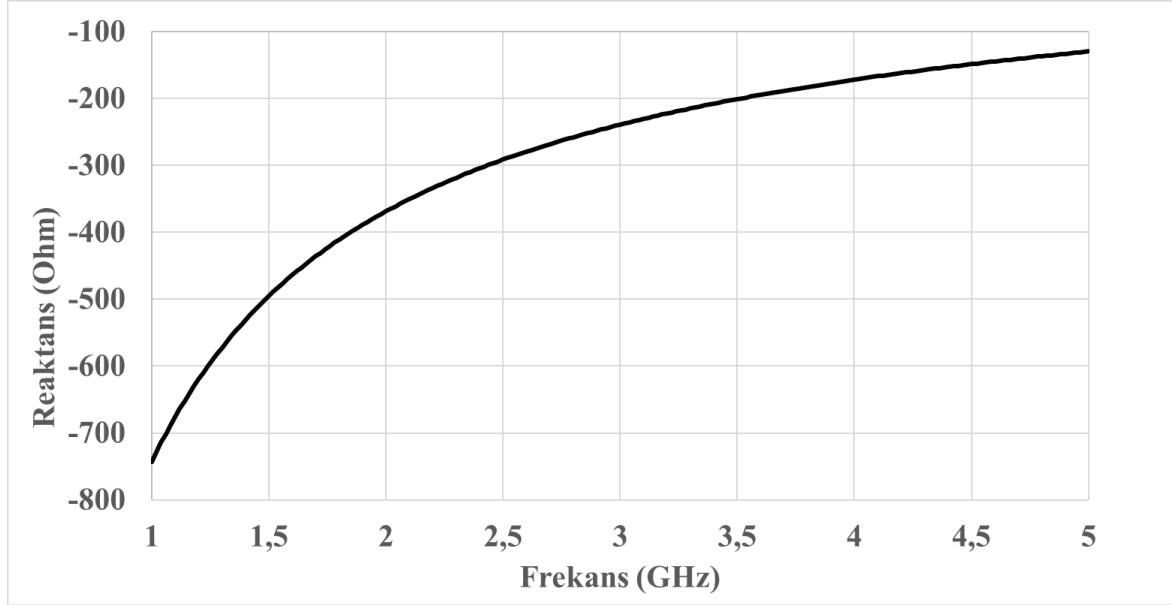
Yukarıdaki çizelgeler incelendiğinde SMS 7630 Schottky diyotun daha düşük ileri gerilim düşümüne, seri direnç değerine ve birleşim sığasına sahip olduğu görülmektedir. SMS 7630’un düşük güçlü RF enerji hasatlama sistemleri için daha uygun olduğu görüldüğünden doğrultma elemanı olarak bu elemanın kullanılması kararlaştırılmıştır.

Bu diyotun frekansa göre direnç ve reaktans değerlerinin değişimi sırasıyla Şekil 9.4 ve 9.5’de verilmiştir. Frekansın 1 GHz ’den 2 GHz ’e kadar artmasıyla direnç değeri yaklaşık yarıya düşmektedir. 2 GHz ’in üzerinde ise frekansın artmasına bağlı olarak direnç değerinin çok fazla değişmediği görülmektedir. İlgilenilen frekans aralığında ($1.8\text{ GHz} - 2.8\text{ GHz}$) direncin maksimum ve minimum değerleri sırasıyla yaklaşık 70 Ohm ve 90 Ohm ’dur.



Şekil 9.4. SMS 7630 diyotun direncinin frekansa göre değişiminin benzetimi ($P_{in} = -15\text{ dBm}$)

SMS 7630 diyotun reaktans değeri frekansa bağlı olarak yaklaşık -750 Ohm ’dan -100 Ohm değerine kadar artmaktadır. $1\text{ GHz} - 3\text{ GHz}$ frekans aralığında reaktans değişiminin fazla olduğu görülürken, $3\text{ GHz} - 5\text{ GHz}$ frekans aralığında bu değişimin daha az olduğu görülmektedir. İlgilenilen frekans aralığında reaktans değeri yaklaşık -420 Ohm ile -250 Ohm arasında değişmektedir.



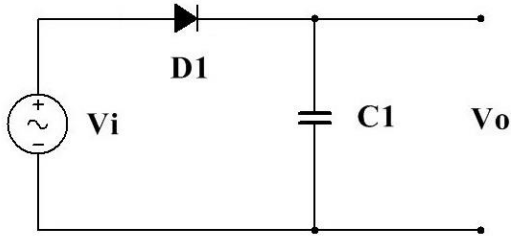
Şekil 9.5. SMS 7630 diyotun reaktansının frekansa göre değişiminin benzetimi ($P_{in} = -15 \text{ dBm}$)

9.2. Doğrultucu Devre Topolojileri ve Doğrultucu Seçimi

Literatür incelendiğinde doğrultucu anten tasarımlarında değişik doğrultucu devre yapılarının kullanıldığı görülmektedir. RF sinyallerinden DC güç elde etmek için kullanılan başlıca yapılara yarım dalga seri doğrultucu [171], yarım dalga paralel doğrultucu [62], fark doğrultucusu (differential rectifier) [172], Villard gerilim katlayıcılı doğrultucu [173], Dickson gerilim katlayıcılı doğrultucu [174] [175] ve Greinacher şarj pompası [176] örnek olarak verilebilirler. RF enerji hasatlama sistemlerinde kullanılan bu doğrultucu yapıları aşağıda sırası ile incelenmiştir.

9.2.1. Yarım dalga doğrultucu

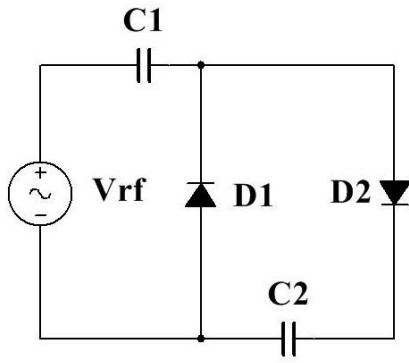
RF enerji hasatlama sistemlerinde kullanılan en temel doğrultucu yapısı Şekil 9.6'da verilen seri yarım dalga doğrultucu devresidir. Devre 1 adet doğrultucu diyottan ve 1 adet kondansatörden oluşmaktadır. Devrenin çalışması ise şu şekildedir: AC sinyalin pozitif alternansında $D1$ diyotu iletimde olup giriş sinyali çıkışa aktarılmaktadır. AC sinyalin negatif alternansında ise $D1$ diyotu ters yönde kutulandığı için kesimde olup giriş sinyali çıkışa aktarılmamakta yani sinyalin negatif alternansı kırılmaktadır. $C1$ kondansatörü ise çıkış sinyalinin yumuşatılmasını sağlamaktadır.



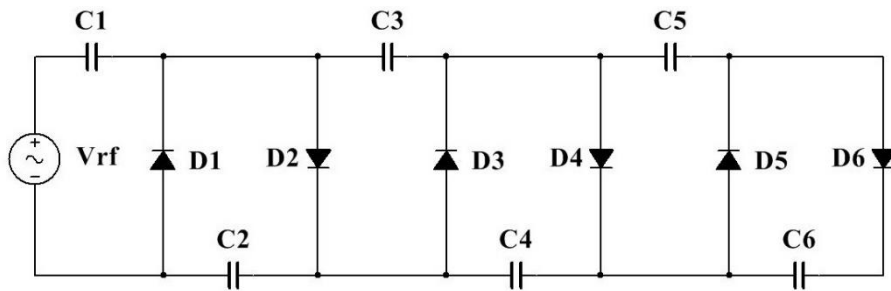
Şekil 9.6. Yarım dalga seri doğrultucu devre

9.2.2. Villard (Cockcroft-Walton) gerilim katlayıcı doğrultucu

Villard ya da diğer bir adıyla Cockcroft-Walton gerilim katlayıcı devresinin tek katlı ve çok katlı hali Şekil 9.7' ve 9.8'de verilmiştir [173] [177] [178] [175]. Tek katlı gerilim katlayıcı devresi 2 adet doğrultucu diyottan ve 2 adet kondansatörden oluşmaktadır.



Şekil 9.7. Tek katlı Villard gerilim katlayıcı devresi



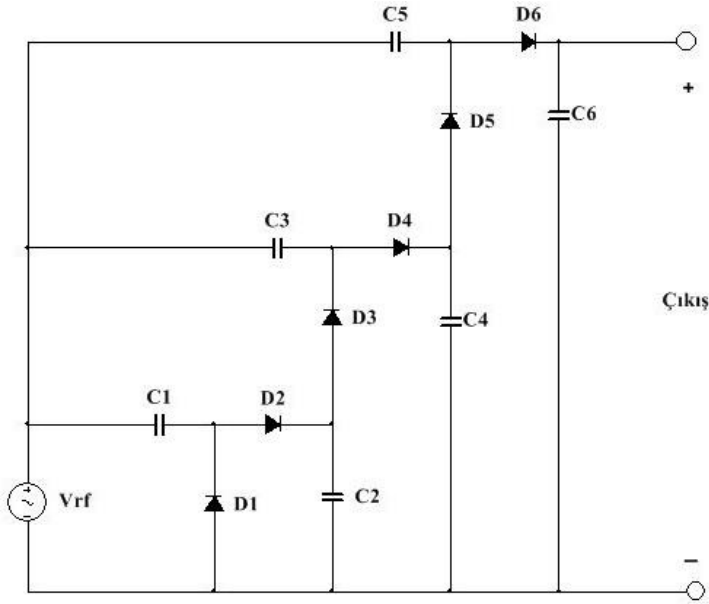
Şekil 9.8. Çok katlı Villard gerilim katlayıcı devresi

Devrenin ideal durum çalışması ise şu şekildedir: AC sinyalin negatif alternansında $D1$ diyotu iletimde, $D2$ diyotu ise kesimdedir. Böylece $C1$ kondansatörü iletimde olan $D1$ diyotu üzerinden giriş sinyalinin tepe değerine şarj olmaktadır. Giriş sinyalinin pozitif alternansında ise $D1$ diyotu kesimde, $D2$ diyotu ise iletimdedir. $C2$ kondansatörü iletimde olan $D2$ diyotu üzerinden $C1$ kondansatörünün üzerinde bulunan giriş sinyalinin tepe değeri ile kaynaktan

gelen giriş sinyalinin pozitif tepe değerin toplamına yani giriş sinyalinin 2 katına şarj olmaktadır. Bu devrenin dezavantajı kat sayısının artmasıyla birlikte, çıkış gerilimindeki düşmenin artması ve çıkış dalgalanma geriliminin artmasıdır [173] [177].

9.2.3. Dickson gerilim katlayıcı doğrultucu

Bir diğer gerilim katlayıcı devre yapısı ise Şekil 9.9’da verilen Dickson gerilim katlayıcı doğrultucu devresidir [174] [175]. Bu yapının ilk katı Villard katlayıcı devre yapısı ile aynıdır. Aralarındaki fark ise Villard gerilim katlayıcı da yeni kat girişe seri bağlanırken, Dickson gerilim katlayıcıda ise paralel bağlanmaktadır [174] [175].



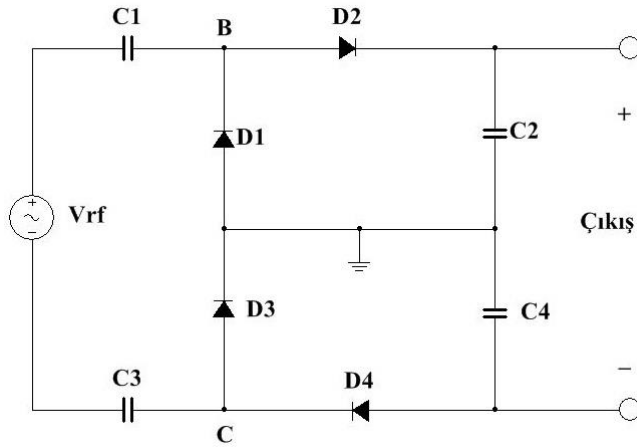
Şekil 9.9. Dickson gerilim katlayıcı doğrultucu devresi

Dickson gerilim katlayıcıda yeni katların paralel bağlanmasıyla giriş empedansı azalmakta ve böylece empedans uyumlama kolaylaşmaktadır [179] [175].

9.2.4. Greinacher gerilim katlayıcı

Greinacher gerilim katlayıcı doğrultucu devrenin genel yapısı Şekil 9.10’daki gibidir. Devre incelendiğinde bu yapının biri pozitif diğeri ise negatif olan iki gerilim katlayıcının toprak noktalarından birleştirilmiş hali olduğu anlaşılmaktadır.

Devrenin ideal durum çalışması ise şu şekildedir: AC sinyalin pozitif alternansında $D2$ diyotu iletimde, $D1$ diyotu ise kesimdedir. Böylece $C2$ kondansatörü iletimde olan $D2$ diyotu üzerinden giriş sinyalinin tepe değerine şarj olmaktadır. Giriş sinyalinin negatif alternansında ise $D3$ diyotu kesimde, $D4$ diyotu ise iletimdedir. $C4$ kondansatörü iletimde olan $D4$ diyotu üzerinden giriş sinyalinin tepe değerine şarj olmaktadır. Sonuçta çıkış gerilimi $C2$ ve $C4$ kondansatörlerinin üzerindeki toplam gerilim olan giriş sinyalinin tepe değerinin iki katına eşittir. Bu devre dengeli bir yapıya sahip olduğundan dolayı çıkıştaki yüke sabit bir akım ve gerilim sağlamaktadır [176] [180]. Dezavantajı ise kullanılan eleman sayısının fazla olmasıdır.



Şekil 9.10. Greinacher gerilim katlayıcı devresi

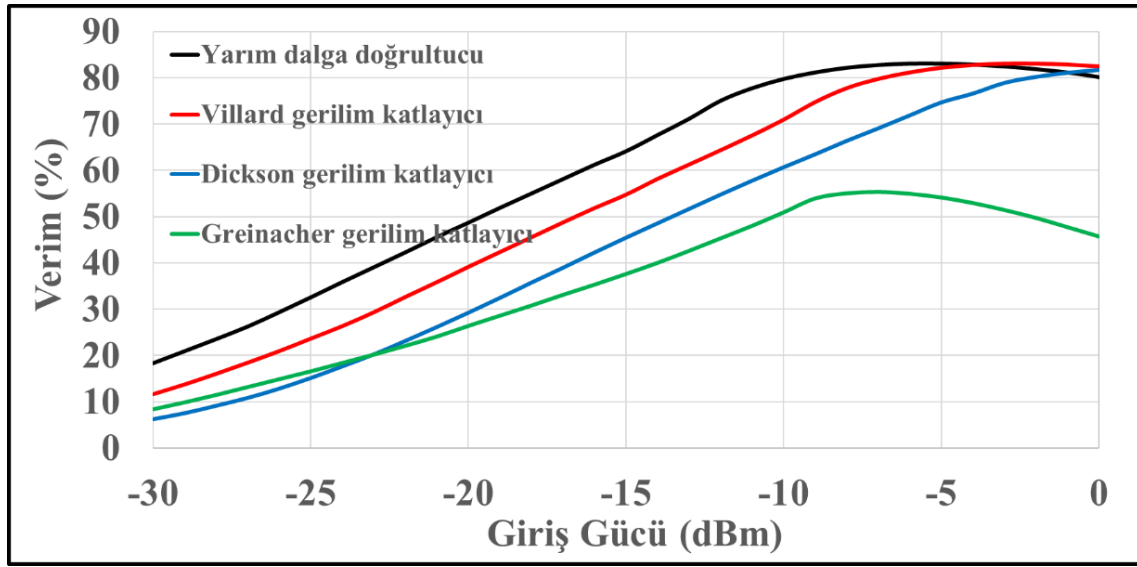
9.2.5. Gerilim katlayıcı yapılarını karşılaştırılması

Yukarıda anlatılan doğrultucu yapıları Advanced Design System [181] paket programı kullanılarak benzetimleri yapılmış ve elde edilen maksimum verim değeri ile devrelerin avantaj ve dezavantajları karşılaştırılmıştır. Benzetim kriterleri ise şu şekilde ele alınmıştır.

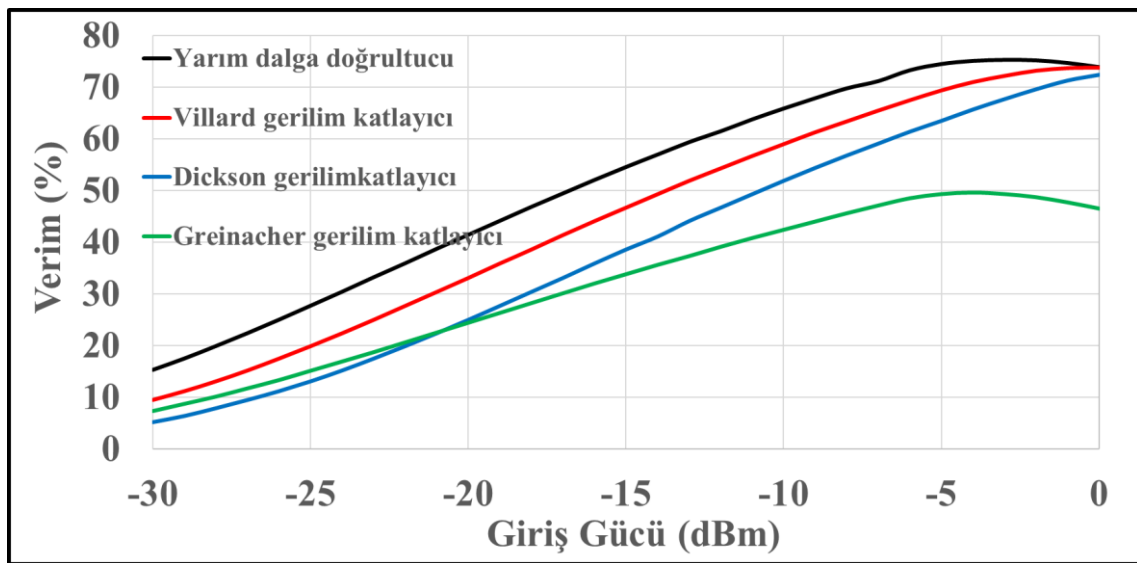
- Seçilen Skyworks SMS 7630 Schottky diyot Spice parametreleri ile modellenmiştir.
- Kapasitörler kayıpsız ideal devre elemanı olarak seçilmiş değeri ise 1 pF ile 1000 pF aralığında seçilmiştir.
- Yük direnci 100 Ohm ile 100 MOhm aralığında seçilmiştir.
- Devre elemanlarını birbirine bağlayan iletim hatları kayıpsız olarak seçilmiştir.
- Empedans uyumlandırma devreleri L tipi ve P tipi olmak üzere ideal kayıpsız iletim hatları ile gerçekleştirilmiştir.

- Diyotların ters yön gerilimi kırılma gerilimi olan 2 Volt'un altında olacak şekilde sınırlandırılmıştır.

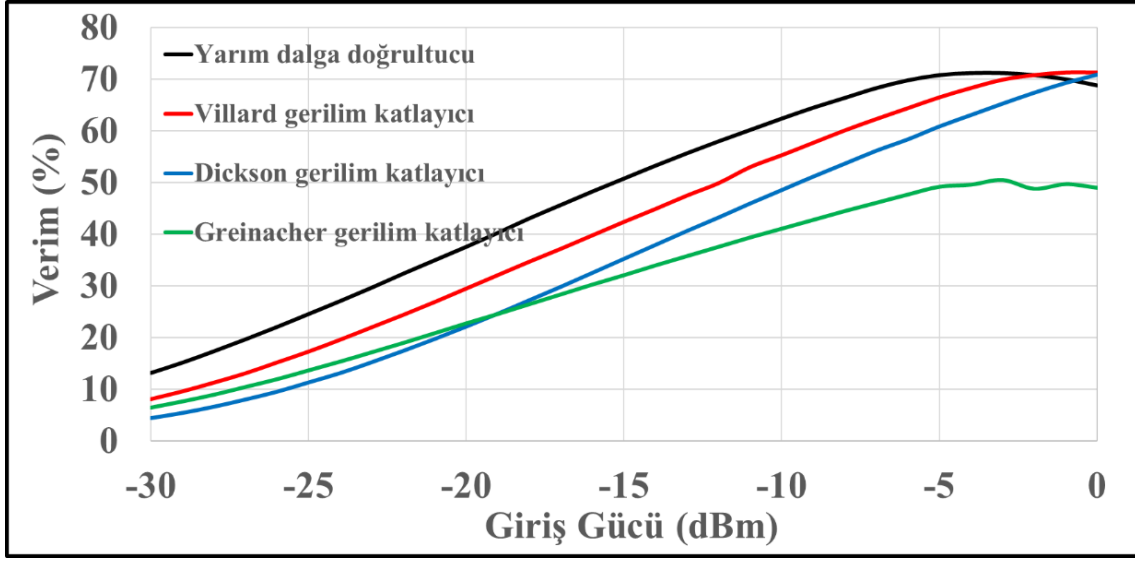
Bu kriterlere göre yukarıda bahsedilen 4 doğrultucu yapısı -30 dBm , 0 dBm aralığındaki giriş güçlerine göre ilgilenilen frekans bantlarında optimize edilerek verim değerleri incelenmiştir. Farklı frekans değerlerinde elde edilen verim değerleri Şekil 9.11, 9.12, 9.13 ve 9.14'de verilmiştir.



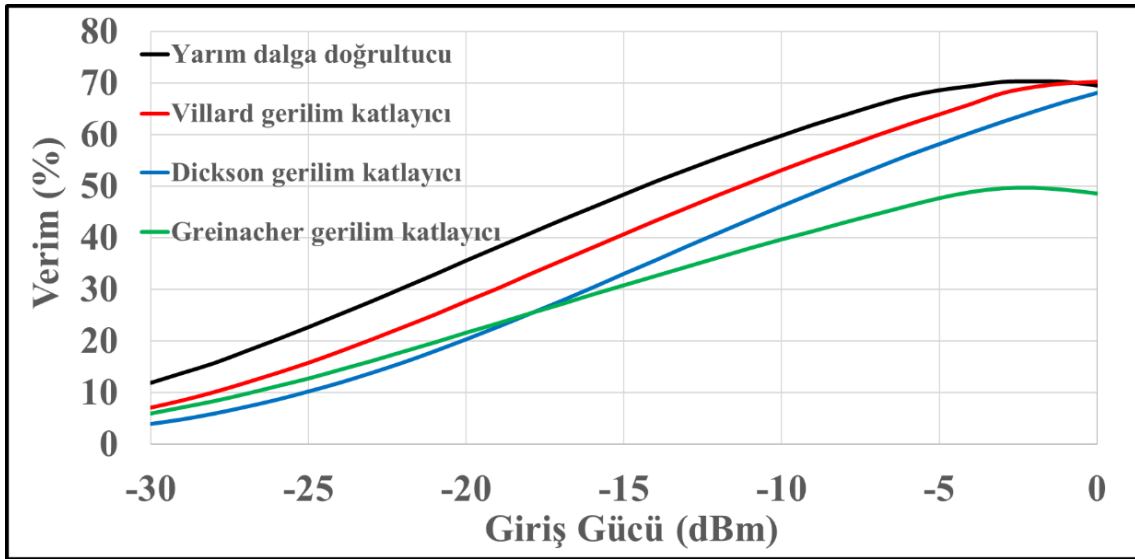
Şekil 9.11. $f = 1.85\text{ GHz}$ için elde edilen verim değerleri



Şekil 9.12. $f = 2.15\text{ GHz}$ için elde edilen verim değerleri



Şekil 9.13. $f = 2.45 \text{ GHz}$ için elde edilen verim değerleri



Şekil 9.14. $f = 2.65 \text{ GHz}$ için elde edilen verim değerleri

Şekiller incelendiğinde bütün frekans bantlarında genel olarak seri yarım dalga doğrultucunun veriminin -30 dBm ile -5 dBm arasında diğerlerinden yüksek olduğu görülmektedir. Bununla birlikte -5 dBm ile 0 dBm arasında ise yarım dalga doğrultucunun veriminin azaldığı ve bazı frekans değerlerinde Villard gerilim katlayıcının veriminin seri yarım dalgadan fazla olduğu görülmektedir. Yine frekans değeri arttıkça doğrultucuların veriminin düştüğü görülmektedir. Çizelge 9.3'te ise doğrultuculardan elde edilen ortalama verim değerleri verilmiştir. Çizelge incelendiğinde yarım dalga doğrultucunun yukarıdaki şekilleri destekleyecek şekilde en yüksek ortalama verim değerine sahip olduğu

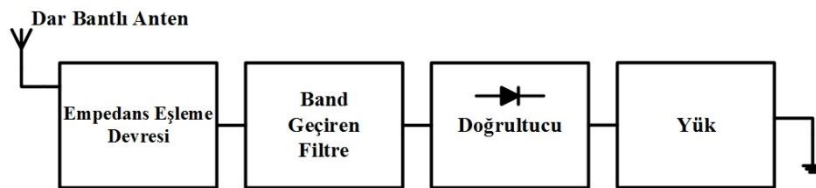
görülmektedir. Yarım dalga doğrultucunun en yüksek verim değerine sahip olması ve yapısının basitliğinden dolayı tasarımda seri yarım dalga doğrultucu devre kullanılması kararlaştırılmıştır.

Çizelge 9.3. Doğrultucuların ortalama verim değerleri

	$f=1,85$	$f=2,15$	$f=2,45$	$f=2,65$
Yarım dalga doğrultucu	59,5	51,3	47,85	45,96
Villard gerilim katlayıcı	52,95	44,96	41,82	40,04
Dickson gerilim katlayıcı	44,9	38,51	35,91	33,94
Greinacher gerilim katlayıcı	35,5	31,97	31,04	30

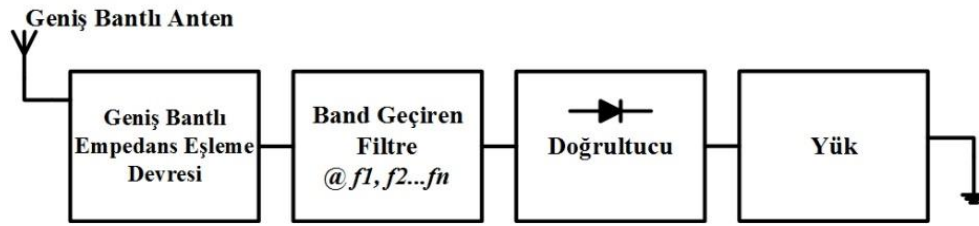
9.3. Çoklu Bantlı RF Enerji Hasatlama Devre Topolojileri Ve Seçimi

Şekil 9.15’de geleneksel tek bir RF frekans bandından enerji hasatlamak için kullanılan topoloji verilmiştir. Bu yapı özetlenecek olursa çevrede bulunan belli bir frekanstaki RF sinyalleri dar bantlı bir anten ile toplanmaktadır. Empedans uyumlandırma birimi bant geçiren filtrenin de bağlı olduğu doğrultucu bloğunun empedansını anten empedansına uyumlamak için kullanılmaktadır. Bant geçiren filtre ise doğrultucu tarafından üretilen yüksek frekanslı harmoniklerin anten tarafından ışımasını ve aynı zamanda antenden elde edilen sinyallerin filtrelenmesi amacıyla kullanılmaktadır. Doğrultucu devrenin empedansı frekansa ve giriş gücüne bağlı olarak değişmektedir. Bu yapıda empedans uyumlama tek bir frekans bandında yapıldığından dolayı yüksek verimle çalışmaktadır. Fakat doğrultucunun empedansı giriş gücüyle değiştiğinden dolayı güce bağlı olarak verim değeri de değişmektedir.



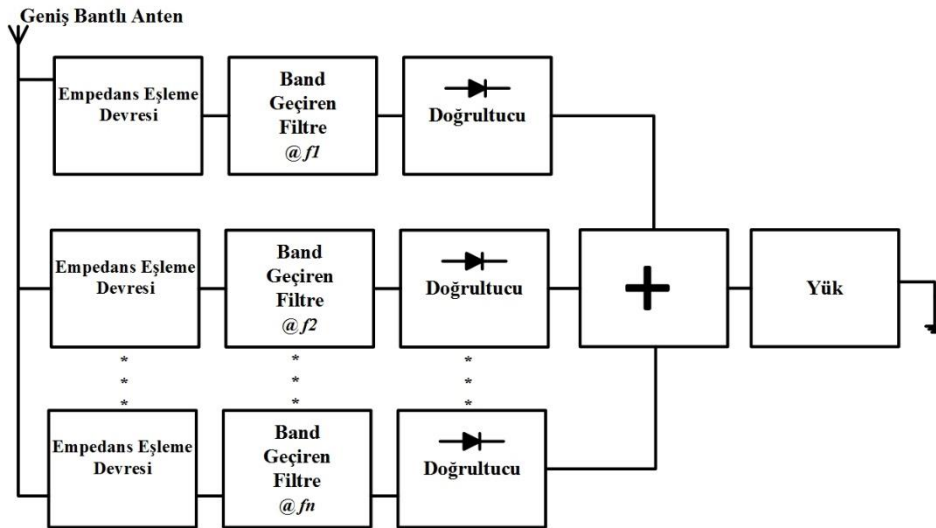
Şekil 9.15. Geleneksel tek bantlı RF enerji hasatlama yapısı

Aynı anda birden fazla RF bandından enerji hasatlamak için kullanılan topolojiler ise sırasıyla Şekil 9.16 ve Şekil 9.17’de verilmiştir. Bu yapılar çalışma mantıklarına göre isimlendirilmekte olup, Şekil 9.16’da verilen yapı farklı frekanslardaki sinyalleri topladığından RF birleştirici (RF combined) olarak adlandırılırken, Şekil 9.17’deki yapı ise DC sinyalleri birleştirdiğinden dolayı DC birleştirici (DC combined) olarak isimlendirilmektedir.



Şekil 9.16. Çok bantlı RF enerji hasatlama yapısı (RF birleştirici)

RF birleştirici yapıda geniş bantlı bir anten tarafından algılanan farklı frekanslardaki sinyallerden bant geçiren filtre ile sadece ilgilenilen frekans bantları ($f_1, f_2,..f_n$) süzülmemekte ve daha sonra ise bu sinyaller doğrultucu devrede doğrultulmaktadır.



Şekil 9.17. Çok bantlı RF enerji hasatlama yapısı (DC birleştirici)

DC birleştirici devrede ise geniş bantlı bir anten tarafından algılanan farklı frekanslardaki sinyaller her bir koldaki tek bir frekans bandını geçiren bant geçiren filtrelerden geçirilmekte ve her bir frekans bandı ayrı ayrı doğrultulmaktadır. Elde edilen DC sinyaller ise çıkışta toplanmaktadır.

İki topoloji arasında fark ise RF birleştirici yapıda geniş bantlı tek bir filtre ile tek bir doğrultucu kullanılmaktadır. Bu yapının avantajı basit olması ve maliyetinin düşük olmasıdır. Buna ek olarak geniş bantlı empedans uyumlandırmanın zor olmasından dolayı ise verimi düşüktür. *DC* birleştirici yapıda ise birden fazla dar bantlı filtre ve doğrultucu kullanılmaktadır. Bu durum sistemin maliyetini ve karmaşıklığını arttırdığından dolayı dezavantajdır. Her bir frekans bandında ayrı ayrı empedans uyumlandırma yapıldığından dolayı ise sistemin genel veriminin yüksek olması bir avantajdır. Yapısının basit olması ve maliyetinin düşük olması sebebi ile *RF* birleştirici yapının kullanılmasına karar verilmiştir.

9.4. Empedans Uyumlandırma Biriminin Seçimi

Empedans uyumlandırma devreleri toplu elemanlar (kondansatör, bobin), dağılmış elemanlar (mikroşerit iletim hattı) ya da ikisinin birleşimi şeklinde tasarlanabilirler.

9.4.1. Toplu elemanlı empedans uyumlandırma devreleri

Toplu elemanlar ile empedans uyumlandırma için temelde 3 çeşit devre topolojisi kullanılmaktadır. Bu topolojiler *L* tipi, *T* tipi ve *Pi* tipi devreler olup, yapıları ve matematiksel analizleri Bölüm 5’de açıklanmıştır.

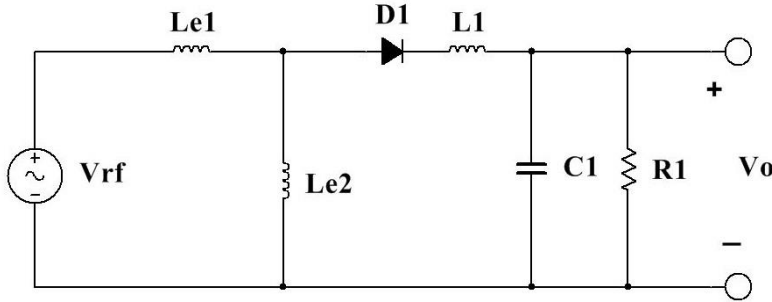
9.4.2. Dağılmış elemanlı empedans uyumlandırma devreleri

Dağılmış empedans uyumlandırma devreleri çeyrek dalga dönüştürücü iletim hattı, tek kütük açık veya kısa devre, çift kütük açık veya kısa devre iletim hattı veya bunların kombinasyonları şeklinde gerçekleştirilebilir. Bu topolojilerin yapıları ve matematiksel analizleri Bölüm 5’de açıklanmıştır.

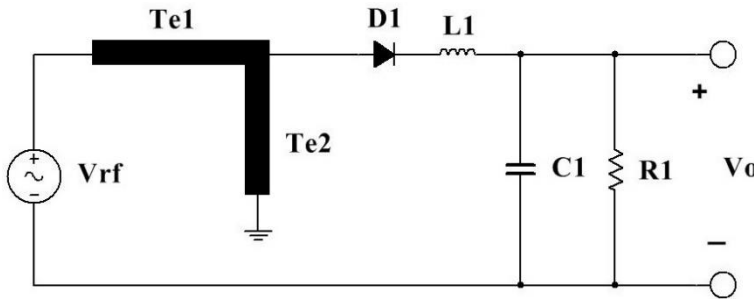
9.4.3. Toplu ve dağılmış elemanlı empedans uyumlandırma devrelerinin karşılaştırılması

Toplu ve dağılmış elemanlı empedans uyumlandırma devrelerinin performanslarını karşılaştırmak için Şekil 9.18 ve Şekil 9.19’daki SMS 7630 Schottky diyotlu yarım dalga doğrultucu devreleri kullanılmıştır. Bu iki devre aynı olup, sadece devre girişlerindeki

empedans eşleme birimleri farklıdır. Birinde toplu elemanlar diğerinde ise dağıtılmış elemanlar kullanılmıştır.

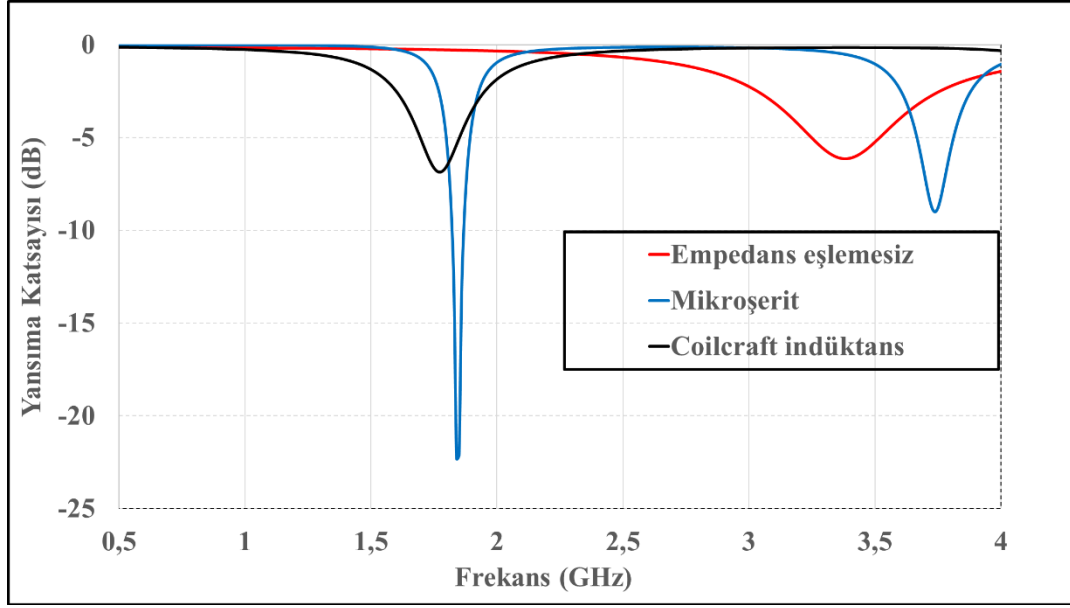


Şekil 9.18. Toplu elemanlı yarım dalga empedans uyumlandırma devresi



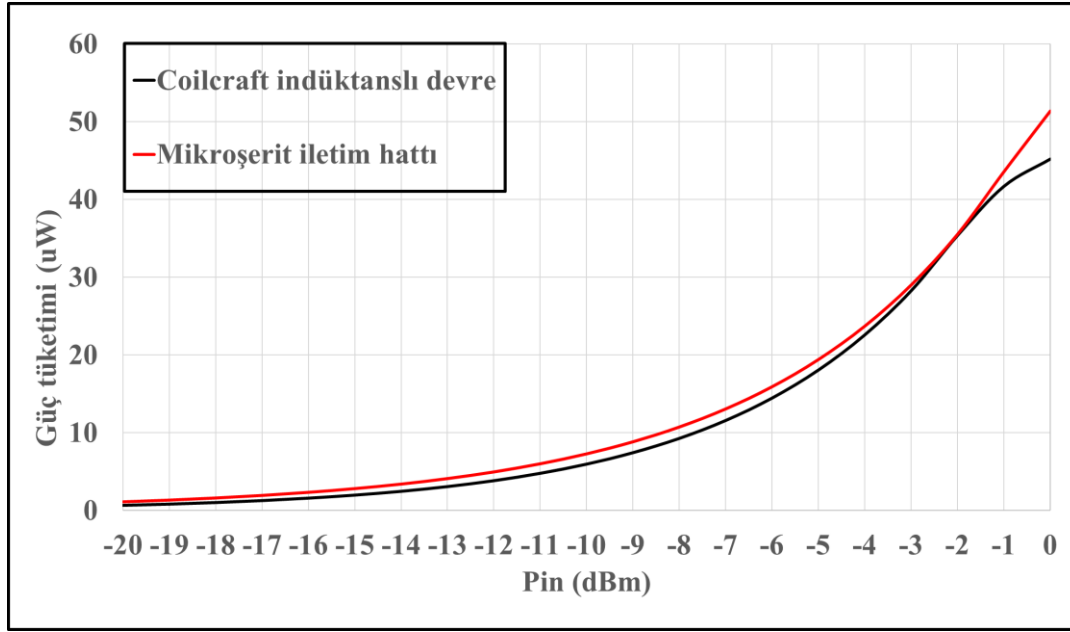
Şekil 9.19. Dağıtılmış elemanlı yarım dalga empedans uyumlandırma devresi

Bu devrenin çıkışında bulunan 68 nH indüktans çıkıştaki harmonikleri bastırmak için kullanılmıştır. Empedans uyumlandırma birimi L tipi olarak seçilmiş ve hem dağıtılmış elemanlarla hem de mikroşerit iletim hatları ile gerçekleştirilmiştir. L tipi empedans uyumlandırma biriminde Coilcraft indüktanslar kullanılmış ve bu elemanlar kendi kütüphane dosyaları ile gerçekçi bir şekilde modellenmiştir. Mikroşerit iletim hattı ise dielektrik sabiti 4.4 olan FR4 yalıtkan malzeme kullanılarak modellenmiştir. Empedans uyumlandırma 1.85 GHz frekansında yapılmış olup, öncesi ve sonrası devrenin sahip olduğu yansıma katsayıları Şekil 9.20’de verilmiştir.



Şekil 9.20. Yarı dalgı doğrultucu devrenin empedans uyumlandırılmalı ve uyumlandırılmasız yansıma katsayılarının benzetin sonuçları ($f = 1.85 \text{ GHz}$)

Şekilden de görüldüğü gibi 1.85 GHz 'de mikroşerit empedans uyumlandırma daha iyi bir sonuç verirken, diğer yandan ise 3.8 GHz 'deki harmoniği bastıramamıştır. Diğer yandan indüktanslar ile yapılan uyumlandırmada ise sonucun çok iyi olmadığı görülmektedir. Bunun sebebi ise indüktansların ara değerlere sahip olmamasıdır. Bu iki empedans uyumlandırma devresinin harcadıkları güç değerleri ise Şekil 9.21'de verilmiştir. Şekil incelendiğinde mikroşerit iletim hattının kaybının indüktanslı devreye göre daha fazla olduğu görülmektedir.



Şekil 9.21. Empedans uyumlandırma birimlerinin güç tüketim değerlerinin benzetim sonuçları

Toplu ve dağılmış elemanlı olarak yapılan bu empedans uyumlandırma devrelerinin genel performans karşılaştırılması Çizelge 9.4’de verilmiştir.

Çizelge 9.4. Empedans uyumlandırma birimlerinin karşılaştırılması

	Toplu elemanlı empedans uyumlandırma	Dağılmış elemanlı empedans uyumlandırma
Boyut	Küçük (2 mmx 2 mm yaklaşık)	Büyük (15 mmx 3.5 mm yaklaşık)
Maliyet	Yüksek (Coilcraft 0805CS indüktör fiyatı: yaklaşık 1 €)	Düşük (10 cm x10 cm FR4 pcb boyutu 5 TL)
Ayarlanabilirlik	Ara değerlerin olmaması (örneğin 2.867 nH gibi)	İstenilen ara değeri sağlayacak şekilde değişik boyutlarda üretilebilir.
Güç Tüketimi	Az	Fazla

Doğrultucu devre tasarımının empedans uyumlandırma biriminde maliyetinin düşük olması ve ara değerlerde ayarlanabilir olmasından dolayı mikroşerit iletim hatlarının kullanılması kararlaştırılmıştır.

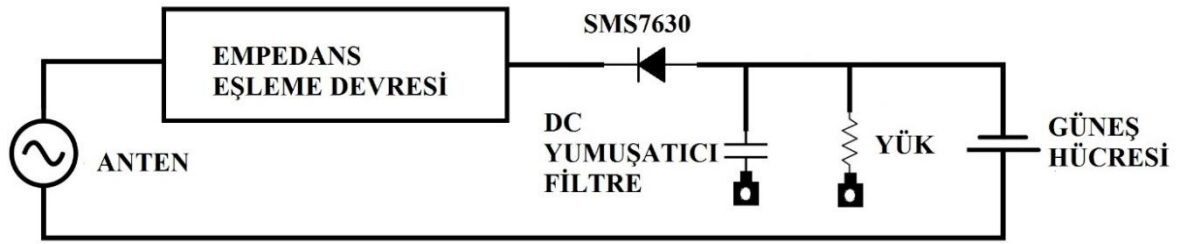
9.5. Tasarlanan Doğrultucu Devre

Doğrultucu devrenin tasarımı ve analizi Advanced Design System [181] paket programı ile yapılmıştır. Devre tasarlanan anten gibi 4.4 dielektrik sabitine ve 0.02 kayıp tanjant değerine sahip 1.6 mm kalınlığındaki FR4 yalıtkan malzeme üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bölüm 9.1’den 9.4’e kadar yapılan ön çalışmalar sonucunda kullanılması kararlaştırılan yarım dalga doğrultucu devre tasarlanırken göz önünde bulundurulması gereken en önemli iki etmen sırası ile

- devrenin ilgilenilen haberleşme frekans bantlarının tümünde verimli bir şekilde çalışabilmesi,
- çevrede bulunan RF güç yoğunluğunun -20 dBm gibi çok düşük olması sebebi ile doğrultucunun bu güç seviyelerinde çalışabilmesi

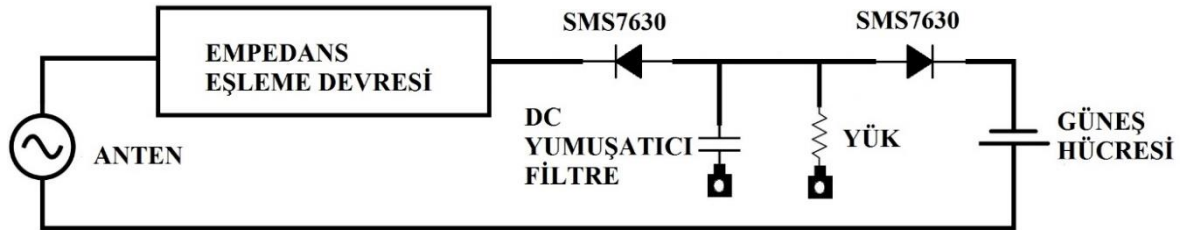
olarak tanımlanmıştır. Tasarımdaki dikkat edilmesi gereken bir diğer nokta ise anten ile güneş pilinin yüke paralel bağlanacağından dolayı bu iki kaynağın birbirlerine etkileri göz önünde bulundurulmalıdır. Tasarlanan doğrultucu devre Bölüm 8’de anlatılan hibrid antenin (anten ve güneş paneli birleşimi) çıkışına bağlanacak ve böylece iki kaynaktan gelen güç paralel bağlı olarak yüke aktarılacaktır. Yani hem antenden elde edilen AC sinyal doğrultularak yüke aktarılacak hem de güneş panelinden elde edilen DC sinyal yüke aktarılmış olacaktır.

Antenin toprak düzlemine yerleştirilen güneş pilinin pozitif yüzeyi ile antenin negatif yüzeyi çakıştığından dolayı tasarımda ilk adım olarak Şekil 9.22’deki gibi negatif yarım dalga doğrultucu kullanılması kararlaştırılmıştır. Böylece antenin negatif alternansında elde edilen ve yük üzerine düşen doğrultulmuş sinyal ile güneş hücresinden elde edilen DC sinyal aynı polarizasyona sahip olacaktır. Bu devrede yüke paralel bağlanan kondansatör ise yük gerilimdeki dalgalanmayı azaltmak için kullanılmıştır.



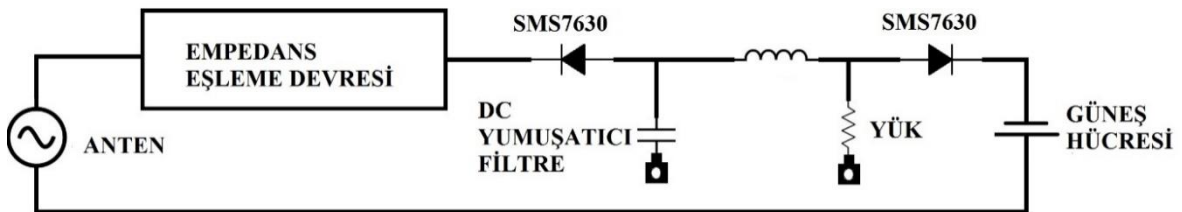
Şekil 9.22. Yarım dalga doğrultucu ile güneş hücresinin devre bağlantısı

İkinci adımda ise Şekil 9.23’deki gibi yük ile güneş hücresi arasına bir diyot yerleştirilmiştir. Bu diyot ile antenden elde edilen AC sinyalin negatif alternansının güneş hücresi üzerinden devresini tamamlaması engellenmiş; yani anten ile güneş hücresi izole edilmiştir.



Şekil 9.23. Anten ile güneş hücresinin izolasyonu

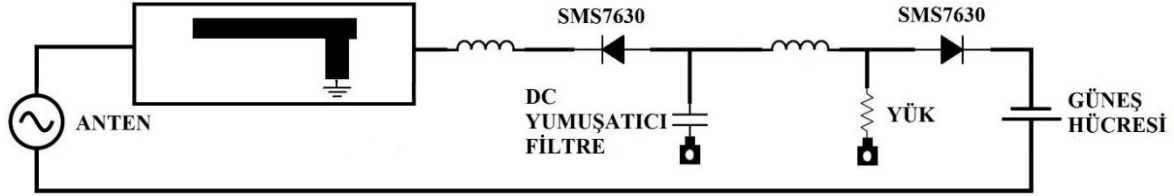
Üçüncü adımda ise Şekil 9.24’de görüldüğü gibi AC sinyal doğrultulurken oluşan yüksek frekanslı harmoniklerin yükü etkilememesi için yükün önüne bir indüktans (RF choke filtresi) eklenmiştir. Bu indüktansın bir diğer faydası ise çıkış gerilimindeki DC dalgalanmanın azaltılması ve yük akımının daha kararlı hale gelmesini sağlamaktadır. Bu indüktans kondansatörün şarj ve deşarjı sırasında çıkış akımındaki değişimi yavaşlatacağından dolayı yük gerilimini daha kararlı bir hale getirecektir.



Şekil 9.24. Doğrultucu devreye filtreleme indüktasının eklenmesi

Dördüncü adımda ise devrenin giriş empedansının kapasitif bir yapıya sahip olmasından dolayı empedans uyumlandırmayı kolaylaştırmak için bu devrenin girişine Şekil 9.25’de

görüldüğü gibi bir indüktans eklenmiş ve tek kütük kısa devre empedans uyumlandırma devresi ile empedans uyumlandırma yapılmıştır. Eleman değerlerinin seçimi aşağıda ayrıntılı olarak verilmiştir.



Şekil 9.25. Doğrultucu devreye empedans uyumlama biriminin eklenmesi

9.5.1. R, L ve C değerlerinin seçilmesi

Yarım dalga doğrultucu devrenin girişindeki sinyalin tepe değeri V_p ve periyodu T olmak üzere Eş. 9.4 ile verilen çıkışındaki dalgalanma geriliminin olabildiğince küçük olması için devrenin zaman sabiti olan $\tau = RC$ değerinin Eş. 9.5'deki gibi sinyalin periyot değerinden çok büyük olmalıdır.

$$V_r = V_p \frac{T}{RC} \quad (9.4)$$

$$\tau \gg T \quad (9.5)$$

Yarım dalga doğrultucudan elde edilen DC sinyali yumuşatmak için Murata Electronics firmasına ait GRM serisi genel amaçlı yüksek frekanslı seramik kondansatör serisi tercih edilmiştir. Çıkış kondansatörü olarak yukarıdaki Eş. 9.5'i sağlamak amacıyla GRM21B7U1A104JA01L 100 nF kapasitör [182] tercih edilmiştir.

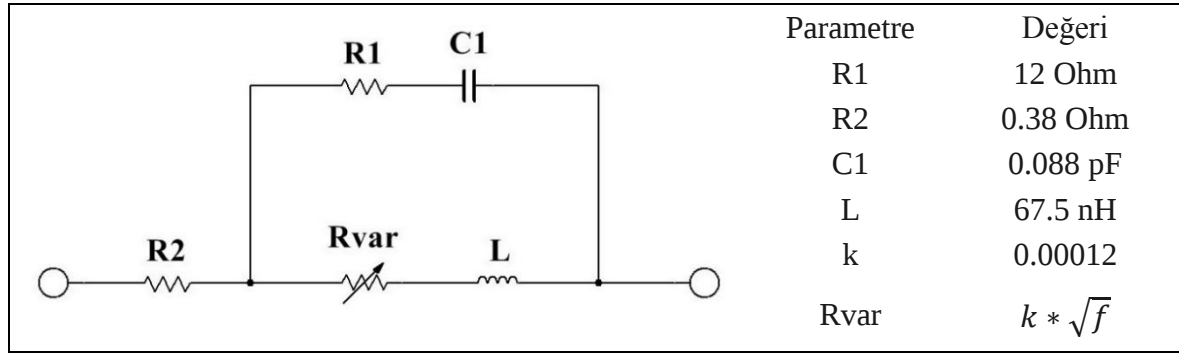
Aşağıdaki Eş. 9.6'da yarım dalga doğrultucunun çıkış geriliminin Fourier seri açılımı verilmiştir. Eş. incelendiğinde yarım dalga doğrultucunun çıkış geriliminin temel frekansta ve 2. harmonik frekanslarda etkin harmonik değerlere sahip olduğu görülmektedir.

$$U(t) = \frac{E}{\pi} + \frac{E}{2} \sin(\omega t) - \frac{2E}{\pi} \left(\frac{1}{1 \cdot 3} \cos(2\omega t) + \frac{1}{3 \cdot 5} \cos(4\omega t) \right) \quad (9.6)$$

Bu yüksek frekanslı harmoniklerin bastırılması için yük direncinin olduğu koldaki empedans değerinin diğer paralel koldaki kondansatörün empedans değerinden çok daha büyük olması gerekmektedir. Yani Eş. 9.7 ile,

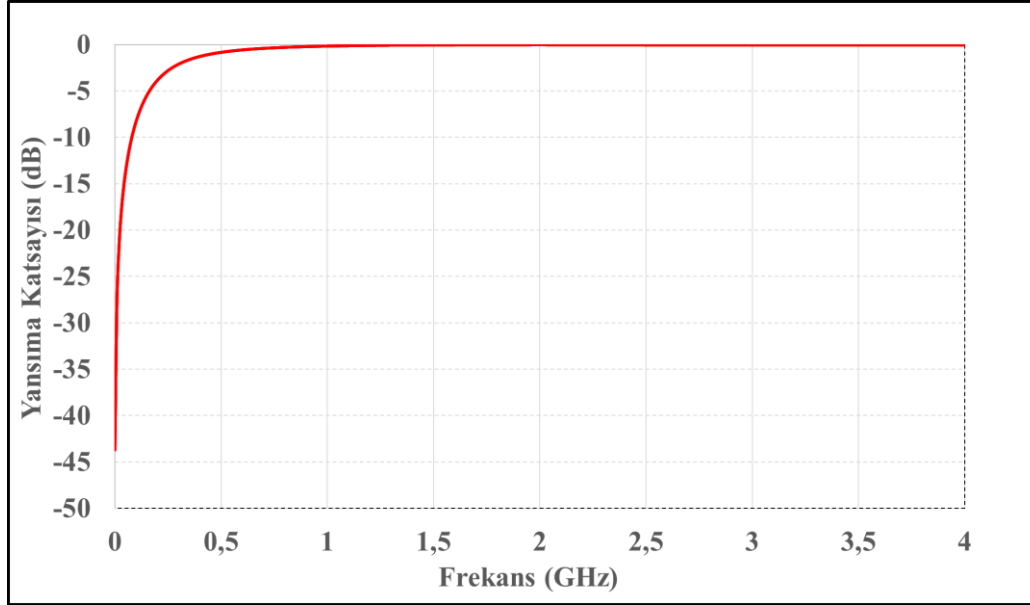
$$\sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \gg \frac{1}{\omega C} \quad (9.7)$$

şartının sağlanması gerekmektedir. Bu şartın sağlanması ve harmoniklerin bastırılması için kullanılacak filtre indüktans Coilcraft firmasının 0805CS serisinden 68 nH [183] olarak seçilmiştir. Bu indüktansın öz rezonans frekans değeri 1.5 GHz 'dir. Bu elemanın eşdeğer devresi ve parametre değerleri aşağıdaki Şekil 9.26'da verilmiştir.



Şekil 9.26. Coilcraft 0805CS-680 indüktansının spice modeli ve parametreleri

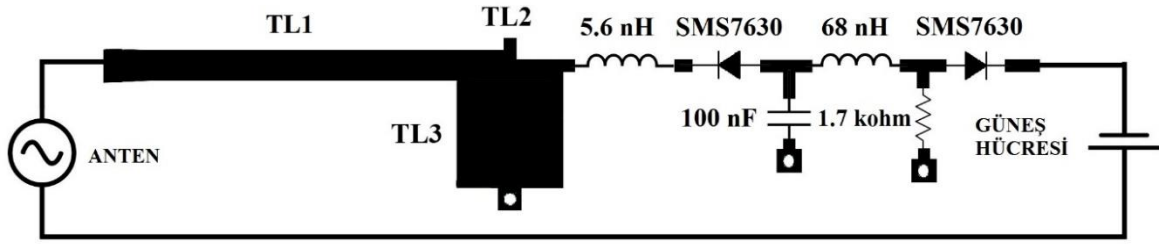
Yine bu elemanın ADS paket programında 50 Ohm giriş ve yük empedansı altında yapılan benzetim çalışması sonucunda elde edilen yansıma katsayısı ise Şekil 9.27'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi bu indüktans frekansı yaklaşık 80 MHz değerinin üzerindeki AC sinyalleri zayıflatmakta ve 500 MHz değerinin üzerindeki sinyalleri ise tamamen durdurmaktadır.



Şekil 9.27. Coilcraft 0805CS-680 indüktansının frekansa göre yansıma katsayısının benzetim sonucu

Bir sonraki adımda ise L tipi mikroşerit empedans uyumlandırma devresi eklenerek ADS programı ile çıkış gücü maksimum olacak şekilde optimize edilmiş ve 1.7 KOhm değerine ayarlanmıştır. Tasarlanan doğrultucu devrenin son hali Şekil 9.28’de verilmiş ve yapısı aşağıda kısaca özetlenmiştir.

Anten empedansını 1.85 GHz , 2.15 GHz , 2.45 GHz ve 2.65 GHz frekans bantlarında doğrultucu empedansına uyumlamak için kullanılan $TL1$, $TL2$ ve $TL3$ iletim hatlarının genişlik ve uzunlukları Çizelge 9.5’de verilmiştir. Doğrultucu devre 2 adet Skyworks $SMS7630-079$ Schottky diyot [169], 1 adet Murata Electronics $GRM21B7U1A104JA01L$ 100 nF kapasitör [182], 1’er adet Coilcraft $0805CS$ 5.6 nH ve 68 nH bobin [183] ile 1.7 KOhm yükten meydana gelmektedir. Devredeki diyot, kondansatör ve bobinleri birbirlerine bağlamak için kullanılan ara iletim hatlarının genişlikleri ve uzunlukları 1 mm olup sadece lehimleme amacıyla kullanılmışlardır. 1. diyot antenden gelen AC sinyalin negatif alternansını doğrultmak için kullanılırken, 2. diyot ise antenden gelen AC sinyalin güneş pilini etkilememesi yani kaynaklar arasında yalıtım sağlamak için kullanılmıştır. Ayrıca 5.6 nH seramik indüktans ise empedans uyumlandırmaya yardımcı olması amacıyla kullanılmıştır.

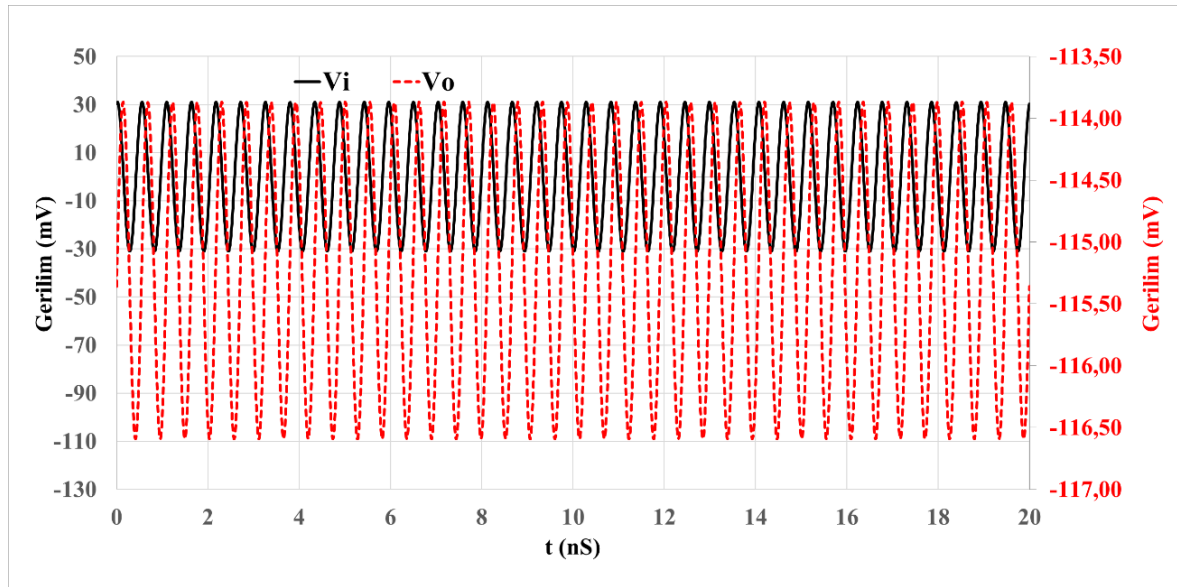


Şekil 9.28. Tasarlanan yarım dalga doğrultucu devre

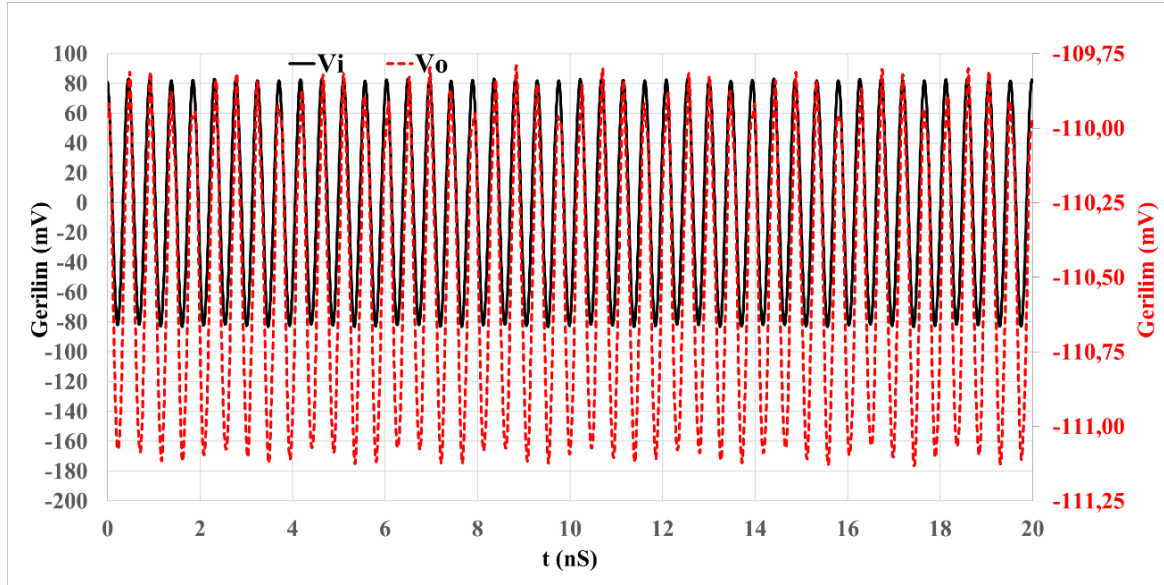
Çizelge 9.5. Doğrultucu devre iletim hattı parametreleri

TL1: W=3 mm,	L=30.2 mm
TL2: W=1 mm,	L=1 mm
TL3: W= 9.4 mm,	L= 9.4 mm

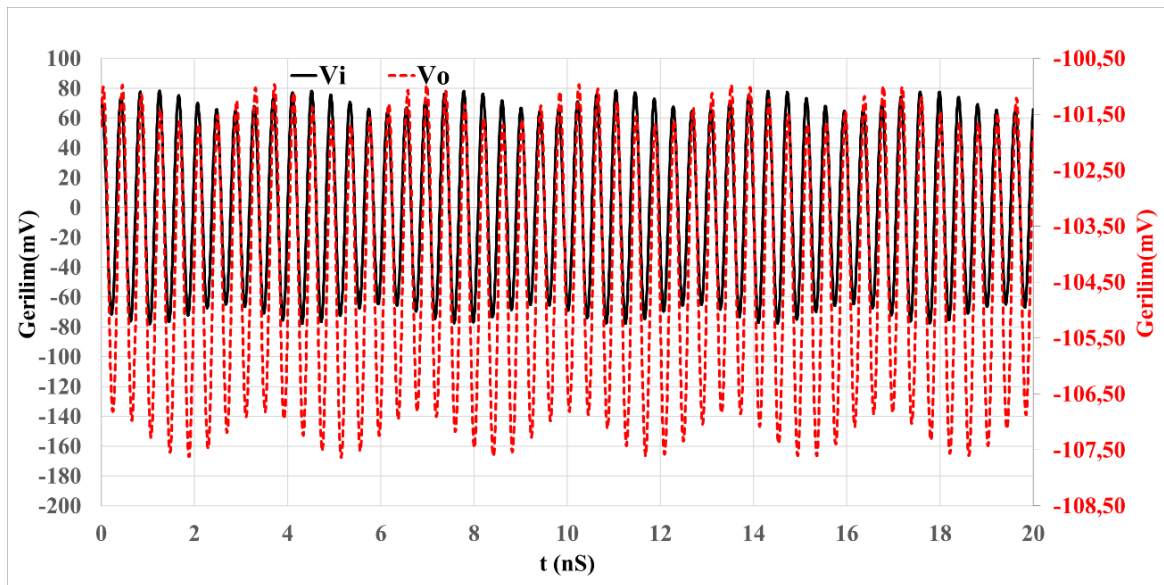
ADS programı ile benzetimi yapılan doğrultucunun ilgilenilen frekans bantlarındaki giriş ve çıkış gerilim değerleri Şekil 9.29, 9.30, 9.31 ve 9. 32’de verilmiştir.



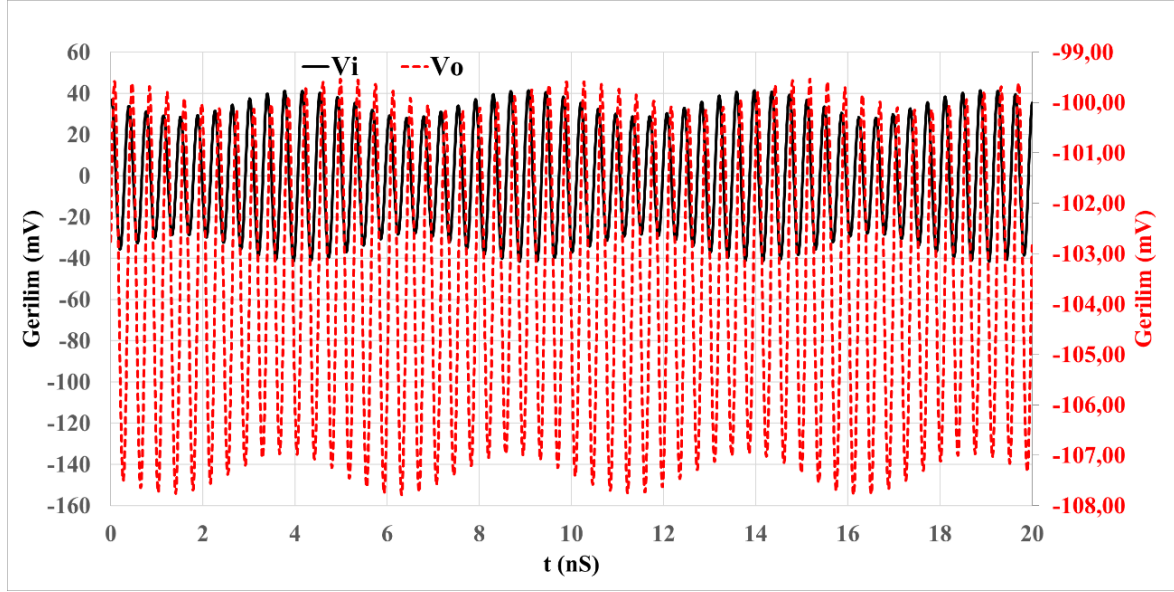
Şekil 9.29. Doğrultucu devrenin 1.85 GHz ve -15 dBm giriş gücündeki giriş ve çıkış gerilim değerlerinin benzetim sonuçları



Şekil 9.30. Doğrultucu devrenin 2.15 GHz ve -15 dBm giriş gücündeki giriş ve çıkış gerilim değerlerinin benzetim sonuçları



Şekil 9.31. Doğrultucu devrenin 2.45 GHz ve -15 dBm giriş gücündeki giriş ve çıkış gerilim değerlerinin benzetim sonuçları



Şekil 9.32. Doğrultucu devrenin 2.65 GHz ve -15 dBm giriş gücündeki giriş ve çıkış gerilim değerlerinin benzetim sonuçları

Şekiller incelendiğinde Eş. 9.8 ile verilen çıkış gerilim dalgalanma değerinin 1.8 GHz frekans bandında 3.5 mV, 2.15 GHz’de yaklaşık 1.5 mV, 2.45 GHz’de 6 mV, 2.65 GHz’de ise yaklaşık 7.5 mV olduğu görülmektedir.

$$\gamma = \frac{V_{oAC}}{V_{oDC}} \quad (9.8)$$

Doğrultucu devrenin verimi toplam enerji hasatlama devresinin verimi ya da güç çevirme verimi şeklinde ifade edilebilir. Her iki durumda da R_L çıkış yükü üzerindeki DC çıkış gücü

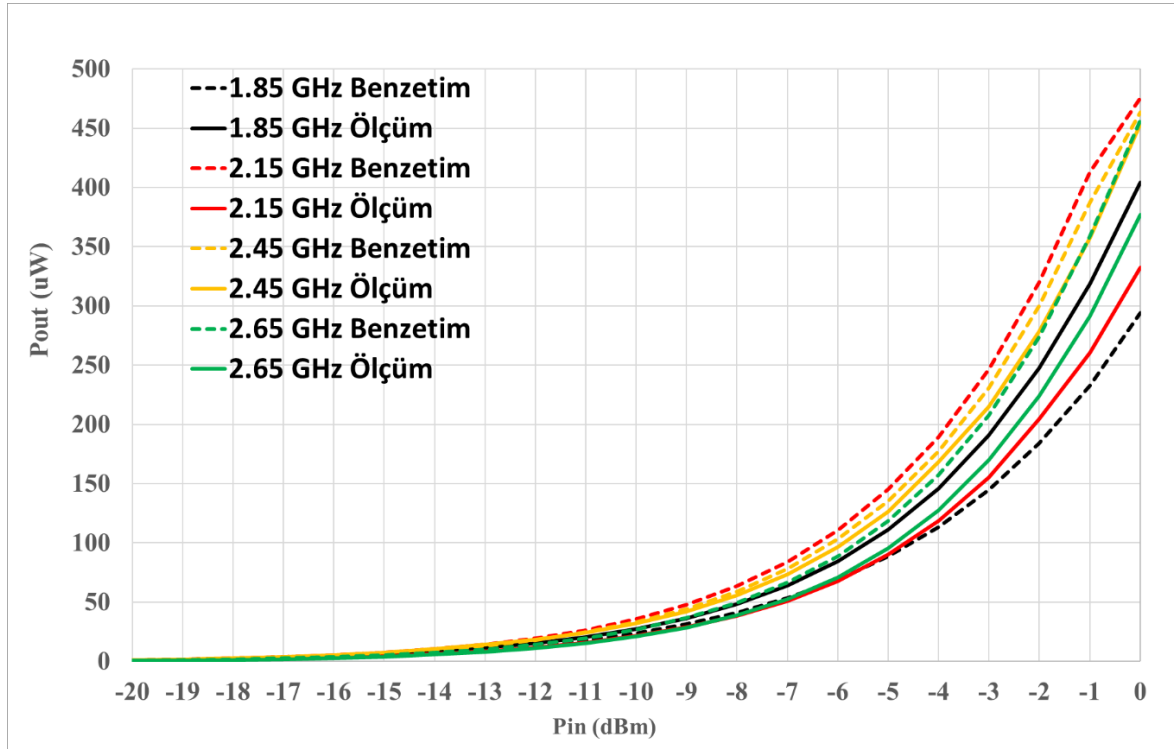
$$P_{outDC} = \frac{V_{outDC}^2}{R_L} \quad (9.9)$$

eşitliği ile ifade edilir. P_{inEH} doğrultucu devrenin girişindeki RF güç olmak üzere doğrultucu devrenin verimi

$$\eta_{REC} = \frac{P_{outDC}}{P_{inEH}} = \frac{\frac{V_{outDC}^2}{R_L}}{P_{inEH}} = \frac{V_{outDC}^2}{R_L P_{inEH}} \quad (9.10)$$

eşitliği ile hesaplanmaktadır. Doğrultucu devrenin 1.85 GHz, 2.15 GHz, 2.45 GHz ve 2.65 GHz çalışma frekans bantlarında elde edilen güç değerleri ile verim değerleri ayrı ayrı -20 dBm, 0 dBm giriş güç aralığında ölçülerek Şekil 9.33 ve Şekil 9.34’de benzetim değerleri ile karşılaştırılmıştır.

Şekil 9.33’de görüldüğü gibi devreye uygulanan RF gücünün -20 dBm’den 0 dBm’e doğru artırılması ile çıkış güç değerleri üstel olarak artmaktadır. Grafik incelendiğinde her bir frekans değeri için ölçüm ile benzetim değerlerinin düşük güç değerlerinde birbirlerine daha yakın olduğu gözlemlenirken, giriş gücünün artmasıyla birlikte aralarındaki farkın arttığı görülmektedir. Bunun temel sebebi ise doğrultucu empedansının güce bağlı olarak değişmesi ve doğrultucunun düşük güç değerleri için optimize edilmiş olmasıdır.

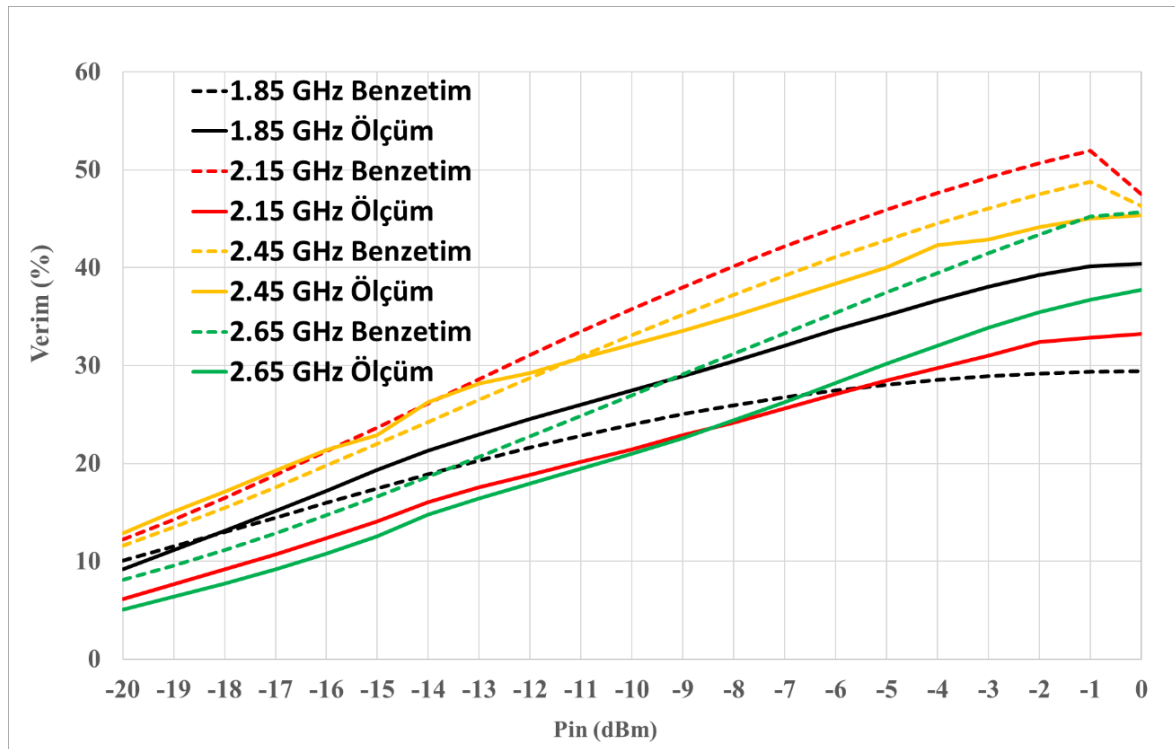


Şekil 9.33. Tasarlanan yarım dalga doğrultucu devrenin çıkış güç grafiği

Doğrultucudan elde edilen minimum güç değeri 2.65 GHz frekansında -20 dBm giriş gücünde $0.5 \mu W$ olarak ölçülmüştür. Aynı giriş güç değeri için diğer frekans bantları olan 1.85, 2.15 ve 2.45 GHz’de elde edilen minimum güç değerleri sırası ile 0.92, 0.62 ve $1.28 \mu W$ olarak ölçülmüştür. Maksimum güç değeri ise 2.45 GHz frekans bandında 0 dBm giriş gücü altında $454 \mu W$ olarak ölçülmüştür. 1.85 GHz, 2.15 GHz ve 2.65 GHz frekans değerlerinde elde edilen güç değerleri ise sırasıyla 404, 332 ve $377 \mu W$ olarak ölçülmüştür.

Grafik incelendiğinde benzetim ile ölçüm değerlerinin birbirlerine en yakın olduğu frekans bandının 2.45 GHz olduğu görülürken, farkın en fazla olduğu bant ise 2.15 GHz 'dir. Şekil 9.34'deki verim grafiği incelendiğinde ise 1.85 GHz , 2.15 GHz , 2.45 GHz ve 2.65 GHz frekans batlarındaki minimum verim değerlerinin sırasıyla % 9.2, % 6.2, %12.9 ve %5.1 olduğu görülmektedir. Maksimum verim değeri ise giriş gücünün maksimum olduğu değerde (0 dBm) yine sırası ile % 40.4, % 33.21, % 45.36 ve %37.3 olarak ölçülmüştür.

Elde edilen güç değerlerinin benzetim sonuçlarından daha düşük olduğu görülmektedir. Bunun temel sebebi ise tasarımda kullanılan malzemelerin ideal olmamasından ve üretimdeki tolerans hatalarından kaynaklandığı düşünülmektedir.



Şekil 9.34. Tasarlanan yarım dalga doğrultucu devrenin verim grafiği

9.5.2. Güç tüketim analizi

Bu bölümde tasarlanan devrede her bir elemanda ve empedans uyumlandırma biriminde harcanan güçler -20 dBm , 0 dBm aralığı için analiz edilmiştir. Çizelge 9.6 incelendiğinde 1.85 GHz frekansında en fazla güç empedans uyumsuzluğundan dolayı geri yansımaktadır. Yansıma kaybı yaklaşık %32 ile % 38 arasında değişmektedir. Yansıma kaybından sonra ise

en fazla güç diyot üzerinde harcanmaktadır. -2 dBm ve üzeri güç değerlerinde ise empedans uyumlandırma birimi diyottan daha fazla güç harcamaktadır. Bu değer yaklaşık %15 ile %17 arasında değişmektedir. Diyot kaybı giriş gücüyle birlikte artarken, oransal olarak giriş gücüne bağlı olarak %33'ten %14'e düşmektedir. Kapasitörün en az enerji harcayan eleman olduğu ve enerji tüketim değeri %1'in altında olduğu görülmektedir. İndüktörler ise yaklaşık %1 ile %2 arasında enerji harcamaktadır. Yükün harcadığı güç değeri (çıkış gücü) ise giriş gücünün artmasıyla artmakta ve oransal olarak yaklaşık %10'dan %30'a yükselmektedir.

Çizelge 9.6. 1.85 GHz için devrenin enerji tüketim değerleri

Giriş Gücü (dBm)	Giriş Gücü (μW)	Yansıma Kaybı (μW)	Empedans Uyumlandırma Devresi (μW)	Diyot (μW)	Kapasitör (μW)	İndüktans 5.6 nH (μW)	İndüktans 68 nH (μW)	Yük (μW)
-20,00	10,00	3,53	1,79	3,31	0,04	0,18	0,13	1,01
-19,00	12,59	4,36	2,24	4,12	0,05	0,22	0,16	1,45
-18,00	15,85	5,38	2,79	5,10	0,06	0,26	0,19	2,05
-17,00	19,95	6,67	3,49	6,28	0,08	0,32	0,23	2,88
-16,00	25,12	8,29	4,37	7,71	0,09	0,39	0,28	4,00
-15,00	31,62	10,33	5,46	9,42	0,11	0,47	0,33	5,51
-14,00	39,81	12,91	6,84	11,47	0,13	0,56	0,40	7,50
-13,00	50,12	16,18	8,57	13,91	0,16	0,68	0,48	10,14
-12,00	63,10	20,35	10,76	16,81	0,19	0,82	0,58	13,59
-11,00	79,43	25,67	13,50	20,25	0,23	0,99	0,69	18,08
-10,00	100,00	32,48	16,97	24,34	0,28	1,20	0,83	23,90
-9,00	125,89	41,19	21,34	29,19	0,33	1,46	1,00	31,38
-8,00	158,49	52,36	26,86	34,94	0,40	1,77	1,21	40,96
-7,00	199,53	66,69	33,82	41,74	0,48	2,15	1,46	53,18
-6,00	251,19	85,11	42,62	49,82	0,58	2,61	1,76	68,68
-5,00	316,23	108,80	53,74	59,39	0,70	3,17	2,13	88,30
-4,00	398,11	139,26	67,80	70,76	0,85	3,85	2,57	113,02
-3,00	501,19	178,45	85,58	84,25	1,03	4,69	3,11	144,09
-2,00	630,96	228,87	108,06	100,28	1,24	5,71	3,76	183,03
-1,00	794,33	293,73	136,50	119,33	1,50	6,96	4,55	231,76
0,00	1000,00	377,12	172,47	141,99	1,82	8,49	5,51	292,60

Çizelge 9.7 incelendiğinde bu frekans bandında daha iyi bir empedans uyumlama yapıldığından dolayı yansıma kaybı diyot kaybından daha azdır. Giriş gücünün artmasıyla birlikte yansıma kaybı yaklaşık %30'dan %10'a düşmektedir. En fazla enerji harcayan diyotun kaybı ise giriş gücüyle birlikte artarken, oransal olarak giriş gücüne bağlı olarak %

39 ile %28 arasında değişmektedir. Empedans uyumlandırma biriminde harcanan değer ise yaklaşık %11 ile % 13 arasında değişmektedir. Kapasitörün en az enerji harcayan eleman olduğu ve enerji tüketim değeri %1'in altında olduğu görülmektedir. İndüktörler ise yaklaşık % 2 ile % 3 arasında enerji harcamaktadır. Yükün harcadığı güç değeri (çıkış gücü) ise giriş gücünün artmasıyla artmakta ve oransal olarak yaklaşık % 12'den % 47'ye yükselmektedir.

Çizelge 9.7. 2.15 GHz için devrenin enerji tüketim değerleri

Giriş Gücü (dBm)	Giriş Gücü (μW)	Yansıma Kaybı (μW)	Empedans Uyumlandırma Devresi (μW)	Diyot (μW)	Kapasitör (μW)	İndüktans 5.6 nH (μW)	İndüktans 68 nH (μW)	Yük (μW)
-20	10,00	3,01	1,28	3,86	0,08	0,27	0,28	1,22
-19	12,59	3,58	1,59	4,85	0,10	0,33	0,35	1,79
-18	15,85	4,24	1,99	6,06	0,12	0,40	0,43	2,61
-17	19,95	5,02	2,48	7,53	0,15	0,50	0,53	3,75
-16	25,12	5,95	3,09	9,31	0,19	0,61	0,65	5,32
-15	31,62	7,05	3,85	11,46	0,23	0,75	0,80	7,47
-14	39,81	8,37	4,81	14,04	0,29	0,93	0,99	10,39
-13	50,12	9,95	6,02	17,13	0,35	1,14	1,22	14,31
-12	63,10	11,85	7,54	20,82	0,43	1,41	1,50	19,55
-11	79,43	14,15	9,44	25,21	0,54	1,75	1,85	26,49
-10	100,00	16,96	11,84	30,44	0,66	2,16	2,29	35,65
-9	125,89	20,38	14,87	36,65	0,82	2,67	2,83	47,68
-8	158,49	24,59	18,68	44,02	1,01	3,31	3,50	63,38
-7	199,53	29,77	23,48	52,77	1,25	4,10	4,33	83,83
-6	251,19	36,17	29,55	63,13	1,55	5,08	5,36	110,34
-5	316,23	44,11	37,22	75,43	1,92	6,30	6,64	144,61
-4	398,11	53,99	46,91	90,01	2,38	7,82	8,22	188,78
-3	501,19	66,31	59,16	107,30	2,95	9,71	10,18	245,58
-2	630,96	81,73	74,65	127,81	3,65	12,06	12,61	318,44
-1	794,33	100,63	94,22	153,41	4,52	14,97	15,60	410,97
0	1000,00	90,24	115,37	283,07	5,33	17,47	18,40	470,12

Çizelge 9.8 incelendiğinde 2.45 GHz frekansında en fazla güç diyot üzerinde harcanırken, giriş gücünün artmasıyla birlikte bu değer oransal % 40'dan yaklaşık % 29'a düşmektedir. Diyottan sonra en fazla güç -20 dBm, -11 dBm aralığında yansıma kaybı olarak harcanırken, giriş gücünün daha büyük değerlerinde ise empedans uyumlandırma devresi daha fazla enerji harcamaktadır. Kapasitörün enerji tüketim miktarı %1 ile %1.5 arasında, indüktörlerin güç tüketimi ise yaklaşık % 2 ile % 5 arasında değişmektedir. Yükün harcadığı (çıkış gücü) ise

giriş gücünün artmasıyla artmakta ve oransal olarak yaklaşık % 11'den % 46'ya yükselmektedir.

Çizelge 9.8. 2.45 GHz için devrenin enerji tüketim değerleri

Giriş Gücü (dBm)	Giriş Gücü (μ W)	Yansıma Kaybı (μ W)	Empedans Uyumlandırma Devresi (μ W)	Diyot (μ W)	Kapasitör (μ W)	İndüktans 5.6 nH (μ W)	İndüktans 68 nH (μ W)	Yük (μ W)
-20	10,00	2,30	1,46	4,00	0,14	0,36	0,57	1,16
-19	12,59	2,73	1,81	5,02	0,18	0,44	0,71	1,70
-18	15,85	3,24	2,26	6,26	0,22	0,55	0,87	2,45
-17	19,95	3,84	2,81	7,79	0,27	0,68	1,07	3,50
-16	25,12	4,54	3,50	9,64	0,33	0,83	1,32	4,95
-15	31,62	5,36	4,36	11,91	0,41	1,03	1,62	6,94
-14	39,81	6,33	5,44	14,65	0,50	1,27	2,00	9,62
-13	50,12	7,49	6,78	17,97	0,62	1,56	2,46	13,24
-12	63,10	8,86	8,45	21,98	0,77	1,93	3,03	18,08
-11	79,43	10,49	10,55	26,83	0,94	2,38	3,73	24,51
-10	100,00	12,45	13,16	32,67	1,16	2,94	4,60	33,01
-9	125,89	14,81	16,43	39,72	1,43	3,63	5,67	44,20
-8	158,49	17,66	20,52	48,22	1,76	4,49	6,98	58,85
-7	199,53	21,14	25,64	58,46	2,17	5,55	8,60	77,97
-6	251,19	25,38	32,04	70,82	2,68	6,86	10,60	102,80
-5	316,23	30,62	40,07	85,74	3,30	8,49	13,05	134,97
-4	398,11	37,11	50,14	103,75	4,06	10,50	16,07	176,48
-3	501,19	45,22	62,77	125,52	5,00	12,99	19,78	229,92
-2	630,96	55,43	78,63	151,85	6,15	16,06	24,34	298,49
-1	794,33	68,23	98,56	184,18	7,56	19,86	29,93	386,02
0	1000,00	64,24	122,81	287,14	8,82	23,18	34,94	458,87

Çizelge 9.9 incelendiğinde 2.65 GHz frekansında en fazla güç diyot üzerinde harcanırken, giriş gücünün artmasıyla birlikte bu değer oransal % 33'ten yaklaşık % 25'e düşmektedir. Diyottan sonra en fazla güç -20 dBm, -15 dBm aralığında yansıma kaybı olarak harcanırken, giriş gücünün daha büyük değerlerinde ise empedans uyumlandırma devresi daha fazla enerji harcamaktadır. Kapasitörün enerji tüketim miktarı % 1 ile % 2 arasında, indüktörlerin güç tüketimi ise yaklaşık % 3 ile % 7 arasında değişmektedir. Yükün harcadığı (çıkış gücü) ise giriş gücünün artmasıyla artmakta ve oransal olarak yaklaşık % 8'den % 45'e yükselmektedir.

Çizelge 9.9. 2.65 GHz için devrenin enerji tüketim değerleri

Giriş Gücü (dBm)	Giriş Gücü (μ W)	Yansımaya Kaybı (μ W)	Empedans Uyumlandırma devresi (μ W)	Diyot (μ W)	Kapasitör (μ W)	İndüktans 5.6 nH (μ W)	İndüktans 68 nH (μ W)	Yük (μ W)
-20	10,00	2,50	2,07	3,36	0,17	0,35	0,74	0,81
-19	12,59	3,01	2,58	4,24	0,21	0,43	0,92	1,20
-18	15,85	3,61	3,21	5,33	0,26	0,54	1,14	1,77
-17	19,95	4,33	3,99	6,67	0,32	0,66	1,41	2,57
-16	25,12	5,17	4,96	8,33	0,40	0,82	1,74	3,69
-15	31,62	6,17	6,17	10,36	0,50	1,02	2,16	5,25
-14	39,81	7,34	7,67	12,85	0,62	1,27	2,67	7,40
-13	50,12	8,71	9,54	15,89	0,76	1,57	3,31	10,33
-12	63,10	10,31	11,86	19,60	0,95	1,96	4,11	14,31
-11	79,43	12,17	14,73	24,13	1,18	2,43	5,10	19,69
-10	100,00	14,31	18,31	29,66	1,46	3,03	6,33	26,90
-9	125,89	16,76	22,75	36,40	1,81	3,78	7,87	36,53
-8	158,49	19,52	28,25	44,63	2,26	4,71	9,78	49,34
-7	199,53	22,62	35,07	54,67	2,81	5,88	12,17	66,31
-6	251,19	26,05	43,53	66,93	3,49	7,35	15,14	88,70
-5	316,23	29,78	54,00	81,91	4,35	9,18	18,84	118,16
-4	398,11	33,76	66,98	100,24	5,41	11,48	23,45	156,78
-3	501,19	37,93	83,05	122,67	6,73	14,37	29,19	207,25
-2	630,96	42,17	102,96	150,13	8,38	17,98	36,33	273,01
-1	794,33	46,33	127,63	183,81	10,42	22,50	45,19	358,45
0	1000,00	46,97	157,68	246,93	12,68	27,49	54,98	453,26

Çizelge 9.10. Tasarlanan sistemin literatürde bulunan benzerleri ile karşılaştırılması

Kaynak	[128]	[136]	[137]	[184]	Yapılan çalışma
Enerji Kaynağı	EM / Işık	EM / Işık	EM / Işık	EM / Işık	Çok bant Tek port
Anten Çalışma Türü	Çift bant Tek port	Tek bant Çift port	Tek bant Çok port	Tek bant Tek port	Çok bant Tek port
Anten Frekansı	850 MHz 1850 MHz	2.28 – 2.55 GHz	2.38- 2.5 GHz	2.3 – 2.45 GHz	1.85 GHz 2.15 GHz 2.45 GHz 2.65 GHz
Güneş Hücresi Boyutu (mm ²)	N.A.	22.8 x 24	150x150	N.A.	52 x19
Anten Boyutu (mm ³)	N.A.	45 x 45 x 0.76	150x150 x 3	N.A.	52 x 65 x 1.6
Maksimum kazanç	2.23 dBi	7.4 dBi	5 dBi	1.9 dBi	4.3 dBi
Güneş hücresinden Elde Edilen Güç	56 mW @ 1000 W / m ² ve -20 dBm	70.5 µW @ 334 lux	1.68 mW @ 360 lux	< 0.75 mW @ 10 W / m ²	11.65 µW @ 165 lux
RF' den Elde Edilen Güç		- 10 dBm 35 µW @ 2.45 GHz	0.34 mW @ 2.45 GHz	-10 dBm <0.02 mW @ 2.45 GHz	5.35 µW (tek bant ortalama değer)
RF Verimi	% 15 @ -20 dBm	Yaklaşık % 11 @ -20 dBm	%28.6 @ -20 dBm	%10 @ -10 dBm	% 9.2 @ 1.85 GHz % 6.2 @ 2.15 GHz % 12.9 @ 2.45 GHz % 5.08 @ 2.65 GHz

Tasarlanan sistemin literatürde bulunan benzer çalışmalar ile karşılaştırılması Çizelge 9.10'da sunulmuştur. Tablo incelendiğinde Kaynak [184]'de RF giriş gücü diğerlerinden yüksek olup -10 dBm değerine eşit iken, diğerleri -20 dBm seviyesindedir. Buna rağmen maksimum verime sahip olan sistem % 28.6 ile [137] numaralı kaynaktır. Bunun temel sebebi ise kullanılan antenin çok portlu olması sebebiyle aynı anda birden fazla girişten enerji toplanması ve bu yüzden giriş gücünün fazla olmasıdır. Bunu ise %15'lik değer ile [128] numaralı kaynak izlemektedir. [136] numaralı çalışmada ise verim değeri %11 olarak verilmiştir. Tasarlanan sistemin verim değeri ise frekans bandına göre % 5 ile %13 arasında

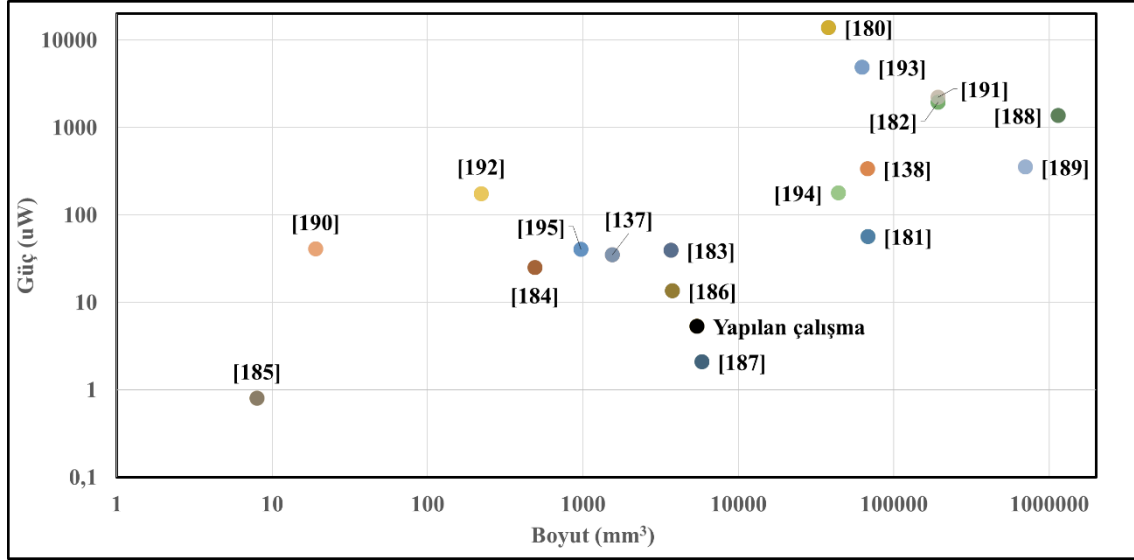
değişmektedir. Bunun sebebi ise kullanılan elamanlarının empedanslarının frekansa bağlı olarak değişmesinden dolayı geniş bantlı empedans uyumlamanın yapılamamasıdır. Güneş enerjisi açısından bakıldığında ise sistemlerde kullanılan güneş hücrelerinin ve deney ortamındaki ölçülen ışık miktarlarının birbirlerinden farklı olmasından dolayı sağlıklı bir karşılaştırma yapılamamıştır.

Çizelge 9.11. Tasarlanan sistemin diğer enerji hasatlayıcılar ile karşılaştırılması

Hasatlayıcı türü	Kaynak	Güç (μ W)	Boyut (mm^3)	Güç yoğunluğu (nW/mm^3)
RF + ışık	[136]	35	1539	22,74
	[137]	340	67500	5,037
	Yapılan çalışma	5,35	5408	1
Elektromanyetik (mıknatıs)	[185]	14000	38000	368,4
	[186]	57	68000	0,83
	[187]	1955	192000	10,18
	[188]	39,45	3680	10,7
	[189]	25	490	51,01
	[190]	0,8	8	100
	[191]	13,6	3750	3,62
	[192]	2,1	5830	0,36
	[193]	1380	1143000	1,20
	[194]	354,5	700000	0,506
Elektromanyetik (mıknatıs) + Titreşim	[195]	40,8	19,1	2136,12
	[196]	2214	192000	11,5
	[197]	176	222	792
	[198]	4900	62500	78,4
	[199]	179	44100	4,05
	[200]	40,62	972	41,79

Çizelge 9.11’de ise yapılan çalışmanın literatürde bulunan diğer mıknatıs tabanlı elektromanyetik hasatlayıcılar ile hibrid (mıknatıs ve titreşim) hasatlayıcılar ile karşılaştırılması verilmiştir. RF ve ışık tabanlı hasatlayıcılar da elde edilen güç uygulanan RF gücüne ve ortamdaki ışık şiddetine bağlı iken, mıknatıs ve titreşim tabanlı olanlarda ise

sistemin hareket ivmesine bağılı olarak değişmektedir. Tasarlanan sistemin güç yoğunluğu bakımından Kaynak [186], [192] ve [194]'den daha iyi olduğu, ama genel olarak performansının düşük olduğu görülmektedir. Çizelge 9.11 daha kolay anlaşılabilir olması amacıyla grafik halinde Şekil 9.38'de verilmiştir.



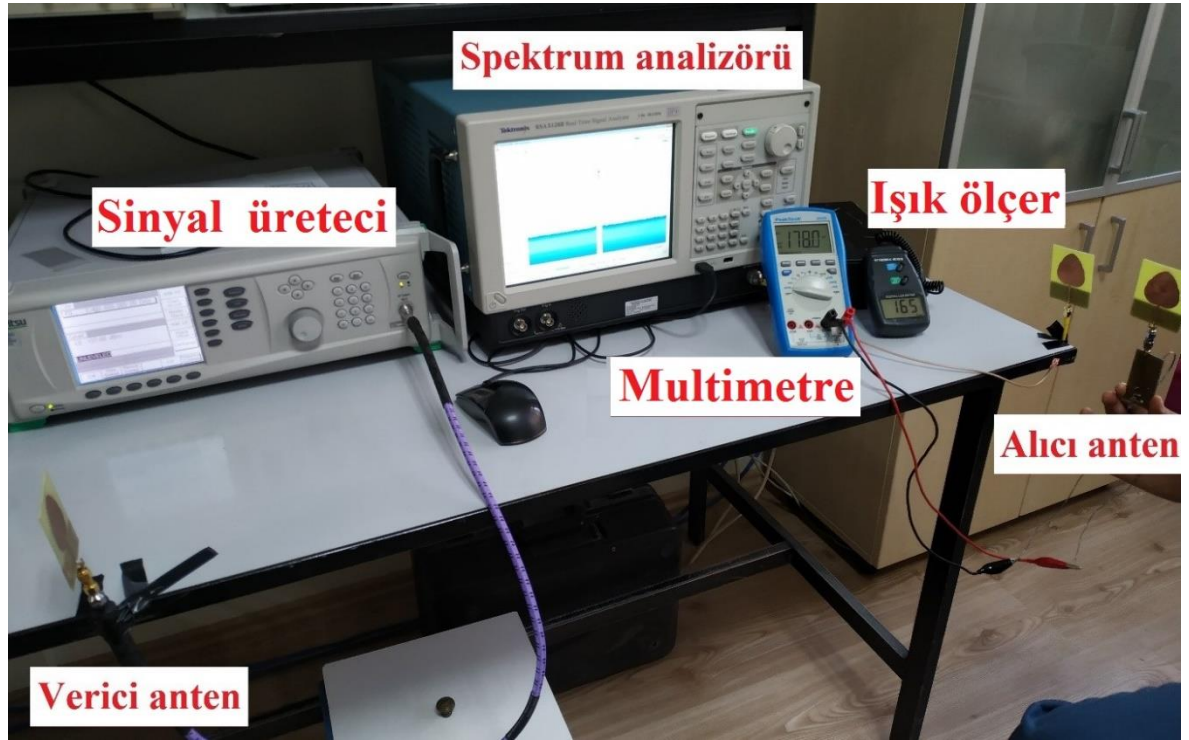
Şekil 9.35. Çizelge 9.11'in grafiksel gösterimi

Tasarlanan sistemin oda şartlarında ölçümü de yapılmıştır ve ölçüm değerleri çizelge 9.11'de verilmiştir. Resim 1'de görüldüğü gibi aynı özelliklere sahip tasarlanan antenlerden bir tanesi sinyal üreticinin çıkışına bağlanarak verici anten olarak kullanılmıştır. Diğer antenler ise 1 m uzaklığa yerleştirilerek bir tanesi spectrum analyzer'a bağlanmış ve gönderici antenden alınan güç seviyesi ölçülmüştür. Üçüncü ve son anten ise alıcı anten olarak kullanılmış ve çıkışına tasarlanan doğrultucu devre bağlanmıştır. Lüks metre ise ortamdaki ışık şiddetini ölçmek için kullanılmıştır. Yapılan ölçümlerde alıcı antenin -20 dBm güç girişinde 2.15 GHz , 2.45 GHz ve 2.65 GHz frekans bantlarında sırasıyla 76 mV , 120 mV ve 90 mV çıkış gerilimine sahip olduğu görülmüştür. Güneş hücresinin devreye alınması ile aynı şartlar altında ve 165 lüks ışık şiddeti ile aynı frekans bantlarında 150 mV , 170 mV ve 190 mV çıkış gerilimleri elde edilmiştir. Sinyal üretici 2 GHz 'in altında sinyal üretmediği için 1.8 GHz 'deki değerler ise ölçülememiştir.

Çizelge 9.12. Tasarlanan sistemin oda şartlarında elde edilen ölçüm sonuçları

-20 dBm giriş gücü ve 165 lüks ışık şiddeti				
	Çıkış gerilimi		Çıkış gücü	
	Güneş hücresiz	Güneş hücreli	Güneş hücresiz	Güneş hücreli
2.15 GHz	76 mV	150 mV	3.4 μ W	13.23 μ W
2.45 GHz	120 mV	190 mV	8.47 μ W	21.23 μ W
2.65 GHz	90 mV	170 mV	4.76 μ W	17 μ W

Tasarlanan sistem açık hava ortamında denenmesi ise Resim 2’de verilmiştir. Resimden de görüldüğü gibi baz istasyonundan yaklaşık 10 m uzaklıkta güneş hücresiz 71.8 mV gerilim elde edilmiştir.



Resim 9.1. Sistemin laboratuvarında oda şartlarında denenmesi



Resim 9.2. Sistemin açık hava ortamında denenmesi

10. SONUÇ VE ÖNERİLER

Küresel enerji ihtiyacının her geçen gün artması ve bununla birlikte temel enerji kaynakları olan fosil yakıtların miktarlarının sınırlı olması, önümüzdeki yüzyılda tükenecek olmaları ve ayrıca çevreye zararlı olmalarından dolayı rüzgâr, güneş, kinetik, RF gibi yenilenebilir ve sürdürülebilir enerji kaynaklarının kullanılması hem ekonomik açıdan hem de çevresel açıdan hayati öneme sahiptir.

Güneş enerji tarlaları ve rüzgâr türbinleri ile güneş ve rüzgâr enerjisinden elde edilen enerji miktarı en az kW'lar mertebesinde olup, bu büyük güçlü kaynaklardan verimli bir şekilde enerji elde etmek için yapılan yatırımlar ve kullanılan yöntemler ile teknolojiler günümüzde oldukça gelişmiş durumdadır.

Diğer yandan teknolojinin gelişmesine bağlı olarak düşük güçlü kablosuz sensör ağları, MEMS gibi sistemlerin ortaya çıkması ve bunların fiziksel olarak ulaşılması zor olan yerlere konumlandırılması, bu sistemlerin bataryalarının belli aralıklarla değiştirilmesini zorlaştırmaktadır. Bununla birlikte batarya değişiminin maliyetli olması ve pillerin çevreye zararlı olması ise bir diğer problemi oluşturmaktadır. Bu nedenlerden dolayı çevremizde bulunan düşük güçlü titreşim, RF ve benzeri enerjilerin kullanılabilir elektrığe dönüştürülmesi ekonomik ve çevresel öneme sahip olup, değerlendirilmesi elzem bir durumdur.

Bu amaçla bu tez çalışmasında kablosuz sensör ağları gibi düşük güçlü sistemlerin enerji ihtiyacını karşılamak için çoklu frekanslı tek kutuplu doğrultucu anten ve güneş hücresinin birleşiminden meydana gelen özgün bir hibrid enerji hasatlayıcının tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Doğadan ilham alınarak tasarlanan tek kutuplu anten yaprak şekilli olup, aynı anda birden fazla frekans bandında çalışacak şekilde geliştirilmiştir. Çalışma frekanslarını GSM1800, UMTS-2100, WIFI-2.45 ve LTE-2.65 oluşturmaktadır. Doğrultucu devredeki diyot tarafından oluşturulan yüksek dereceli harmoniklerin bastırılması ve antenden daha iyi bir verim elde etmek için tasarlanan tek kütük alçak geçiren filtre antenin besleme hattına yerleştirilmiş ve antenin çalışma frekans aralığı sınırlandırılmıştır. Güneş hücresi ise hacimsel alanı daha iyi kullanabilmek amacıyla antenin toprak düzlemine yerleştirilmiştir. İlgilenilen bütün frekans bantlarında verimli bir şekilde çalışacak şekilde tasarlanan yarım dalga doğrultucu devresi yüzey montaj teknolojisi sahip

devre elemanları ve mikroşerit iletim hatları ile gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen enerji hasatlayıcının oda ortamında yapılan test ölçümlerinde -20 dBm RF güç değerinde ve 165 lüks ışık şiddeti değeri altında $150\text{--}190 \text{ mV}$ aralığında çıkış gerilim değerlerine ve $13.2\text{--}21.2 \mu\text{W}$ aralığında güç üretim değerine sahip olduğu görülmüştür. Elde edilen sonuçlar tasarlanan sistemin düşük güçlü sensör ağları ve mikro - elektronik sistemleri beslemek için kullanılabileceğini göstermektedir.

Tasarlanan sistem literatürde bulunan benzer yapılar ile karşılaştırıldığında aynı anda 4 farklı frekans bandında çalışabilmesi önemli bir avantaj ve özgünlük olarak karşımıza çıkmakta, bununla birlikte geniş bantlı empedans eşlemenin zorluğundan dolayı ise elde edilen verim değerlerinin tek bantlı enerji hasatlayıcılara göre düşük olduğu görülmektedir. Sistemin bir diğer özgün yanı ise anten yapısına eklenen güneş hücresi ile aynı anda hem RF hem de güneş enerjisini kullanmasıdır. Bununla birlikte güneş hücresinin anten kazancını etkilemesi ise ortaya çıkan bir diğer önemli problemdir.

Bununla birlikte bu tez çalışması sırasında karşılaşılan diğer problemler ise şunlardır: Bölümümüzde bulunan mikrodalga ve anten laboratuvarındaki ölçüm cihazlarının yeterli olmaması en büyük problemi oluşturmuştur. Özellikle bilgisayar ortamında paket programlar ile tasarlanan antenin 3 boyutlu ışınım örüntülerinin elde edilmesi karşılaşılan en büyük zorluktur. Bu ölçümler dışarıda ODTÜ ya da Aselsan gibi kuruluşlarda yaptırılmış olup, tez iş paketinde bu ölçümlere ayrılan süre hem bu kurumların yoğun çalışması, hem de pandemi olması sebebiyle aşılmış ve gecikmeye neden olmuştur.

Diğer yandan prototip devrenin endüstriyel teknikler ile yüzey montajı şeklinde üretiminin maliyetli olmasından dolayı, tasarlanan devre laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiştir. Doğrultucu devre tasarımında kullanılan eleman boyutlarının küçük olması montaj işlemlerini zorlaştırmıştır. Buna ek olarak çalışma frekans aralığının yüksek olmasından dolayı devrenin üretiminde meydana gelen tolerans hatalarının sistemin çalışmasını olumsuz yönde etkilediği görülmüştür.

Doktora sonrasında ise elde edilen bilgi ve tecrübeler ile kablosuz güç transferi üzerine yapılan çalışmalara devam edilmesi düşünülmektedir. Kablosuz güç transferinin biyomedikal sistemlere uygulanması, implant anten ve implant sensör tasarımları üzerine çalışmalar yapılması planlanmaktadır.

KAYNAKLAR

1. Lv, J., Li, Y. P., Shan, B. G., Jin, S. W., and Suo, C. (2018). Planning energy-water nexus system under multiple uncertainties—A case study of Hebei province. *Applied Energy*, 229, 389-403.
2. Ebhota, W. S., and Jen, T. C. (2020). Fossil fuels environmental challenges and the role of solar photovoltaic technology advances in fast tracking hybrid renewable Energy System. *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing-Green Technology*, 7(1), 97-117.
3. Tabakaev, R., Shanenkov, I., Kazakov, A., and Zavorin, A. (2017). Thermal processing of biomass into high-calorific solid composite fuel. *Journal of analytical and applied pyrolysis*, 124, 94-102.
4. Jackson, R. B., Friedlingstein, P., Andrew, R. M., Canadell, J. G., Le Quéré, C., and Peters, G. P. (2019). Persistent fossil fuel growth threatens the Paris Agreement and planetary health. *Environmental Research Letters*, 14(12), 121001.
5. Annamalai, K., Thanapal, S. S., and Ranjan, D. (2018). Ranking renewable and fossil fuels on global warming potential using respiratory quotient concept. *Journal of Combustion*, vol. 2018, 1-16.
6. Bani-Hani, E. H., Sedaghat, A., AL-Shemmary, M., Hussain, A., Alshaieb, A., and Kakoli, H. (2018). Feasibility of highway energy harvesting using a vertical axis wind turbine. *Energy Engineering*, 115(2), 61-74.
7. Mohammadnia, A., Rezaia, A., Ziapour, B. M., Sedaghati, F., and Rosendahl, L. (2020). Hybrid energy harvesting system to maximize power generation from solar energy. *Energy Conversion and Management*, 205, 112352.
8. Wang, H., Jasim, A., and Chen, X. (2018). Energy harvesting technologies in roadway and bridge for different applications—A comprehensive review. *Applied Energy*, 212, 1083-1094.
9. Bizon, N., Tabatabaei, N. M., Blaabjerg, F., and Kurt, E. (2017). Energy harvesting and energy efficiency. In *Technology, Methods, and Applications*, vol. 37 of *Lecture Notes in Energy*. Springer International Publishing.
10. Uzun, Y., Demirbas, S., and Kurt, E., (2014). Implementation of a new contactless piezoelectric wind energy harvester to a wireless weather station. *Elektronika ir elektrotechnika*, 20(10), 35-39.
11. Elsheakh, D. (2017). Microwave antennas for energy harvesting applications. In *Microwave Systems and Applications*. IntechOpen Publishing.
12. Priya, S., and Inman, D. J. (Eds.). (2009). *Energy harvesting Technologies*. New York: Springer.

13. Zhou, G., Huang, L., Li, W., and Zhu, Z. (2014). Harvesting ambient environmental energy for wireless sensor networks: a survey. *Journal of Sensors*, vol.2014, 1-20.
14. Muncuk, U., Alemdar, K., Sarode, J. D., and Chowdhury, K. R. (2018). Multiband ambient RF energy harvesting circuit design for enabling batteryless sensors and IoT. *IEEE Internet of Things Journal*, 5(4), 2700-2714.
15. La Rosa, R., Livreri, P., Trigona, C., Di Donato, L., and Sorbello, G. (2019). Strategies and techniques for powering wireless sensor nodes through energy harvesting and wireless power transfer. *Sensors*, 19(12), 2660.
16. Tang, X., Wang, X., Cattley, R., Gu, F., and Ball, A. D. (2018). Energy harvesting technologies for achieving self-powered wireless sensor networks in machine condition monitoring: A review. *Sensors*, 18(12), 4113.
17. Paradiso, J. A., and Starner, T. (2005). Energy scavenging for mobile and wireless electronics. *IEEE Pervasive computing*, 4(1), 18-27.
18. Chandrakasan, A., Amirtharajah, R., Cho, S., Goodman, J., Konduri, G., Kulik, J., and Wang, A. (1999, May). *Design considerations for distributed microsensor systems*. In Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference. San Diego, CA, USA. (279-286).
19. Hu, Y., Sawan, M., and El-Gamal, M. N. (2005). An integrated power recovery module dedicated to implantable electronic devices. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 43(2), 171-181.
20. Visser, H. J., and Vullers, R. J. (2013). RF energy harvesting and transport for wireless sensor network applications: Principles and requirements. *Proceedings of the IEEE*, 101(6), 1410-1423.
21. Uzun, Y., and Kurt, E. (2013). The effect of periodic magnetic force on a piezoelectric energy harvester. *Sensors and Actuators A: Physical*, 192, 58-68.
22. Bouzelata, Y., Altin, N., Chenni, R., and Kurt, E. (2016). Exploration of optimal design and performance of a hybrid wind-solar energy system. *International Journal of Hydrogen Energy*, 41(29), 12497–12511.
23. Uzun, Y., Kurt, E., and Kurt, H. H. (2015). Explorations of displacement and velocity nonlinearities and their effects to power of a magnetically-excited piezoelectric pendulum. *Sensors and Actuators A: Physical*, 224, 119-130.
24. Cao, S., and Li, J. (2017). A survey on ambient energy sources and harvesting methods for structural health monitoring applications. *Advances in Mechanical Engineering*, 9(4), 1687814017696210.
25. Liu, H., Zhong, J., Lee, C., Lee, S. W., and Lin, L. (2018). A comprehensive review on piezoelectric energy harvesting technology: Materials, mechanisms, and applications. *Applied Physics Reviews*, 5(4), 041306.

26. Uzun, Y., and Kurt, E. (2013). Performance exploration of an energy harvester near the varying magnetic field of an operating induction motor. *Energy conversion and management*, 72, 156-162.
27. Lu, X., Wang, P., Niyato, D., Kim, D. I., and Han, Z. (2014). Wireless networks with RF energy harvesting: A contemporary survey. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 17(2), 757-789.
28. Nechibvute, A., Chawanda, A., and Luhanga, P. (2012). Piezoelectric energy harvesting devices: an alternative energy source for wireless sensors. *Smart Materials Research*, vol. 2012, 1-13.
29. Touati, F., Galli, A., Crescini, D., Crescini, P., and Mnaouer, A. B. (2015, May). Feasibility of air quality monitoring systems based on environmental energy harvesting. In *2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*. Pisa, Italy. (266-271).
30. Chen, S., Gao, C., Tang, W., Zhu, H., Han, Y., Jiang, Q., and Wang, Z. (2015). Self-powered cleaning of air pollution by wind driven triboelectric nanogenerator. *Nano Energy*, 14, 217-225.
31. Wu, X., and Lee, D. W. (2014). An electromagnetic energy harvesting device based on high efficiency windmill structure for wireless forest fire monitoring application. *Sensors and Actuators A: Physical*, 219, 73-79.
32. Wang, H., Zhu, Q., Ding, Z., Li, Z., Zheng, H., Fu, J., and Zi, Y. (2019). A fully-packaged ship-shaped hybrid nanogenerator for blue energy harvesting toward seawater self-desalination and self-powered positioning. *Nano Energy*, 57, 616-624.
33. Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley and Sons Publishing.
34. Huang, Yi, and Kevin Boyle (2008). *Antennas: from theory to practice*. John Wiley and Sons Publishing.
35. Fang, Da-Gang.(2017). *Antenna theory and microstrip antennas*. CRC Press.
36. Kumar, Girish, and Kamala Prasan Ray.(1997). *Broadband microstrip antennas*. Artech house.
37. An, W., Li, Y., Fu, H., Ma, J., Chen, W., and Feng, B. (2018). Low-profile and wideband microstrip antenna with stable gain for 5G wireless applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(4), 621-624.
38. Li, H., Kang, L., Wei, F., Cai, Y. M., and Yin, Y. Z. (2017). A low-profile dual-polarized microstrip antenna array for dual-mode OAM applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, 3022-3025.
39. Yang, J., Wang, H., Lv, Z., and Wang, H. (2016). Design of miniaturized dual-band microstrip antenna for WLAN application. *Sensors*, 16(7), 983.

40. Mendes, C., and Peixeiro, C. (2017). A dual-mode single-band wearable microstrip antenna for body area networks. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, 3055-3058.
41. Mondal, T., Maity, S., Ghatak, R., and Chaudhuri, S. R. B. (2018). Compact circularly polarized wide-beamwidth fern-fractal-shaped microstrip antenna for vehicular communication. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 67(6), 5126-5134.
42. Patel, B. D. (2013, April). *Microstrip Patch Antenna-A Historical Perspective of the Development*. In Proceedings of the Conference on Advances in Communication and Control Systems, Uttarakhand, India. (445-449).
43. Huang, J., Lin, W., Qiu, F., Jiang, C., Lei, D., and Guo, Y. J. (2017). A low profile, ultra-lightweight, high efficient circularly polarized antenna array for Ku band satellite applications. *IEEE Access*, 5, 18356-18365.
44. Sondas, A. (2019). Wideband Microstrip Dipole Antenna Design for WLAN/WiMAX Applications. *Advanced Electromagnetics*, 8(2), 59-62.
45. Zou, Y., Li, H., Xue, Y., and Sun, B. (2019). A high-gain compact circularly polarized microstrip array antenna with simplified feed network. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29(12).
46. Yuan, J., Wu, S., Chen, Z., and Xu, Z. (2019). A compact low-profile ring antenna with dual circular polarization and unidirectional radiation for use in RFID readers. *IEEE Access*, 7, 128948-128955.
47. Alibakhshikenari, M., Virdee, B. S., See, C. H., Abd-Alhameed, R., Ali, A., Falcone, F., and Limiti, E. (2018). Wideband printed monopole antenna for application in wireless communication systems. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 12(7), 1222-1230.
48. Rezazadeh, N., and Shafai, L. (2018). A compact microstrip patch antenna for civilian GPS interference mitigation. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(3), 381-384.
49. Sahoo, R., and Vakula, D. (2019). Bow-tie-shaped wideband conformal antenna with wide-slot for GPS application. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 27(1), 80-93.
50. Khan, I., Ali, T., Devanagavi, G. D., KR, S., and Biradar, R. C. (2018). A Multiband Slot Antenna loaded with Stubs for WLAN/WiMAX/Satellite TV Applications. *Advanced Electromagnetics*, 7(5), 74-81.
51. Kim, T. H., Kim, Y., Yoo, T. H., and Yook, J. G. (2018). Wideband planar monopole antenna for digital TV reception and UHF band communications. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 12(13), 2041-2045.

52. Kola, K. S., Chatterjee, A., and Patanvariya, D. G. (2020). Design of a wideband right-handed circularly polarized array of miniaturized mushroom-shaped antennas for direct broadcast satellite application. *Microwave and Optical Technology Letters*, 62(11), 3542-3555.
53. Arnaud, E., Huitema, L., Chantalat, R., Bellion, A., and Monediere, T. (2020). Circularly polarized ferrite patch antenna for LEO satellite applications. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 12(4), 332-338.
54. Yoo, S., Milyakh, Y., Kim, H., Hong, C., and Choo, H. (2020). Patch Array Antenna Using a Dual Coupled Feeding Structure for 79 GHz Automotive Radar Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 19(4), 676-679.
55. Sharma, D. K., Pandey, B. K., Kulshrestha, S., Chakrabarty, S. B., and Jyoti, R. (2013). Design of wideband microstrip antenna array at L-band for synthetic aperture radar applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 55(4), 903-908.
56. Brown, W. C. (1969). Experiments involving a microwave beam to power and position a helicopter. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems*, (5), 692-702.
57. Brown, W. C. (1978, June). *The design of large scale terres trial rectennas for low-cost production and erection*. In 1978 IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest. Ottawa, ON, Canada. (349-351).
58. Brown, W. C. (1991, July). *An experimental low power density rectenna*. In 1991 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Boston, MA, USA (197–200).
59. McSpadden, J. O., Fan, L., and Chang, K. (1998). Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(12), 2053-2060.
60. Suh, Y. H., and Chang, K. (2002). A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45- and 5.8-GHz wireless power transmission. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(7), 1784-1789.
61. Tu, W. H., Hsu, S. H., and Chang, K. (2007). Compact 5.8-GHz rectenna using stepped-impedance dipole antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 6, 282-284.
62. Sun, H., Guo, Y. X., He, M., and Zhong, Z. (2012). Design of a high-efficiency 2.45-GHz rectenna for low-input-power energy harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11, 929-932.
63. Niotaki, K., Kim, S., Jeong, S., Collado, A., Georgiadis, A., and Tentzeris, M. M. (2013). A compact dual-band rectenna using slot-loaded dual band folded dipole antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, 1634-1637.

64. Song, C., Huang, Y., Zhou, J., Zhang, J., Yuan, S., and Carter, P. (2015). A high-efficiency broadband rectenna for ambient wireless energy harvesting. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(8), 3486-3495.
65. Song, C., Huang, Y., Carter, P., Zhou, J., Yuan, S., Xu, Q., and Kod, M. (2016). A novel six-band dual CP rectenna using improved impedance matching technique for ambient RF energy harvesting. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(7), 3160-3171.
66. Almoneef, T. S., Sun, H., and Ramahi, O. M. (2015). A 3-D folded dipole antenna array for far-field electromagnetic energy transfer. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15, 1406-1409.
67. Khang, S. T., Yu, J. W., and Lee, W. S. (2015). Compact folded dipole rectenna with RF-based energy harvesting for IoT smart sensors. *Electronics Letters*, 51(12), 926-928.
68. Kim, J. H., Cho, S. I., Kim, H. J., Choi, J. W., Jang, J. E., and Choi, J. P. (2015). Exploiting the mutual coupling effect on dipole antennas for RF energy harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15, 1301-1304.
69. Kumar, H., Arrawatia, M., and Kumar, G. (2019). Broadband planar log-periodic dipole array antenna based RF-energy harvesting system. *IETE Journal of Research*, 65(1), 39-43.
70. Chang, Y., Zhang, P., and Wang, L. (2019). Highly efficient differential rectenna for RF energy harvesting. *Microwave and Optical Technology Letters*, 61(12), 2662-2668.
71. Lu, P., Yang, X. S., Li, J. L., and Wang, B. Z. (2016). Polarization reconfigurable broadband rectenna with tunable matching network for microwave power transmission. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(3), 1136-1141.
72. Ghadimi, N., and Ojaroudi, M. (2014). A novel design of low power rectenna for wireless sensor and RFID applications. *Wireless personal communications*, 78(2), 1177-1186.
73. Hong, T. U., Oh, K. M., Lee, H. W., Nam, H., Yun, T. S., Lee, D. S., and Lee, J. C. (2010). Novel broadband rectenna using printed monopole antenna and harmonic-suppressed stub filter. *Microwave and Optical Technology Letters*, 52(5), 1194-1197.
74. Ghosh, S., Ghosh, S. K., and Chakrabarty, A. (2014, December). *Design of RF energy harvesting system for wireless sensor node using circularly polarized monopole antenna: RF energy harvesting system for WSN node using circularly polarized antenna*. 9th international conference on industrial and information systems (ICIIS). Gwalior, India. (1-6).
75. Monti, G., Corchia, L., and Tarricone, L. (2012). ISM band rectenna using a ring loaded monopole. *Progress In Electromagnetics Research C*, 33, 1-15.

76. Monti, G., Congedo, F., De Donno, D., and Tarricone, L. (2012). Monopole-based rectenna for microwave energy harvesting of UHF RFID systems. *Progress In Electromagnetics Research*, 31, 109-121.
77. Wang, L., Fang, W., En, Y., Huang, Y., Shao, W., and Yao, B. (2019). A new broadband circularly polarized square-slot antenna with low axial ratios. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29(1).
78. Di Carlo, C. A., Di Donato, L., Mauro, G. S., La Rosa, R., Livreri, P., and Sorbello, G. (2018). A circularly polarized wideband high gain patch antenna for wireless power transfer. *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(3), 620-625.
79. Kim, K. T., Lee, J. H., Choi, K., Chung, T. K., and Kim, H. S. (2014). An optimal design of compact ring-slot antenna for a rectenna system with numerical manipulation. *IEEE transactions on magnetics*, 50(2), 973-976.
80. Chen, W. S., Huang, C. C., and Wong, K. L. (2001). Microstrip-line-fed printed shorted ring-slot antennas for circular polarization. *Microwave and Optical Technology Letters*, 31(2), 137-140.
81. Heikkinen, J., and Kivikoski, M. (2003). A novel dual-frequency circularly polarized rectenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2(1), 330-333, 2003.
82. Heikkinen, J., and Kivikoski, M. (2004). Low-profile circularly polarized rectifying antenna for wireless power transmission at 5.8 GHz. *IEEE Microwave and wireless components letters*, 14(4), 162-164.
83. Ren, Y. J., Farooqui, M. F., and Chang, K. (2007). A compact dual-frequency rectifying antenna with high-orders harmonic-rejection. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(7), 2110-2113.
84. Takhedmit, H., Cirio, L., Bellal, S., Delcroix, D., and Picon, O. (2012). Compact and efficient 2.45 GHz circularly polarised shorted ring-slot rectenna. *Electronics letters*, 48(5), 253-254.
85. Phongcharoenpanich, C., and Boonying, K. (2016). A 2.4-GHz dual polarized suspended square plate rectenna with inserted annular rectangular ring slot. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 26(2), 164-173.
86. Kang, Z., Lin, X., Tang, C., Mei, P., Liu, W., and Fan, Y. (2017). 2.45-GHz wideband harmonic rejection rectenna for wireless power transfer. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 9(5), 977-983.
87. Ghosh, S. (2017). Design and testing of rectifying antenna for RF energy scavenging in GSM 900 band. *International Journal of Computers and Applications*, 39(1), 36-44.

88. Yang, Y., Li, J., Li, L., Liu, Y., Zhang, B., Zhu, H., and Huang, K. (2018). A 5.8 GHz circularly polarized rectenna with harmonic suppression and rectenna array for wireless power transfer. *IEEE Antennas and Wireless propagation letters*, 17(7), 1276-1280.
89. Celik, K., and Kurt, E., (2019, November). *A Novel Super Wideband Circular Fractal Antenna For Energy Harvesting Applications*. International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT). Roma, Italy. (1-4).
90. Baliarda, C. P., Romeu, J., and Cardama, A. (2000). The Koch monopole: A small fractal antenna. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 48(11), 1773-1781.
91. Vinoy, K. J., Jose, K. A., Varadan, V. K., and Varadan, V. V. (2001). Hilbert curve fractal antenna: A small resonant antenna for VHF/UHF applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 29(4), 215-219.
92. Puente, C., Romeu, J., Pous, R., Garcia, X., and Benitez, F. (1996). Fractal multiband antenna based on the Sierpinski gasket. *Electronics Letters*, 32(1), 1-2.
93. Oraizi, H., and Hedayati, S. (2012). Miniaturization of microstrip antennas by the novel application of the Giuseppe Peano fractal geometries. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(8), 3559-3567.
94. Puente, C., Claret, J., Sagues, F., Romeu, J., Lopez-Salvans, M. Q., and Pous, R. (1996). Multiband properties of a fractal tree antenna generated by electrochemical deposition. *Electronics Letters*, 32(25), 2298-2299.
95. Olgun, U., Chen, C. C., and Volakis, J. L. (2010, August). *Wireless power harvesting with planar rectennas for 2.45 GHz RFIDs*. URSI International Symposium on Electromagnetic Theory. Berlin, Germany. (329-331).
96. Choi, D. Y., Shrestha, S., Park, J. J., and Noh, S. K. (2014). Design and performance of an efficient rectenna incorporating a fractal structure. *International Journal of Communication Systems*, 27(4), 661-679.
97. Mahfoudi, H., Tellache, M., and Takhedmit, H. (2016, April). *A wideband fractal rectana for energy harvesting applications*. 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Davos, Switzerland, (1-4).
98. Chuma, E. L., Yuzo, L. D. L. T. R., Roger, L. L. B., and Sanchez-Soriano, M. A. (2017, July). *A compact fractal structure based rectenna with the rectifier circuit integrated*. In Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, California, USA. (1607-1608).
99. Chuma, E. L., de la Torre Rodríguez, L., Iano, Y., Roger, L. L. B., and Sanchez-Soriano, M. A. (2017). Compact rectenna based on a fractal geometry with a high conversion energy efficiency per area. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 12(2), 173-178.

100. Zeng, M., Andrenko, A. S., Liu, X., Li, Z., and Tan, H. Z. (2017). A compact fractal loop rectenna for RF energy harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, 2424-2427.
101. Zeng, M., Li, Z., Andrenko, A. S., Zeng, Y., and Tan, H. Z. (2018). A compact dual-band rectenna for GSM900 and GSM1800 energy harvesting. *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018.
102. Shi, Y., Jing, J., Fan, Y., Yang, L., and Wang, M. (2018). Design of a novel compact and efficient rectenna for WiFi energy harvesting. *Progress in Electromagnetics Research*, 83, 57-70.
103. Shi, Y., Jing, J., Fan, Y., Yang, L., Li, Y., and Wang, M. (2018). A novel compact broadband rectenna for ambient RF energy harvesting. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 95, 264-270.
104. Bakytbekov, A., Nguyen, T. Q., Huynh, C., Salama, K. N., and Shamim, A. (2018). Fully printed 3D cube-shaped multiband fractal rectenna for ambient RF energy harvesting. *Nano energy*, 53, 587-595.
105. Palandoken, M., and Gocen, C. (2019). A modified Hilbert fractal resonator based rectenna design for GSM900 band RF energy harvesting applications. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29(1).
106. Wang, M., Yang, L., Fan, Y., Shen, M., Li, Y., and Shi, Y. (2019). A compact omnidirectional dual-circinal rectenna for 2.45 GHz wireless power transfer. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29(1).
107. Wang, M., Fan, Y., Yang, L., Li, Y., Feng, J., and Shi, Y. (2019). Compact dual-band rectenna for RF energy harvest based on a tree-like antenna. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 13(9), 1350-1357.
108. Fakharian, M. M. (2020). A wideband rectenna using high gain fractal planar monopole antenna array for RF energy scavenging. *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2020.
109. Lotfi-Neyestanak, Abbas Ali. Ultra wideband rose leaf microstrip patch antenna. *Progress in Electromagnetics Research*, 2008, 86: 155-168.
110. Haraz Ahmed, Osama Mohamed, Sebak, Abdel Razik. A novel maple-leaf shaped UWB antenna with a 5.0-6.0 GHz band-notch characteristic. *Progress in Electromagnetics Research*, 2009, 11: 39-49.
111. Fakharian, M. M., and Rezaei, P. (2014). Very compact palmate leaf-shaped CPW-FED monopole antenna for UWB applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 56(7), 1612-1616.

112. Patre, S. R., and Singh, S. P. (2015). CPW-fed flower-shaped patch antenna for broadband applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 57(12), 2908-2913.
113. Biswas, B., Ghatak, R., and Poddar, D. R. (2017). A fern fractal leaf inspired wideband antipodal Vivaldi antenna for microwave imaging system. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(11), 6126-6129.
114. Cruz, J. D. N., Freire, R. C. S., Serres, A. J. R., Moura, L. C. M. D., Costa, A. P. D., and Silva, P. H. D. F. (2017). Parametric study of printed monopole antenna bioinspired on the Inga Marginata leaves for UWB applications. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 16(1), 312-322.
115. Sun, H., Guo, Y. X., He, M., and Zhong, Z. (2013). A dual-band rectenna using broadband Yagi antenna array for ambient RF power harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, 918-921.
116. Harouni, Z., Cirio, L., Osman, L., Gharsallah, A., and Picon, O. (2011). A dual circularly polarized 2.45-GHz rectenna for wireless power transmission. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 306-309.
117. Song, C., Huang, Y., Zhou, J., Carter, P., Yuan, S., Xu, Q., and Fei, Z. (2016). Matching network elimination in broadband rectennas for high-efficiency wireless power transfer and energy harvesting. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(5), 3950-3961.
118. Yo, T. C., Lee, C. M., Hsu, C. M., and Luo, C. H. (2008). Compact circularly polarized rectenna with unbalanced circular slots. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(3), 882-886.
119. Congedo, F., Monti, G., Tarricone, L., and Bella, V. (2013). A 2.45-GHz Vivaldi rectenna for the remote activation of an end device radio node. *IEEE Sensors Journal*, 13(9), 3454-3461.
120. Zbitou, J., Latrach, M., and Toutain, S. (2006). Hybrid rectenna and monolithic integrated zero-bias microwave rectifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(1), 147-152.
121. Vera, G. A., Georgiadis, A., Collado, A., and Via, S. (2010, January). *Design of a 2.45 GHz rectenna for electromagnetic (EM) energy scavenging*. IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS). , New Orleans, Louisiana, USA (61-64).
122. Takhedmit, H., Merabet, B., Cirio, L., Allard, B., Costa, F., Vollaie, C., and Picon, O. (2010, September). *A 2.45-GHz dual-diode RF-to-dc rectifier for rectenna applications*. In the 40th European Microwave Conference. Paris, France. (37-40).
123. Sun, H. (2015). An enhanced rectenna using differentially-fed rectifier for wireless power transmission. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15, 32-35.

124. Kuhn, V., Lahuec, C., Seguin, F., and Person, C. (2015). A multi-band stacked RF energy harvester with RF-to-DC efficiency up to 84%. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 63(5), 1768-1778.
125. Ren, Y. J., and Chang, K. (2006). 5.8-GHz circularly polarized dual-diode rectenna and rectenna array for microwave power transmission. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(4), 1495-1502.
126. Sakamoto, T., Ushijima, Y., Nishiyama, E., Aikawa, M., and Toyoda, I. (2013). 5.8-GHz series/parallel connected rectenna array using expandable differential rectenna units. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 61(9), 4872-4875.
127. Richelli, A., Colalongo, L., Tonoli, S., and Kovacs-Vajna, Z. M. (2009). DC/DC boost converter for power harvesting applications. *IEEE transactions on power electronics*, 24(6), 1541-1546.
128. Collado, A., and Georgiadis, A. (2013). Conformal hybrid solar and electromagnetic (EM) energy harvesting rectenna. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 60(8), 2225-2234.
129. Dolgov, A., Zane, R., and Popovic, Z. (2010). Power management system for online low power RF energy harvesting optimization. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 57(7), 1802-1811.
130. Assimonis, S. D., Daskalakis, S. N., and Bletsas, A. (2014, September). *Efficient RF harvesting for low-power input with low-cost lossy substrate rectenna grid*. In RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA), Tampere, Finland. (1-6).
131. Marian, V., Vollaie, C., Verdier, J., and Allard, B. (2011). Potentials of an adaptive rectenna circuit. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 1393-1396.
132. Marian, V., Allard, B., Vollaie, C., and Verdier, J. (2012). Strategy for microwave energy harvesting from ambient field or a feeding source. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11), 4481-4491.
133. Ashtari, R., Baginski, M., and Dean, R. (2016). A 2.45-GHz frequency-selective rectenna for wireless energy harvesting. *Microwave and Optical Technology Letters*, 58(10), 2508-2512.
134. Vaccaro, S., Mosig, J. R., and de Maagt, P. (2003). Two advanced solar antenna" SOLANT" designs for satellite and terrestrial communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(8), 2028-2034.
135. Georgiadis, A., Collado, A., Via, S., and Meneses, C. (2011, June). *Flexible hybrid solar/EM energy harvester for autonomous sensors*. IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Baltimore, Maryland, USA. (1-4).

136. Bito, J., Bahr, R., Hester, J. G., Nauroze, S. A., Georgiadis, A., and Tentzeris, M. M. (2017). A novel solar and electromagnetic energy harvesting system with a 3-D printed package for energy efficient Internet-of-Things wireless sensors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(5), 1831-1842.
137. Zhang, Y., Shen, S., Chiu, C. Y., and Murch, R. (2019). Hybrid RF-Solar energy harvesting systems utilizing transparent multiport micromeshed antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67(11), 4534-4546
138. Hong, J. S. G., and Lancaster, M. J. (2004). *Microstrip filters for RF/microwave applications*. John Wiley and Sons Inc.
139. Pozar, David M. (2009). *Microwave engineering*. John Wiley and Sons Inc.
140. Steer, Michael. (2019) *Microwave and RF design*. NC State University.
141. Deschamps, G. A. (1953). *Microstrip microwave antennas*. In Proceedings of the Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program. (18-22).
142. Munson, R., and Krutsinger, J. (1973). *U.S. Patent No. 3,713,162*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
143. Munson, R. (1974). Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, 22(1), 74-78.
144. Howell, J. Q. (1975). Microstrip antennas. *IEEE Trans. Antennas Propagation*, 23, 90-93.
145. Vollbracht, D. (2015). Understanding and optimizing microstrip patch antenna cross polarization radiation on element level for demanding phased array antennas in weather radar applications. *Advances in Radio Science*, 13, 251-268.
146. Rudge, A. W., and Milne, K. (Eds.). (1982). *the handbook of antenna design*. Iet.
147. Hammerstad, E. O. (1975, September). *Equations for microstrip circuit design*. 5th European Microwave Conference. Hamburg, Germany. (268-272).
148. Boyd, M. T., Klein, S. A., Reindl, D. T., and Dougherty, B. P. (2011). Evaluation and validation of equivalent circuit photovoltaic solar cell performance models. *Journal of solar energy engineering*, 133(2).
149. Stutenbaeumer, U., and Mesfin, B. (1999). Equivalent model of monocrystalline, polycrystalline and amorphous silicon solar cells. *Renewable Energy*, 18(4), 501-512.
150. Cheung, S. K., and Cheung, N. W. (1986). Extraction of Schottky diode parameters from forward current-voltage characteristics. *Applied Physics Letters*, 49(2), 85-87.

151. Cubas, J., Pindado, S., and De Manuel, C. (2014). Explicit expressions for solar panel equivalent circuit parameters based on analytical formulation and the Lambert W-function. *Energies*, 7(7), 4098-4115.
152. Villalva, M. G., Gazoli, J. R., and Ruppert Filho, E. (2009). Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on power electronics*, 24(5), 1198-1208.
153. Cubas, J., Pindado, S., and Victoria, M. (2014). On the analytical approach for modeling photovoltaic systems behavior. *Journal of power sources*, 247, 467-474.
154. Cubas, J., Pindado, S., and Farrahi, A. (2013, October). *New method for analytical photovoltaic parameter extraction*. International Conference on Renewable Energy Research and Applications. (ICRERA). Madrid, Spain. (873-877).
155. Patre, S. R., and Singh, S. P. (2015, December). *Castor leaf-shaped quasi-self-complementary antenna for broadband applications*. International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP). Dhanbad, Jharkhand, India (1-2).
156. Kundu, S., and Jana, S. K. (2018). A leaf-shaped CPW-fed UWB antenna for GPR applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(4), 941-945.
157. Kundu, S., and Jana, S. K. (2018). Leaf-shaped CPW-fed UWB antenna with triple notch bands for ground penetrating radar applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(4), 930-936.
158. Kundu, S., Chatterjee, A., Jana, S. K., and Parui, S. K. (2018). Gain enhancement of a printed leaf shaped UWB antenna using dual FSS layers and experimental study for ground coupling GPR applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(6), 1417-1423.
159. Elavarasi, C., and Shanmuganantham, T. (2018). Multiband SRR loaded leaf-shaped Koch fractal with a modified CPW-fed antenna. *International Journal of Electronics Letters*, 6(2), 137-145.
160. Abolade, J. O., Konditi, D. B., and Dharmadhikary, V. M. (2020). Bio-inspired wideband antenna for wireless applications based on perturbation technique. *Heliyon*, 6(7), e04282.
161. Cansiz, M., Altinel, D., and Kurt, G. K. (2019). Efficiency in RF energy harvesting systems: A comprehensive review. *Energy*, 174, 292-309.
162. Yoo, T. W., and Chang, K. (1992). Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz rectennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40(6), 1259-1266.
163. Sun, H., Guo, Y. X., He, M., and Zhong, Z. (2013). A dual-band rectenna using broadband Yagi antenna array for ambient RF power harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, 918-921.

164. Valenta, C. R., and Durgin, G. D. (2014). Harvesting wireless power: Survey of energy-harvester conversion efficiency in far-field, wireless power transfer systems. *IEEE Microwave Magazine*, 15(4), 108-120.
165. Liu, X., Zhang, Y., Zhang, L., Cui, J., Zhou, J., and Guo, D. (2018, May). *A Lumped Equivalent Circuit Parameter Extraction Method of High Frequency Planar Schottky Diodes*. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). China. (1-3).
166. Cimoli, B., Valdecasa, G. S., Granja, A. B., Jensen, J. B., Monroy, I. T., Johansen, T. K., and Olmos, J. J. V. (2016, October). *An ultra-wideband schottky diode based envelope detector for 2.5 Gbps signals*. 46th European Microwave Conference (EuMC). London, England. (277-280).
167. İnternet: SMS 7630 Schottky diyot modeli, URL:https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/1-100/APN1014_200324B.pdf Son Erişim Tarihi: 24.03.2021.
168. Rohde, U. L., & Newkirk, D. P. (2000). *RF/microwave circuit design for wireless applications*. John Wiley and Sons Inc.
169. İnternet: SMS 7630 Schottky diyot veri sayfası, URL: <https://www.skyworksinc.com/products/diodes/sms7630-series>. Son Erişim Tarihi: 24.03.2021.
170. İnternet: HSMS-285X Schottky diyot veri sayfası, URL: <https://docs.broadcom.com/doc/AV02-1377EN> Son Erişim Tarihi: 24.03.2021.
171. Piñuela, M., Mitcheson, P. D., and Lucyszyn, S. (2013). Ambient RF energy harvesting in urban and semi-urban environments. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 61(7), 2715-2726.
172. Lin, Q. W., and Zhang, X. Y. (2016). Differential rectifier using resistance compression network for improving efficiency over extended input power range. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(9), 2943-2954.
173. Jabbar, H., Song, Y. S., and Jeong, T. T. (2010). RF energy harvesting system and circuits for charging of mobile devices. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 56(1), 247-253.
174. Nintanavongsa, P., Muncuk, U., Lewis, D. R., and Chowdhury, K. R. (2012). Design optimization and implementation for RF energy harvesting circuits. *IEEE Journal on emerging and selected topics in circuits and systems*, 2(1), 24-33.
175. Sari, F., and Uzun, Y., (2019). A Comparative Study: Voltage Multipliers For RF Energy Harvesting System. *Communications Faculty of Sciences University of Ankara Series A2-A3 Physical Sciences and Engineering*, 61(1), 12-23.

176. Olgun, U., Chen, C. C., and Volakis, J. L. (2011). Investigation of rectenna array configurations for enhanced RF power harvesting. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 10, 262-265.
177. Kobougias, I. C., and Tatakis, E. C. (2010). Optimal design of a half-wave Cockcroft–Walton voltage multiplier with minimum total capacitance. *IEEE transactions on Power Electronics*, 25(9), 2460-2468.
178. Ali, E. M., Yahaya, N. Z., Perumal, N., & Zakariya, M. A. (2016). Development of Cockcroft-Walton voltage multiplier for RF energy harvesting applications. *Journal of Scientific Research and Development*, 3(3), 47-51.
179. Yuan, Fei. (2010). *CMOS circuits for passive wireless microsystems*. Springer Science and Business Media.
180. Al-Husseini, M., Haskou, A., Rishani, N., and Kabalan, K. Y. (2014). Textile-Based Rectennas. *WIT Transactions on State-of-the-art in Science and Engineering*, 82, 187.
181. İnternet: Advanced Design System (ADS) paket programı, URL: <https://www.keysight.com/zz/en/products/software/pathwave-esignsoftware/pathwave-advanced-design-system.html> Son Erişim Tarihi: 24.03.2021.
182. İnternet: Murata GRM21B7U1A104JA01 kondansatör veri sayfası, URL: <https://www.murata.com/global/products/productdetail.aspx?partno=GRM21B7U1A104JA01%23> Son Erişim Tarihi: 24.03.2021.
183. İnternet: Coilcraft 0805CS serisi indüktans veri sayfası, URL: [https://www.coilcraft.com/en-us/products/rf/ceramic-core-chip-inductors/0805-\(2012\)/0805cs/](https://www.coilcraft.com/en-us/products/rf/ceramic-core-chip-inductors/0805-(2012)/0805cs/) Son Erişim Tarihi: 24.03.2021.
184. Niotaki, K., Giuppi, F., Georgiadis, A., and Collado, A. (2014). Solar/EM energy harvester for autonomous operation of a monitoring sensor platform. *Wireless Power Transfer*, 1(1), 44.
185. Kurt, E., Kale, M. M., Akbaba, S., and Bizon, N. (2018). Analytical and experimental studies on a new linear energy harvester. *Canadian Journal of Physics*, 96(7), 727-733.
186. Galchev, T. V., McCullagh, J., Peterson, R. L., and Najafi, K. (2011). Harvesting traffic-induced vibrations for structural health monitoring of bridges. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 21(10), 104005.
187. Khan, F. U., and Iqbal, M. (2018). Electromagnetic bridge energy harvester utilizing bridge's vibrations and ambient wind for wireless sensor node application. *Journal of Sensors*, vol. 2018.

188. Galchev, T., Kim, H., & Najafi, K. (2009, June). *Non-resonant bi-stable frequency-increased power scavenger from low-frequency ambient vibration*. in transducers-International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference. Denver, Colorado, USA. (632-635).
189. Büren, T. V. (2006). *Body-worn inertial electromagnetic micro-generators* (Doctoral dissertation, ETH Zurich).
190. Marzencki, M., Basrour, S., and Charlot, B. (2005). Design, modelling and optimisation of integrated piezoelectric micro power generators. *Modeling and Simulation of MEMS*.
191. Galchev, T., Kim, H., and Najafi, K. (2011). Micro power generator for harvesting low-frequency and nonperiodic vibrations. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 20(4), 852-866.
192. Khan, F. U., and Ahmad, I. (2014, December). *Vibration-based electromagnetic type energy harvester for bridge monitoring sensor application*. International Conference on Emerging Technologies (ICET). Islamabad, Pakistan. (125-129).
193. Dierks, E. C. (2011). *Design of an electromagnetic vibration energy harvester for structural health monitoring of bridges employing wireless sensor networks* (Doctoral dissertation).
194. Khan, F. U., and Iqbal, M. (2016, January). *Electromagnetic-based bridge energy harvester using traffic-induced bridge's vibrations and ambient wind*. International Conference on Intelligent Systems Engineering (ICISE). Islamabad, Pakistan (380-385).
195. Wacharasindhu, T., and Kwon, J. W. (2008). A micromachined energy harvester from a keyboard using combined electromagnetic and piezoelectric conversion. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 18(10), 104016.
196. Iqbal, M., and Khan, F. U. (2018). Hybrid vibration and wind energy harvesting using combined piezoelectric and electromagnetic conversion for bridge health monitoring applications. *Energy conversion and management*, 172, 611-618.
197. Yang, B., Lee, C., Kee, W. L., and Lim, S. P. (2010). Hybrid energy harvester based on piezoelectric and electromagnetic mechanisms. *Journal of Micro/Nanolithography, MEMS, and MOEMS*, 9(2), 023002.
198. Zhang, K., Wang, X., Yang, Y., and Wang, Z. L. (2015). Hybridized electromagnetic-triboelectric nanogenerator for scavenging biomechanical energy for sustainably powering wearable electronics. *ACS nano*, 9(4), 3521-3529.
199. Iqbal, M., Nauman, M. M., Khan, F. U., Abas, P. E., Cheok, Q., Iqbal, A., and Aissa, B. (2020). Multimodal hybrid piezoelectric-electromagnetic insole energy harvester using PVDF generators. *Electronics*, 9(4), 635.

200. Yu, H., Zhou, J., Yi, X., Wu, H., and Wang, W. (2015). A hybrid micro vibration energy harvester with power management circuit. *Microelectronic Engineering*, 131, 36-42.



GAZİ GELECEKTİR..