

**T.C.
SÜLEYMAN DEMİREL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**RF ENERJİ HASATLAMA DEVRELERİ İÇİN VERİMİ
ARTTIRILMIŞ DOĞRULTUCU TOPOLOJİ TASARIMI**

Mahmut Ahmet GÖZEL

**Danışman
Doç. Dr. Mesud KAHRİMAN**

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ISPARTA - 2020**



© 2020 [Mahmut Ahmet GÖZEL]

TEZ ONAYI

Mahmut Ahmet GÖZEL tarafından hazırlanan "**RF Enerji Hasatlama Devreleri için Verimi Arttırılmış Doğrultucu Topoloji Tasarımı**" adlı tez çalışması aşağıdaki jüri üyeleri önünde Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda DOKTORA TEZİ** olarak başarı ile savunulmuştur.

Danışman

Doç. Dr. Mesud KAHRİMAN
Süleyman Demirel Üniversitesi



Jüri Üyesi

Prof. Dr. Şükrü ÖZEN
Akdeniz Üniversitesi



Jüri Üyesi

Prof. Dr. Selçuk HELHEL
Akdeniz Üniversitesi



Jüri Üyesi

Doç. Dr. Özlem COŞKUN
Süleyman Demirel Üniversitesi



Jüri Üyesi

Dr. Öğretim Üyesi Ufuk ÖZKAYA
Süleyman Demirel Üniversitesi



Enstitü Müdürü

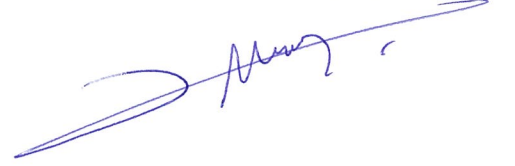
Doç. Dr. Şule Sultan UĞUR



TAAHHÜTNAME

Bu tezin akademik ve etik kurallara uygun olarak yazıldığını ve kullanılan tüm literatür bilgilerinin referans gösterilerek tezde yer aldığını beyan ederim.

Mahmut Ahmet GÖZEL



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
İÇİNDEKİLER	i
ÖZET.....	iii
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xii
1. GİRİŞ	1
1.1. Enerji Hasatlama Teknolojilerine Genel Bakış	1
1.2. Tezin Amacı	5
1.3. Tez Bölümleri.....	9
2. KABLOSUZ ENERJİ TRANSFERİ (KET) ve RADYO FREKANSI ENERJİ HASATLAMA (RFEH)	12
2.1. Kablosuz Güç/Enerji Transferi Teknolojisinin Tarihi.....	12
2.2. Kablosuz Güç Transferi Teknikleri.....	15
2.2.1. Bağlaşım ile KGT Tekniği	16
2.2.2. EM Dalgaların Kablosuz Güç Transferi	17
2.2.3. RFEH ve KET Teknolojisindeki Önemi	18
2.3. RF Güç İletimi ve Gereksinimleri	21
2.3.1. RF İletim Aralığı	21
2.3.2. Çalışma Frekansı	23
2.3.3. Anten Güç İletimi ve Hesabı.....	24
2.4. RF Enerji Kaynakları.....	26
2.4.1. Ortam RF Enerji Kaynakları	27
2.4.2. Uygulamaya Özel RF Enerji Kaynaklar	28
3. ORTAM GÜÇ SEVİYESİNİN TESPİTİ	30
3.1. Mevcut Yöntemlerle Ortam Güç Seviye Ölçümü	30
3.2. Ortam Güç Yoğunluğu Ölçümü için Geliştirilen Yeni Sistem.....	34
3.3. 900/1800 MHz için Isparta İli Çeşitli Bölgelerinde Yapılan Ortam RF Güç Seviyeleri	43
4. RFEH DEVRELERİNDE RF-DC GÜÇ DÖNÜŞTÜRME	53
4.1. Doğrultma.....	54
4.1.1. Yaygın Kullanılan Temel Doğrultma Devre Topolojileri.....	55
4.1.2. RF-DC Dönüştürme ve Katmanlı Doğrultma Topolojileri	58
4.1.3. RFEH Devrelerinde Tasarım Parametreleri	67
4.1.4. Transistor ve Diyotun Doğrultma Elemanı Olarak Kullanılması	71
4.1.5. Diyot Karakteristiği ve Diyot Seçimi.....	71
4.1.6. Diyot Eşdeğer Devre ve Parametreleri.....	74
4.2. RFEH Devrelerinde Güç Dönüştürme Verimini (GDV) Etkileyen Parametreler	76
4.2.1. Diyot Parametrelerinin GDV Etkisi	76
4.2.2. Farklı Alttaş Malzemelerin Güç Dönüştürme Verimine Etkisi.....	84
4.2.3. Katman Sayısının Güç Dönüştürme Verimine Etkisi	87
4.2.4. Yük Direncinin Güç Dönüştürme Verimine Etkisi.....	89
5. VERİMİN GİRİŞ GÜCÜ EKSENİNDE ARTTIRILDIĞI YENİ DOĞRULTMA TOPOLOJİSİ I	93

5.1. Yüksek/Düşük Giriş Güç Seviyeleri için İki Farklı Doğrultma Devre Tasarımı ve Performans Analizleri	93
5.2. RF/Mikrodalga Yönlü Bağlaştırmacı Tasarımı.....	98
5.3. Yönlü Bağlaştırmacı ve İki farklı Doğrultma Devresinin Birlikte Kullanımı ile Geniş Giriş Gücü Bantlı Yeni Doğrultma Devre Topolojisi.....	102
6. SINIRLI GİRİŞ GÜCÜ BANDINDA VERİMİN GDV EKSENİNDE ARTTIRILDIĞI YENİ DOĞRULTMA TOPOLOJİSİ II.....	107
6.1. Greinacher Tam Dalga Doğrultma Devre Tasarımı	108
6.2. 180° Halka Karma Bağlaştırmacı Tasarımı ve Uygulaması	112
6.3. Verimi Halka Karma Bağlaştırmacı ile Arttırılmış Yeni Doğrultma Devre Topolojisi II	116
7. SONUÇLARIN TARTIŞILMASI VE DEĞERLENDİRMELER	124
7.1. Ortam Güç Seviyesi Tespiti için Sistem Tasarımı ve Ölçümlerin Değerlendirilmesi	124
7.2. Verimin Giriş Gücü Bandında Arttırıldığı Yeni Doğrultma Devre Topolojisi I Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	127
7.3. Verimin Sınırlı Bir Giriş Gücü Bandında GDV ekseninde Arttırıldığı Yeni Doğrultma Devre Topolojisi II Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	129
7.4. Yapılan Tüm Çalışmaların Genel Değerlendirmesi ve Öneriler	131
KAYNAKLAR	134
ÖZGEÇMİŞ	147

ÖZET

Doktora Tezi

RF ENERJİ HASATLAMA DEVRELERİ İÇİN VERİMİ ARTTIRILMIŞ DOĞRULTUCU TOPOLOJİ TASARIMI

Mahmut Ahmet GÖZEL

**Süleyman Demirel Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Mesud KAHRİMAN

Bu çalışma ile “Radyo Frekansları ile Enerji Hasatlama” (RFEH) ve “Kablosuz Enerji Transferi” (KET) sistemlerinde kullanılan, yüksek verimle güç dönüştürebilen, yeni doğrultma devre topolojileri üretilmiştir. Bu amaçla ilk olarak, yaşam alanlarındaki “Radyo Frekansı” (RF) güç seviyelerinin tespitini sağlayan yeni bir sistem geliştirilmiştir. Geliştirilen sistem ile açık, yarı açık ve kapalı olarak kategorize edilen 17 farklı ortamda güç seviyesi ölçümleri yapılmıştır. Bu ölçümlerde 900 MHz ve 1800 MHz frekanslarında çalışabilen “Mikroşerit Katlanmış Dipol Antenler” (MKDA) kullanılarak, yaşam alanlarından elde edilebilecek RF güç seviyesi, ortam güç yoğunluğu ve hasatlanabilecek enerji miktarı tespit edilmiştir.

Tasarlanan geleneksel doğrultma devre topolojileri ile “Güç Dönüştürme Verimini” (GDV) etkileyen parametreler ortaya çıkarılmıştır. GDV değerini etkileyen; doğrultma devre topolojisi, diyot parametreleri, alttaş malzeme özellikleri, doğrultma katman sayısı, yük direnci gibi parametreler benzetim ve ölçüm yapılarak incelenmiştir. Yapılan bu ölçüm ve benzetim çalışmaları neticesinde; verimin, “GDV” eksenini ve “Giriş Gücü” ekseninde arttırıldığı iki yeni doğrultma devre topolojisi geliştirilmiştir. Bu yeni doğrultma devre topolojilerinde pasif RF/Mikrodalga bağlaştırmacılar kullanılmıştır.

Verimin giriş gücü ekseninde arttırılabilmesi için pasif bir Mikrodalga/RF devre elemanı olan yönlü bağlaştırmacı kullanılmıştır. Kullanılan bağlaştırmacı 1 GHz ile 3 GHz arasında benzetim ve ölçüm sonuçlarına göre 18 dB bağlaşım oranını göstermektedir. Bu bağlaştırmacı devre ile üç katmanlı Dickson ve yarım dalga doğrultma devresi birleştirilerek yeni bir doğrultma devre topolojisi geliştirilmiştir. Öncelikle her iki doğrultma devresi için 2,45 GHz frekansında verim analizleri yapılmıştır. % 20 kesim verimi sınırında, 28 dB giriş gücü bandına sahip, yarım dalga doğrultma devresi; maksimum verimi (% 69) 1 dBm giriş gücü seviyesinde yakalamıştır. Aynı kesim verimi sınırında, 22 dB giriş gücü bandına sahip, Dickson devre topolojisi ise maksimum verimi (% 75) 19 dBm giriş gücünde sağlamıştır. Farklı giriş güçlerinde yüksek verimle çalışacak şekilde tasarlanan iki doğrultma devre topolojisi; yönlü bağlaştırmacının, bağlaşım ve iletim kapılarında birleştirilmiştir. Dickson doğrultma devresi iletim kapısına, yarım dalga doğrultma devresi bağlaşım kapısına yerleştirilmiştir. Yönlü bağlaştırmacı ile geliştirilen yeni doğrultma devre topolojisi ile giriş gücü bandı 40 dB değeri seviyesine arttırılmıştır. Böylece bu yeni

doğrultma devre topolojisi ile geniş giriş gücü spektrumunda yüksek verim elde edilmiştir.

Geliştirilen bir diğer doğrultma devre topolojisi ile verim, GDV ekseninde arttırılmıştır. Geleneksel Greinacher tam dalga doğrultma devresi iki gerilim katlayıcı devrenin birleştirilmesi ile oluşmaktadır. Greinacher doğrultma devresinde gerilim katlayıcı katı ile ters polariteli gerilim katlayıcı katlarına eşit faz ve genlikte RF sinyaller gönderilir. Yeni geliştirilen doğrultma devre topolojisinde ise bu iki devre girişi arasında 180° faz farkı oluşturabilmek için “Halka Karma Bağlaştırmacı” (HKB) devresi kullanılmıştır. Benzetim ve ölçüm sonuçları HKB devresinin 1,3 GHz ile 2,34 GHz arasında çalıştığını göstermektedir. 180° HKB ile Greinacher tam dalga doğrultma devreleri birleştirilerek verim -10 dBm ile 10 dBm giriş güçleri arasında GDV ekseninde arttırılmıştır. Bu çalışma için geliştirilen doğrultma devresi verim performansı benzetim ve ölçüm çalışmaları, GSM 1800 frekans bandı düşünülerek, 1,85 GHz çalışma frekansında gerçekleştirilmiştir. HKB kullanılarak geliştirilen bu ikinci yeni doğrultma topolojisi ile verim; benzetim ortamında % 20, ölçüm ortamında ise % 17,7 değerinde arttırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: RF Enerji Hasatlama, KET, Doğrultma devre topolojisi, Güç Dönüştürme Verimi (GDV), Ortam RF güç yoğunluğu, Ortam RF güç seviyesi, Yönlü bağlaştırmacı, 180° Halka Karma Bağlaştırmacı, Greinacher doğrultma devresi, Dickson doğrultma devresi, yarım dalga doğrultucu

2020, 149 Sayfa

ABSTRACT

Ph.D. Thesis

DESIGN OF ENHANCED EFFICIENCY RECTIFIER TOPOLOGY FOR RF ENERGY HARVESTING CIRCUITS

Mahmut Ahmet GÖZEL

**Süleyman Demirel University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electronics and Communication Engineering**

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Mesud KAHRİMAN

With this study, new rectifier circuit topologies used in “Radio Frequency Energy Harvesting” (RFEH) and “Wireless Power Transfer” (WPT) systems that can convert power with high efficiency have been fabricated. For this purpose; firstly, a new system has been developed that enables the determination of “Radio Frequency” (RF) power levels in urban areas. With the developed system, power level measurements were performed in 17 different environments that were categorized as outdoor, semi-outdoor and indoor areas. In these measurements the RF power level, ambient power density and the amount of energy that can be harvested from urban areas were detected with using the "Microstrip Folded Dipole Antennas" (MFDA), which can operate at 900 MHz and 1800 MHz frequencies.

Parameters affecting “Power Conversion Efficiency” (PCE) have been found out with the traditional rectification circuit topologies, designed. Parameters, affecting the PCE value such as rectifier circuit topology, diode parameters, substrate material properties, rectification layer number, and load resistance were investigated by simulation and measurement. As a result of these measurement and simulation studies, two new rectification circuit topologies have been developed in which the efficiency is increased in the "PCE" axis and "Input Power" axis. Passive RF/Microwave couplers are used in these new rectification circuit topologies.

A directional coupler that is a passive Microwave/RF circuit element was used to increase efficiency in the input power axis. This designed and fabricated coupler shows the 18 dB coupling ratio between 1 GHz and 3 GHz according to simulation and measurement results. A new rectification circuit topology has been improved by combining this coupler circuit with the three-layer Dickson and half-wave rectification circuit. First of all, efficiency analysis at 2.45 GHz frequency was carried out for both rectification circuits. Half-wave rectification circuit with 28 dB input power band at the 20% cutting efficiency limit, captured the maximum efficiency (69%) at the input power level of 1 dBm. Dickson circuit topology with 22 dB input power band at the same cutting efficiency limit provided the maximum efficiency (75%) at 19 dBm input power. Two rectification circuit topologies designed to operate with high efficiency at different input powers is combined at the coupled and through port of the directional coupler. Dickson rectification circuit is located in the through port; half-wave rectification circuit is located in the coupled

port. With the new rectification circuit topology developed with directional coupler, the input power band has been enhanced to 40 dB. So, with this new rectifier circuit topology, high efficiency was obtained in the wide input power spectrum.

With another rectification circuit topology developed, the efficiency is enhanced in the PCE axis. The traditional Greinacher full wave rectification circuit consists of combining two voltage doubler circuits. In Greinacher rectification circuit, RF signals are sent to the voltage doubler layer and reverse polarized voltage doubler layers with equal phase and amplitude. In the novel rectification circuit topology, “Hybrid Ring Coupler” (HRC) circuit was preferred to create a 180° phase difference between these two circuit inputs. Simulation and measurement results show that the HRC circuit operates between 1.3 GHz and 2.34 GHz. By combining 180° HRC and Greinacher full wave rectification circuits, the efficiency is enhanced in the PCE axis between -10 dBm and 10 dBm input powers. The rectification circuit efficiency performance in simulation and measurement studies developed for this study were carried out at the 1.85 GHz operating frequency with the GSM 1800 frequency band in mind. Efficiency with this second novel rectification circuit topology improved using HRC: enhanced by 20% in simulation and 17.7% in measurement.

Keywords: RF Energy Harvesting, WPT, Rectification circuit topology, Power Conversion Efficiency (PCE), Ambient RF power density, RF power level, Directional coupler, 180° Hybrid Ring Coupler, Greinacher rectifier circuit, Dickson rectification circuit, half-wave rectifier

2020, 149 pages

TEŞEKKÜR

Doktora eğitim sürecinde yaşadığım unutulmaz ve sıkı bir çalışma süreci nihayetinde, birçok kişi ve kuruma bu tez çalışmasına sağladıkları katkıdan dolayı şükranlarımı bildirmek isterim. Bu amaçla ilk olarak akademik ve kişisel hayatımda aldığım kararlarda bilgisi ve tecrübesiyle yol gösteren ve ilham veren değerli danışmanım Doç. Dr. Mesud KAHRİMAN'a teşekkür ederim.

Tez önerisi ve Tez İzleme Komitesi toplantılarında yapılan çalışmaları değerlendiren ve doktora tez çalışması sürecinde doğru kararlar almama vesile olan jüri üyeleri Prof. Dr. Selçuk HELHEL ve Dr. Öğr. Üyesi Ufuk ÖZKAYA'ya teşekkür ederim.

Ailemin her bir ferdine ve özellikle, hiçbir beklentisi olmaksızın her daim desteğini esirgemeyen, anneme teşekkür etmek istiyorum. Sabır, sevgi ve saygıyla bu süreçteki tüm zorluklara tahammülü ve hayatıma kattığı/katacağı güzellikleri için canım eşime ve güzel kızlarıma minnettarım. Onlar olmadan asla başaramazdım.

Ayrıca çalışmalarına destek olan, başarılı ve yardımsever olmalarıyla bilinen, değerli meslektaşlarım Dr. Ömer KASAR, Dr. Fatih Ahmet ŞENEL, Dr. Bilge ŞENEL, Arş. Gör. Ali Alper DEMİR ve Arş. Gör. Mustafa GEÇİN'e teşekkür ederim.

Süleyman Demirel Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi'ne FDK-2018-6879 proje numarası ile çalışmamıza sağladığı maddi destekten dolayı teşekkür ederim.

Son olarak bana sağlıklı ve sıhhatli bir yaşamı bağışlayan ve güzellikleriyle şerefliendirdiği bu insanları tanımamı sağlayan Mâlikü'l-Mülk, Vâsi ve Alîm olan yüce yaratıcıyı hatırlar ve hatırlatmak isterim.

Mahmut Ahmet GÖZEL
ISPARTA 2020

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 1.1. RFEH devrelerinde verimin Giriş Gücü ekseninde arttırıldığı grafik	7
Şekil 1.2. RFEH devrelerinde verimin GDV ekseninde arttırıldığı grafik	8
Şekil 2.1. New York'ta bulunan, Tesla kulesi olarak da bilinen, Wardenclyffe kulesi görüntüsü	13
Şekil 2.2. KET ile çalışan ilk helikopter örneği	14
Şekil 2.3. KGT ile a) Manyetik endüktif bağlaşım, b) Manyetik rezonans bağlaşım, c) Elektromanyetik ışıma	16
Şekil 2.4. Anten EM alan bölgeleri	22
Şekil 2.5. RFEH teknolojilerinde anten güç iletimi blok diyagramı	25
Şekil 2.6. Ortamda rastgele bulunan enerji kaynakları	27
Şekil 2.7. Uygulamaya özel RF kaynaklar ve kullanım alanları	29
Şekil 3.1. RF güç seviyesinin hesaplanabilmesi için geliştirilmiş mevcut ölçüm düzenekleri	31
Şekil 3.2. Londra metro istasyonu RF güç yoğunluğu ölçümleri	33
Şekil 3.3. Tokyo DTV Kulesi RF Güç Seviyeleri	33
Şekil 3.4. Yeni geliştirilen ortam güç sevi ölçümü blok diyagramı	35
Şekil 3.5. Test eğrisi fonksiyonunu için geliştirilen düzenek	36
Şekil 3.6. Güç ölçer devresinin katalog test eğrisi	37
Şekil 3.7. Test ölçümleri ile oluşturulan test eğrisi grafiği	38
Şekil 3.8. Güç seviye ölçümleri için önerilen anten geometrisi	40
Şekil 3.9. MKDA için geri dönüş kaybı ölçüm ve benzetim sonuçları grafiği	41
Şekil 3.10. MKDA için 3-boyutlu kazanç benzetim grafiği	41
Şekil 3.11. RF ortam güç ölçümü yapılan konumlar ve opensignal.com adresinden alınan GSM kapsam alan haritaları	44
Şekil 3.12. A noktası açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri	45
Şekil 3.13. B noktasında açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri	46
Şekil 3.14. C noktasında açık ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri	47
Şekil 3.15. D noktasında açık ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri	47
Şekil 3.16. E noktasında açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri	48
Şekil 3.17. F noktasında açık ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri	49
Şekil 3.18. G noktasında açık ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri	50
Şekil 3.19. H noktasında açık ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri	50
Şekil 3.20. I noktasında açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda 1800 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri	52
Şekil 4.1. RFEH devrelerinde güç dönüştürme süreci	53
Şekil 4.2. Yaygın kullanılan a) Yarım dalga, b) Gerilim katlayıcı, c) Ters polarite gerilim katlayıcı, d) Graetz köprü doğrultma devre topolojileri	57
Şekil 4.3. Diyot şematik sembolü (Sol) ve akım-gerilim karakteristiği (Sağ)	58

Şekil 4.4. a) Yarım dalga doğrultma devresinde, b) Diyotun iletimde olduğu ve c) iletimde olmadığı durumlarda RF-DC dönüştürme	60
Şekil 4.5. a) Gerilim katlayıcı devrede, RF sinyalin b) negatif polaritesi ile c) pozitif polaritesinin DC sinyale dönüştürülmesi	63
Şekil 4.6. Temel doğrultma devreleriyle oluşturulan a) Dickson, b) Villard/Cockcroft-Walton ve c) Greinacher doğrultma devreleri	65
Şekil 4.7. Yarım dalga doğrultma devresi ve diyot eşdeğeri	74
Şekil 4.8. SMS7630 Schottky diyotu ile 2,45 GHz çalışma frekansında mikroşerit hatlı yarım dalga doğrultma devre tasarımı	77
Şekil 4.9. Diyot kırılma gerilim (V_{br}) değerinin bağlı GDV değeri değişimi	78
Şekil 4.10. Diyot doyma akımı (I_s) değerine bağlı giriş gücüne göre GDV grafiği ..	80
Şekil 4.11. Farklı giriş güçleri seviyesinde doğrultma veriminin kırılma gerilimi ve doyma akımı ilişkisi	81
Şekil 4.12. Diyot seri direncine (R_s) bağlı olarak giriş gücüne göre GDV grafiği	83
Şekil 4.13. Farklı malzemelerin GDV analizi için gerilim katlayıcı devre tasarımı ..	85
Şekil 4.14. Farklı malzemelerin GDV ve yük gerilim değerlerinin karşılaştırması ...	86
Şekil 4.15. Cockcroft-Walton topolojisi ile tasarlanmış katmanlı doğrultma devresi	88
Şekil 4.16. Cockcroft-Walton ile farklı katman sayılarında GDV analizi	89
Şekil 4.17. Dickson doğrultma devre a) üretim modeli ve b) uzunluk parametreleri	90
Şekil 4.18. Tek/Üç katmanlı doğrultma devreleri GDV-Yük direnci grafiği	91
Şekil 5.1. FR4 ile tasarlanmış üç katmanlı dickson doğrultma devresi	94
Şekil 5.2. Dickson doğrultma devresinin giriş gücüne göre verim ve yük gerilim performansları grafiği	95
Şekil 5.3. SMS7630 diyotu ile yarım dalga doğrultma devre tasarımı a) uzunluk parametreleri ve b) üretim modeli	96
Şekil 5.4. SMS7630 ile tasarlanmış yarım dalga doğrultma devresinin verim ve yük gerilim performansı	97
Şekil 5.5. Yaygın kullanılan yönlü bağlaştırmacı sembolü ve güç akış gösterimi	98
Şekil 5.6. Yönlü bağlaştırmacı a) fiziksel özellikleri ve b) üretim modeli	100
Şekil 5.7. Yönlü bağlaştırmacı S parametreleri benzetim sonuçları	101
Şekil 5.8. Yönlü bağlaştırmacı S parametreleri ölçüm sonuçları	102
Şekil 5.9. Giriş gücü bandı artırılmış yüksek verimli yeni doğrultma topolojisi I...	103
Şekil 5.10. Yeni doğrultma devre topolojisinin verim ve yük gerilim grafiği	105
Şekil 5.11. Yeni doğrultma topolojisi giriş gücü-verim grafiğinin yarım dalga doğrultma devresi ve üç katmanlı Dickson devresi ile karşılaştırılması	106
Şekil 6.1. HKB ile tasarlanan RFEH devresi blok diyagramı	108
Şekil 6.2. Geleneksel Greinacher tam dalga doğrultma devre şeması	109
Şekil 6.3. Önerilen 180° faz farklı Greinacher doğrultma devre şeması	109
Şekil 6.4. Greinacher tam dalga doğrultma devre tasarımı fiziksel özellikleri	110
Şekil 6.5. Greinacher tam dalga doğrultma devresi üretim modeli	111
Şekil 6.6. 180° HKB tasarımı fiziksel özellikleri	113
Şekil 6.7. 180° HKB üretim modeli görüntüsü	114
Şekil 6.8. 180° HKB devrenin yansıma ($ S_{11} $) ve iletim ($ S_{21} $) parametrelerinin benzetim ve ölçüm sonuçları	115
Şekil 6.9. 180° HKB iletim ($ S_{31} $) ve yalıtım ($ S_{41} $) parametrelerinin benzetim ve ölçüm sonuçları	115
Şekil 6.10. Önerilen verimi arttırılmış doğrultma devresi fiziksel özellikleri	117

Şekil 6.11. Önerilen yüksek verimli doğrultma devresi üretim modeli	118
Şekil 6.12. Önerilen devrenin Kapı 1’deki geri dönüş kaybı grafiği	120
Şekil 6.13. Önerilen devrenin Kapı 4’teki geri dönüş kaybı grafiği	120
Şekil 6.14. Önerilen doğrultma topolojisi ile Greinacher tam dalga doğrultma devresinin benzetim ve ölçüm ortamlarında GDV karşılaştırması.....	121
Şekil 6.15. Önerilen doğrultma topolojisi ile Greinacher doğrultma devresinin yük gerilimlerinin benzetim ve ölçüm ortamında karşılaştırması	122



ÇİZELGELER DİZİNİ

	Sayfa
Çizelge 1.1. Yaygın kullanılan EH tekniklerinin karşılaştırılması	2
Çizelge 1.2. KET tekniklerin karşılaştırılması	4
Çizelge 2.1. Bazı kablosuz çalışan elektronik cihazların güç tüketimi.....	20
Çizelge 3.1. Güç seviye ölçümünde kullanılan anten uzunluk değişkenleri.....	40
Çizelge 4.1. RF doğrultma amacıyla sıkça kullanılan diyotların karşılaştırması.....	72
Çizelge 4.2. Bazı diyot türleri ve diyot parametreleri.....	75
Çizelge 4.3. Farklı Altaş Malzeme Elektriksel ve Fiziksel Parametreleri	84
Çizelge 4.4. Temel Dickson devresinin boyutları ve özellikleri.....	90
Çizelge 5.1. Yarım dalga doğrultma devresi fiziksel ve elektriksel özellikleri	97
Çizelge 6.1. Tasarlanan ve üretilen devrelerin uzunluk parametreleri.....	119
Çizelge 7.1. Isparta ilinde farklı konum ve ortamlarda yapılan RF güç ölçümlerinde elde edilen sonuçların karşılaştırılması.....	126
Çizelge 7.2. Verimin giriş gücü bandında arttırıldığı doğrultma topolojisi ile literatürdeki çalışmaların karşılaştırılması	128
Çizelge 7.3. Verimin GDV ekseninde arttırıldığı yeni doğrultma devre topolojisi ile literatürdeki çalışmaların karşılaştırılması.....	131

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

ABD	Amerika Birleşik Devletleri
AC	Alternatif Akım
ADC	Analog Dijital Dönüştürücü
C	Kapasitör Sığası
c	Işık Hızı
DC	Doğru Akım
DTV	Dijital Televizyon Yayını
DVB-T	Dijital Karasal Televizyon Yayını
EH	Enerji Hasatlama
EM	Elektromanyetik
EB	Endüktif Bağlaşım
f	Frekans
FSPL	Serbest Uzay Yol Kaybı
GDV	Güç Dönüştürme Verimi
GSM	Mobil İletişim için Küresel Sistem
Hz	Hertz
HKB	Halka Karma Bağlaştırıcı
I	Akım
IoT	Nesnelerin İnterneti
KET	Kablosuz Enerji Transferi
KGT	Kablosuz Güç Transferi
KSA	Kablosuz Sensör Ağları
L	Endüktans
LTE	Uzun Süreli Evrim
m	Metre
MKDA	Mikroşerit Katlanmış Dipol Anten
MRB	Manyetik Rezonans Bağlaşım
P	Güç
$P_{Giriş}$	Giriş Gücü
$R_{yük}$	Yük direnci
r	Mesafe
RL	Geri Dönüş Kaybı
RF	Radyo Frekansı
RFEH	Radyo Frekansı ile Enerji Hasatlama
RFID	Radyo Frekansı ile Tanımlama
S	Saçılma Parametresi
s	Saniye
UHF	Ultra Yüksek Frekans
t	Zaman
UMTS	Evrensel Mobil Telekomünikasyon Birliği
V	Gerilim
vb.	Ve benzeri
W	Enerji
WGB	Wilkinson Güç Bölücü
WiMAX	Mikrodalga Erişimi için Evrensel Uyumluluk
Wi-Fi	Kablosuz Bağlantı Alanı
WLAN	Kablosuz Yerel Alan Ağı

λ
 ϵ_r

Dalga Boyu
Alttaş Malzemenin Dielektrik Geçirgenliği



1. GİRİŞ

1.1. Enerji Hasatlama Teknolojilerine Genel Bakış

Teknolojide son yıllarda meydana gelen hızlı değişimler; düşük güçle çalışan, taşınabilir ve şarj edilebilir elektronik cihazların sayısında dramatik bir artışa sebep olmuştur. En küçük işlerimizde bile ihtiyaç haline gelen bu cihazların sayısı ve çeşidinin artmasına bağlı olarak; hızlı, sürekli ve düşük maliyetlerle karşılanabilen enerji ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. Bu tür cihazların enerji ihtiyacı Türkiye’de ve dünyada genellikle kimyasal ve yenilenemeyen bir üreteç olan piller ile sağlanmaktadır. Ülkemizde yılda ortalama 6-7 ton civarında pil kullanıma sunulmaktadır (Özsoy, 2017). Yenilenemeyen enerji kaynaklarının kullanımındaki artış çevresel ve ekonomik açıdan olumsuz sonuçlar doğurmaktadır. Bu olumsuz sonuçları azaltılabilmek maksadıyla ve enerjinin sınırlı bir kaynak olması gerçeği mevcut enerjinin verimli bir şekilde kullanılmasını gerektirmektedir. Bu nedenle yenilenebilir enerji kaynakları üzerine yapılan çalışmalar önem kazanmaktadır.

Enerji verimliliğinin artırılması maksadıyla yüksek güçlü sistemler için uzun yıllardır hidroelektrik santraller, rüzgâr tribünleri ve güneş panelleri doğrudan enerji temininde kullanılmaktadır. Günümüzde ise özellikle düşük güçle çalışan elektronik cihazların ihtiyaç duyduğu enerjiyi temin etmek için yeni bir enerji kaynağı olarak isimlendirebileceğimiz enerji hasatlama sistemleri yaygınlaşmaktadır. Enerji üretiminde temel amaç şebekeyi besleyebilmektir. Enerji hasatlama (EH); ortamda bulunan güneş, titreşim, biyolojik kaynaklar, ısı, rüzgâr, basınç, hareket ve elektromanyetik (EM) dalgalar gibi mevcut enerji kaynaklarının kullanımı ile elektronik cihazın çalıştırılabilmesi için gerekli enerjinin üretilebilmesi/toplanabilmesi (hasatlanabilmesi) üzerine kurgulanmıştır. Enerji hasatlamada kullanılan bu kaynaklar ile bu kaynakların sağladığı güç seviyeleri karşılaştırması Çizelge 1.1 ile gösterilmektedir (Cetinkaya ve Akan, 2017; C Song, 2017; Tekir, 2009). Doğadan daha çok enerji üretilebildiği için ticari olarak geliştirilen EH sistemleri genellikle güneş ve rüzgâr enerji kaynaklarını kullanmaktadır. Bu sistemlerin performansları hava ve zemin koşullarına göre değişebildiği gibi kurulum ve maliyetleri de yüksektir.

Çizelge 1.1. Yaygın kullanılan EH tekniklerinin karşılaştırılması

Enerji Kaynağı	Kaynak Karakteristiği	Hasatlanan Güç	
Güneş	Ortama ait, Tahmin edilebilir, Kontrol edilemez.	$\sim 15\text{-}100 \text{ mW/cm}^2$	
Titreşim	Kaynağı aktif, Kontrol edilebilir.	$\sim \text{Hz-İnsan: } 4\text{uW/cm}^3$ $\sim \text{kHz-Makine: } 800\text{uW/cm}^3$	
Termal	Ortama ait, Tahmin edilemez, Kontrol edilemez.	İnsan: 60uW/cm^2 Endüstri: $\sim 1\text{-}10 \text{ mW/cm}^2$	
Radyo Frekansları	Belli bir kaynağı olan, Kontrol edilemeyen, Değeri tahmin edilebilen	GSM: 900 MHz 1800 MHz	$\sim 0.1 \text{ uW/cm}^2$
		Wi-Fi: 2.4 GHz	$\sim 0.001 \text{ uW/cm}^2$

Günümüzde EH sistemleri genellikle düşük ve ultra düşük güç harcayan cihazlar için kullanılmaktadır. EH teknolojileri otomotiv, sağlık, askeri, ticari vb. birçok alanda kullanılmaktadır. Tıbbi uygulamalarda kullanılan gömülü ve implant edilmiş kablosuz sensör düğümlerinde, büyük sistemlerin pillerini şarj etme, otomobillerin lastik basınçlarını izleme, insansız hava araçlarına güç sağlama, uzay araçlarının pozisyon tespiti ve askeri teçhizatın ihtiyaç duyduğu enerjinin temini gibi uygulamalar bu alandaki bazı EH teknolojilerindendir (Dardari vd., 2019; Moreno vd., 2018; Priya ve Inman, 2009). Son yıllarda ise EH teknolojilerinin cep telefonları, tabletler ve diz-üstü bilgisayarların şarj edilebilmesi gibi hayatımızın büyük bir kısmında etkili olan cihazlarda kullanımı konuları çalışılmaktadır (Liang vd., 2019; G. J. Song vd., 2019).

EH yapan cihazlar, çeşitli yollarla elde ettikleri kaynağı doğrudan kullanabileceği gibi enerji depolama birimlerinde de depolayabilirler. Genellikle hasatlanan enerji doğrudan kullanıma uygun olmaz. Bu yüzden pil ya da süper kapasitörler kullanılarak enerji depolanabilir. Tabi burada pil ya da süper kapasitörlerin belirli bir doluluk seviyesine ulaşabilmesi yani enerjinin kullanılabilmesi için yeterli sürenin geçmesi oldukça önemlidir. Bu yüzden EH teknolojilerinde birden fazla enerji kaynağının aynı anda kullanılabilmesi ve yüksek verimli EH yapılabilmesi amacıyla karma yapılı EH sistemleri tercih edilmektedir (Akan vd., 2017; Tan ve Panda,

2010). Bu sistemlerin genel amacı ihtiyaç duyulan enerjinin daha kısa sürelerde karşılanabilmesi ve hasatlanan enerjinin sürekli olmasıdır. Enerjisini doğadan veya doğal olmayan bir kaynaktan alabilen farklı EH teknikleri bulunmaktadır. Yaygın kullanılan EH teknolojileri: kinetik (piezoelektrik), ışık (foto-voltaik), termal (termoelektrik), EM ve/veya radyo frekansı (RF), manyetik alan ve elektrik alan enerji hasadı olarak sıralanabilir.

Gün ışığı kaynağında faydalanarak yapılan ve foto-voltaik enerji hasadı olarak bilinen yöntem ile yüksek miktarda güç elde edebilmek mümkündür. Özellikle dış mekânlarda foto-voltaik paneller kurularak güneş enerjisi elektriğe dönüştürülebilir. Foto-voltaik enerji hasadı için ortamda ışığın bulunması elzemdir (Akan vd., 2017).

Kinetik enerji hasatlama (KEH) ortam mekanik enerjisinin elektrik enerjisine dönüştürülmesidir. Rüzgâr türbinleri, anemometreler ve piezoelektrik malzemeler ortamdaki rasgele kaynaklanan ve öngörülemeyen hareket çeşitlerinden enerji elde etmek için geliştirilmektedir (Matiko vd., 2013; Sudevalayam ve Kulkarni, 2010). Bu EH yöntemi hem iç hem de dış mekânlar için tercih edilebilir. Çünkü düşük güç tüketimine sahip cihazlar için kolayca kullanılabilir. KEH dış mekânlarda nesnelerin interneti prensibi ile çalışan sensör düğümlerinin uzaktan izlenebilmesi için tek başına ya da farklı bir veya birden fazla EH teknolojisi ile kullanılmaktadır.

Termal EH, yani termoelektrik üretim, sıcaklık gradyanlarını, yarı iletken kavşaklarda meydana gelen seebeck etkisine göre kullanılabilir elektrik gücüne dönüştürme prensibine dayanır (Matiko vd., 2013).

Kinetik (piezoelektrik), ışık (fotovoltaik), termoelektrik yöntemlerle yapılan EH teknolojilerinin yanı sıra nesnelerin interneti (IoT) ve kablosuz cihazların kullanımındaki artışa bağlı olarak RFEH teknolojileri gün geçtikçe önem kazanmaktadır. EM EH ya da RFEH, anten açıklığı büyük olan bir alıcı anten kullanılarak; baz istasyonlarından, ağ yönlendiricilerinden, akıllı telefonlardan ve diğer KET cihazlarından yayın yapan kaynaklardan yayılan RF sinyallerinin toplanmasını ve elde edilen RF sinyallerin kullanılabilir DC güce dönüştürülmesini esas alır. RFEH sistemi ile 3 kHz ile 300 GHz arasındaki radyo sinyalleri, enerjiyi

EM ışıma şeklinde taşıyabilmek için bir ortam kullanır (X. Lu vd., 2014). Bu ortam genellikle hava ortamıdır.

Son yıllarda cep telefonları, radar sistemleri, uydu vericileri, kablosuz yönlendiriciler, baz istasyonları ve ön görülemeyen birçok RF kaynak yaşam alanlarında doğrudan faaliyet göstermektedir. Bu kaynakların yaydığı RF sinyallerin enerjisi hasatlanabilir ve böylece düşük/ultra düşük güçle çalışan cihazlar şarj edilebilir.

RFEH teknolojisi aslında kablosuz enerji transfer tekniklerinden bir tanesidir. Diğer kablosuz enerji hasatlama teknikleri ise endüktif bağlaşım (EB) ve manyetik rezonans bağlaşımı (MRB) olarak ifade edilebilir. Çizelge 1.2. ile farklı KET tekniklerinin karşılaştırılması yapılmıştır (X. Lu vd., 2014).

Çizelge 1.2. KET tekniklerin karşılaştırılması

KET Teknikleri	Alan Bölgesi	İşıma	Etki Mesafesi	Verim	Uygulama Alanı
RFEH	Uzak Alan	Var	Frekansa, bağlı olarak 1 metreden birkaç kilometreye kadar çalışabilir.	-40dBm ile 20dBm giriş güçlerinde %0,4 ve %18,2 , -5 dBm de %50	Kablosuz sensör ağları, Vücut sensör ağları v.b.
EB	Yakın Alan	Yok	Birkaç milimetre ile birkaç santimetre arasında	16,2kHz ile 508kHz arasında yaklaşık %5,8 ile %57,2 arasında	Temassız akıllı kartlar, akıllı telefon şarjı v.b.
MRB	Yakın Alan	Yok	Birkaç santimetre ile birkaç metre arasında	Mesafe 0.75mm ile 2.25mm arasında değiştiğinde %90 ile %30 arasında	Elektrikli araç şarjı, cep telefonlarının şarjı v.b.

EB aynı rezonans frekansına ayarlanmış iki bobin arasında kısa mesafede elektrik enerjisinin transferini manyetik bağlaşım ile gerçekleştirir (H. Liu, 2011). Elektrik gücü iki bobin arasında manyetik alan içerisinde taşınır. MRB, iki rezonatör arasında

elektrik enerjisi üretmek ve aktarmak için kaybolan dalga bağlaşımını kullanır (Kurs vd., 2007). Rezonatör, bir indüksiyon bobini üzerine kapasitans eklenerek oluşturulur. Bu iki teknikte de, yüksek güçlü yakın alan kablosuz güç iletimi sağlar. Güç iletim verimliliği, iki bobin arasındaki mesafeye bağlı olan bağlaşım katsayısı ile ilişkilidir.

Kablosuz çalışan ve düşük güç tüketimine sahip cihazların hayatımızdaki etkisi gün geçtikçe artmaktadır. Bu cihazların; pil olmaksızın şarj edilebilmesi, ekonomik ve çevre dostu olmakla birlikte kesintisiz ve güvenli bir haberleşme imkânı sunmaktadır. EH teknolojileri sadece pil derdinden kurtulmak maksadıyla değil aynı zamanda pil takılması zahmetli ya da mümkün olmayan, insan vücudu içerisindeki implant veya bir uzay aracı ile haberleşme gibi, alanlarda da vazgeçilmez bir yöntemdir. EH yöntemlerinin birbirlerine göre çalışma koşulları, üstünlükleri ve uygulama alanları değişmektedir. Bu yöntemlerin uygulama alanına göre birlikte kullanılabilmesi de mümkündür. Günümüzde ve gelecekte düşük güçle çalışan cihazların çeşitlenmesine bağlı olarak EH teknolojilerine olan ihtiyaçta artacaktır.

1.2. Tezin Amacı

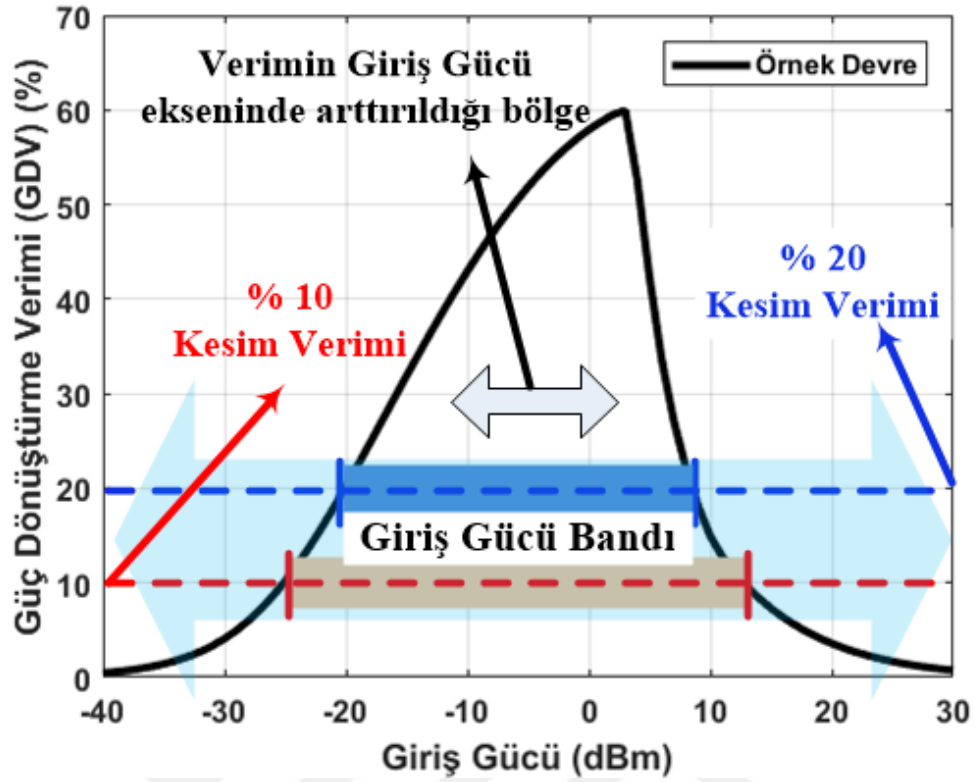
RFEH devrelerinde güç dönüştürme verim (GDV) performansına doğrultma devre topolojilerinin etkisi nedir?

Bu tez çalışması kapsamında bu soruya cevap olabilmesi maksadıyla RF ve Mikrodalga frekanslarda, KET ve RFEH sistemleri için verimi artırılmış doğrultma topoloji tasarımı ve uygulaması hedeflenmiştir. Bu amaçla ortamda bulunan RF/Mikrodalga sinyallerin taşıdığı güçlerin DC güçlere dönüştürülürken, doğrultma topolojisi kaynaklı kayıpların önüne geçmek ve yüksek verimli bir doğrultma yapmak hedeflenmiştir.

Günümüzde teknolojinin gelişmesi ile birlikte kablosuz cihazların sayısında büyük bir artış yaşanmaktadır. Bu cihazların büyük bir çoğunluğu ise RF/Mikrodalga frekanslarda çalışmaktadır. Ortamda bulunun sürekli ve geçici RF kaynakların yaydığı sinyallerin verimli bir şekilde DC güçlere dönüştürülebilmesi için bu kaynakların ortama sağladığı güç seviyeleri, doğrultma devresinin giriş gücü bandı,

doğrultma devresinde kullanılan yarıiletkenlerin özellikleri, çevresel etkiler gibi birçok parametrenin değerlendirilmesi gerekmektedir. Yüksek verimli bir doğrultma devre topolojisi tasarımı için öncelikle bir anten vasıtasıyla ortamdaki hasatlanabilecek RF güç seviyelerinin tespit edilmesi elzemdir. Bu güç aynı zamanda anten ile uyumlu olan bir doğrultma devresi için giriş gücü olarak da ifade edilir. Bu amaçla bir mikroşerit anten ile ortamdaki hasatlanabilecek RF güç seviyeleri tespiti çalışması yapılmıştır.

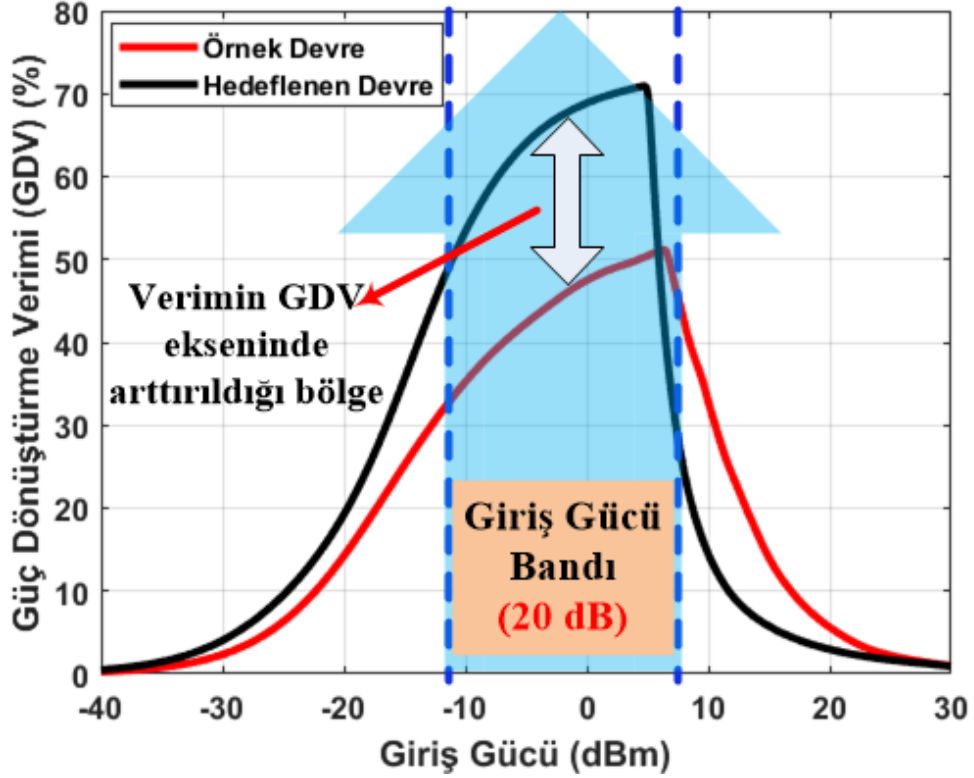
RFEH devrelerinde kullanılan doğrultma devrelerinde doğrultma elemanı olarak genellikle Schottky diyotlar kullanılır. Bu çalışmada da literatürde kullanılan Schottky diyotlardan bazıları tercih edilmiştir. Ticari amaçlı üretilen bu diyotların eşik gerilimi, kırılma gerilimi, diyot akımı, diyot direnci gibi kısıtları vardır. Bu kısıtlar tasarlanan doğrultma devrelerinin sınırlı bir giriş gücünde çalışabilmesine müsaade eder. Diyot seçimi de bu sebepten önem arz etmektedir. Bu çalışmanın asıl amacı ise mevcut diyotlar ve doğrultma devrelerini, RF/Mikrodalga pasif devre elemanları ile birlikte kullanarak, yeni bir doğrultma topolojisi tasarlamak ve verimi arttırmaktır. Literatürde verimin artırılması çalışmaları genellikle mevcut doğrultma topolojileri için sınırlı bir giriş gücü bandında empedans uyumlandırma tekniklerine dayanarak yapılmaktadır. Bu çalışma ise verimin artırılması için yeni doğrultma topolojileri önermektedir. Bu çalışmayla birlikte bir RFEH veya KET teknolojisinde kullanılan doğrultma devresinin performansının giriş gücü bandında artırıldığı örnek grafik Şekil 1.1 ile gösterilmektedir.



Şekil 1.1. RFEH devrelerinde verimin Giriş Gücü ekseninde arttırıldığı grafik

Şekil 1.1 ile gösterilen örnek grafikte giriş gücü eksenini -40 dBm ile 30 dBm arasında değişmektedir. GDV eksenini ise % 0 ile % 70 arasını göstermektedir. Mevcut çalışmalarda verimin artırılması için genellikle GDV eksenini hedef alınır. Yani verim, aynı giriş gücü bandında GDV ekseninde arttırılmaya çalışılır. Bu çalışmada iki farklı doğrultma topolojisinin birlikte kullanımı ile verim hem “GDV ekseninde” hem de “Giriş Gücü ekseninde” arttırılmıştır. Ayrıca ilk kez bu çalışmayla birlikte verimin giriş gücü ekseninde artışını ifade edebilmek için % 10 kesim verimi ve % 20 kesim verimi gibi ifadeler kullanılmıştır. Kesim verimi bir doğrultma devresinde kullanıcı tarafından belirlenen GDV sınırını kesen giriş güç seviyelerini belirler. Böylece tasarlanan devrenin, kullanıcının belirlediği kesim verimi sınırına göre, giriş gücü bandı hesaplanabilir. Verimin GDV ekseninde arttırılması çalışmalarında kesim verimi ve giriş gücü bandı ifadeleri genellikle kullanılmaz. Fakat Giriş Gücü bandında verimin artırılması çalışmalarında bu parametreler karşılaştırma için kullanılabilir. Bu çalışmada % 10 ve % 20 kesim verimi ifadeleri kullanılmıştır. Şekil 1.1. ile gösterilen örnek devrede % 10 kesim verimi için giriş gücü bandı 40 dB (-26 dBm ile 14 dBm arası) % 20 kesim verimi için giriş gücü bandı ise 29 dB (-20 dBm

ile 9 dBm arası) olarak hesaplanabilir. Bu tez çalışmasında verimin giriş gücü ekseninde arttırılabilmesi için iki farklı doğrultma topolojisi bir pasif mikrodalga elemanı ile birleştirilerek sağlanmıştır.



Şekil 1.2. RFEH devrelerinde verimin GDV ekseninde arttırıldığı grafik

Bir diğer çalışmada ise verimin GDV ekseninde, sınırlı bir giriş gücü bandında arttırılması hedeflenmiştir. Bu amaçla yaygın kullanılan Greinacher tam dalga doğrultma devresinde girişten verilen RF sinyalin faz farklı olarak bölünmesi ile yeni bir doğrultma topolojisi geliştirilmiştir. Böylece diyotların çalışma sırası ve koşulları değiştirilmiştir. Bu amaçla üretilen yeni doğrultma devre topolojisi ile Şekil 1.2 de verilen örnek grafik ve hedeflenen eğrilerinin bulunduğu grafikteki gibi verimin sınırlı bir Giriş Gücü bandında arttırılması deneysel olarak gözlemlenmiştir. RFEH teknolojilerinde literatürdeki çalışmaların büyük bir çoğunluğu verimin sınırlı bir Giriş Gücü bandında GDV ekseninde arttırılmasına yönelik yapılmaktadır.

Sonuç olarak bu tez çalışması kapsamında ortam güç seviyelerinin tespit edilebilmesi ve dolayısıyla giriş güç seviyelerinin belirlenebilmesi için yeni bir sistem tasarlanmış ve farklı konum ve ortamlarda ölçümler yapılmıştır. Ayrıca RF/Mikrodalga pasif

yapılar kullanılarak doğrultma veriminin GDV eksenini ile Giriş Gücü ekseninde arttırıldığı iki yeni doğrultma devre topolojisi tasarlanmış ve üretilmiştir.

1.3. Tez Bölümleri

Bu tez çalışmasında; ikinci bölümde KET tarihsel süreci, teknikleri araştırılmış, KET teknolojisinin RFEH ile ilişkisi incelenmiştir. KET sistemleri ve RFEH teknolojileri arasındaki farklar ortaya çıkarılmıştır. RF güç iletimini etkileyen parametreler ortaya çıkartılarak, ortamda bulunan RF kaynakların çeşitleri belirlenmiştir. Geçici ve sürekli olarak ortamda bulunan RF kaynakların yaydığı sinyallerin frekansları ve güçleri ile ilgili detaylı bir inceleme yapılmıştır. Ayrıca bu RF kaynakların yaydığı sinyallerin güç potansiyelleri ve taşıdığı güçlerin hava ortamında iletimi için gerekli teoriler ortaya konmuştur.

Bir sonraki bölümde ise ortamda bulunan kablosuz cihazların yaydığı RF/Mikrodalga sinyallerin taşıdığı güç seviyelerinin mevcut yöntemlerle nasıl hesaplandığı araştırılmıştır. Daha sonra literatürden farklı olarak ortamda bulunan RF sinyallerin taşıdığı güç seviyelerini tespit edebilmek için yeni bir güç ölçüm sistemi geliştirilmiştir. Bu sistem ile belirlenen iki farklı frekans (900 MHz ve 1800 MHz) için bir test eğrisi oluşturulmuştur. Test eğrisi oluşturabilmek için öncelikle bir sinyal kaynağından 900 MHz frekansında -60 dBm ile 10 dBm arasında 1 dB farklardan oluşan aralıklarla alınan sinyallerin yeni güç ölçüm sistemine verilmesi ile bu sistemin çıkışında oluşan gerilim değerleri kaydedilmiştir. Bu işlem gerçekleştirilirken sinyal kaynağından alınan sinyalin doğruluğu her aşamada RODHE&SCHWARZ marka FSH8 model spektrum analizör ile kontrol edilmiştir. Böylece yeni güç ölçerin çıkış gerilimine bağlı giriş gücü grafiği (test eğrisi) oluşturulmuştur. Daha sonra aynı işlem 1800 MHz için tekrarlanmış ve bu frekans için de test eğrisi oluşturulmuştur. Bu test eğrisi için oluşturulan fonksiyon yardımıyla birer saniye aralıklarla güç ölçerin kaydettiği gerilim değerleri güç değerlerine dönüştürülerek ortamdan alınabilecek güç seviyeleri uzun süreler için bilgisayar ortamına kaydedilmiştir. Bu yeni güç ölçer sistemi ile Isparta şehrinde dokuz farklı konumda açık, yarı açık ve kapalı olmak üzere 17 farklı güç ölçüm gerçekleştirilmiştir. Bu ölçümler günün farklı saatlerinde altışar saatlik süreleri kapsayacak şekilde yapılmıştır. Yapılan ölçümlerde ortalama güç değerleri

kaydedilmiştir. Bu ölçümler sayesinde hasatlanabilecek enerjide ve ortam güç yoğunlukları da öngörülebilir olmuştur.

Dördüncü bölümde yaygın kullanılan doğrultma devre topolojileri incelenmiştir. Bu doğrultma devre topolojileri ile oluşturulan katmanlı yapılar ve doğrultma devreleri tasarım parametreleri değerlendirilmiştir. RFEH teknolojilerinde doğrultma işlemi yapabilmek için kullanılabilecek transistör ve diyot gibi yarıiletkenle araştırılmıştır. Daha sonra diyot eşdeğer devresi ve parametreleri incelenerek diyot seçimi ile ilgili araştırma yapılmıştır. Bu kısımda ayrıca GDV değerlerini etkileyen parametreler uygulamalı olarak incelenmiştir. Bu uygulamalar bu tez çalışması kapsamında üretilen yeni doğrultma topolojilerine ışık tutmuştur. Doğrultma devrelerinin GDV değerinin doğrudan etkileyen diyot parametreleri, farklı alttaşı malzemelerin kullanımı, katman sayısı ve yük direnci değişimindeki etkiler ayrıntılı olarak gösterilmiştir.

Bir sonraki bölümde bu çalışmanın asıl amacı olan verimin artırılması ile ilgili ilk doğrultma topolojisi üretilmiştir. Verimin geniş giriş gücü bandında çalışabilmesi için dördüncü bölümde incelenen GDV değerini etkileyen parametreler düşünüldükçe üç katmanlı Dickson doğrultma devresi ve yarım dalga doğrultma devresinin yönlü bağlaştırmacı kullanılarak birleştirilmesiyle yeni bir topoloji geliştirilmiştir. Bu doğrultma topolojisi ile giriş gücü bandı arttırılarak farklı giriş gücü seviyelerinde yüksek verimle çalışabilen bir doğrultma topolojisi tasarlanmıştır. Sistem 2,45 GHz merkez frekansında çalışmaktadır. Yönlü bağlaştırmacının giriş kapısından verilen RF sinyal $C=18$ dB bağlaşım oranı ile iletim ve bağlaşım kapılarına bölünür. Bu sayede farklı giriş güçlerinde maksimum verimle çalışan iki farklı doğrultma devresi birleştirilmiş olur. Bu yeni topoloji ile % 20 kesim veriminde 22 dB ve 28 dB giriş gücü bandına sahip doğrultma devrelerin birleştirilerek aynı kesim veriminde 40 dB giriş gücü bandında çalışan yeni bir doğrultma devre topolojisi üretilmiştir. Bu yeni topoloji ile birlikte verimin giriş gücü ekseninde arttırılması başarılmıştır.

Altıncı bölümde ikinci bir doğrultma topolojisi tasarlanarak verimin sınırlı bir giriş gücü bandında GDV ekseninde arttırılabilmesi, klasik Greinacher tam dalga doğrultma devresinin, pasif bir RF/Mikrodalga devre olan, Halka karma bağlaştırmacı

ile geliştirilmesi ile mümkün olmuştur. Burada asıl amaç tek bir girişe sahip Greinacher tam dalga doğrultma devresinin girişini ikiye bölerek bu iki girişten aynı genliğe sahip fakat 180° faz farklı sinyallerin verilmesidir. Böylece klasik Greinacher doğrultma devresine göre diyotların açık/kapalı durumları değişmektedir. Yeni topoloji daha düşük güç harcadığı için verimin en yüksek olduğu giriş gücü değerlerinde % 20 arttığı görülmüştür. Greinacher tam dalga doğrultma devresinin 180° Halka Karma Bağlayıcı ile birlikte kullanımı ile verimin GDV ekseninde artırılması sağlanmıştır.

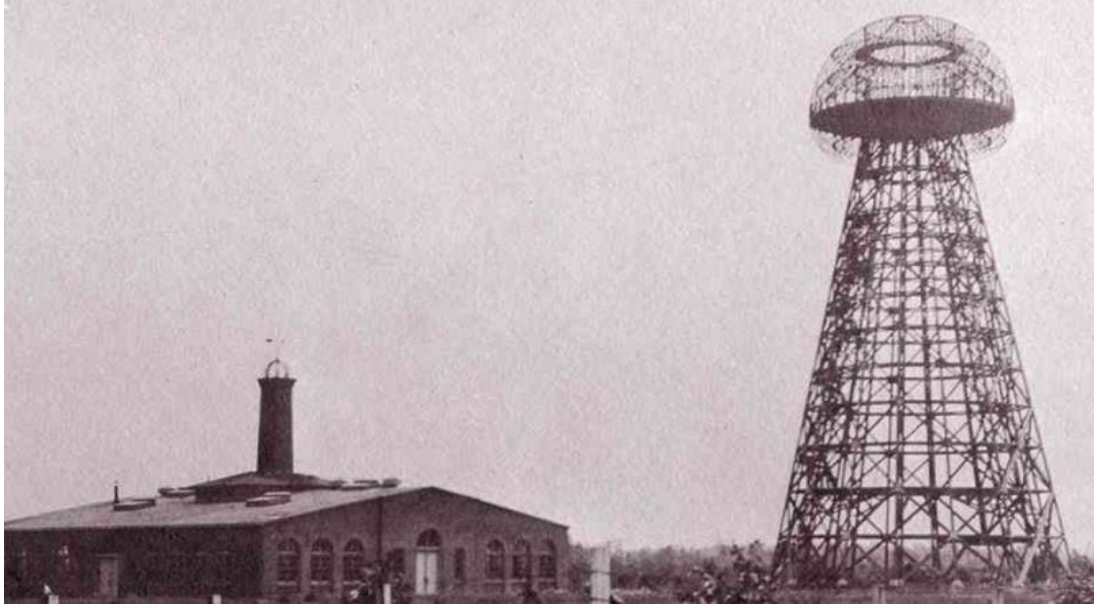
Son olarak geliştirilen yeni doğrultma topolojilerinin literatürle karşılaştırılması ve değerlendirilmesi çalışması yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar tartışılarak yüksek verimli doğrultma devreleri için yeni önerilerde bulunulmuştur. Bu kısımda ayrıca ortam güç seviyelerinin tespiti ile ilgili değerlendirmeler yapılarak oluşturulan yeni doğrultma topolojileri ile ilişkilendirilmiştir.

2. KABLOSUZ ENERJİ TRANSFERİ (KET) ve RADYO FREKANSI ENERJİ HASATLAMA (RFEH)

2.1. Kablosuz Güç/Enerji Transferi Teknolojisinin Tarihi

Kablosuz Enerji Transferinin (KET) teorik olarak temeli H. C. Oersted'in bir iletkeninden elektrik akımı aktığında meydana gelen manyetik alanı keşfettiği tarih olan 1819 yıllarına dayanmaktadır (Snelders, 1990). Daha sonra 1800'lü yılların ortalarında manyetik alanın temelini oluşturan Amper ve Faraday Yasalarının türetilmesiyle manyetik alanın davranışı ile ilgili bir model ortaya konmuştur. Fizik ve matematik dallarında çalışan İskoç bilim insanı James Clerk Maxwell 1861 yılında ilk kez Maxwell denklemlerinin ilk biçimini göstermiştir. Böylece açık bir şekilde elektrik akımları ve yüklerinin değişimlerine bağlı olarak manyetik alan ve elektrik alan arasındaki dönüşüm ve değişimleri ifade etmiştir. 1873 yılında Maxwell, Elektrik ve Manyetizma Üzerine Bir Bilimsel İnceleme" adlı eserini yayınlarak elektromanyetizmanın teorik temelini oluşturmada çok büyük bir katkıda sağlamıştır (Maxwell, 1881). Tüm bu gelişmeler aslında KET sistemlerinin bugünkü teorik temelini de ortaya koymaktadır.

1888 yılında Heinrich Hertz elektromanyetik ışımanın bir türü olan radyo dalgalarını keşfetti (Baird vd., 2013). Bundan üç yıl sonrada Alternatif akımın babası olarak bilinen Nikola Tesla, Hertz'in deneylerini tekrarladı ve geliştirmeye çalıştı. Hertz'in deneyinde kullanılan Ruhmkorff bobininin birincil ve ikincil sarımları arasındaki yalıtkanın yüksek frekanslı akımdan kaynaklı ısıdan dolayı eridiğini fark etti (Carlson, 2015). Buradan yola çıkarak 150 kHz merkez frekansında rezonansa giren ve 300kW değerinden düşük güçle beslenebilen ünlü Tesla bobinini geliştirdi. Nikola Tesla KET yöntemine dayalı deneyler gerçekleştiren ilk bilim insanıdır. 1900 lü yılların başında Tesla iyonosferden kablo olmaksızın elektrik enerjisi aktarmak maksadıyla Tesla Kulesi olarak ta bilinen ve Şekil 2.1 ile gösterilen Wardencllyffe Kulesi'ni inşa etti (Garnica vd., 2013). Tesla mesaj, telefon ve faks görüntülerinin kablosuz olarak uzak mesafelere iletilebilmesini hedefliyordu. Fakat büyük ölçekli elektrik alana bağlı olarak düşük sistem verimliliği gibi teknolojik sınırlar bu hedefini ticari boyuta taşımasına imkân vermedi.

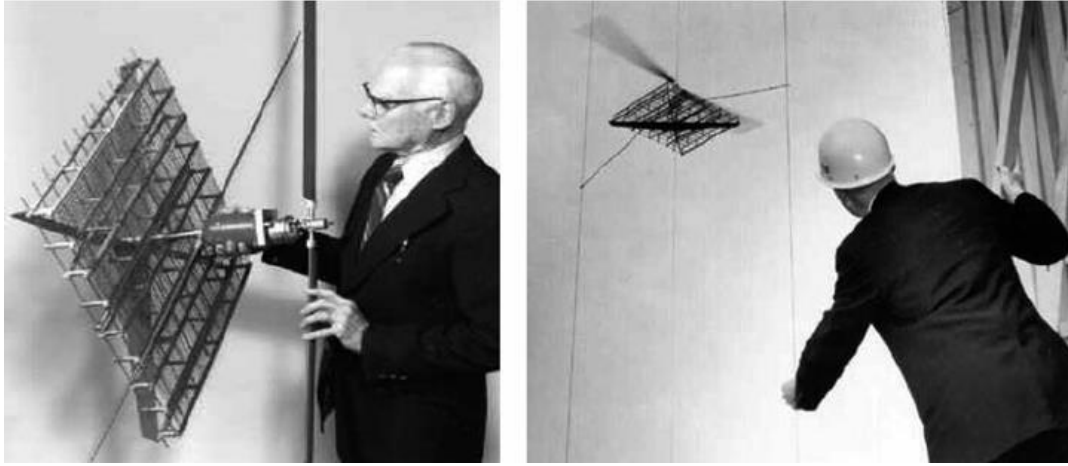


Şekil 2.1. New York'ta bulunan, Tesla kulesi olarak da bilinen, Wardencliff kulesi görüntüsü (Garnica vd., 2013)

1921 yılında Albert Wallace tarafından üretilen fakat ilk kez 1940lı yıllarda kullanılan magnetronlar elektriği mikrodalgaya dönüştürmek için icat edilmiştir. Böylece uzak mesafelerde güç iletimi mümkün olmuştur. Günümüzde ise magnetronlar genellikle mikrodalga fırınlarda kullanılmaktadır.

II. Dünya savaşı döneminde radar sistemlerinin geliştirilmesi ile birlikte anten ve mikrodalga üreteçlerinde gelişimi de hız kazanmıştır. Ancak bu dönemde yüksek frekanslı sinyallerin DC akıma dönüştürülmesi ile ilgili bir yöntemin bilinmiyor olması KGT sistemlerinin gelişimine uzun bir süre engel olmuştur.

Çok uzun zaman sonra 1964 yılında William C. Brown bir rektenna sayesinde mikrodalga frekanslarındaki elektromanyetik dalgaların elektrik sinyaline dönüştürülebileceğini fark etti. Bu sayede Şekil 2.2 ile gösterilen ve helikopterin bir modeli olan, yerden yaklaşık 18 metre yükseklikte mikrodalga antenle çalışan ilk kez kablolu güç aktarımının kullanıldığı bir hava aracı icat etti (Brown, 1966). Bu uygulama ile Radyo Frekans (RF) sinyallerinin taşıdığı güçlerin DC güçlere dönüştürülmesinin mümkün olduğu anlaşıldı. Böylece KGT sistemlerine olan ilgi ve çalışmalar artış gösterdi.



Şekil 2.2. KET ile çalışan ilk helikopter örneği (Donchev vd., 2014).

1975 yılında Brown, Richard Dickinson ve ekibi, JPL Goldstone Tesisinin Venüs Bölgesinde en büyük mikrodalga güç aktarımı gösterisinde başarılı oldular. 2.388 GHz parabolik bir anten (26 m çapında) kullanarak 450 kW güç aktarıldı ve bir rektenna dizisi ($3,4 \times 7,2$ m² boyutunda) kullanarak yaklaşık 1600 m mesafeden güç alınabildi. Alınan güç değeri, %82,5'lik bir doğrultma verimliliği ile 30 kW olarak hesaplandı (Strassner ve Chang, 2013).

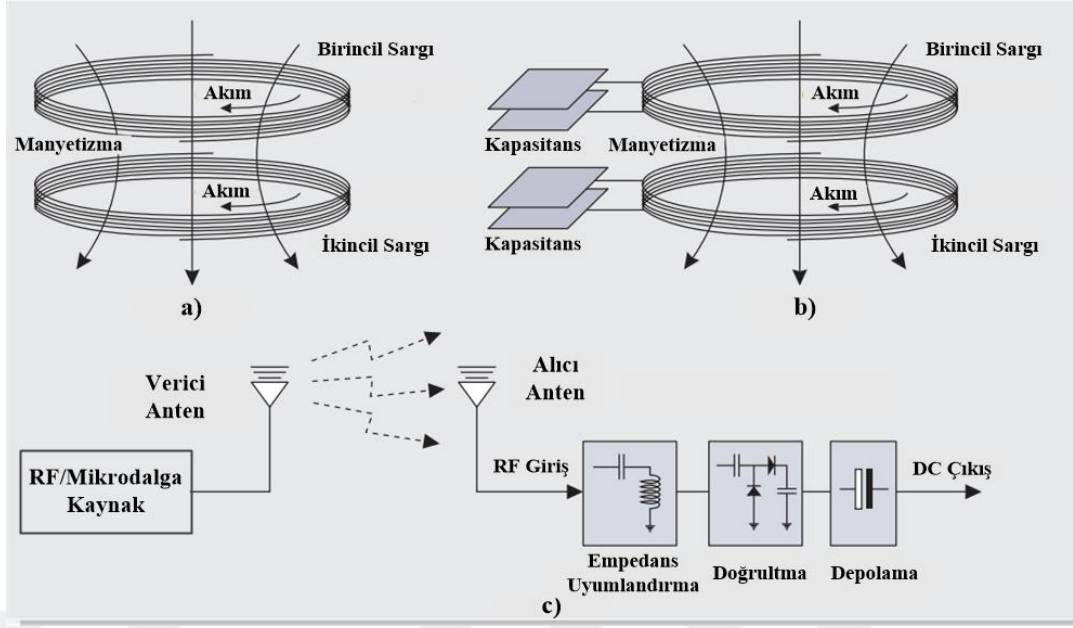
Bir diğer gelişme ise; Peter Glaser tarafından tasarlanan bir güneş enerjisi uydusunun geliştirilmesiydi. Böylece uydu, güneş pilleri kullanarak güneş ışığından enerji toplayacak ve devasa antenler kullanarak mikrodalga sinyaller ile yeryüzüne gönderecek daha sonra da bu sinyaller elektrik şebekesinde elektrik enerjisine dönüştürülecekti (Glaser, 1968). Bu düşünceden ilham alan Japon bilim insanları iyonosferden yüksek güçlü mikrodalgaların iletimini test etmek amacıyla bir roket deneyi olan iyonosferde doğrusal olmayan mikrodalga etkileşim deneyini (MINIX) gerçekleştirdi (Kaya vd., 1986). Bu projede mikrodalga güç iletimi için 2,45 GHz frekansta magnetron ile çalışan 800 W ocak tipi bir ve sistem kullanılmıştır. Bu dönemde bilim insanları sürekli uzak mesafelere kablosuz güç iletimi üzerine odaklandığı için yakın alanda bağlaşım tabanlı güç iletimi üzerinde araştırmalar popüler değildi. Tesla bobini ile ilgili bağlaşım tabanlı çalışmaların geliştirilmesi 2000li yılların başında bir grup araştırmacının Massachusetts Teknoloji Enstitüsü'nde rezonans endüktif bağlaşım kullanarak vericiden 2 m uzaktaki bir lambaya %40 verimle 60W güç sağlaması ile mümkün olmuştur (Kurs vd., 2007). Endüktif bobinlerin rezonans frekansında daha uzak mesafelere enerji aktarım fikri ile

günümüzde yaygın bir şekilde kullanılan mobil cihazların kablosuz şarj edilebilmesi için 2008 yılında Kablosuz Güç Konsorsiyumu (WPC) kuruldu ("Kablosuz Güç Konsorsiyumu (WPC),"). Daha sonra bu konsorsiyum ile "Qi" standartları oluşturuldu ve günümüzde yaygın olarak kullanılan kablosuz cihazların endüktif bağlaşım tabanlı şarj edilmesi ticari bir boyut kazandı.

Geçmişten günümüze uzun bir gelişim süreci kat eden KET teknolojileri uygulama yöntemlerine bağlı olarak iki sınıfa ayrılabilir. Bu yöntemler; vericiden kablosuz olarak iletilmek istenen gücün ışıma olmaksızın bağlaşım tabanlı yakın mesafelerde iletilmesi ve uzak mesafelere ışıma ile RF tabanlı gücün iletilmesi olarak sıralanabilir.

2.2. Kablosuz Güç Transferi Teknikleri

Kablosuz Güç Transferi (KGT) teknikleri, rezonans frekansı ve mesafeye bağlı olarak gruplandırılabilir. Kısa mesafelerde (yakın alan) güç aktarımı yapabilmek için endüktif ve manyetik rezonans ile bağlaşım yöntemi kullanılırken uzak mesafelere (uzak alan) güç aktarımı yapabilmek için RF elektromanyetik teknikler kullanılır (A. M. H. Almohaimeed, 2018; Cetinkaya ve Akan, 2017; Marian vd., 2012). Dolayısıyla Bağlaşım ve EM dalgalar kullanılarak KGT yöntemleri toplamda üç farklı teknikle gerçekleştirilebilmektedir. KGT farklı teknikleri Şekil 2.3 ile gösterilmiştir.



Şekil 2.3. KGT ile a) Manyetik endüktif bağlaşım, b) Manyetik rezonans bağlaşım, c) Elektromanyetik ışıma (X. Lu vd., 2015)

Bağlaşım ile KGT tekniğini Elektromanyetik dalgaların KGT tekniğinden ayıran en önemli özellik verici ve alıcı cihazlar arasındaki iletim mesafesi aralığıdır. Bu sebeple KGT tekniklerinde seçim yaparken iletim ortamı ve verici-alıcı cihazların mesafeleri değerlendirilmelidir.

2.2.1. Bağlaşım ile KGT Tekniği

Bağlaşım ile kablosuz güç transferi iki şekilde yapılabilmektedir. Birinci bağlaşım yöntemi olan ve Şekil 2.3. (a) ile gösterilen “Manyetik endüktif bağlaşım”; manyetik alan indüksiyonu ile çalışır ve iletken bir malzeme kullanmadan birincil sargı bobinden ikincil sargı bobine enerjinin iletilmesini sağlar. Birincil enerji kaynağı, ikincil bobin boyunca değişken bir manyetik alan oluşturur. Bu değişken manyetik alan yakın alana bağlı olarak güç cihazlarını kablosuz olarak kullanabilmek için ikincil devrede bir akım ve gerilim indükler. Bu yöntem ile birincil devreden verilen güç kablosuz şekilde yakın alan sınırları içerisinde kısa mesafelerde ikincil bobinli devreye iletilebilmektedir. Enerji verimliliği, iki bobin arasındaki bağlaşım sıklığına ve kalite faktörüne bağlıdır(Lu vd., 2014). Bağlaşım sıklığı ise hizalama mesafe, bobin sarım şekline ve bobin çapına bağlıdır(Xie vd., 2013). Manyetik endüktif bağlaşım tekniği kolay uygulanabilen, kısa mesafelerde yüksek verim sağlayabilen

güvenilir bir KGT tekniğidir. Bilim insanları kablosuz bir cihazı manyetik endüktif bağlaşım ile 30 cm mesafeden şarj etmeyi başarabilen MagMIMO isimli bir teknoloji geliştirmiştir. Bu teknoloji ile oda içerisinde herhangi bir konumda cep telefonunun şarj edilebileceği iddia edilmektedir (Jadidian ve Katabi, 2014). Bu çalışmaların yaygınlaşması ile birlikte günlük hayatta KGT ile elektronik cihazların şarj edilmesi popülerlik kazanmıştır. Günümüzde mobil cihazlar, dizüstü bilgisayarlar, diş fırçaları ve tıbbi cihazlar gibi birçok elektronik cihazın şarj edilebilmesi için bu yöntem kullanılmaktadır.

Şekil 2.3. (b) ile de gösterilen “Manyetik rezonans bağlaşım” ise aynı rezonans frekansında çalışan ve ışımanın gerçekleşmediği bağlaşım tekniğine denir. Endüktif bağlaşımın dışında burada aynı rezonans frekansında çalışacak birincil ve ikincil sargılara bir kapasite eklenir. Bu teknik ile aynı anda birden fazla cihaza güç aktarılması ve bu işlemi endüktif bağlaşım göre daha uzun mesafelerde yapabilmek mümkündür. Bu sebeple endüktif bağlaşım tekniğinde verimliliği doğrudan etkileyen iki sargının hizalanması zorunluluğuna da gerek yoktur. Manyetik rezonans bağlaşım tekniği ile televizyonların, ampullerin, elektrikli otomobillerin ve günlük hayattaki bir çok elektrikle çalışan cihazın şarj edilebilmesi ile ilgili bir çok çalışma yapılmaktadır (Beh vd., 2012; Han vd., 2019; Imura vd., 2009; Kim vd., 2012). Bununla birlikte, manyetik rezonans bağlaşım ile her ne kadar ev aletleri ve elektrikli araçların şarj edilebilmesi mümkün olsa da kısa mesafelerde şarj edilmesi gereken mobil cihazlar için uygun değildir (Abadal vd., 2014).

2.2.2. EM Dalgaların Kablosuz Güç Transferi

RFEH teknolojileri, EM dalgaların KGT tekniği ile gerçekleştirilmektedir. RFEH için öncelikle bir RF/Mikrodalga kaynaktan DC sinyalin RF sinyallerine dönüştürülmesi gerekmektedir. Daha sonra bu RF sinyal taşıdığı enerji ile birlikte bir verici anten aracılığıyla hava ortamına Şekil 2.3. (c) ile gösterildiği gibi yayılır. Hava ortamında bulunan RF sinyallerin gücü alıcı anten ile doğrultma devresine aktarılır. Genellikle bu kısım rektenna diye adlandırılır. Bu kısımda alıcı anten tarafından toplanan RF sinyaller; doğrultma devresi ile DC sinyallere dönüştürülerek, düşük güçle çalışan elektronik cihazlar için kullanılabilir hale getirilir. RF ile KGT tekniğinde elde edilecek DC sinyalin gücü alıcı ve verici antenlerin birbirine olan

uzaklığı ile doğrudan ilişkilidir. RF bant spektrumu 3 kHz ile 300 GHz arasında değişmektedir. Mikrodalga frekanslar ise 300 MHz ile 300 GHz frekans bandı aralığında değişmektedir. Günümüzde RFEH genellikle 300 MHz ile 30 GHz frekans bandında yayın yapan kablosuz cihazların yaydığı RF/Mikrodalga sinyallerden yapılmaktadır.

Kablosuz RF/Mikrodalga kaynakların sinyalleri yaşam ortamlarında yoğun bir şekilde yayılması nedeniyle RF/Mikrodalga bantları üzerinden güç aktarımının uygun bir çözüm olacağı düşünülmektedir. Yaşam alanlarında bulunan FM, Telsiz, VHF, UHF, GSM 900, GSM 1800, WiFi, 2G/3G/4G, Wi-Max gibi frekanslarda yayın yapan kablosuz RF/Mikrodalga kaynaklar; düşük güçle çalışan elektronik cihazlar için kullanılacak enerjiye anlık ve doğrudan ulaşabilme imkânı sunmaktadır (Tekir, 2009). Bu sayede EM dalgalar aracılığıyla KGT; RFID (De Donno vd., 2013, 2014), kablosuz sensör ağları (Borges vd., 2014), giyilebilir ve implant edilebilir tıbbi cihazlar (DeLong vd., 2015; Ellouze vd., 2013), sağlık takibi (G. Park vd., 2008), nesnelerin interneti (Kamalinejad vd., 2015) gibi birçok alanda uygulanmaktadır. KGT teknolojilerinde EM dalgaların kullanılması ile ortamdan güç hasatlama işlemine RFEH denilmektedir.

2.2.3. RFEH ve KET Teknolojisindeki Önemi

Düşük güç tüketimine sahip cihazların ihtiyaç duyduğu enerjiyi kablosuz bir şekilde temin edebilmek için iki tip yöntem vardır. Bunlardan bir tanesi RFEH yöntemi iken diğeri KET olarak isimlendirilmektedir.

Cep telefonları, tabletler, Bluetooth kulaklıklar, telsiz telefonlar, dijital kameralar v.b. birçok endüstriyel ürünün tüketimindeki artış KET yöntemi ile cihazların şarj edilebilmesi uygulamalarını popüler bir konu haline getirmiştir. KET teknikleri ile enerji; kısa mesafelerde manyetik endüktif bağlaşım (birkaç santimetre), manyetik rezonans bağlaşım yöntemleri(birkaç metre) ve uzun mesafelerde RF elektromanyetik yöntemler (RFEH), ile depolanabilir (A. M. H. Almohaimeed, 2018; Marian vd., 2012).

Bağlaşım yapılarak KGT uygulamaları ile RFEH arasında önemli bir fark vardır. Bağlaşım ile KGT kullanılarak bir cihazın şarj edilebilmesi için önceden sabit bir kaynak ile sırf bu işlemi yapacak KGT cihazının kablolu olarak şarj edilmesi gerekmektedir. Yani depolama işlemi için cihazın sırf bu işlem için enerji tüketmesi gerekmektedir. RFEH yönteminde ise şarj edilecek cihaz, özel bir uygulama için sürekli olarak bir yerde bulunan bir RF sinyal kaynağından veya başka bir uygulama için zaten ortamda bulunan RF sinyalin gücünü bir anten vasıtasıyla toplar, doğru akım (DC) gücüne dönüştürür ve depolar. Kısaca bir cihazı şarj edebilmek için bağlaşım yoluyla aktif olarak şebekeden güç çekmek gerekirken RFEH yöntemiyle ortamda farklı bir uygulama için bulunan ve boşa giden RF sinyallerin gücü kullanılır.

Şebekeden enerji tüketerek bir cihazın şarj edilebilmesi için kablolu ve kablosuz yöntemler kullanılabilir. Kablo ile elektronik bir cihazın şarj edilmesi kablosuz şarj tekniklerine göre demode görülmektedir. Fakat kablosuz şarj yöntemleri bir cihazın şarj edilebilmesi için şebekeden çekilen gücün kabloluya göre çok daha fazla olduğu bilinmelidir. Çünkü kablosuz şarj yöntemlerinde verim kablolu şarj yöntemlerine göre oldukça düşüktür. KGT yönteminde gücün büyük bir kısmı iki cihaz arasındaki malzeme ve boşluklu yapıdan dolayı kaybolur. Dahası taşınabilir kablosuz güç kaynaklarının depolanabilmesi için şebekeden bir kablo vasıtasıyla alınan gücün bir kısmı da kabloda tükenir. Bu sebeple KGT tekniği ile elektronik cihazların şarj edilmesi kolay ve uygulanabilir olsa da maliyeti arttırır. Oysa RFEH yöntemi ile KGT yapan bir cihazı bile şarj edilebilir ve bu yöntem tamamen ortamda kaybolan gücün kullanımı ile sağlanır. Bu açıdan bakıldığında kablosuz şarj için çevre dostu olan RFEH yöntemi cazip bir yöntemdir. RFEH uygulamasında genel amaç, düşük güç tüketen cihazları batarya gibi bakıma ihtiyaç duyan kaynaklarından kurtarmak; sürekli, ucuz ve pratik enerji sağlayabilmektir (Agbinya, 2015; Mekid vd., 2017; Ofstein vd., 2014; Tran vd., 2017). Diğer taraftan ortamda bulunan RF sinyallerin taşıdığı güç seviyeleri oldukça düşüktür. Bu durum, tüketim malzemesinin ihtiyaç duyduğu enerjiyi karşılaması açısından uygulama alanını sınırlandırmaktadır. Bununla birlikte son yıllarda yaşanan teknolojik gelişmeler; düşük maliyetle üretilen ve düşük güçle çalışabilen cihazların sayısında dramatik bir artışa sebep olmuştur. Örneğin kablosuz sensör ağları(WSN): kablosuz sensörler birbirleriyle iletişim kurar ve sıcaklık, basınç, nem gibi birbirinden farklı verileri toplayabilir. Bu sayede

ofislerde, sahada, askeri ve medikal uygulamalarda akıllı izleme sistemleri gibi çeşitli senaryolarla kullanılabilir (Akyildiz vd., 2002). Bu tip uygulamaların çoğunluğu çevre ve elektromanyetik (EM) kirlilik sebebiyle düşük güçle çalışan mikro-sistemlerdir. Çizelge 2.1’de bazı kablosuz elektronik cihazların güç tüketimi gösterilmektedir (Beeby ve White, 2010).

Çizelge 2.1.Bazı kablosuz çalışan elektronik cihazların güç tüketimi

Harcanan Güç	1 μW	10 μW	100 μW	1 mW
Kullanılan Devre	32 kHz Quartz Osilatör	Saat, Hesap Makinesi, Pasif RFID	İşitme Cihazı, Sıcaklık Sensörü	Aktif RFID, Minyatür FM Alıcı

Bu cihazların birçoğu pillerle çalışmaktadır. Teknolojik gelişmelere rağmen piller hala sınırlı bir ömre sahiptir ve yer değiştirmesi açısından karmaşıklık oluştururlar. Bu tip düşük güçle çalışan cihazlar için pillere gereksinim duymaksızın yeterli düzeyde enerji sağlanabilmesi umut verici bir yöntemdir. Termal değişimler, mekanik titreşimler, ışık veya EM dalgalar bu yönetime hizmet edebilir. EM veya RF enerji kaynaklarından kesintisiz olarak enerji elde edilebilir. Fakat ortamda bulunan enerji yoğunluğu kullanılacak cihazın güç tüketimini karşılayabilecek ölçüde olmalıdır.

Enerji hasatlama devrelerinin gerçek ortamda aktif bir şekilde kullanılabilmesi için RFEH devresinin tükettiği gücün hasatlanan güçten az olması gerekmektedir. Ortamdan/kaynaktan alınan güç az olduğunda veya tutarsız değerlerde geldiğinde yükü sürebilmek için öncesinde bir depolama modülüne ihtiyaç duyulabilir (Tran vd., 2017). Eğer EH devresi sisteme doğrudan entegre edilebilirse yani depolama modülüne ihtiyaç duyulmazsa, yük devresine doğrudan yerleştirilebilir EH devreleri üretilebilir. Çip üzerindeki (Lingley vd., 2011) kablosuz ve pilsiz çalışan ilk biyo-sinyal işleme sistemi (Y. Zhang vd., 2013) tarafından üretilmiştir. Bu sistem elektrokardiyogram (EKG), elektromiyogram (EMG) ve elektroansefalogram (EEG) yoluyla çeşitli biyo-sinyalleri izleyebilmiştir. Yonganın toplam boyutu 8.25 mm² idi. Bu çip sadece kalp atışını ölçebilmek için 19 μ W tüketmektedir. 1.35 V gerilim sağlayan bu sistemin çalışabilmesi için termoelektrik ile desteklenen bir RFEH

devresi bulunmaktadır. Bu tip yongaların çoğunluğu küçük boyutlu EH devreleri ile monte edilebilir ve düşük gerilimlere ihtiyaç duyarak çalışabilirler.

TV yayın sinyallerinin büyük bir çoğunluğu TV'ye ulaşamaz ve ortamda tükenir. Ortamda boşa giden bu sinyallerin gücünü RFEH devreleri ile hasatlamak mümkündür. Üstelik bu hasatlama işlemi TV yayın kalitesini de olumsuz etkilemez. Bu kapsamda Nishimoto ve arkadaşları (Nishimoto vd., 2010) pillere ihtiyaç duymaksızın, ortamdan RF enerji hasatlayarak, kablosuz sensör ağları (WSN) ile sıcaklık ölçümünün yapılıp yapılamayacağını incelemişlerdir. RFEH teknolojisi bu tip uygulamalarla gerçekleştiğinde bir kablosuz sensör düğümü olarak kullanılabilir. Özellikle (Ge vd., 2016) yaptıkları çalışmada binanın yapısının incelenebilmesi için kullanılan KSA uygulamalarına RFEH ile güç sağlandığı gösterilmiştir. Burada bahsedilen çalışmada nem, sıcaklık ve ışık gibi verilerin iletimi uzak alan RFEH ile çalışan kablosuz sensörlerle sağlanmıştır. Bu uygulamalar güncelliğini korurken biyo-medikal, askeri, zirai birçok uygulamada RFEH devrelerinin kullanımı gün geçtikçe yaygınlaşmaktadır.

2.3. RF Güç İletimi ve Gereksinimleri

RFEH yapabilmek için EM dalgaların davranışlarını anlamak önemlidir. EM dalgaların davranışları mesafe, frekans ve iletim ortamına göre değişmektedir. Bu yüzden RFEH teknolojilerinde KGT yaparken devre tasarımının uygulama gereksinimlerine göre yapılması gerekmektedir.

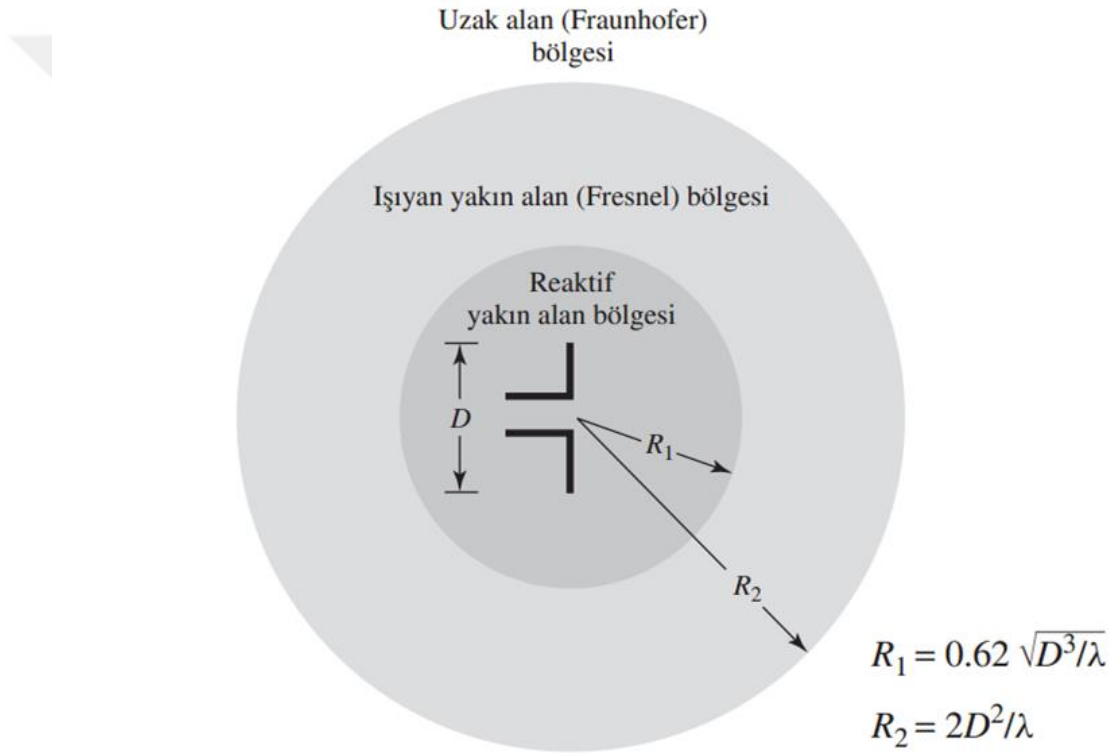
2.3.1. RF İletim Aralığı

Alıcı ve verici anten arasındaki mesafeye bağlı olarak EM alan bölgesi genellikle reaktif yakın alan, ışıyan yakın alan (Fresnel) ve uzak alan (Fraunhofer) bölgelerine ayrılmaktadır (Balanis, 2016).

$$\lambda = \frac{c}{f} \Rightarrow \begin{cases} r \leq \frac{\lambda}{2\pi}, & \text{Reaktif Yakın Alan} \\ \frac{\lambda}{2\pi} > r \leq 2\lambda, & \text{Işıyan Yakın Alan} \\ r > 2\lambda, & \text{Uzak Alan} \end{cases} \quad (2.1)$$

Burada alıcı ve verici anten arasındaki uzaklık r (m), EM dalganın boşlukta yayılma hızı c (3×10^8 m/sn), RF kaynağın çalışma frekansı f (Hz), dalga boyu ise λ (m) ile ifade edilmektedir. KGT teknolojilerinde, alan bölgelerini belirleyen $\frac{\lambda}{2\pi}$ ölçütü, kablosuz güç iletiminde bağlaşım veya ışıma tekniği kullanılmasına karar verilebilmek açısından kritik bir değerdir (Johnson ve Jasik, 1984).

Denklem (2.1) ile anten boyutları hesaba katılmamıştır. Şekil 2.4 ise anten boyutunun hesaba katıldığı durumlarda EM alan bölgesini ifade etmektedir.



Şekil 2.4. Anten EM alan bölgeleri (Balanis, 2016)

Bu durumda anten reaktif yakın alan, ışıyan yakın alan ve uzak alan sınırları (2.2) ile gösterilen denklem kullanılarak hesaplanabilir.

$$\frac{\lambda}{10} < D < \frac{\lambda}{2} \Rightarrow \begin{cases} r \leq 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}, & \text{Reaktif Yakın Alan} \\ 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \geq r < \frac{2D^2}{\lambda}, & \text{Işıyan Yakın Alan} \\ r \gg \lambda, r \gg D, & \text{Uzak Alan} \end{cases} \quad (2.2)$$

Denklem (2.2)'de maksimum anten uzunluğu D (m) ile gösterilmektedir. KGT yapılacak bir uygulamada denklem 2.1 ile denklem 2.2 göz önünde bulundurularak KGT teknikleri olan bağlaşım ve ışıma (EM dalgalar) yöntemleri arasında bir tercih yapılabilir. Tabi ki bu tercih için tek kriterin mesafe olmadığı bilinmelidir.

2.3.2. Çalışma Frekansı

Günümüzde yaşam alanlarında yakın ve uzak alan bölgelerinde enerji hasatlama veya KGT yapabilmek için; endüktif bağlaşımın yapıldığı kHz bölgelerinden, uydu güç iletiminin yapıldığı GHz bölgelerine kadar kullanıma elverişli geniş bir frekans bölgesi bulunmaktadır. Örneğin düşük frekanslı bantların değerli olduğu endüktif ve rezonans bağlaşım teknikleri ile dizüstü bilgisayarları ve cep telefonlarını kablosuz olarak şarj etmek için 125-134 kHz kullanılırken (Treffers, 2015), biyomedikal uygulamalarda kullanılan RFID kartlarına güç verebilmek için 13.56 MHz kullanılmaktadır (Dobkin, 2012). Fakat RFEH ve KGT uygulamalarının büyük bir çoğunluğu RFID, cep telefonları ve diğer mobil cihazlar gibi teknolojilerin yaygın kullanımı sebebiyle UHF bandında 300 MHz ile 3 GHz arasında toplanmıştır (Soyata vd., 2016).

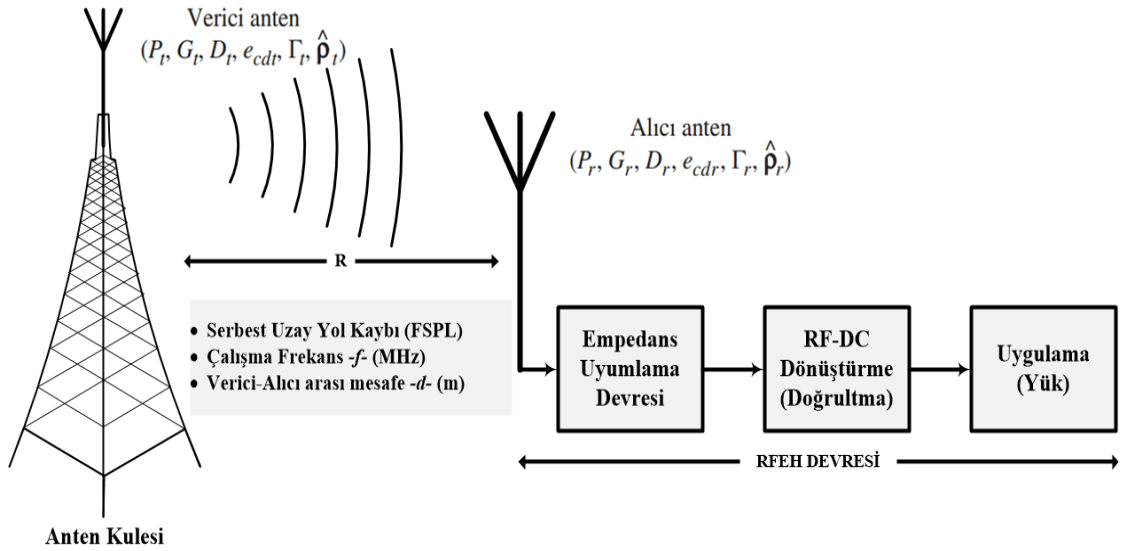
Çalışma frekansı ile doğrudan ilişkili olan dalga boyu (λ); anten boyutu, çevresel zayıflama seviyesi ve alıcı anten sistem bileşenlerine etkisi bakımından, RFEH devrelerinde önemli bir parametredir. Dalga boyuna bağlı olarak düşük frekanslarda daha büyük antenlerin kullanılması gerekmektedir. Anten boyu arttıkça anten çevresindeki iletkenlerin sebep olduğu zayıflama azalır ancak empedans uyumlandırma yapabilmek için daha hassas devre bileşenlerine ihtiyaç duyulabilir. Bunun tersine daha yüksek frekanslarda çok küçük boyutlarda antenler kullanılabilir. Anten boyutunun küçülmesi uygulanabilirlik açısından bir avantajdır. Fakat bu

durumda zayıflama daha yüksektir ve çevresel bileşenlerin parazittik etkilerine hassasiyet artar (A. Almohaimeed vd., 2016). Tüm bu sebepler ve yeni gelişen kablosuz cihaz teknolojilerinin yaygın kullanımı düşünüldüğünde ISM bantlarında bulunan 900 MHz, 1800 MHz ve 2,45 GHz frekansların RFEH için KGT uygulamalarında tercih sebebi olabilir.

2.3.3. Anten Güç İletimi ve Hesabı

RFEH devrelerinde ortamdan alınan RF güç seviyesi, RF kaynağın ortama yaydığı RF güç seviyesine oranla çok düşüktür. Bunun birçok sebebi olabilir. Fakat RF kaynaktan çıkan gücün büyük çoğunluğu serbest uzay yol kaybı (FSPL) faktörü ile kaybolmaktadır (Mikeka ve Arai, 2011). FSPL hesaplaması yapılabilmesi için alıcı ve verici antenlerin kazancı, iletim dalgasının frekansı ve alıcı ve verici anten arasındaki mesafenin bilinmesi gerekmektedir.

Her ne kadar ışıma olduğu bilinse de uzak alan bölgesinin aksine, elektrik ve manyetik alanlar yakın alan bölgesinde tahmin edilemeyecek şekilde davranırlar. Yakın alan bölgesindeki elektrik ve manyetik dalgalar arasındaki ilişki, zaman ve uzaydan bağımsız hareket ettikleri için uzak alan bölgesindeki hesaplamaları bu bölgede yapmak mümkün olmayabilir. Bu sebepten dolayı yakın alan bölgesinde güç yoğunluğu tahmini güçtür. Bu kısımda yapılan değerlendirmeler ışımanın gerçekleştiği uzak alan bölgesi düşünülerek yapılmıştır. Şekil 2.5 ile bir RFEH teknolojisinde olması gerekli katmanlar gösterilmektedir.



Şekil 2.5. RFEH teknolojilerinde anten güç iletimi blok diyagramı

Şekil 2.5'te P_t verici antenden çıkan güç, P_r alıcı antene gelen güç D_r ve D_t maksimum yönlülük e_{cdr} ve e_{cdt} alıcı verici verimliliği Γ_r ve Γ_t alıcı ve verici antenlerdeki yansıma katsayısı ρ_r ve ρ_t polarizasyon kayıp faktörü vektörleri, R ise kaynakla alıcı arasındaki mesafeyi ifade eder.

Bir verici antenden Şekil 2.5'teki gibi hava ortamına yayılan RF sinyalin gücünün alıcı anten tarafından ne kadarının toplanabileceği Denklem (2.3) ile gösterilen ve Friis İletim denklemi olarak isimlendirilen formül ile hesaplamak mümkündür. (Balanis vd., 2013).

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{cdr}e_{cdt}(1 - |\Gamma_r|^2)(1 - |\Gamma_t|^2)D_tD_r\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 |\rho_r \cdot \rho_t| \quad (2.3)$$

Alıcı ve verici anten için ışımanın maksimum yönlü, yansımanın olmadığı ve kutuplanma kaybının olmadığı durumlarda bu denklem (2.4) ile gösterilen ve RFEH da yaygın kullanılan biçimi ile ifade edilebilir (X. Lu vd., 2014; Soyata vd., 2016; Tran vd., 2017).

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_t G_r \quad (2.4)$$

RF kaynaktan yayılan gücün büyük bir kısmı, RFEH devresine ulaşmadan, denklem (2.5) ile gösterilen ve serbest uzay yol kaybı (FSPL) olarak isimlendirilen formüle bağlı olarak kaybolur.

$$FSPL (dB) = 10 \log \left(\frac{4\pi Rf}{c} \right)^2 \quad (2.5)$$

Bu sayede bir R mesafesi boyunca belli bir frekansta yayın yapan bir verici anten ile alıcı anten arasında kaybolan gücün seviyesini Denklem (2.5) ile hesaplayabilirken, alıcı antene ulaşan gücü Denklem (2.6) ile hesaplamak mümkündür (A. M. H. Almohaimeed, 2018).

$$P_r(dBm) = P_t(dBm) - FSPL (dB) + G_r(dB) + G_t(dB) \quad (2.6)$$

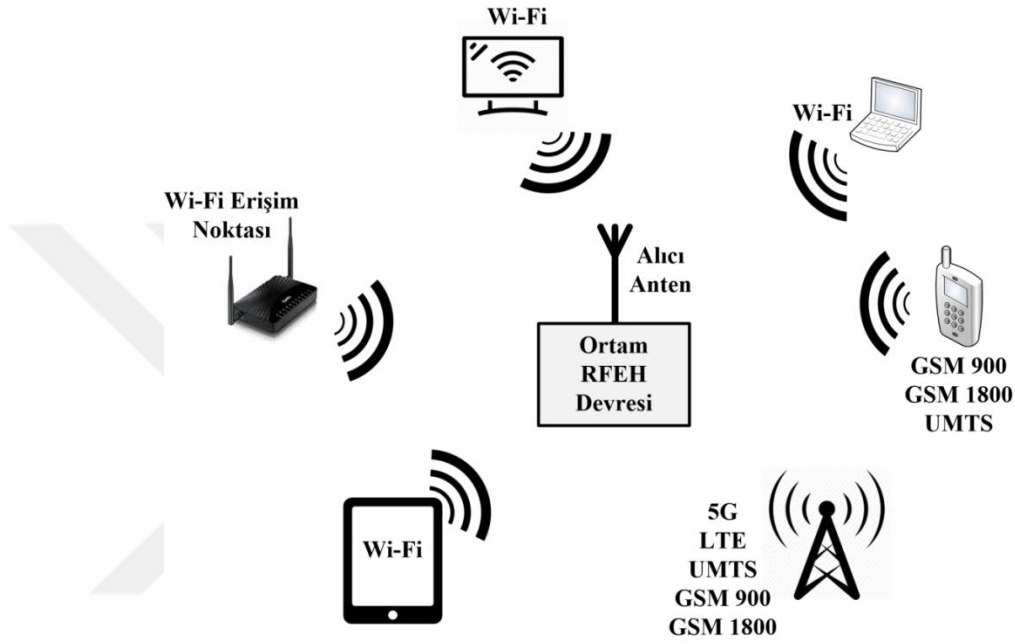
Serbest uzay yol kaybı denklemini kullanarak, uzak alan bölgesindeki sinyal gücünü tespit etmek mümkündür. Fakat bu denklem RF dalganın ışıma sürecini etkileyen yansıma, kırınım, soğurma, vb. faktörleri içermez. FSPL kullanılarak Şekil 2.5 ile gösterilen RFEH devresini tasarlamak için ihtiyaç duyulan güç miktarı hakkında bilgi sahibi olmak mümkündür. Tasarımcının doğru teknoloji ve yöntemi seçmesi açısından FSPL değeri kritik öneme sahiptir.

2.4. RF Enerji Kaynakları

Günlük yaşantımızda ve iş hayatımızda kablosuz cihazların çeşitlenmesi ve bu cihazların kullanımındaki artışa bağlı olarak yaşam alanlarında RF/Mikrodalga sinyallerin güç yoğunluğu da artmaktadır. Bu sebeple düşük güçle çalışan cihazlar için RF/Mikrodalga frekans bölgesinde enerji hasatlama uygulamaları tercih edilmektedir. Fakat bir RFEH devresinin yüksek verimli bir hasatlama yapabilmesi için tasarım aşamasında; ortamda bulunan RF sinyallerden alınabilecek güç seviyeleri ve ortamda bulunan sinyallerin yayılma frekanslarının bilinmesi gerekmektedir. Yani RFEH devresinin kullanılacağı ortam koşulları bir RFEH devresinin tasarım kriterlerini belirlemede önemli bir ölçüttür. Ortamda bulunan sinyalin kaynağının bilinip bilinmemesine bağlı olarak RFEH kaynakları iki kategoriye ayrılabilir.

2.4.1. Ortam RF Enerji Kaynakları

Günlük yaşamımızda yakın ve uzak çevremizde bulunan ve kablosuz çalışan her türlü cihazın yaydığı RF/Mikrodalga sinyaller, ortam RFEH uygulamaları için bir kaynak olarak düşünülebilir. Şekil 2.6 ile ortam RF enerji kaynakları için çevremizde bulunan enerji kaynaklarının bir kısmı gösterilmektedir.



Şekil 2.6. Ortamda rastgele bulunan enerji kaynakları

Şekil 2.6 ile gösterilen kaynaklar ve gün geçtikçe kablosuz cihazların çeşitlenmesi ile birlikte ortaya çıkan yeni kaynaklar ile farklı frekans bölgelerinde yaşadığımız ortamdan enerji hasatlamak mümkündür. Günlük hayatımızda RF sinyaller, çoğunlukla radyo, kablosuz yerel alan ağları (WLAN), mobil telefonlar ve benzeri cihaz ve sinyaller sayesinde bulunmaktadır (Cansız vd., 2019).

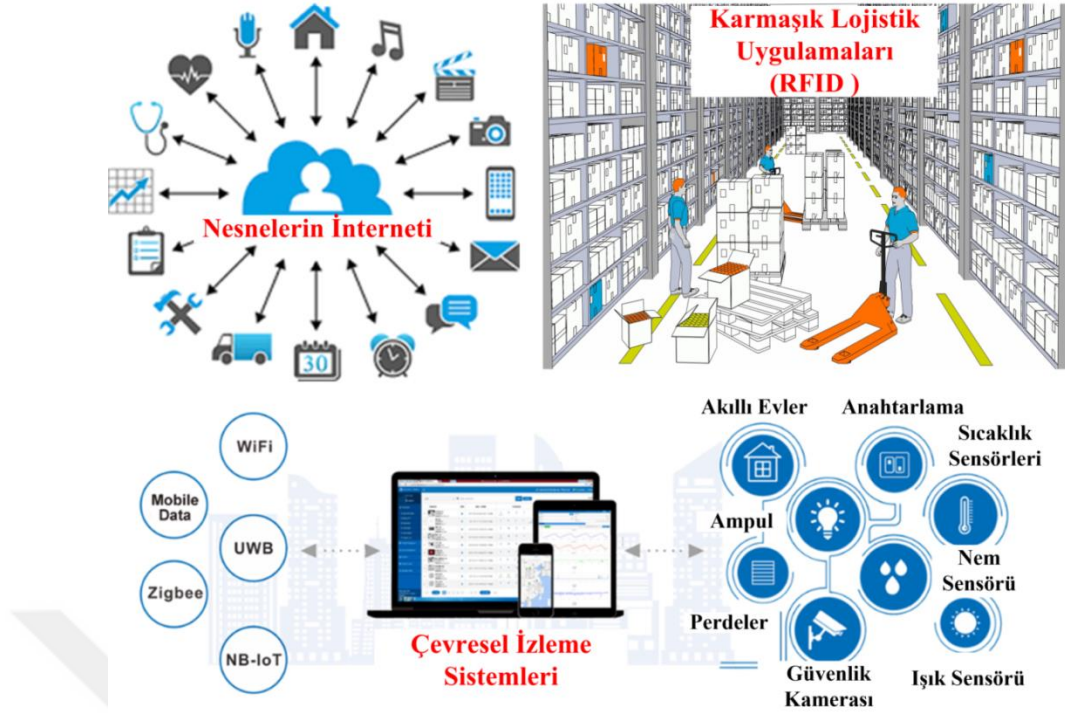
Ortam RF enerji kaynaklarının sağladığı güç yoğunluğu yaşam alanları, teknolojik gelişmeler, zaman ve kablosuz teknolojilerin kullanım sıklığına bağlı olarak tahmin edilemeyecek ölçülerde değişkenlik gösterebilir. Bunun bir diğer önemli sebebi ise ortamda bulunan cihazlara ait anten parametrelerinin bilinmemesidir. Bu yüzden bir RFEH devresi tasarımı için ortamdan toplanabilecek RF güç seviyesinin bilinmesi oldukça önemlidir. Ortam toplanması planlanan enerjinin RF spektrumu ortamda bulunan kaynaklara bağlı olarak 1 MHz ile 30 GHz arasında değişebilir (Arrawatia

vd., 2011). Tüm bu sebeplerden dolayı ortam RF kaynaklarından faydalanarak bir RFEH devresi tasarlamak için geniş bantlı ve yüksek güç hassasiyetine sahip olmasına dikkat etmek gerekmektedir. Yüksek verimli bir enerji hasatlama devresi için ortamda bulunan RF sinyallerin frekanslarına güç seviyelerinin bilinmesi ve buna göre en uygun RFEH devresinin tasarlanması gerekmektedir. Sonuç olarak; ortam RF enerji hasatlama uygulamaları; ortam RF güç seviyesi, frekans, anten kutuplanması, kazanç ve verim gibi parametrelerin çoğu zaman bilinmemesi sebebiyle zordur. Ortam RF kaynaklardan enerji hasatlamak için bu parametrelerle ilgili bir ön çalışma gerekmektedir.

Ortam RF enerji kaynaklarının sayısı ve yaydığı RF sinyallerin gücü hakkında tahmin yürütmek mümkün değildir. Ortamdaki RF güç seviyesi taşınabilir RF kaynakların yer değiştirmesi, azalması veya çoğalmasına bağlı olarak değişebilir. Bu sebeple bu tür ortamlarda geniş Giriş Gücü bandında çalışabilen doğrultma devrelerinin kullanılması gerekmektedir. Çünkü bir RFEH devresinde antenden alınan RF sinyalin yani doğrultma devresi giriş gücünün değeri ortamda bulunan kablosuz cihazların yoğunluğuna bağlı olarak değişmektedir. Bu değişime yüksek performansla cevap verebilen bir RFEH devresi için giriş gücü bandı arttırılmış yüksek verimli bir doğrultma devresi tasarlamak gerekmektedir.

2.4.2. Uygulamaya Özel RF Enerji Kaynaklar

Özel RF kaynaklardaki kablosuz cihazların; konumu, yaydığı RF sinyalin frekans bandı, bu cihazlarda kullanılan antenin kutuplanması ve kazanç/verim gibi değerleri, mesafeye göre ortam güç seviyesi gibi birçok parametre bilinmektedir. Bu sebeple ortam RF kaynaklarına göre uygulamaya özel RF kaynaklardan enerji hasatlamak için devre tasarlamak daha kolaydır. Şekil 2.7 ile uygulamaya özel RF enerji kaynaklarına bazı örnekler verilmiştir.



Şekil 2.7. Uygulamaya özel RF kaynaklar ve kullanım alanları

RFEH devrelerinde geniş bantlı veya birçok frekans bandını kullanabilen bir anten tasarlamak toplam verimi ve hasatlanabilen enerji miktarını artırabilir. Uygulamaya özel RF kaynakların sisteme arzu edilen güç değerinin sağlaması gerekmektedir. Ayrıca bu güç alıcı ve verici antenin hedeflenen frekansında iletilmelidir. Bir RFEH devresi tasarımı için gerekli çevresel koşulların bilinmesi ve arzu edilen güç seviyelerinin yüksek olması gibi sebeplerden dolayı uygulamaya özel RF kaynaklar KGT devresi tasarımlarında daha çok tercih edilir (Costanzo ve Masotti, 2016; del Prete vd., 2015; Mishra vd., 2015).

Uygulamaya özel RF kaynaklar belli güç seviyelerinde yayın yaparlar. Bu sebeple RFEH sisteminde kullanılan antenin ortamdan alabileceği ve doğrultma devresine gönderebileceği RF sinyal gücü aralığı tahmin edilebilir. Bu kaynakların kullanıldığı bölgelerde Giriş Gücü diye isimlendirilen ve doğrultma devresine gelen RF güç seviyeleri sınırları belirlenebilir. Böylece yüksek verimli bir doğrultma devre topolojisi için bu sınırlar gözetilerek GDV ekseninde verimin artırılması çalışmaları gerçekleştirilebilir.

3. ORTAM GÜÇ SEVİYESİNİN TESPİTİ

3.1. Mevcut Yöntemlerle Ortam Güç Seviye Ölçümü

RF enerji hasadından faydalanabilecek potansiyel uygulamaları değerlendirebilmek için ortamdaki mevcut RF sinyallerin güç seviyelerinin tespit edilmesine ihtiyaç vardır. Bu kısım da geçmiş yıllarda yapılmış olan, RF bölgesinde güç seviyelerinin tespiti ve güç ölçümü için kullanılan yöntemler değerlendirilerek ortamdaki RF/Mikrodalga güç seviyelerinin ölçülebilmese katkı sağlayan yeni ve düşük maliyetli bir sistem önerilecektir.

Haberleşmenin kablosuz bir şekilde gerçekleştirilebilmesi için RF sinyallerinin kullanımı ve cep telefonlarının yaygınlaşması ile birlikte meydana gelebilecek sağlık riskleri üzerinde çalışmalar yapılmaktadır (Elliott vd., 2010). Uluslararası İyonize Olmayan Radyasyondan Korunma Komisyonu, Ulusal Radyolojik Koruma Kurulu, Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü, Dünya Sağlık Örgütü, Federal İletişim Kurulu, Radyasyondan Korunma ve Ölçümler Ulusal Konseyi, Bilgi Teknolojileri ve İletişim Kurumu gibi birçok ulusal ve uluslararası kuruluş haberleşmede kullanılan RF sinyalleri maksimum güç seviyelerini standartlaştırmışlardır. Bununla birlikte bu kuruluşlar; insanların RF sinyallere maruz kalma süreleri için de çeşitli standartlar koymuşlardır. Bu kuruluşların varlığı ve RF sinyallerinin taşıdığı güç ile ilgili sağlık sorunlarına duyulan ilgi nedeniyle, farklı koşullarda ve farklı frekanslarda birçok defa, ortamda bulunan RF sinyallerin güç seviye ölçümleri yapılmıştır (Joseph vd., 2012; Kitazawa vd., 2012; Nishimoto vd., 2010; Parks vd., 2013; Pinuela, 2013). Her ne kadar bilinen RF kaynakların (Baz istasyonları, TV kuleleri vb.) yaydığı sinyallerin gücü ulusal ve uluslararası standartlara göre yaklaşık olarak hesaplanabilse de, kablosuz cihazların çeşitlenmesi ve çoğalmasına bağlı olarak ortamda öngörülemeyen RF kaynaklı sinyallerin etkisi de göz önünde bulundurulmalıdır.

Çalışmanın amacına bağlı olarak ortam güç seviyesini ölçmek maksadıyla spektrum analizörler, güç ölçerler, radyasyon ölçme aletleri gibi farklı cihazlar kullanılabilir. Radyasyon ölçüm cihazları ortamda bulunan yakın ve uzak alandaki RF sinyallerin taşıdığı güç değerlerini belirli frekans aralıklarında ölçmeye yarar (Barroca vd.,

2013; Huang vd., 2019; Valberg vd., 2007). Radyasyon ölçüm cihazları ile frekansları ayırt etmek zordur. Bir diğer yöntem olan spektrum analizörler ise dar bantlıdır ve farklı frekans seviyelerinde istenilen güçleri tespit etmekte daha etkilidir (D Bouchouicha vd., 2010; Piñuela vd., 2013). Spektrum analizörler kullanılarak ortamda bulunan RF sinyallerin taşıdığı güç seviyeleri geniş bir frekans bölgesinde kolaylıkla hesaplanabilir.

Yüksek maliyet ve kurulum zorluklarına rağmen ortamdaki gücün hesaplanabilmesi için kullanılan en yaygın yöntemlerden bir tanesi spektrum analizörler ile güç ölçümüdür (C Song, 2017). Spektrum analizörler geniş bantlı ve yüksek kazançlı bir antenle birlikte anlık olarak ortam güç seviyelerini hesaplayabilir. Bununla birlikte bir güç sensörü ve bir anten kullanılarak bilgisayara aktarılan verilerin işlenmesi ile de ortam güç değerlerinin tespit edilebilmesi mümkündür (Shen vd., 2019; Vuong vd., 2019). Şekil 3.1 ile Liverpool şehrinde gerçekleştirilen bir çalışmada spektrum analizör ve güç sensörü ile ortam güç yoğunluğu seviyesini belirlemek için hazırlanmış ölçüm düzenekleri gösterilmektedir (C Song, 2017).



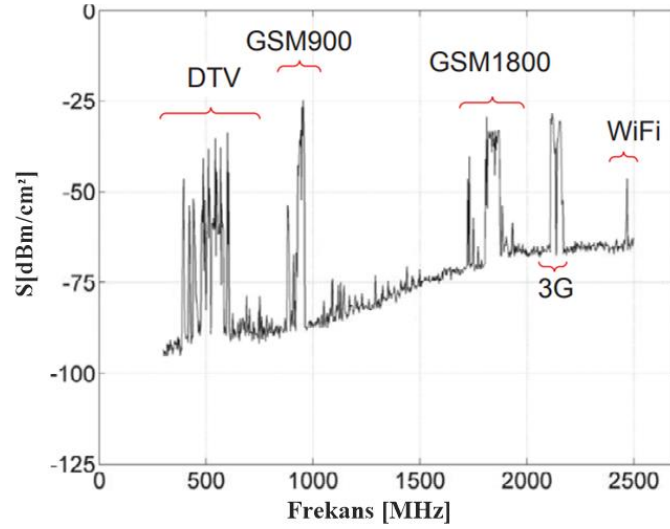
Şekil 3.1. RF güç seviyesinin hesaplanabilmesi için geliştirilmiş mevcut ölçüm düzenekleri (C Song, 2017).

RFEH devreleri için ortamdan hasatlanabilecek RF/Mikrodalga sinyallerinin gücünü hesaplamak; tasarlanacak devre topolojisinin tespiti ve kullanılacak antenin belirlenmesi açısından oldukça önemlidir. RF/Mikrodalga frekans spektrumunda yaygın olarak kullanılan frekans bölgeleri içerisinde ortam güç seviyeleri tespit edilerek hangi frekans bölgesinde çalışılması gerektiğine karar verilebilir. Bu açıdan RFEH devreleri için ortam güç seviyesinin frekansa göre tespiti oldukça önemlidir.

RFEH sistemleri için ortamdan hasatlanabilecek ortalama güç değerlerinin hesaplanabilmesi maksadıyla geçmiş yıllarda farklı ülkelerde açık, yarı açık ve kapalı ortamların RF güç yoğunlukları ve güç seviyeleri çalışmaları yapılmıştır (Dhaou Bouchouicha vd., 2010; Calvente vd., 2015; Visser vd., 2008).

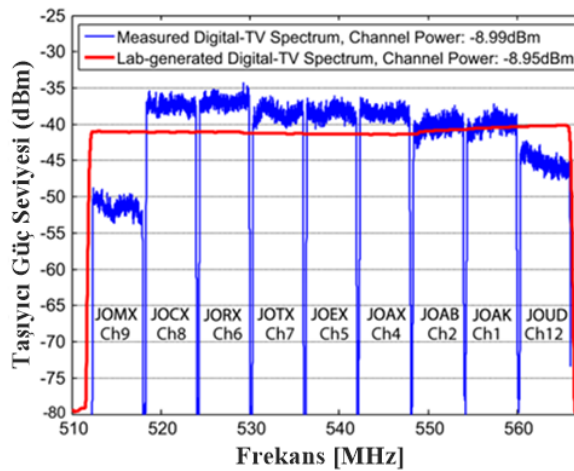
2013 yılında Londra’da bir çalışmada 0,3 GHz ile 2,5 GHz frekansları arasında ortam RF güç seviyelerinin derinlemesine incelenmesi ve kentsel bölgelerdeki güç seviyeleri ölçümü yapılmıştır. Bu kapsamda Londra’daki her yeraltı treni istasyonunda farklı tarihlerde birden çok yapılan ölçümlerle RF güç seviyeleri ve zamanla dalgalanmaları ölçülmüştür (Piñuela vd., 2013). Yazarlar ortam güç seviyesini ölçebilmek için bikonik tüm yönlü bir anten ve el tipi spektrum analizör kullanmıştır. Ortam elektrik alanı anten faktörünün spektrum analizöre girilmesi ile ölçülmüş ve üç dik ekseninden ayrı ayrı ölçümler alınarak yapılmıştır. RF güç yoğunluğu (dBm/cm²), elektrik alan ölçümlerinden hesaplanmıştır (Pinuela, 2013).

Şekil 3.2 ile sonuçları gösterilen ölçümlerde dijital televizyon (DTV), GSM 900, GSM 1800, 3G ve WiFi için spektral frekans bantları tanımlanmıştır. Her spektral bant için hem şerit anten hem de tel olarak tüm yönlü katlanmış dipol anten kullanılmıştır. Şerit antenin kazancı 4,32 dBi ile 4,42 dBi arasında değişirken tel antenlerin kazancı 4,48 dBi ile 4,76 dBi arasında verilmiştir (Piñuela vd., 2013).



Şekil 3.2. Londra metro istasyonu RF güç yoğunluğu ölçümleri (Pinuela, 2013)

Ortam RF gücünün ölçüldüğü bir başka çalışmada 500 MHz ile 900 MHz frekansı arasında Japonya ve ABD'de gerçekleştirilmiştir (Vyas vd., 2013). Bu ölçümlerde frekansa göre Elektrik Alan (V/m) değerleri hesaplanmıştır. Ayrıca bu çalışmada Tokyo'daki ölçümleri yapabilmek için yazarlar 512 MHz ila 566 MHz frekansında çalışabilecek ve 5 ile 7,3 dBi arasında değişen kazanç değerlere sahip bir log-periyodik dipol anten tasarlamışlardır. Bu anteni kullanarak, DTV kulesinden 6,3 km uzaklıktaki Tokyo şehir merkezinde ölçülen RF güç seviyesi Şekil 3.3'te gösterilmektedir. Bu ölçümlere göre DTV kanallarından elde edilen toplam RF gücü 126,2 μ W olarak gösterilmiştir. Bu çalışmada elde edilen veriler incelendiğinde maksimum sağlanabilecek gücün 100 μ W civarı olduğu anlaşılmıştır.



Şekil 3.3. Tokyo DTV Kulesi RF Güç Seviyeleri (Vyas vd., 2013)

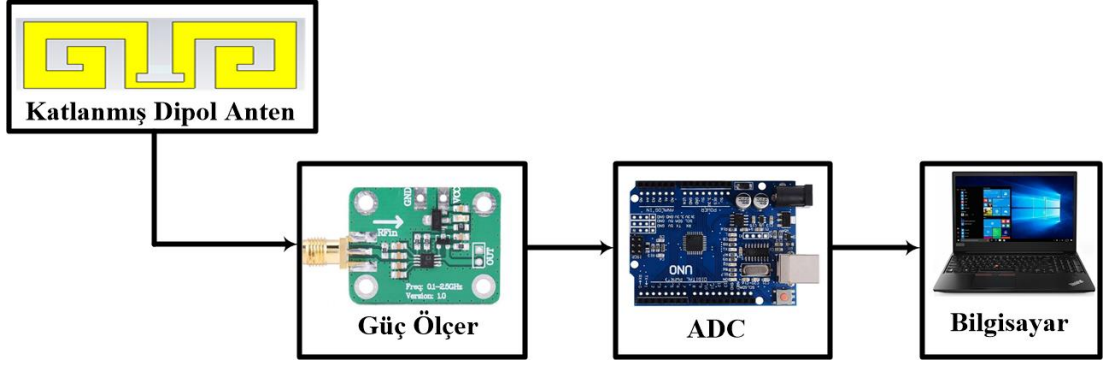
Ortam güç yoğunluğu değerleri ortamda bulunan kablosuz cihazların sayısına, ölçüm düzeneğinin bulunduğu kapalı, yarı açık ve açık ortamlara ve ölçümün yapıldığı zamana bağlı olarak değişebilir. Bu yüzden ortam güç seviyelerinin tespiti her ortam ve zaman için ayrı değerlendirilmelidir.

3.2. Ortam Güç Yoğunluğu Ölçümü için Geliştirilen Yeni Sistem

Son yıllarda gelişen teknoloji ile birlikte kablosuz cihazların yaygınlaşması ve vazgeçilmez hale gelmesi birçok frekans bandında RF sinyallerinin yaşam ortamlarında yayılmasına sebep olmaktadır. En çok kullanılan cihazlardan bir tanesi de cep telefonlarıdır. Küresel Mobil Telefon Sistemi (GSM) hizmetlerinde de kullanılan 900 MHz ve 1800 MHz frekans bantları; Evrensel Mobil Telekomünikasyon Sistemi (UMTS), RF ile Tanımlama (RFID), Uzun Vadeli Dönüşüm (LTE) ve Mikrodalga Erişim için Dünya Çapında Birlikte Çalışabilirlik (WiMAX) gibi birçok sistemle birlikte kullanılabilir. Bu bakımdan kentsel bölgelerde kablosuz haberleşmenin birçok frekans bölgesine göre, 900 MHz ve 1800 MHz merkez frekanslarında daha yaygın bulunması bu frekanslardaki RF sinyallerin taşıdıkları güç seviyeleri açısından daha kolay hasatlanabilmesini sağlamaktadır. Bu sebeple RFEH uygulamalarında genellikle 900 MHz ve 1800 MHz frekans bantları yaygın olarak kullanılmaktadır (Arrawatia vd., 2011; Ho vd., 2016; Sun vd., 2013).

Bu çalışmada mevcut çalışmalardan farklı bir yöntem geliştirilerek ortam güç seviyesi 900 MHz ve 1800 MHz için tespit edilmiştir. Geliştirilen yöntemin maliyeti mevcut yöntemlere göre çok daha düşük, uygulanabilirliği ise oldukça basittir.

Yaygın kullanılan yöntemlerle ortam güç yoğunluğu ölçümünde kullanılan cihazların yüksek maliyetli olması ve uygulanabilirliğinin zor olması gibi sebepler; bu çalışmada Isparta ilinde farklı konumlarda güç ölçümü yapabilmek ve bu ölçümün gün içerisinde kaydedilebilmesini sağlayabilmek için yeni bir sistem geliştirmeyi gerektirmiştir. Ortamdan alınabilecek güç değerlerinin ölçülebilmesi için gerçekleştirilen yeni sistemin blok diyagramı Şekil 3.4 ile gösterilmektedir.



Şekil 3.4. Yeni geliştirilen ortam güç sevi ölçümü blok diyagramı

Açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda GSM 900 ve GSM 1800 frekanslarındaki sinyallerin taşıdığı güç seviyelerini ölçmek maksadıyla geliştirilen ortam güç ölçüm düzeneği 4 temel elemandan oluşmaktadır. Bunlar Mikroşerit katlanmış dipol anten (MKDA), güç ölçer, Analog-Dijital Dönüştürme (ADC) için Arduino ve verilerin kaydedileceği ortam olan bilgisayardır.

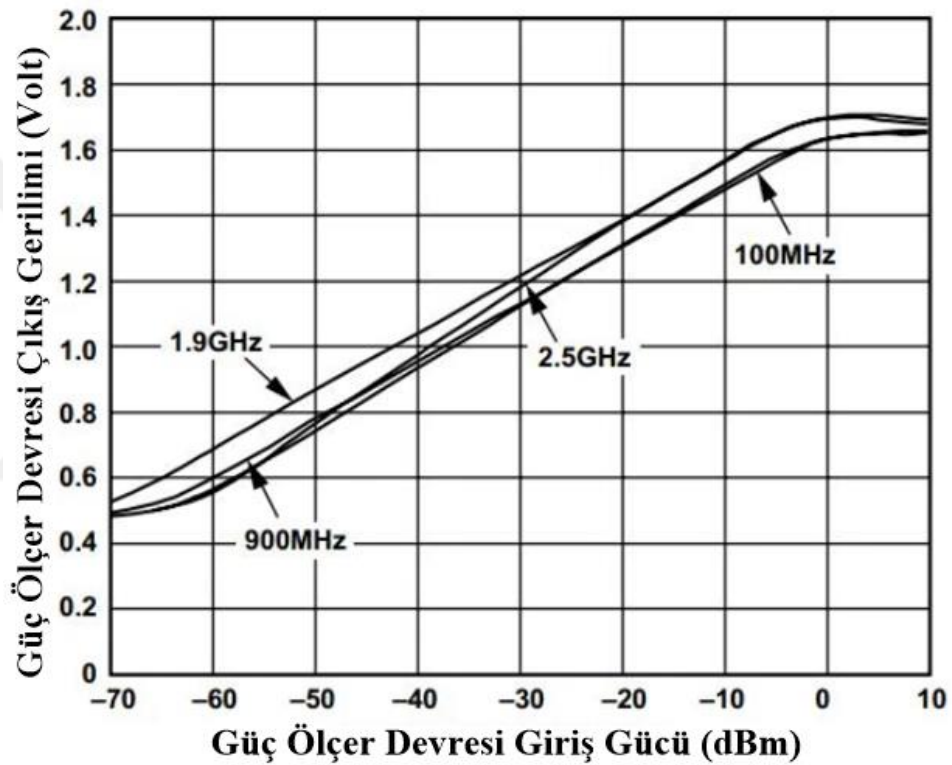
Anten; çalışma bandındaki frekanslarında ortamda bulunan RF sinyallerin gücünü toplar. Ortamdan anten vasıtasıyla toplanan sinyalin gücü, güç ölçerde giriş güç seviyesine göre DC gerilime dönüştürülür. Yani, güç ölçer devresi giriş gücüne bağlı olarak değişen DC gerilim üretir. Giriş gücüne bağlı olarak değişen DC gerilim bir Analog-Dijital dönüştürücü (ADC) ile bilgisayara aktarılır ve böylece ortamdan alınabilen RF güç değerleri güç ölçerin çıkışında oluşturduğu DC gerilim değerleri ile kaydedilebilir ve işlenebilir. Bilgisayarda kaydedilen veriler güç ölçerin çıkış gerilimlerini göstermektedir.

Güç ölçer çıkışından alınan gerilim değerlerine göre antenden alınabilen güç değerleri tespit edilebilir. Bunun için, güç ölçer devresine antenden gelen güç değerlerine göre çıkışta üretilen gerilim değerlerini karşılaştırarak bir test eğrisi oluşturulması gerekmektedir.

Test eğrisi; güç ölçer devresinin girişinden alınan RF güç değerine göre çıkışında üretilen gerilim değeri ile ilişkili olacaktır. Bu sebeple bu devrenin test edilebilmesi için bir RF sinyal kaynağı, RF sinyal kaynağından gelen sinyali ikiye bölen “Wilkinson Güç Bölücü” (WGB) devresi, spektrum analizör ve güç ölçer devresi çıkışında oluşan gerilimi anlık takip edebilmek için bir analog-dijital dönüştürücü ile

lineer sonuca etkisi düşünöldüğünde test eğrisi ölçümlerinin hassasiyeti oldukça önem arz etmektedir.

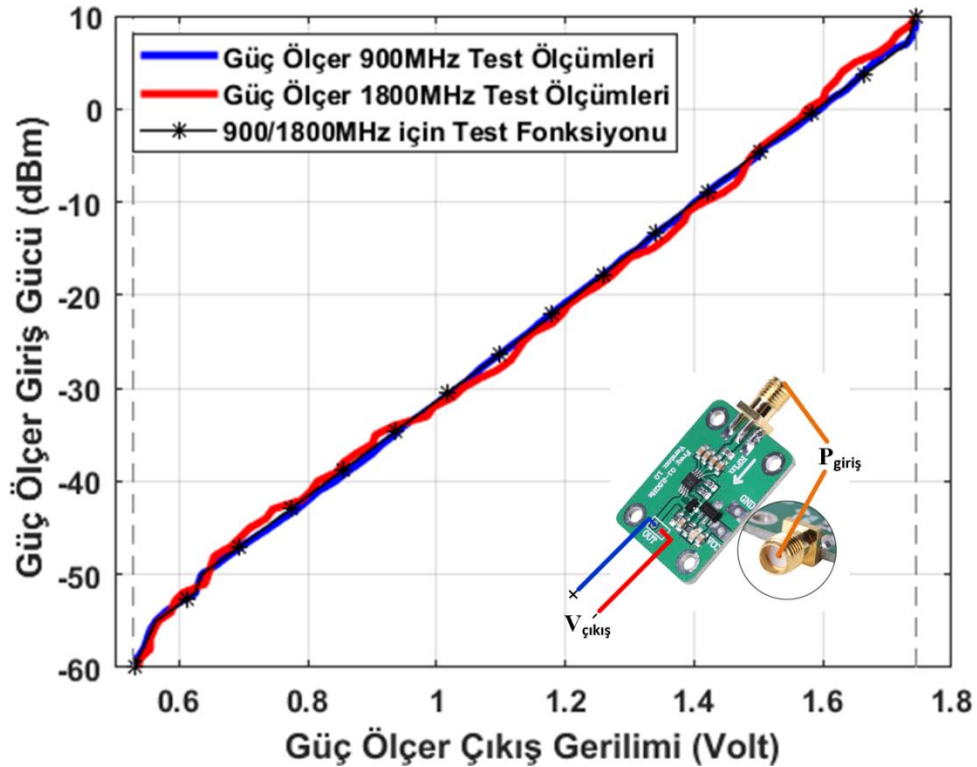
Güç ölçer devresinin katalog verilerinin laboratuvar ortamında Şekil 3.5 ile verilen ölçüm düzeneği kullanılarak test edilmesi, ortamdan toplanabilecek gücün doğru hesaplanabilmesi için elzemdir. Geliştirilen ölçüm düzeneği hem test eğrisinin oluşturulabilmesini hem de bu test eğrisine göre oluşturulacak olan test eğrisi fonksiyonunun hassasiyetinin anlaşılabilmesini mümkün kılmaktadır.



Şekil 3.6. Güç ölçer devresinin katalog test eğrisi

Şekil 3.6 ile gösterilen katalog test eğrisi güç ölçer devresinin bazı frekanslardaki davranışını gösteren genel bir eğridir. Alınan güç ölçer devresinin katalog bilgileri de göz önünde bulundurularak güç ölçer devresi laboratuvar ortamında yeniden test edilmiştir. Güç ölçer devresinin giriş gücü ve çıkış gerilim sınırları göz önünde bulundurularak 900 MHz ve 1800 MHz merkez frekanslarında -60 dBm ile 10 dBm giriş gücü aralığında üretilen çıkış gerilimleri 1 dB hassasiyetle Şekil 3.5 ile gösterilen ölçüm düzeneği ile test edilmiştir.

AIM-TTI INSTRUMENTS firmasına ait tek kanallı TGR serisi RF sinyal kaynağından verilen 900 MHz frekansındaki sinyalin gücü bir WGB devresi ile ikiye bölünerek, gücün yarısı RODHE&SCHWARZ marka FSH8 model spektrum analizöre diğer yarısı ise güç ölçer devresine gönderilmiştir. Spektrum analizörde okunan RF güç değeri sistemin giriş gücü ile aynı değeri taşımaktadır. Bu değer anlık giriş gücü olarak kabul edilmektedir. Güç devresine gelen RF sinyale bağlı olarak üretilen DC gerilim Arduino ile bilgisayar ortamına gönderilmektedir. Bilgisayar ortamında okunan DC gerilim değerleri spektrum analizör de gösterilen RF güç değerleri ile karşılaştırılarak bir eğri oluşturulmaktadır. Bu işlem 1800 MHz için Gerilim kontrollü sinyal kaynağı ve Şekil 3.5 deki ölçüm düzeneği kullanılarak aynı metot ile tekrarlanmaktadır. Sonuç olarak elde edilen test eğrileri için ortak bir test fonksiyonu oluşturularak bu fonksiyon yardımıyla bilgisayarda okunan gerilim değerleri güç değerlerine dönüştürülebilmektedir. 900 MHz, 1800 MHz test ölçümleri ve bu iki frekansın test eğrileri için oluşturulmuş ortak test fonksiyon eğrisi Şekil 3.7 ile gösterilmektedir.



Şekil 3.7. Test ölçümleri ile oluşturulan test eğrisi grafiği

Şekil 3.7 ile gösterilen grafikteki 900 MHz ve 1800 MHz test ölçümleri için ortak bir fonksiyon oluşturularak ortamdaki alınan sinyallerin gerilim güç dönüşümleri bu

eğriye göre oluşturulmuştur. Bu test eğrisi oluşturulurken, Türkiye’de GSM operatörlerinin baz istasyonlarının kurulum aralığını arttırmak ve dolayısıyla maliyeti düşürmek maksadıyla GSM 900 frekans bölgesinin daha çok tercih edildiği düşünülerek, 900 MHz merkez frekansına daha yakın sonuçlar veren bir test eğrisi fonksiyon oluşturulmuştur. Oluşturulan fonksiyon Denklem (3.1) ile gösterilmiştir.

$$f(x) = \begin{cases} 147x - 137,908 & , & 0,530 < x \leq 0,564 \\ 49,18x - 82,74 & , & 0,564 < x \leq 0,625 \\ 200x - 177 & , & 0,625 < x \leq 0,635 \\ 51,08x - 82,436 & , & 0,635 < x \leq 1,144 \\ 54,54x - 86,4 & , & 1,144 < x \leq 1,511 \\ 50,228x - 79,895 & , & 1,511 < x \leq 1,730 \\ 214,286x - 363,714 & , & 1,730 < x \leq 1,744 \end{cases} \quad (3.1)$$

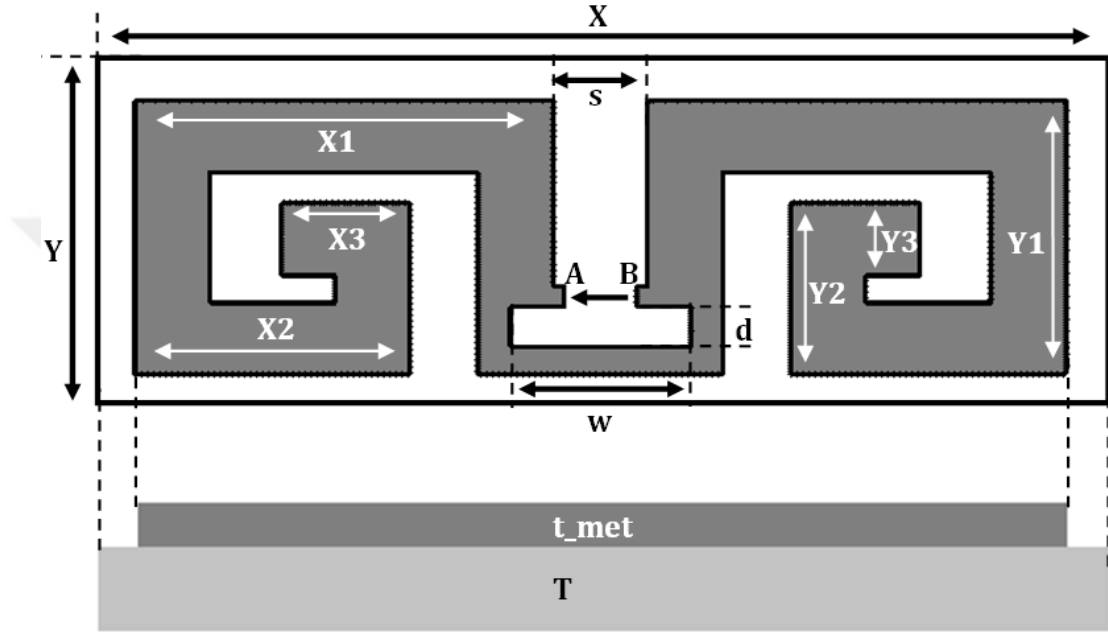
Test eğrisi fonksiyonu 7 denklemden oluşan bir parçalı fonksiyondur. Denklem sayısı azaltılabilir. Fakat bu güç ölçerin hassasiyetini de azaltacaktır. Giriş gücü değişiminin logaritmik olması, düşük hassasiyetli bir test fonksiyonunda test sonuçlarını hatalı değerlendirmemize sebep olabilir. Örneğin giriş gücünde yapılabilecek 3 dB farktan oluşan bir hata aslında ortamdan alınabilecek gücün, yarısını veya iki katını test ettiğimiz anlamına gelir. Bu çok büyük bir hata anlamına gelmektedir. Bu sebeple test ölçümleri yapılırken güç ölçere gelen RF güç değerleri 1 dB hassasiyetle test edilmiştir.

Güç ölçer devresinin maksimum ve minimum çıkış gerilimleri tespit edilerek bu değerler arasında bir test eğrisi oluşturulmuştur. Buna göre -60 dBm ile 10 dBm aralığında güç ölçer devresinin çıkış gerilimi 0.530 V ile 1.744 V arasında değişmektedir. Ayrıca 900 MHz ve 1800 MHz için test edilen güç ölçer devresinin çalışma frekans aralığı katalog bilgisine göre 0.1 GHz ile 2.5 GHz arasında değişmektedir.

Bu çalışma için literatürde kullanılan G-şeklinde MKDA seçilerek 900 MHz ve 1800 MHz frekanslarında ölçümler yapılmıştır (Gözel vd., 2016; X. Li vd., 2009; Marrocco, 2008). Bu antenin seçilmesinin en önemli sebeplerinden bir tanesi boyutlarının küçük olması ve bu sayede uygulanabilirliğinin basit olmasıdır. Ayrıca bu anten geometrisi RFID sistemlerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu çalışma

sayesinde; bu geometriye sahip antenlerin ortamdan hasatlayabileceği güç miktarları da öngörülebilecektir.

Tasarımda kullanılan G şeklinde MKDA için alttaş malzeme olarak dielektrik sabiti $\epsilon_r=4.3$, malzeme kalınlığı $h=1.52$ mm ve kayıp tanjantı $\tan\delta=0.025$ olan FR4 kullanılmıştır. 900 MHz ve 1800 MHz için seçilen anten geometrisi ve uzunluk değişkenleri Şekil 3.8 ile gösterilmiştir.



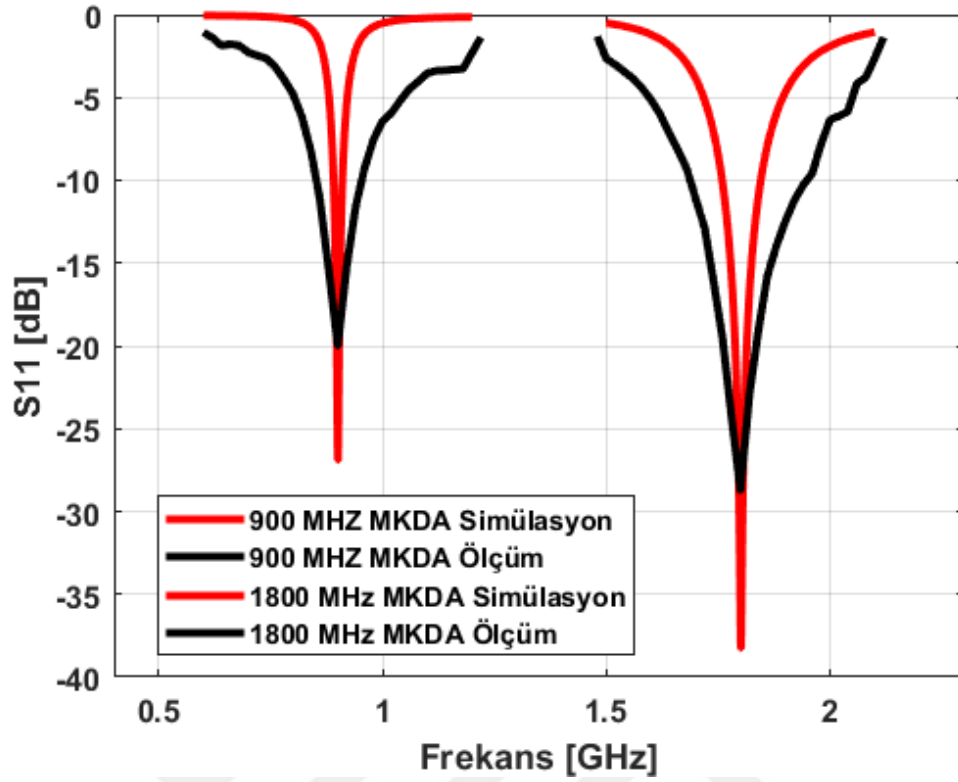
Şekil 3.8. Güç seviye ölçümleri için önerilen anten geometrisi

Şekil 3.8 ile verilen anten geometrisinde 900 MHz ve 1800 MHz için seçilen uzunluk değişkenlerine ait değerler Çizelge 3.1 ile gösterilmektedir.

Çizelge 3.1. Güç seviye ölçümünde kullanılan anten uzunluk değişkenleri

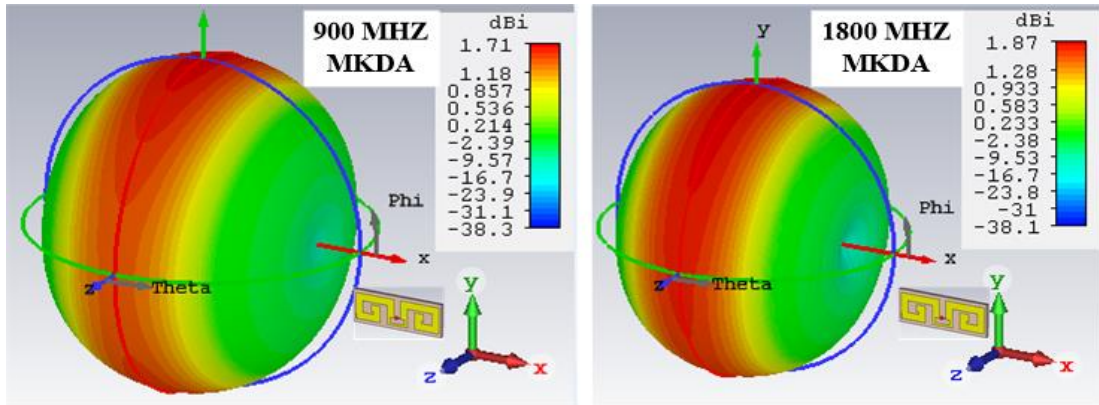
Uzunluk Değişkenleri (mm)	X	X1	X2	X3	Y	Y1	Y2	Y3	d	w	s	T	t_met
900 MHz için MKDA	60	22	14,9	13,5	20	17,8	10	0,9	2	3,2	2,5	1,5	0,035
1800 MHz için MKDA	39	11	4,8	1	14	11	7	0,9	2,2	3,2	3	1,5	0,035

İki farklı frekans bölgesi için tasarlanan aynı geometriye sahip farklı uzunluklardaki iki MKDA için ölçüm ve benzetim sonuçlarını veren geri dönüş kaybı grafiği Şekil 3.9 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.9. MKDA için geri dönüş kaybı ölçüm ve benzetim sonuçları grafiği

Şekil 3.9 ile geri dönüş kaybı grafiği verilen ve aynı topolojiye sahip farklı uzunluklarda tasarlanmış olan iki MKDA kazanç değerleri benzetim ortamında merkez frekansı 900 MHz olan anten için 1.71 dBi, merkez frekansı 1800 MHz olan anten için ise 1.87 dBi olduğu Şekil 3.10 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.10. MKDA için 3-boyutlu kazanç benzetim grafiği

Bu çalışmada literatürdeki çalışmalardan farklı olarak, bir mikroşerit dipol antenin ortamda bulunan GSM 900 veya GSM 1800 frekans bölgesindeki RF/Mikrodalga

sinyallerin taşıdığı güçlerin ne kadarını hasatlayabileceğini ölçmek hedeflenmiştir. Bunun için de açık, yarı açık ve kapalı ortamlardan toplanabilecek RF sinyallerin güç seviyeleri G şeklinde MKDA kullanılarak tespit edilmiştir.

Kazancı ve çalışma frekansı bilinen bir alıcı anten ile ortamdaki RF sinyallerin güç yoğunluğu Denklem (3.2) ile hesaplanabilir (Johnson ve Jasik, 1984).

$$P_{RF} = S \cdot A_{etkin} \text{ ve } A_{etkin} \approx G(f_0) \frac{\lambda_0^2}{4\pi} \quad (3.2)$$

Burada P_{RF} antenin ortamdan aldığı RF güç değerini (W), S belirli frekans bandındaki ortamda bulunan güç yoğunluğunu (W/m^2), A_{etkin} etkin anten açıklığını (m^2), $G(f_0)$ f_0 merkez frekansındaki anten kazancını (dBi), λ_0 ise merkez frekansındaki dalga boyunu (m) ifade etmektedir. Burada kullanılan antenin mikroşerit olmasına bağlı olarak dalga boyu hesabının (3.3) ve (3.4) ile gösterilen formüllere göre yapılması gerekmektedir (Pozar, 2009).

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.3)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.4)$$

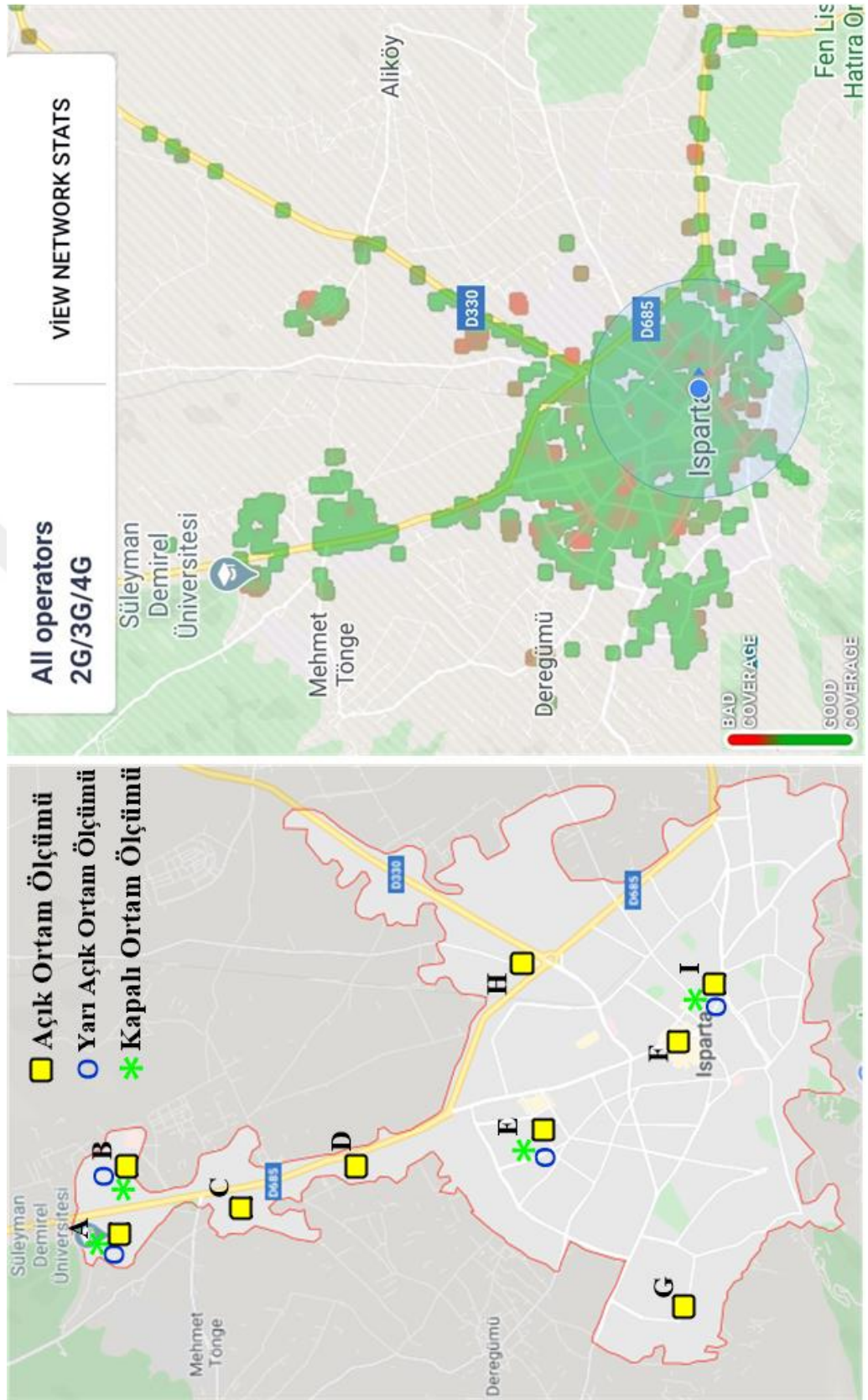
Bu formüllerde c ışık hızını, ϵ_{eff} etkin dielektrik sabitini, ϵ_r kullanılan alt taş malzemenin dielektrik sabitini, h alt taş malzemenin kalınlığı, W ise mikroşerit hat genişliğini ifade etmektedir.

Sonuç olarak; MKDA ile ortamda bulunan RF sinyallerden alınan güç değerleri güç ölçer devresi ile bir DC gerileme dönüştürülür. Her bir saniyede alınan DC gerilim değerleri Arduio kullanılarak bilgisayar ortamına aktarılır ve kaydedilir. Kaydedilen veriler ışığında, (3.1) ile verilen test fonksiyonu kullanılarak MKDA'nın ortamdan alabildiği RF güç değeri zamana göre çizdirilebilir. Ayrıca ölçüm yapılan zaman dilimi içerisinde ortamdan alınabilen güç seviyesinin ortalama değeri hesaplanabilir.

3.3. 900/1800 MHz için Isparta İli Çeşitli Bölgelerinde Yapılan Ortam RF Güç Seviyeleri

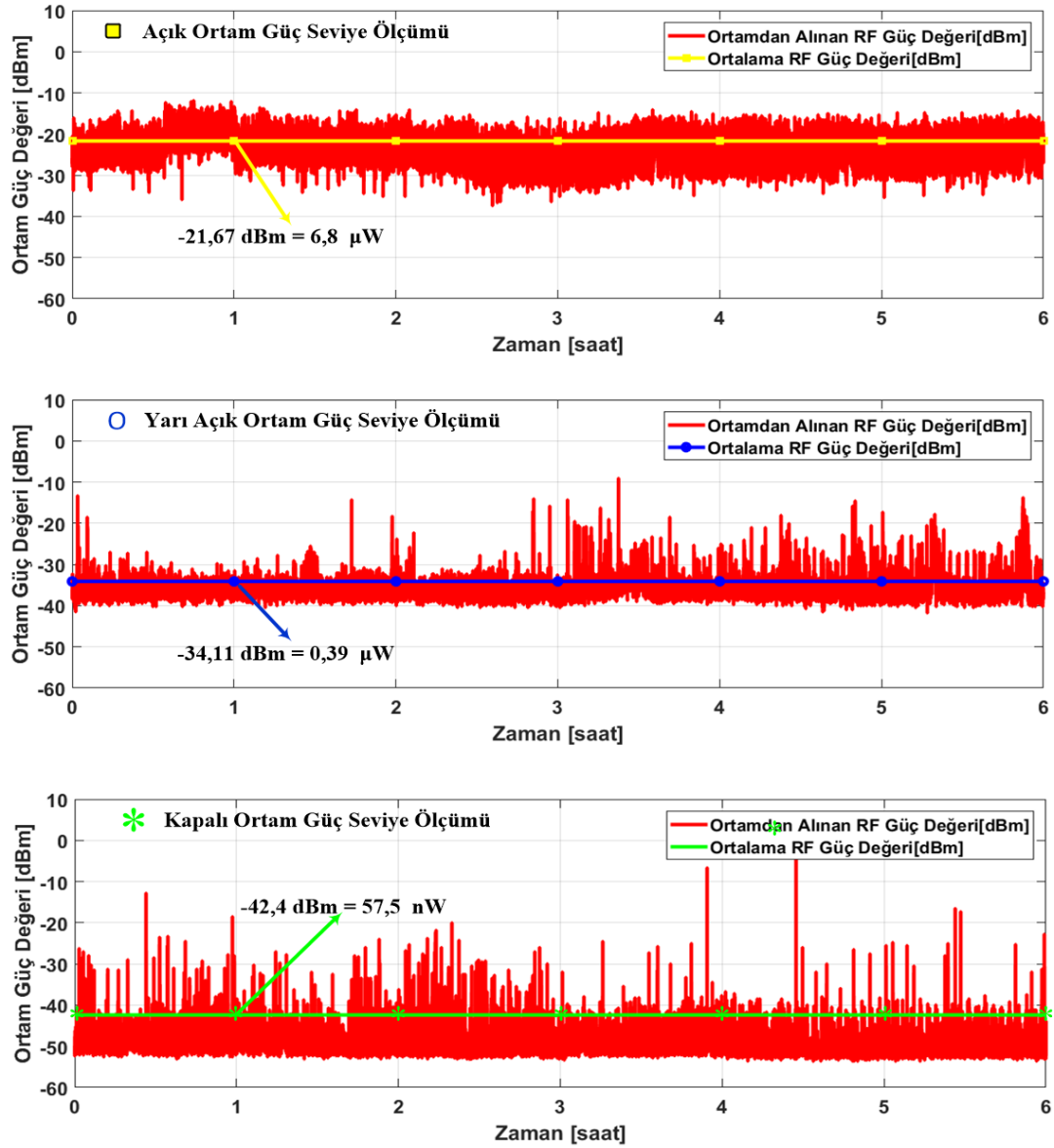
Yaşama alanlarındaki RF sinyallerin güç yoğunlukları genellikle insan sağlık riskleri ile ilgili çalışmalarda tespit edilmeye çalışılmaktadır. Bununla birlikte son yıllarda RFEH ve KGT uygulamalarında da ortamda bulunan güç yoğunluğu ve ortamdan alınabilecek güç seviyelerinin tespiti önemli bir çalışma konusu haline gelmektedir.

Bu çalışmada Isparta ilinde farklı konumlarda açık, yarı açık ve kapalı ortamlar için MKDA kullanılarak alınabilecek güç değerlerinin tespiti edilebilmesi için 17 farklı ölçüm yapılmıştır. Isparta ili şehir merkezi çevresinde yeni geliştirilen sistem ile yapılan ölçümlerin konumunu gösteren harita ve “Open Signal” isimli uygulama ile Isparta ilindeki GSM operatörlerinin kapsam alanı ile ilgili veriler Şekil 3.11 ile gösterilmektedir ("OpenSignal," 09.02.2020).



Şekil 3.11. RF ortam güç ölçümü yapılan konumlar ve opensignal.com adresinden alınan GSM kapsam alan haritaları ("OpenSignal," 09.02.2020)

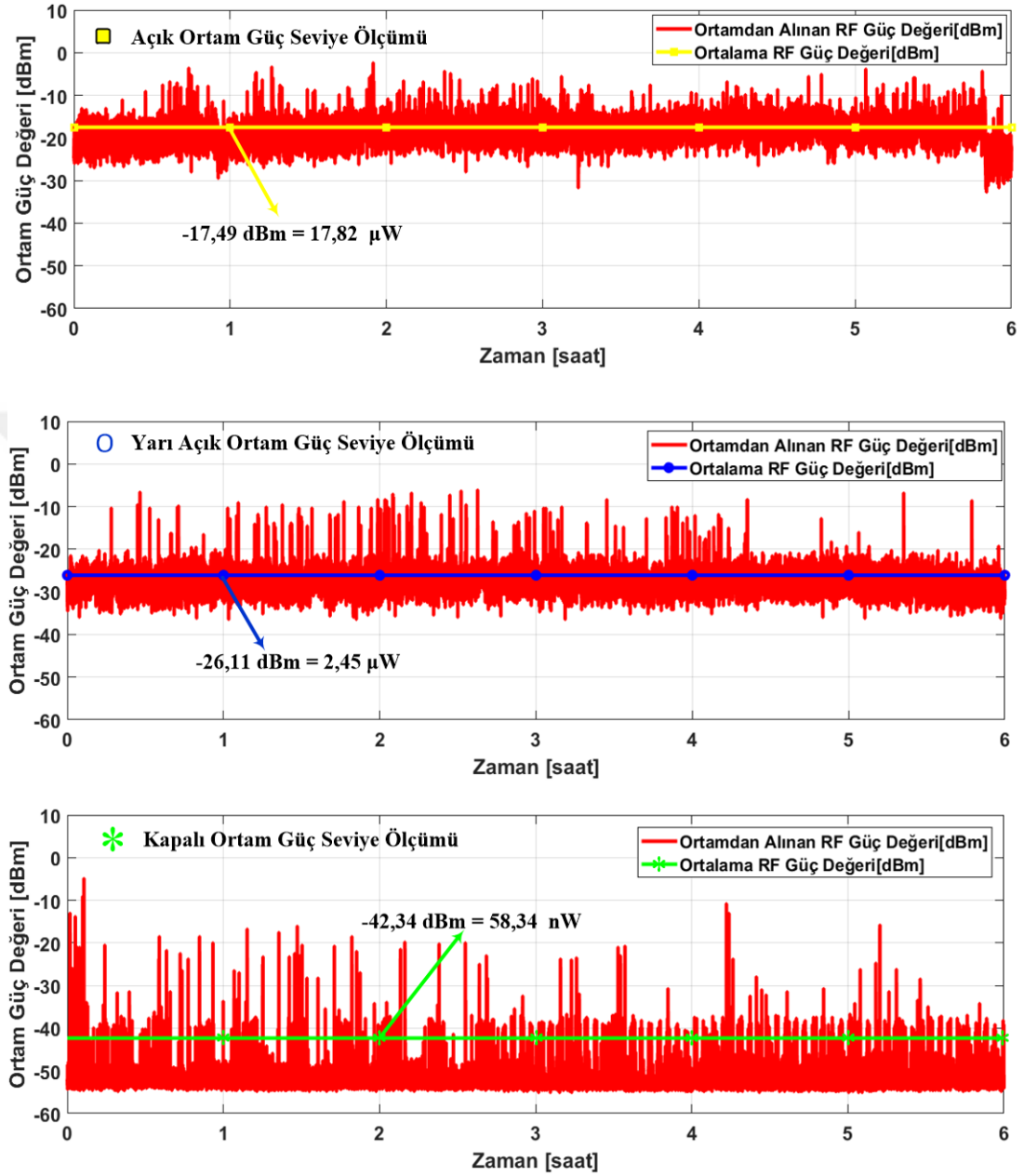
Şekil 3.11 ile gösterilen haritada yapılan ortam RF ölçümlerin gösterildiği konumlara göre açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda yapılan ölçümler farklı zaman dilimlerinde 6 saatlik süreler ile yapılmıştır. A noktasında 900 MHz merkez frekansında çalışan MKDA ile yapılan açık, yarı açık ve kapalı ortam RF güç seviyelerini gösteren ölçüm sonuçları Şekil 3.12 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.12. A noktası açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri

A noktasındaki ölçümler 09.00 ile 15.00 saatleri arasında Süleyman Demirel Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Batı Kampüsünde açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda gerçekleştirilmiştir. Ortalama güç değerleri açık ortam için -21,67 dBm

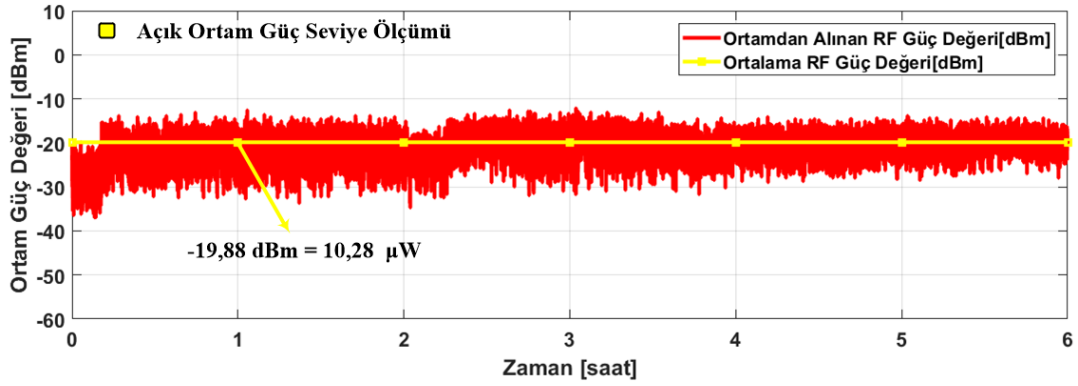
(6,8 μ W), yarı açık ortam için -34,11 dBm (0,39 μ W) ve kapalı ortam için -42,4 dBm (57,5nW) olarak hesaplanmıştır. Ölçümlerde 900 MHz MKDA kullanılmıştır.



Şekil 3.13. B noktasında açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri

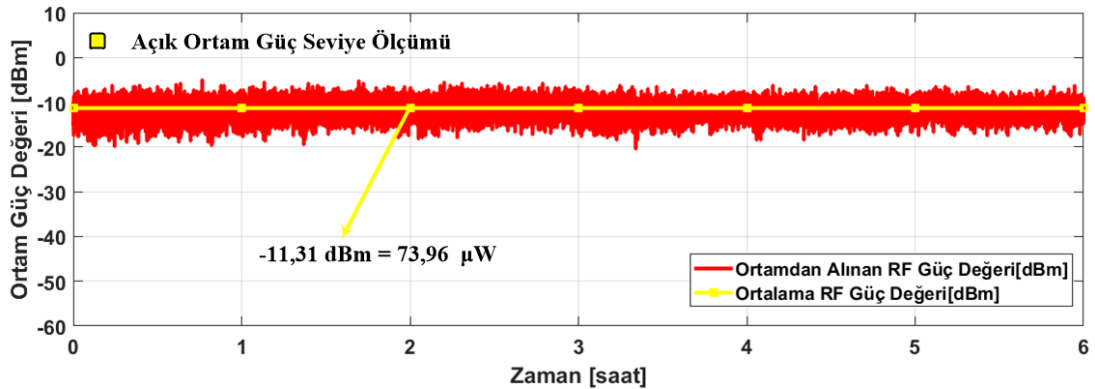
Şekil 3.13 ile gösterilen B noktasındaki ölçümler 10.00 ile 16.00 saatleri arasında Süleyman Demirel Üniversitesi, Kütüphane ve Dokümantasyon Daire Başkanlığı, Doğu Kampüsünde açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda gerçekleştirilmiştir. Ortalama güç değerleri açık ortam için -17,49 dBm (17,82 μ W), yarı açık ortam için -26,11

dBm ($2,49\mu\text{W}$) ve kapalı ortam için ise $-42,34$ dBm ($58,34\text{nW}$) olarak hesaplanmıştır. Ölçümler 900 MHz MKDA kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.14. C noktasında açık ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri

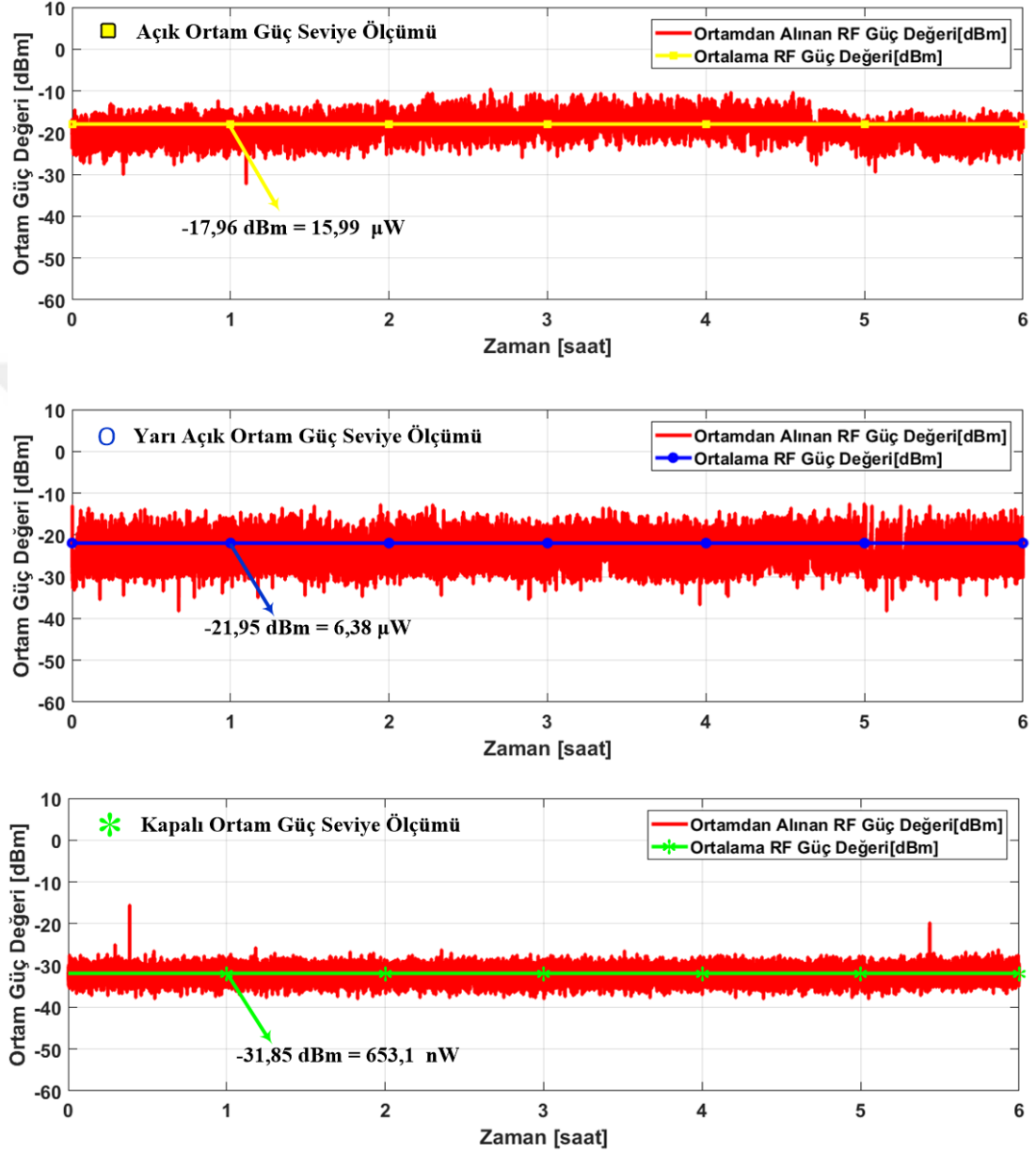
Şekil 3.14 ile gösterilen C noktasındaki ölçümler Çünür Mahallesinde yerleşimin yoğun olmadığı bir bölgede 17.00 ile 23.00 saatleri arasında açık ortamda gerçekleştirilmiştir. 900 MHz MKDA kullanılarak gerçekleştirilen ölçümlerde ortalama güç değeri $-19,98$ dBm ($10,28\mu\text{W}$) olarak hesap edilmiştir.



Şekil 3.15. D noktasında açık ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri

Şekil 3.15 ile gösterilen D noktası, C noktasına göre yerleşim yeri, hastane, okul, alışveriş merkezi ve baz istasyonunun daha yakın olduğu bir konumda, Meddem Hastanesi civarını göstermektedir. Bu konumda 14.00 ile 20.00 saatleri arasında 900 MHz merkez frekansında çalışan MKDA ile gerçekleştirilen güç seviye ölçümlerinde ortalama güç değeri $-11,31$ dBm ($73,96\mu\text{W}$) olarak hesaplanmıştır. C noktası ve D

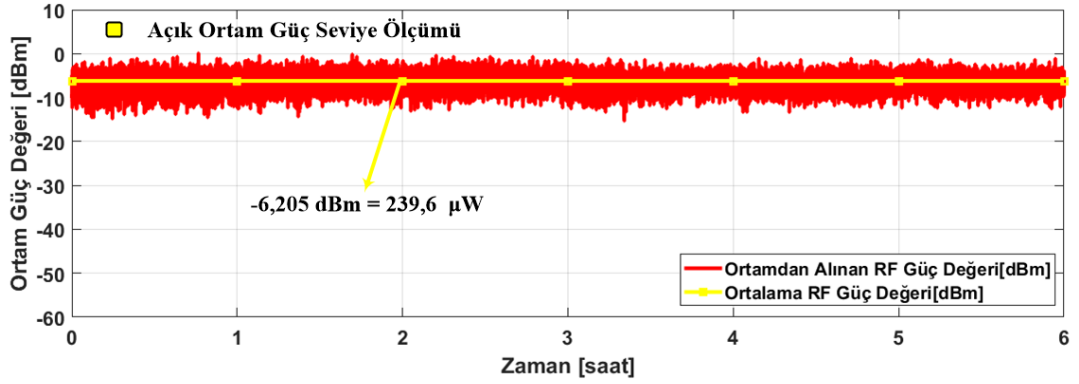
noktasındaki ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında; baz istasyonu mesafesi ve kablosuz cihazların kullanımını arttıracak insan yoğunluğuna bağlı olarak hasatlanabilecek ortalama güç seviyesinin artışının yaklaşık 9 dB değerlerinde olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 3.16. E noktasında açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri

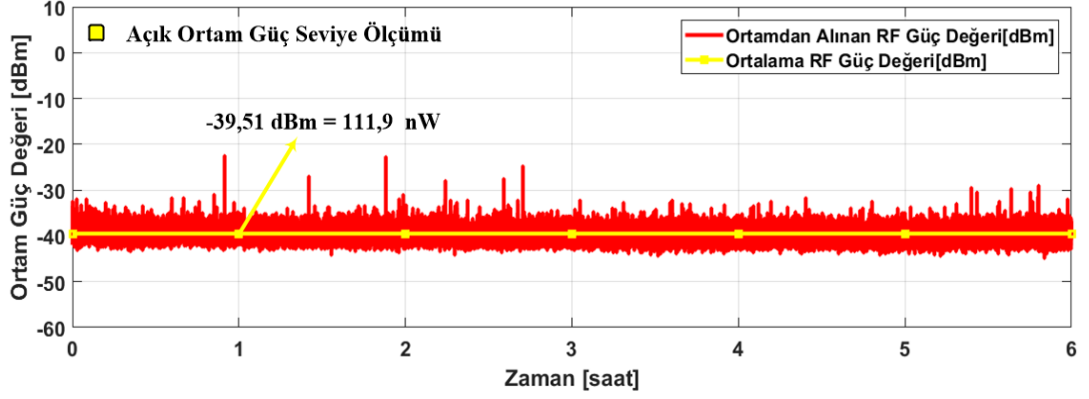
Isparta, Fatih Mahallesi Muhtarlığı yakınlarında yapılan Şekil 3.16 ile gösterilen ölçümler E noktasını işaret etmektedir. Öğrenci yoğunluğunun yüksek olduğu yerleşim yerlerinin bulunduğu bu bölgede 900 MHz MKDA ile yapılan ölçümlerde ortalama güç seviyeleri açık ortam için -17,96 dBm (15,99µW) , yarı açık ortamda -

21,95 dBm ($6,38\mu\text{W}$) ve kapalı ortam için ise -31,85 dBm ($653,1\text{nW}$) olarak hesaplanmıştır. Bu ölçümler 09.00 ile 15.00 saatleri arasında gerçekleştirilmiştir.



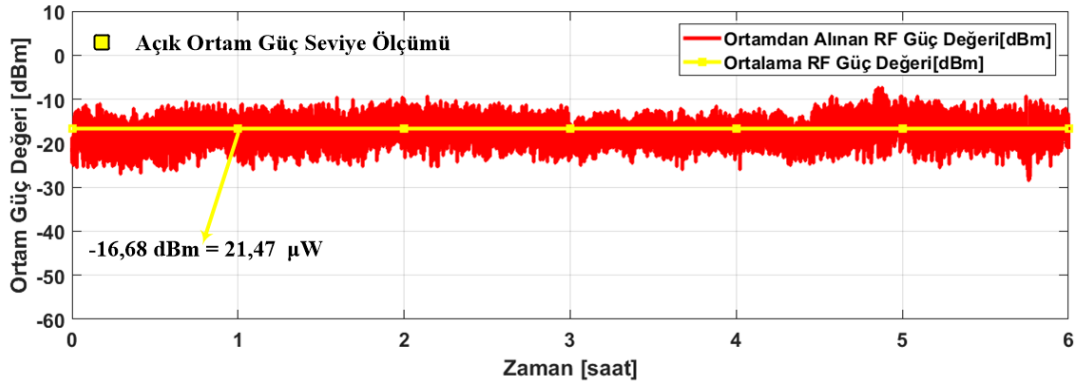
Şekil 3.17. F noktasında açık ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri

Isparta Merkezinde bulunan Halil Hamit Paşa Kütüphanesi 3. katında yapılan ve Şekil 3.17 ile gösterilen açık ortam ölçümleri F noktası ile ifade edilmektedir. Bu nokta şehir merkezinde, yaşam alanlarının yoğun olduğu bir ortamda bulunmaktadır. Aynı zamanda F noktası Türk Telekom merkez binası, baz istasyonuna yaklaşık 150 m uzaklıktaki bir mesafeyi göstermektedir. Bu noktadaki açık ortam ölçümleri pencere kenarına yerleştirilen 900 MHz merkez frekansında çalışan MKDA kullanılarak 08.45 ile 14.45 saatleri arasında gerçekleştirilmiştir. Yapılan açık ortam ölçümlerinde hasatlanabilecek ortalama güç değeri -6,205 dBm ($239,6\mu\text{W}$) olarak hesaplanmıştır. Bu ortalama güç seviyesinin diğer ölçümlere göre nispeten yüksek olmasındaki en önemli sebebi baz istasyonuna yakınlığı ve ölçümlerin gerçekleştirildiği yerin binanın 3. katı olması (verici antenin tam karşısında) olarak değerlendirilmektedir. Ayrıca bu noktanın şehir merkezinde bulunması da hasatlanabilen güç seviyesinin yüksek olmasının sebeplerinden biridir.



Şekil 3.18. G noktasında açık ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri

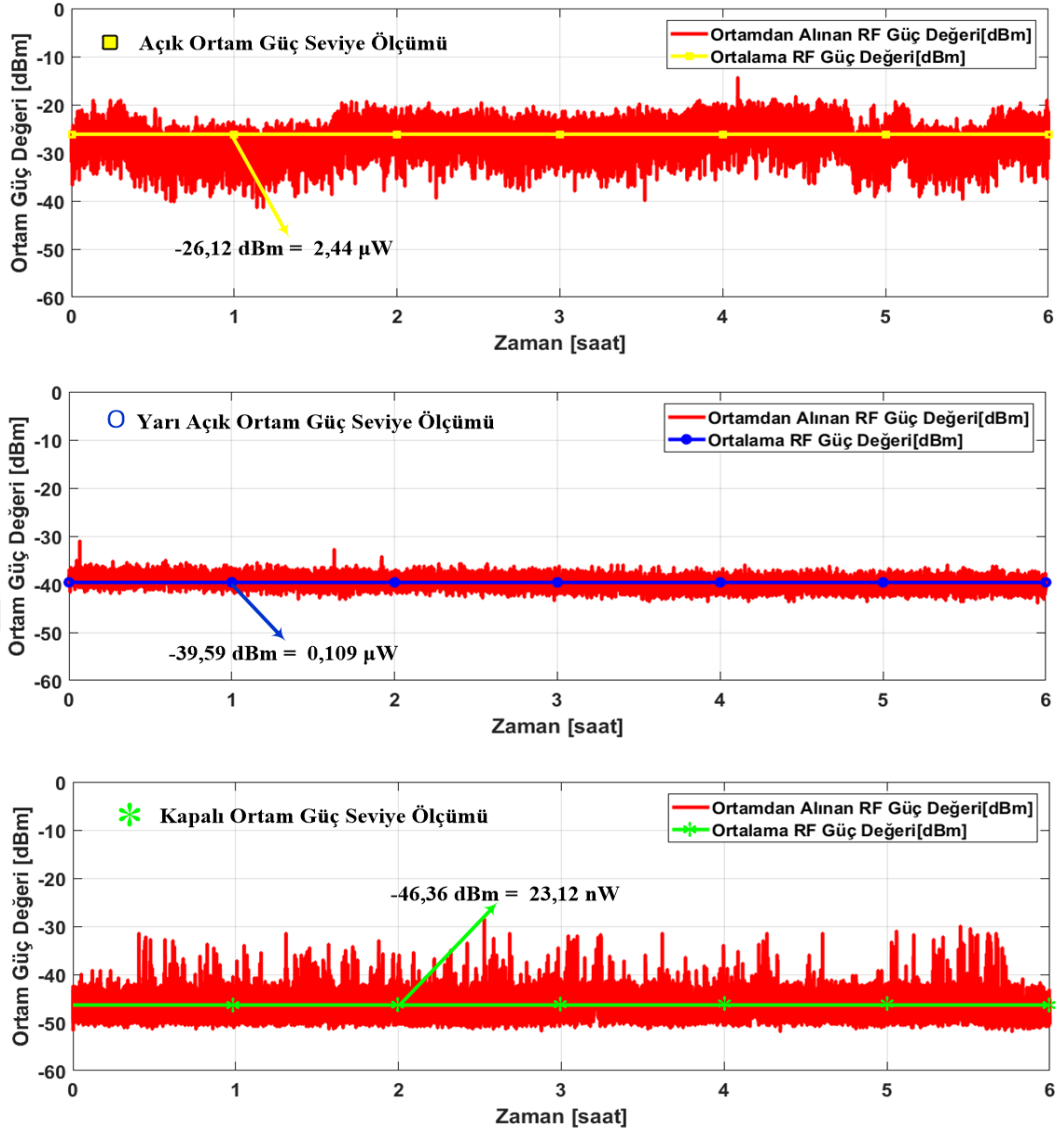
Şekil 3.18 ile gösterilen ölçümlerin yapıldığı G noktası Isparta Gökkuşbu Fuar ve Kongre Merkezine yakın bir alanı işaret etmektedir. Bu noktada yapılan açık alan ortam güç ölçümleri baz istasyonuna olan mesafenin uzaklığı ve ölçüm yapılan ortamın yüksekliğine bağlı olarak diğer açık alanlara nispeten düşük güç seviyeleri göstermektedir. Saat 12.00 ile 18.00 arasında bu noktada gerçekleştirilen açık alan güç ölçümlerinde ortalama geç seviyesi -39,51 dBm (111,9nW) olarak hesaplanmıştır. Ölçümler 900 MHz MKDA kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.19. H noktasında açık ortamlarda 900 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri

H noktası Isparta, Konya ve Antalya yol ayrımı yakınında Şekil 3.19 ile gösterilen ölçümleri ifade etmektedir. Bu noktadaki açık ortam ölçümü 11.00 ile 17.00 saatleri arasında 900 MHz MKDA kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Gün içerisinde gerçekleştirilen bu ölçüm ile ortalama güç seviyesi -16,68 dBm (21,47 µW) olarak hesaplanmıştır.

Bu aşamaya kadar 900 MHz merkez frekansında yapılan ölçümlere zenginlik katması maksadıyla 1800 MHz merkez frekansında da Şekil 3.20 ile gösterilen ölçümler yapılmıştır. Şekil 3.7 ile gösterilen grafikteki eğri ve bu eğriden oluşturulan denklem (3.1) ile 1800 MHz merkez frekansında çalışan MKDA kullanılarak açık, yarı açık ve kapalı ortam olmak üzere toplam 3 farklı ölçüm yapılmıştır. Ölçümler I noktasında şehir merkezinde bir binanın birinci katında gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.20 I noktasında gerçekleştirilen ölçümleri göstermektedir. Buna göre 1800 MHz merkez frekansında MKDA ile yapılan ölçümlerde güç seviyeleri ortalama değerleri açık ortamda -26,12 dBm ($2,44\mu\text{W}$), yarı açık ortamda -39,59 dBm ($0,109\mu\text{W}$) ve kapalı ortamda -46,36 dBm ($23,12\text{nW}$) olarak hesaplanmıştır. Bu ölçümler 09.00 ile 15.00 saatleri arasında gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.20. I noktasında açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda 1800 MHz RF sinyallerden MKDA ile hasatlanabilen güç seviyeleri

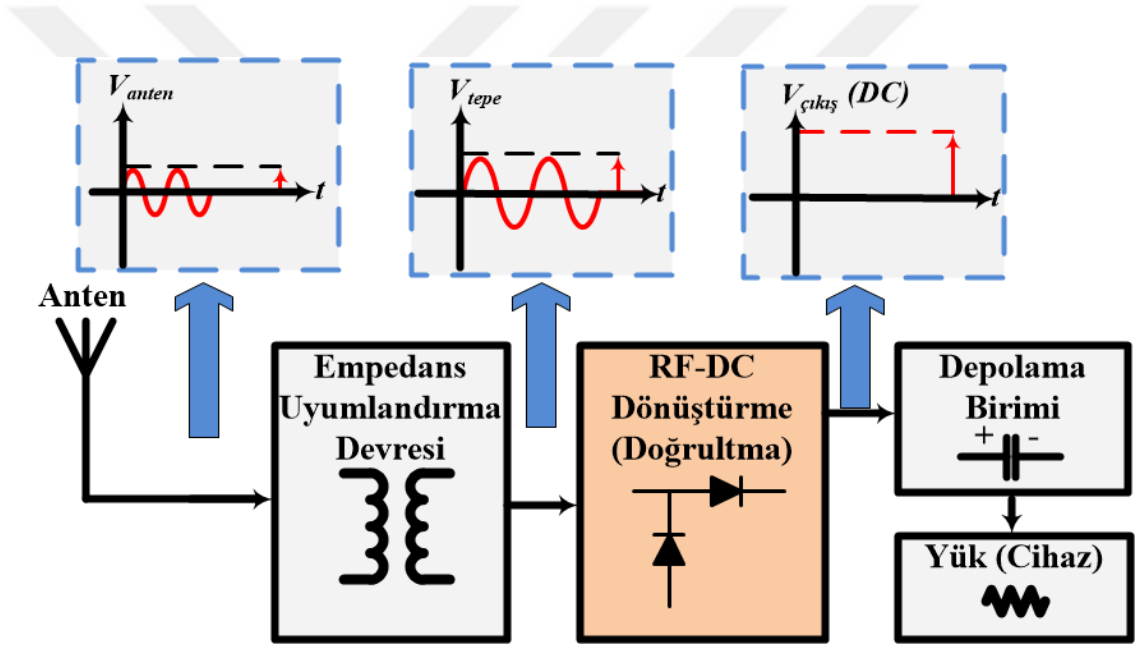
Yapılan ölçümler ile ortalama güç değerleri hesap edilmiştir. Ölçüm süresi ve ortalama hasatlayabileceği güç değeri bilinen bir sistemin zamanla depolayabileceği enerjiyi Denklem (3.5) ile hesaplamak mümkündür.

$$E = P \cdot t = \frac{1}{2} C \cdot V^2 \quad (3.5)$$

Burada E zamanla depolanabilecek enerjiyi miktarını, t zamanı, P ortamdan alınabilecek gücün değeri, C depolama birimi olan kondansatörün sığasını, V ise gerilim değerini ifade etmektedir.

4. RFEH DEVRELERİNDE RF-DC GÜÇ DÖNÜŞTÜRME

RF enerji hasatlama devreleri genel olarak Şekil 4.1 ile gösterildiği gibi; anten, empedans uyumlandırma, doğrultma ve enerji depolama birimlerinden oluşmaktadır. Ortamda düşük güç yoğunluğuna sahip RF sinyaller uygun bir anten vasıtasıyla toplanmaktadır. Antenin topladığı RF sinyalin gücünün en az kayıpla doğrultma devresine ulaştırılabilmesi için anten ile doğrultma devresi arasında empedans uyumlandırma devresi bulunur. Alınan RF sinyalin gücü bir cihazın veya mikro-sistemin sürülebilmesi için, bir doğrultma devresi ile DC güce dönüştürülür. Bu DC güç ise yüke (cihaza) aktarılır. Böylece RFEH süreci tamamlanmış olur (Akyildiz vd., 2002).



Şekil 4.1. RFEH devrelerinde güç dönüştürme süreci

RFEH devresinin sürdüğü yükün çalışabilmesi için RF sinyalin DC akım ve gerilime dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu bakımdan; RF sinyallerin DC sinyallere dönüştürüldüğü doğrultma katmanı bir RFEH devresinde en kritik kısım olarak kabul edilebilir. Kullanılan yük devresinin özelliklerine göre ihtiyaç duyulan DC güç değişebilir. Örneğin RFID sistemlerde; bir etiket antenin çalışabilmesi için, saniyede 900 milyon kez değişen ve okuyucu antenden yeterli seviyedeki bir mesafeden aldığı RF gücü, 0,1-0,3 V civarı bir DC güce çevirmesi yeterli olacaktır (Dobkin, 2012). Bu dönüştürme işleminde en verimli çalışan doğrultma devresinin seçilmesi için ortam güç seviyesi, anten seçimi, doğrultma devre topolojisi, doğrultma elemanlarının

seçimi gibi birçok parametrenin birlikte değerlendirilmesi gerekmektedir. Bu kısımda doğrultma devre topolojileri, doğrultma elemanları, güç dönüştürme verimini etkileyen parametreler incelenerek, yaygın kullanılan doğrultma topolojileri ile GDV analizi yapılacaktır.

4.1. Doğrultma

Genel olarak doğrultma diyotların Alternatif akımının (AC), doğru akıma (DC) dönüştürülmesini ifade eden birçok elektronik devrede kullanılan en popüler uygulamalardan biridir. Güç hasadı devrelerinde antenden alınan RF sinyalin sinüzoidal bir şekli vardır. Bu sinyalin elektronik cihazın güç gereksinimlerini karşılayabilmesi açısından doğrultulup yükseltilmesi gerekmektedir.

Şekil 4.1’de görüldüğü gibi antenden alınan AC sinyalin tepe genliği empedans uyumlandırma devresine göre değişmektedir. Uygun bir empedans uyumlandırma devresi ile doğrultma devresine gönderilen maksimum tepe genlikli AC sinyal, sürülmek istenen cihazın ihtiyaç duyduğu enerjiyi sağlayabilmek için seçilen bir doğrultma topolojisiyle DC akım ve gerilime dönüştürülür. Burada doğrultma topolojisi ortamda bulunan ve antenden alınabilen RF sinyalin tepe genliği, çalıştırılmak istenen cihazın yük değeri ile doğrudan ilişkilidir. Bu sebeple zaman içerisinde birçok doğrultma topolojisi geliştirilmiştir.

RFEH devrelerinde ortamda kaynağı bilinmeyen sinyallerin oluşturduğu güç yoğunluğuna bağlı olarak antenin alabileceği güç değerleri sınırlıdır. Bu sebeple uzak alan bölgelerinde doğrultma işlemi yapan bir RFEH devresinde genellikle gerilim katlayıcı devreler kullanılarak doğrultma sonucunda elde edilen genlik değerinin yükün ihtiyacını karşılaması beklenir (Olgun vd., 2012). Literatür incelendiğinde bir RFEH devresinde güç kaybının en fazla olduğu kısmın doğrultma katmanı olduğu anlaşılmıştır. Bunun sebebi olarak doğrultma devre topolojisi ve kullanılan elemanların yüksek frekanslarda doğrusal olmayan etkileri sıralanabilir. Bu bakımdan yüksek verimli bir güç dönüştürme işlemi için doğrultma topolojilerinin iyi bilinmesi ve tasarlanması gerekmektedir.

4.1.1. Yaygın Kullanılan Temel Doğrultma Devre Topolojileri

RF sinyallerin DC sinyallere dönüştürülebilmesi için çok çeşitli doğrultma devre topolojileri kullanılmaktadır. Doğrultma topolojilerindeki bu farklılığın temel sebebi yüksek frekanslarda kullanılan doğrultma elemanlarının “Eşik Gerilim” (V_{th}) değerleridir. Yüksek giriş genliğine sahip işlemlerde eşik gerilim değeri o kadar küçüktür ki (150-200 mV civarı) genellikle görmezden gelinebilir. Fakat RFID gibi çok düşük giriş genliğine sahip uygulamalarda eşik genlik değeri giriş gücü genliği ile kıyas edilebilir seviyelerde olduğu için giriş gücü genliğinin eşik gerilimden düşük olduğu durumlarda sistemin çalışması mümkün olmayacaktır. Bu sebeple V_{th} değerini düşürebilmek için farklı doğrultma topolojileri kullanılabilir. Bununla birlikte girişten alınan sinyalin genliğini arttırabilmek için katmanlı doğrultma devrelerinin kullanılması da mümkündür.

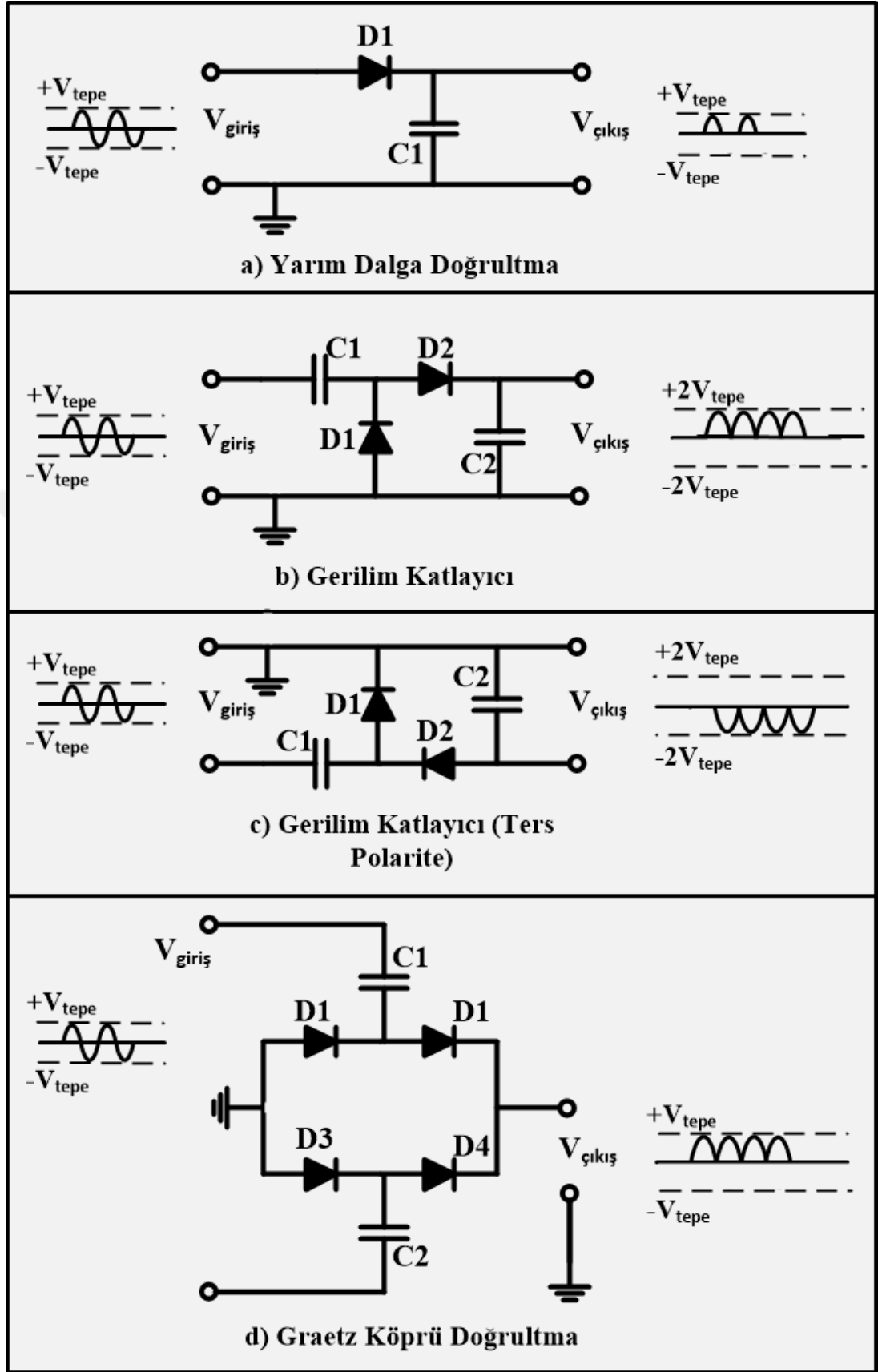
Şekil 4.2 ile bir doğrultma devresinin en temel topolojileri gösterilmektedir. Antenin sinüzoidal girişi eşik gerilimin üzerine çıktığında diyot kapasitör boyunca pozitif bir gerilim üretecek ve kapasitörü şarj edecektir. Böylece çıkışa aynı anda şarj sağlamış olacaktır.

Doğrultma topolojilerinde gösterilen devre elemanlarının ideal oldukları düşünülürse; Şekil 4.2 a) ile gösterilen devre AC sinyalin sadece pozitif kısımlarını düzelterek yarım dalga doğrultma sağlayacaktır. Bunun yerine Şekil 4.2 b) gösterilen gerilim katlayıcı devre (tam dalga doğrultma) kullanılarak AC sinyalin hem negatif hem de pozitif bölgeleri düzeltilerek daha verimli ve kararlı bir doğrultma yapılabilir.

Doğrultma devresi Şekil 4.2. c) ile gösterildiği gibi ters polariteli olarak tasarlanabilir. Gerilim katlayıcı devre ve ters polariteli gerilim katlama devreleri ile çıkış gerilimi, doğrultma devresi girişine gelen AC sinyalin tepe değerinin iki katı olarak hesaplanır. Şekil 4.2. c) ile verilen ters polariteli devre ile çıkış sinyali negatif kısımda düzeltilmektedir. Greinacher tam dalga doğrultma devresi bir gerilim katlayıcı ile ters polariteli bir gerilim katlayıcının birleştirilmesi ile oluşturulmaktadır. Bu açıdan ters polariteli gerilim katlayıcı devre yeni doğrultma topolojilerinin geliştirilmesinde kullanılabilir özelliklere sahiptir.

Günümüzde hala Greatz Köprü devresi olarak bilinen ve tam dalga doğrultma yapan 4 diyotlu Şekil 4.2. d) ile gösterilen devre ile girişten verilen AC sinyalin genliğinin tepe değeri kadar çıkışta DC genlik elde etmek mümkündür. Köprü tam dalga doğrultma devresi yarım dalga doğrultma devresi ile aynı çıkış genliği seviyesine ulaşmaktadır. Fakat yarım dalga doğrultma ile elde edilen çıkış sinyalinde meydana gelen dalgalanma köprü doğrultma ile büyük ölçüde azaltılabilir. Çıkış sinyalinde meydana gelen dalgalanma yük devresini sürebilmek için ihtiyaç duyulan genlik değerinin kararlı olmaması anlamına gelmektedir.

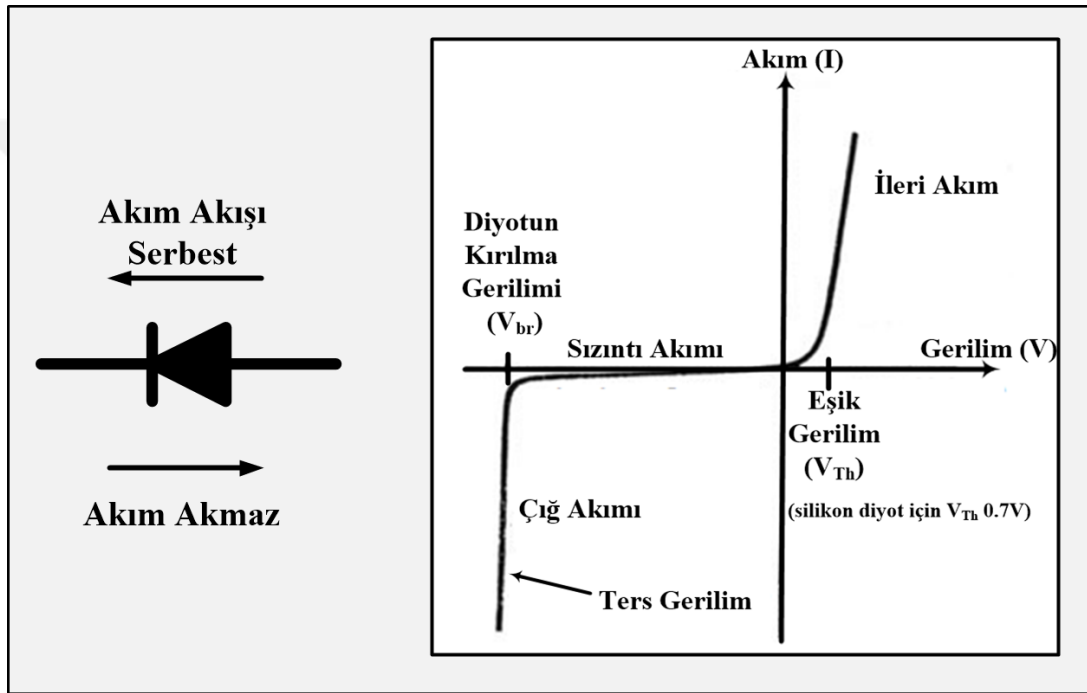
Bu dört farklı doğrultma topolojisi aslında birçok doğrultma devresinin temelini oluşturmaktadır. RFEH ve KET sistemlerinde kullanılan yüksek verimli doğrultma topolojilerinin geliştirilmesinde bu temel topolojiler kullanılmakta veya bu temel doğrultma devrelerinden ilham alınmaktadır.



Şekil 4.2. Yaygın kullanılan a) Yarım dalga, b) Gerilim katlayıcı, c) Ters polarite gerilim katlayıcı, d) Graetz köprü doğrultma devre topolojileri

4.1.2. RF-DC Dönüştürme ve Katmanlı Doğrultma Topolojileri

Bu kısımda RFEH devrelerinde RF sinyallerden DC sinyallere güç dönüştürülmesi işlemleri Şekil 4.2 a) ve Şekil 4.2 b) ile gösterilen temel doğrultma devrelerinden yarım dalga doğrultma ve gerilim katlayıcı devre üzerinden anlatılacaktır. Fakat öncesinde güç dönüştürme işlemi için bir doğrultma elemanı olan diyotun çalışma prensibinin anlaşılması gerekmektedir. Şekil 4.3 ile bir diyotun sembolü ile gerilim-akım karakteristikleri gösterilmektedir.



Şekil 4.3. Diyot şematik sembolü (Sol) ve akım-gerilim karakteristiği (Sağ)

RF sinyalin DC sinyale dönüştürülebilmesi için pozitif ve negatif polaritelere farklı şekilde davranabilen bir devre elemanı olan diyotları kullanılması gerekir. Şekil 4.3'te akımın tek yönde akmasına izin veren bir diyot ile bu diyotun akım gerilim karakteristiği (V-I) verilmiştir.

Şekle göre diyotun eşik gerilimi aşıncaya kadar akımdaki değişim çok yavaşken eşik gerilim değeri aşıldığı anda diyotun geçirdiği akım hızla artar. Ters yönde ise ters gerilim değeri arttıkça sızıntı akımı dediğimiz ve μA seviyelerinde olan küçük bir akım akmaya başlar.

Bir diyot aracılığıyla ileri yönde akan akımın üstel olarak değiştiği denklem (4.1) ile gösterilmiştir.

$$I = I_0(e^{\frac{qV}{kT}} - 1) \quad (4.1)$$

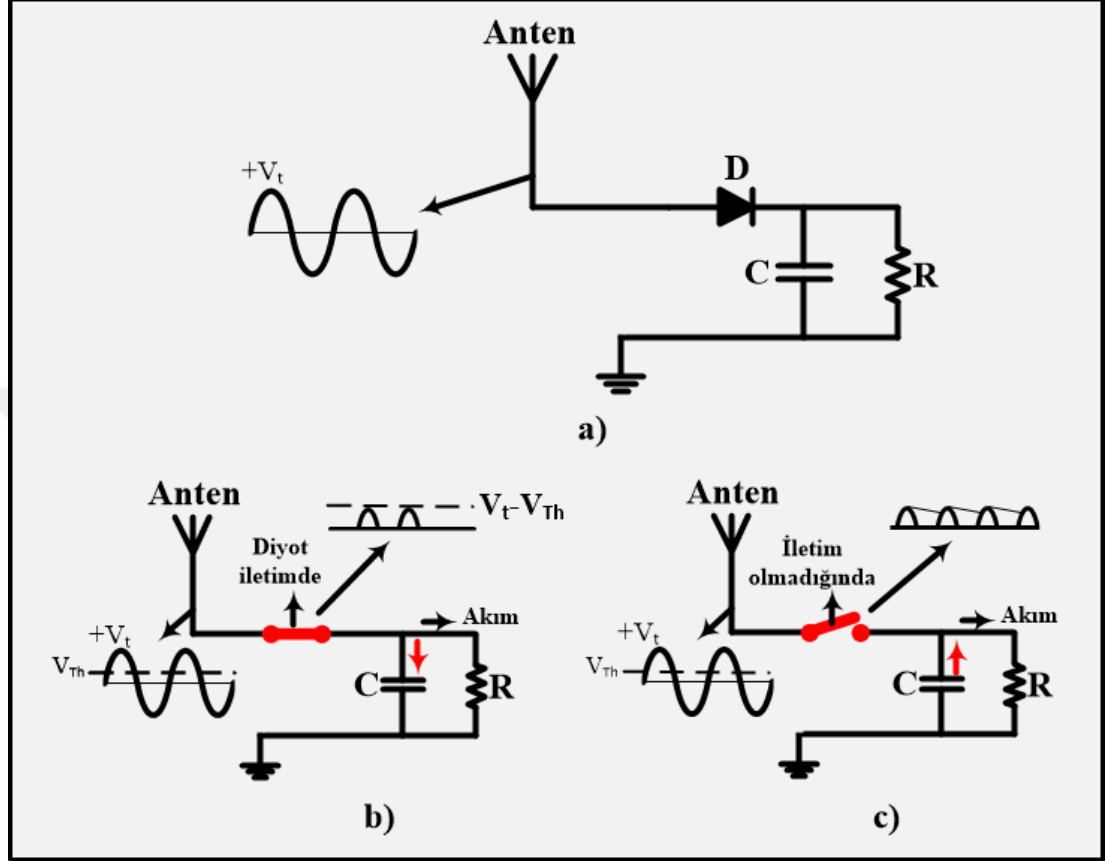
Burada q bir elektrondaki yükü, V gerilimi, I akım değerini, k Boltzman's sabitini, T ise mutlak sıcaklık değerini ifade eder. Burada kT/q değeri oda sıcaklığında yaklaşık $0,026 \text{ V}$ ' tur. Bu yüzden 1 V tarafından uygulanan gerilimi arttırmak istiyorsak diyot aracılığıyla akımı Denklem (4.2) 'ye bağlı olarak arttırırız:

$$e^{\frac{1}{0.026}} \approx e^{40} \approx 2,3 \cdot 10^{17} \quad (4.2)$$

Yani ileri yöndeki akım, gerilimle çok hızlı bir şekilde artar. V_{Th} gerilimini akımın ani bir şekilde yükselebilmesi için eşik değer olarak düşünebiliriz. Entegre devrelerde iki tip diyot yaygın olarak kullanılmaktadır. Yarıiletken diyotlar oda sıcaklığında 10^{-10} ile $10^{-11} \text{ cm}^2 I_0$ doyum akımına sahipken, Schottky diyotlar $0,2-0,3 \text{ V}$ değerlerine indirgeyerek aynı akım yoğunluğunu sağlayabilir. Schottky diyotların maliyeti daha yüksektir fakat yüksek frekanslarda yarıiletken diyotlara göre anahtarlama hızları oldukça yüksektir. Ayrıca daha düşük gerilim değerlerinde ileri yönde akım geçirebilmeleri düşük güçlü uygulamalar için elverişlidir. Ortam RF güç yoğunlukları düşünüldüğünde Schottky diyotların RFEH uygulamaları için kullanımı daha avantajlı gözükmemektedir. Doğrultma işlemi ayrıca transistörün, drain bacağı gate bacağına kısa devre yapılarak diyot gibi kullanılmasıyla da gerçekleştirilebilir. Böyle yapıldığında ileri yönde akımın akması için gerekli gerilim değeri transistörün eşik gerilim değerine eşit olur. RFEH için kullanılan bir yarım dalga doğrultma devresinde RF sinyallerinin DC sinyallere dönüştürülmesi için kullanılan diyot antenden gelen RF sinyalin pozitif ve negatif polaritelerine göre farklı bir davranış gösterir.

İlk olarak basit seri bağlanmış bir diyot ile modellenen bir doğrultma devresinden bahsedilecektir. Burada doğrultma işlemi, diyotun nasıl çalıştığı ve diğer devre elemanlarının rollerinden bahsedilerek idealize bir diyot üzerinden anlatılmıştır. Şekil 4.4 ile bir yarım dalga doğrultma devresinin antenden gelen RF sinyali DC

sinyale dönüştürme aşamaları gösterilmiştir. Burada V_{Th} değeri diyotun iletme geçebilmesi için gerekli eşik değeri, V_t değeri ise antenden gelen RF sinyalin tepe genliğini ifade etmektedir.



Şekil 4.4. a) Yarım dalga doğrultma devresinde, b) Diyotun iletimde olduğu ve c) iletimde olmadığı durumlarda RF-DC dönüştürme

Antenden alınan bir RF gerilimin bir yükü (Ör, RFID bütünleşmiş devre etiketi) sürebilmesi için gerekli doğrultma işlemini basit bir yapının incelenmesi ile anlatacak olursak: En basit yaklaşım idealleştirilmiş bir diyotu antenden gelen sinyalle seri olarak yerleştirmek olacaktır. Sonuç akımın sadece diyot yönünde tek bir yönde olmasıdır. Tabi burada RF döngüler arasında akımı tutabilmek için bir kondansatör kullanılmalıdır. Şekil 4.4. a) ile gösterilen yarım dalga doğrultma devresi tam olarak bu modeli canlandırmaktadır.

Bu devre idealize bir diyot üzerinden düşünülerek anlatılmıştır. Diyotun çalışma prensibi Şekil 4.4 a) ve Şekil 4.4 b) ile gösterilmiştir. Diyottan geçen gerilim V_{Th} 'dan daha büyük olduğunda diyot bir gerilim kayması ile kapalı bir anahtar gibi davranır.

Böylece V_t değerinin sinyalin tepe genliği olduğu durumda kondansatör ve direnç boyunca net gerilim, $V_t - V_{Th}$ olarak okunur. Bu süre boyunca darbe şeklinde bir akım kondansatörü şarj etmek için akar. Diyot üzerindeki gerilim V_{Th} değerinin altına düştüğü zaman diyot açık bir anahtar gibi davranır. Ve böylece kondansatörde depolanan akım direnç üzerinden boşalmaya başlar. Dolayısıyla direnç üzerindeki gerilim azalmaya başlar Burada kondansatörün deşarj olması için gerekli süre direnç (R) ve kondansatörün sığa (C) değerine bağlı olarak Denklem (4.3) ile hesaplanabilir.

$$\tau = RC \quad (4.3)$$

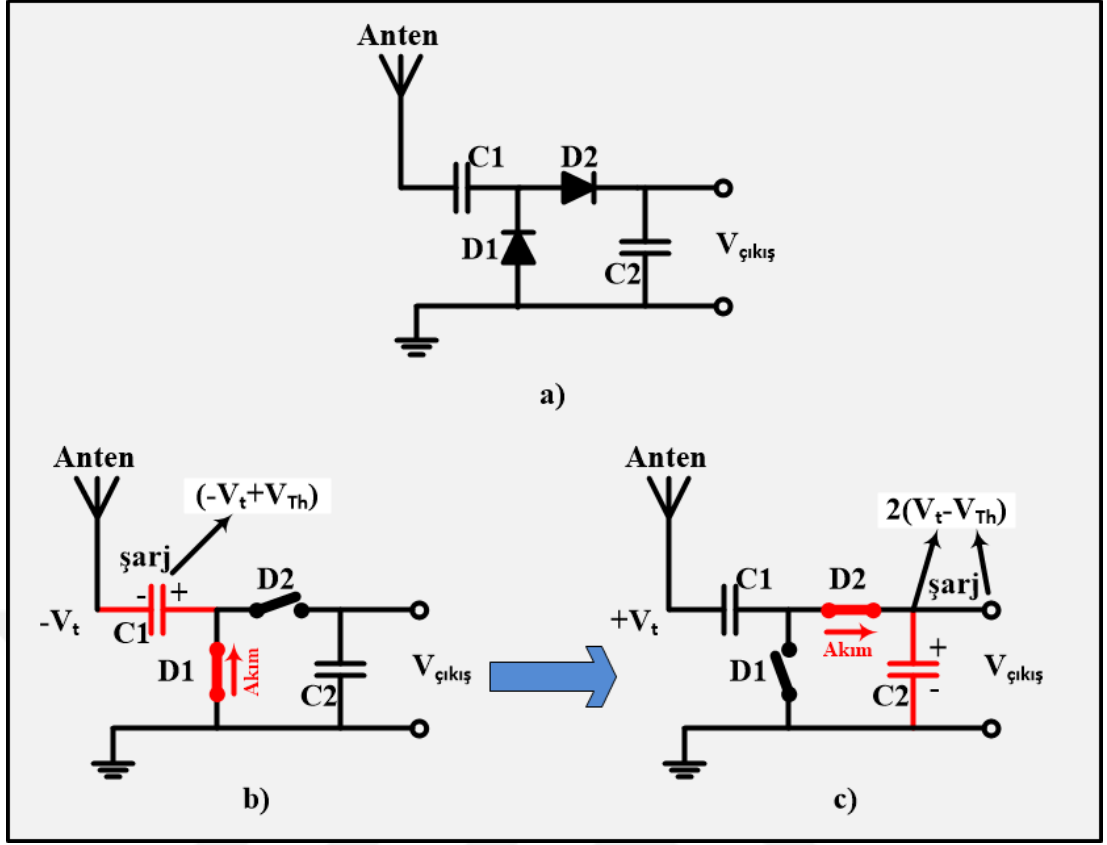
Bu denklem kullanılarak basit bir doğrultma devresinde, giriş gücünün ve yük değerinin belli olduğu bir devrede ihtiyaç duyulan kapasitenin değeri giriş sinyalinin frekansı göz önünde bulundurularak hesaplanabilir. Bu süre RF döngü süresine kıyasla uzunsa, besleme döngüsü RF döngüsü sırasında kabaca sabit olacaktır. 900 MHz frekansındaki bir RF sinyalin taşıdığı gücü anten ile ortamdan alındığını farz ederek bir hesap yapabiliriz. 900 MHz RF sinyalin döngü süresi 1/900 MHz ile 1,1 nanosaniye olarak hesaplanabilir. Bir bütünleşmiş devrenin 1 V güç kaynağından yaklaşık olarak 30μW güç tükettiğini varsayarak; bir yükte tüketilen gücün, gerilim karesi ile doğru ve direnci ile ters orantılı bilindiğinden Denklem (4.4) ile direnç değeri hesap edilebilir.

$$P = \frac{V^2}{R} \rightarrow 30 \cdot 10^{-6} = \frac{1}{R} \rightarrow R = 33 \text{ k}\Omega \quad (4.4)$$

Merkez frekansı bilinen bir anten ile tasarlanan bir doğrultma devresinde kullanılan yük değerinin hesaplanabilmesi ile döngü süresi kaynaklı çıkış geriliminde meydana gelebilecek dalgalanmaları önlemek için şarj/deşarj kondansatörü değeri Denklem (4.3) kullanılarak hesaplanabilir.

Gelen sinyalin gerilim değeri diyotun çalışma genliğinden düşük olsaydı diyot asla açık bir anahtar gibi davranamazdı ve bu yüzden devreye herhangi bir güç iletilemezdi. Peki ortamdan sağlanan güç değerlerine göre doğrultma devresinin girişine gelen sinyalin tepe genlik değerinin 0,2 V civarında olması durumunda yükü sürebilmek için ne yapmak gerekir?

İlk olarak reaktif uyumlamanın kullanılması gerekmektedir. Anten tarafından sağlanan gerilim belirli bir kaynak direnci ve reaktansı ile ilgilidir. Tipik olarak kaynak direnci anten tasarımına bağlı olarak 10 ile 100 Ω arasında değişkenlik göstermektedir. Bir yük olarak düşük güç ile çalışan cihazlar ise 1 ve ya 2 V değerlerinde mikroamper ve daha düşük akım değerlerinde çalıştığı için 1-10 k Ω değerleri arasında geniş bir direnç aralığına sahiptirler. Ancak bu yaklaşımın her değer için genişletilmesi doğru değildir. Gerçek uyumlandırma elemanları sonlu bir kayba ve çok yüksek bir kalite faktöründe (Q) genellikle dar bantlara sahiptir. Örneğin 860 ile 960 MHz arasında çalışan bir antenin bant genişliği 100/900 den yaklaşık %11 civarındır. Böyle bir antenin kalite faktörü bu yüzden 1/0.11'den 9 veya 10 dolaylarında çıkar. Böylece antenden gelen sinyalin gerilimini doğru bir uyumlandırma ile 5 il 10 kat arttırabilmek mümkündür (Dobkin, 2012). RFEH devrelerinde genellikle şarj pompası olarak ta adlandırılan diyotların seri bağlanması prensibine göre çalışan, gerilim katlayıcı özelliğine sahip doğrultma devreleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 4.5 ile birçok doğrultma topolojisinin temeli olan ve gerilim katlama devresi olarak isimlendirilen doğrultma devresi üzerinden RF-DC dönüştürme işlemi gösterilmektedir.



Şekil 4.5. a) Gerilim katlayıcı devrede, RF sinyalin b) negatif polaritesi ile c) pozitif polaritesinin DC sinyale dönüştürülmesi

Şekil 4.5 ile gösterilen devrede iki diyot seri olarak bağlanmıştır. Böylece toprağa göre çıkış geriliminin $V_{\text{çıkış}}$ olması için ileri yönde akım akışı sağlanır. Girişteki kondansatör C_1 anten ile diyot arasında DC akımın akmasını engeller fakat depolama yaparak yüksek frekanslarda akımın akmasına izin verir. Çıkıştaki kondansatör C_2 ise yükü sürebilmek için düzgün bir DC akımı depolama elemanı olarak kullanılır. RF gerilimi negatif değerinde diyotu açmak için gereken gerilim değerinden daha büyük olduğunda Şekil 4.5 b) deki gibi gösterilebilir. Bu durumda akım topraktan diyota doğru akar ve C_1 kondansatörü üzerinde depolanır. Depolanan gerilim $-V_t + V_{Th}$ olur. Bu sayede kondansatörün sağ plakasında oluşan potansiyel pozitif ve değeri $V_t - V_{Th}$ olarak hissedilir. RF giriş geriliminin tepe değeri Şekil 4.5 c)'deki gibi pozitif hale geldiğinde ilk diyot (D_1) açılır ve ikinci diyot (D_2) kapanarak üzerinden akımın akmasına müsaade eder. Girişteki kondansatör üzerinde depolanan yük çıkış diyotu üzerinden akar ve çıkış kondansatörü üzerinde depolanır. Böylece çıkış kondansatörü üzerinde oluşabilecek gerilim değeri giriş kondansatörü üzerindeki gerilim ile pozitif

döngüdeki gerilimin tepe değerinden çıkış diyotunun çalışması için gerekli gerilim değerinin çıkartılması ile Denklem (4.5) ile hesaplanabilir.

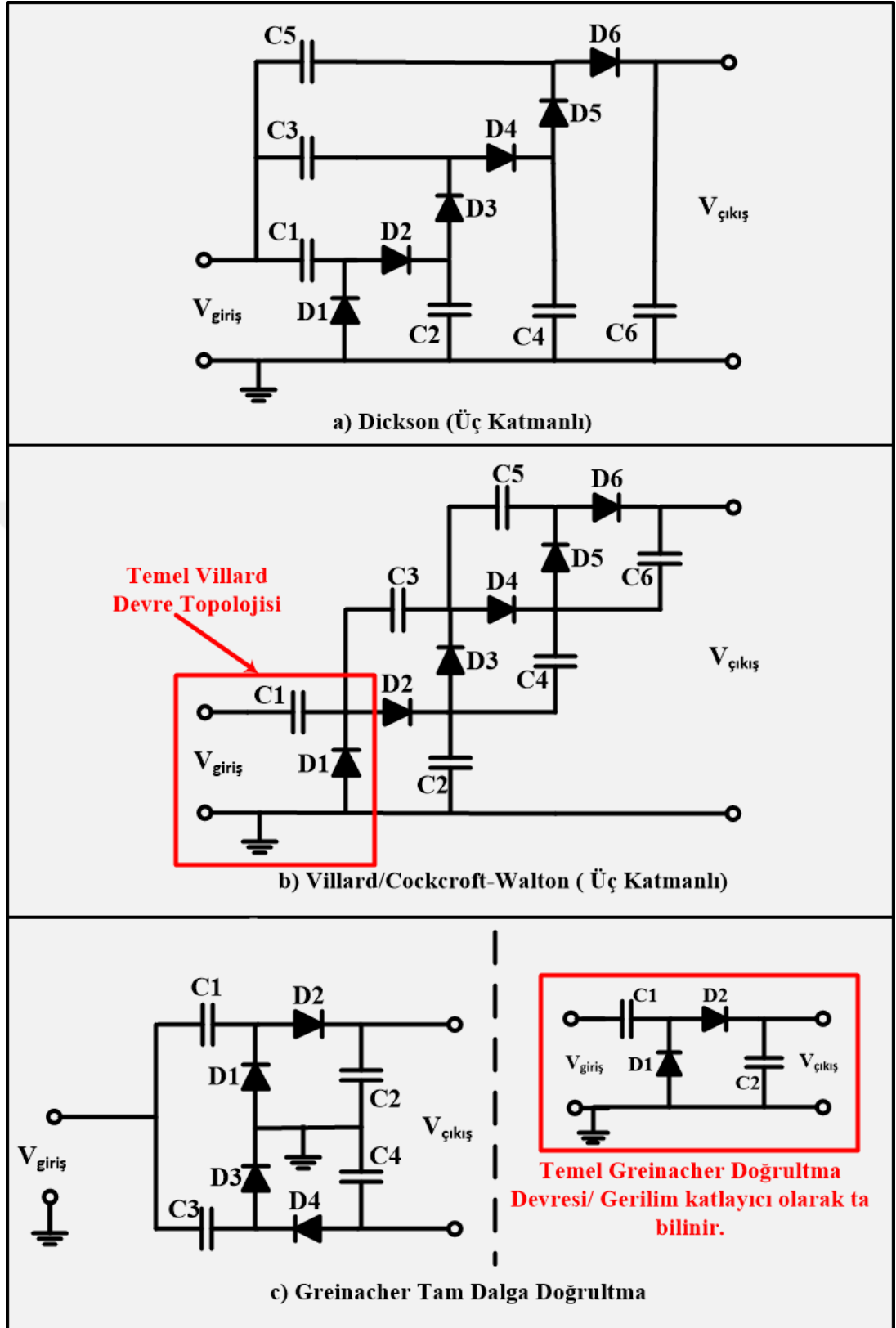
$$V_{\text{çıkış}} = V_t + (V_t - V_{Th}) - V_{Th} = 2(V_t - V_{Th}) \quad (4.5)$$

Böylece bir doğrultma devresi türü olan gerilim katlayıcı devreden, diyotun çalışması için gerekli V_{Th} gerilimi ihmal edildiğinde, çıkış genliğinde giriş RF sinyalinin tepe değerinin iki katı gerilim değeri elde edilmiş olur. Bu devrede gösterilmemesine rağmen gerçek çıkış gerilimi her devir sırasında kondansatörden çekilen akım miktarına yani çıkış direncinin değerine bağlıdır. Daha yüksek çıkış gerilimleri elde edebilmek için katman sayısı arttırılmış gerilim katlayıcı devreleri türetilir. Tek katmanlı Dickson Şarj Pompası devresi olarak ta bilinen gerilim katlayıcı devre için çıkış DC geriliminin nasıl elde edildiği ve değerinin nasıl hesaplandığı Şekil 4.5 ile gösterilmiştir. Katman sayısının artışına bağlı olarak bir Dickson şarj pompası devresinde çıkış gerilimi Denklem (4.6) ile hesaplanabilir.

$$V_{\text{çıkış}} = 2N(V_t - V_{Th}). \quad (4.6)$$

Denklem (4.6) ile gösterilen formüldeki N devredeki katman sayısını ifade etmektedir.

Günümüzde Şekil 4.2 ile gösterilen temel doğrultma topolojileri dışında RFEH amaçlı kullanılan bir çok farklı doğrultma topolojileri uygulamaları bulunmaktadır (Gozel, Kahrman, vd., 2019; Gozel, Kasar, vd., 2019; Greinacher, 1914; Harpawi, 2014; Soyata vd., 2016). RFEH uygulamalarında katmanlı yapılar olarak en yaygın kullanıma sahip topolojilerden bazıları Şekil 4.6 ile gösterilmiştir.



Şekil 4.6. Temel doğrultma devreleriyle oluşturulan a) Dickson, b) Villard/Cockcroft-Walton ve c) Greinacher doğrultma devreleri

Bu doğrultma topolojileri genellikle temel doğrultma topolojilerinin birlikte kullanımı veya katmanlı yapılarıyla oluşturulmuştur. Doğrultma katman sayısının artmasına bağlı olarak bir RFEH devresinde meydana gelen değişimler geniş kapsamlı yapılan analizler ile güç dönüştürme verimini etkileyen parametrelerin anlatıldığı başlık altında incelenecektir.

Şekil 4.6 ile verilen doğrultma topolojilerinden en yaygın kullanılan Dickson topolojisidir. Dickson dışında yaygın kullanılan doğrultma topolojilerinden Villard devresi temelde basitçe bir kondansatör ve bir diyottan oluşmaktadır. Şekil 4.6. b) 'de devrenin katmanlı topolojisi de gösterilmektedir. Devre şeklinin basit olmasının çok büyük faydaları olmasına rağmen çıkış geriliminde zayıf sinyal dalgalanmaları meydana gelmektedir. Esasen devre bir kenetleme devresidir. Kondansatör negatif yarım devirlerde tepe AC gerilimini yüklenir. Devrenin en büyük etkisi dalga formunun DC değerini kaydırmaktır. AC dalga formunun negatif kısımları kenetlenerek DC' ye dönüştürülür bu nedenle idealize bir diyotta çıkış gerilim değeri $2V_t$ olur (Villard, 1901). Bu devre mikrodalga fırınlarda magnetron için negatif gerilimin sağlanması amacıyla diyotun ters çevrilmiş haliyle de kullanılmaktadır.

Ayrıca Villard devresi ile kıyaslandığında yüksek maliyetli olmayan Greinacher devresi RF doğrultucular için önemli bir gelişmedir. Şekil 4.6. c) 'de gösterilen Greinacher devresinde dalgalanma, açık devre koşullarında nominal olarak sıfırdır. Ancak akım çekildiğinde bu değer kullanılan yükün direncine ve kondansatörün değerine bağlıdır. Devre bir tepe dedektörü veya bir zarf dedektörü katmanı olan Villard hücresinin çalışma prensibini takip ederek çalışır. Tepe dedektörü hücresi çıkışta oluşabilecek dalgalanmaların önlenmesini ve çıkış tepe gerilimini oluşmasını sağlar. Greinacher devresi yaygın olarak gerilim katlayıcı devresi olarak ta bilinir (Greinacher, 1914). Tam dalga Greinacher devresinin oluşturulabilmesi için bir gerilim katlayıcı devre ile ters polariteli gerilim katlayıcı devrenin kaskat bağlanması gerekmektedir.

İyi bir doğrultma devresinin düşük güç tüketimine, arttırılmış güç hassasiyetine ve iyi güç işleme kapasitesine sahip olması gerekmektedir (Hemour vd., 2014). Bir doğrultma devresinin normal koşullarda antenden gelen gücü en az kayıpla iletebilmesi için iyi bir empedans uyumlama devresine, RF sinyalden DC'ye iyi bir

güç dönüştürme performansına ve dolayısıyla diyota, dalgalanmaları süzebilmek için iyi bir DC bant geçiren filtreye ve yük direncine ihtiyacı vardır (Chaoyun Song vd., 2015).

Tek diyotla yapılan doğrultma devreleri RFEH sistemleri için ortamda bulunan düşük güçlü sinyallerin doğrultmasında öngerilimleme yetersizliklerinden dolayı verimsizdir. Ayrıca tek diyotlu doğrultucuların bozulma gerilimleri sınırlıdır. Bu da devrenin güç idare kapasitesini etkileyebilir. Bu yüzden özellikle düşük güçlü RF sinyallerin doğrultulmasında gerilim katlayıcı devreler tercih edilmektedir (Chaoyun Song vd., 2015). Bu tip doğrultma devreleri için genellikle hızlı anahtarlama kapasitelerine sahip ve düşük güç tüketimine ihtiyaç duyan Schottky diyotlar kullanılır (Solutions, 2016).

4.1.3. RFEH Devrelerinde Tasarım Parametreleri

RFEH devre tasarımının performansını etkileyen parametrelerin değerlendirilmesi gerekmektedir. Uygulama alanları ve uygulamaya yöntemine göre farklılık gösterecek olsa da genel olarak bir RFEH devre tasarımında verimlilik, hassasiyet, çalışma mesafesi, çıkış gücü, yük değeri gibi kritik öneme sahip parametrelerin incelenmelidir. Ayrıca bu değerlerin yanı sıra maliyet, uygulanabilirlik, imalat süreci gibi konularda düşünülmelidir.

❖ Güç Dönüştürme Verimi (GDV)

Genel olarak bir RFEH devresinde verim; anten tarafından alınan ve yüke aktarılan gücün birbirlerine oranı olarak ifade edilmektedir. Fakat farklı topolojilere bağlı olarak bu oranı etkileyen faktörlerde denkleme eklenebilmektedir. Esasında ortamdan alınan RF sinyallerin DC sinyallere dönüştürülme işlemi RFEH devrelerinde doğrultma katmanında gerçekleştirilmektedir. Bu yüzden gerilim katlayıcı veya doğrultma devresi olarak isimlendirilen bölgedeki verimden bahsedilirken RF-DC dönüştürme verimi veya GDV ifadeleri kullanılır. Basit bir doğrultma devresinde GDV yüke aktarılan gücün alınan güce oranı olarak kolayca hesaplanabilir. Ortamdaki iletimden kaynaklı kaybolan RF güç bu kısımda dikkate

alınmaz. Doğrultma devresinin GDV değerinin hesaplanabilmesi için Denklem (4.7) kullanılabilir.

$$GDV = \eta_{RF-DC} \% = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \cdot 100 = \frac{V_{yük} \cdot I_{yük}}{P_{RF}} 100 = \frac{V_{yük}^2}{P_{RF} \cdot R_{yük}} \cdot 100 \quad (4.7)$$

Burada; GDV olarak ifade edilen RF sinyalin DC sinyale dönüştürüldüğü doğrultma devre verimi η_{RF-DC} , antenden alınan ve uyumlandırma devresinden sonra doğrultma devresine aktarılan güç P_{RF} , doğrultma devresinin yüke aktardığı güç P_{DC} , yük direnci üzerinden akan akım $I_{yük}$, yük direnci ise $R_{yük}$ ile ifade edilmektedir.

❖ Çalışma Aralığı (Frekans ve Mesafe Etkisi)

Çalışma mesafesi çoğunlukla çalışma frekansı ile doğrudan ilgilidir. RFEH hasatlama uygulamalarında mesafe hesaplanırken çalışma ortamı da göz önünde bulundurulmalıdır. RF sinyallerinin yayıldığı ortamın özelliklerine bağlı olarak sinyal gücünün iletilebildiği mesafe değişebilir. Doku içerisine yerleştirilmiş bir implant antenin enerji hasatlayabilmesi için ihtiyaç duyulan frekans, hava ortamında yapılan RFEH uygulaması için ihtiyaç duyulan çalışma frekansı ortamın iletkenlik özelliklerine göre birbirinden farklı olmalıdır. Dolayısıyla etki mesafesi de değişmektedir. Yani atmosferik koşullarda yüksek frekanslardaki sinyaller düşük frekanslardaki sinyallere göre daha fazla zayıflarken düşük frekanslardaki sinyaller denklem (4.8) ile de görüleceği üzere daha derinlere nüfuz edebilir.

$$Deri Kalınlığı = \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (4.8)$$

Burada, deri kalınlığı yani elektromanyetik dalganın madde içerisinde nüfuz edebileceği uzaklık δ , maddenin öz direnci ρ , madde içerisinde ilerleyen sinyalin frekansı f , maddenin manyetik geçirgenliği μ , ile ifade edilmektedir. Bu nedenle RFEH veya KGT uygulamaları implant edilebilir uygulamalar içinse MHz seviyelerini geçmemelidir.

❖ Kalite Faktörü (Q)

Q faktörü genellikle rezonansın ne kadar güçlü olduğunu ve rezonans bant genişliğini tanımlayan boyutsuz bir değerdir (Harlow, 2003). Elektrik devrelerinde, Q faktörü, sistem rezonans frekansında iken çıkış geriliminin ne kadar arttığını göstermektedir. Kalite faktörü denklem (4.9) ile ifade edilebilir (Lee, 2003).

$$Q = \frac{\text{Depolanan Enerji}}{\text{Çevrim başına harcanan enerji}} \text{ veya } Q = \frac{f_c}{\Delta_f} \quad (4.9)$$

Denklem (4.9) ile yüksek bir kalite faktörünün dar bantlı bir uygulamada mümkün olabileceği, yüksek gerilim kazancının ancak dar bantlı rezonans frekansında mümkün olabileceği gözükmemektedir. Ayrıca bu denklem ile döngü başına harcanan enerji ile kalite faktörünün ters orantılı olduğu anlaşılmaktadır.

❖ Hassasiyet

Hassasiyet RFEH hasatlama sistemlerini değerlendirebilmek için önemli bir parametredir. Ortamdan alınabilecek en zayıf sinyali belirleyebilmek için bir göstergedir. Çünkü yüksek hassasiyet devrenin düşük giriş gücündeki sinyalleri yakalayabildiği anlamına gelmektedir. Doğrultucu hassasiyeti aktif cihaz eşik gerilimine (V_{Th}) bağlıdır. V_{Th} değeri düşerse hassasiyet artacaktır (Y.-C. Liu, 2014). Hassasiyet ile GDV birbiri ile ilişkilidir. Fakat bu ilişki kullanılan devre elemanlarının özelliklerine göre değişmektedir. Mümkün olan en düşük güç seviyelerinde en yüksek hassasiyetle çalışmak verimliliği azaltır (Z. Liu vd., 2015; Soyata vd., 2016). Hassasiyet denklem (4.10) ile ölçülebilir (Soyata vd., 2016; Tran vd., 2017).

$$\text{Hassasiyet (dBm)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1mW} \right) \quad (4.10)$$

Burada, sistemin görevini yerine getirebilmek için ihtiyaç duyduğu minimum güç P ile gösterilmektedir.

❖ Çıkış Gücü

RFEH devrelerinde doğrultma devresinden yüke aktarılan DC güç çıkış gücü olarak ifade edilmektedir. Toplam verim ve doğrultma veriminin hesaplanmasında en önemli parametrelerden biridir. Yük üzerindeki gerilim ve akımın çarpılması ile elde edilir. Sistemin performansının hesaplanmasında önemli bir yere sahiptir. Yükün durumuna bakılarak çıkış gücü üzerinden sistemin performansı analiz edilebilir. Yük bir sensör ise yük üzerindeki gerilim, akım değerine göre daha büyük önem taşır. Fakat yük bir led veya elektroliz ise gerilimden çok akım baskın parametre haline gelir.

❖ Yük Direnci

Bir RFEH devresinde doğrultma devresi RF sinyallerin DC sinyallere dönüştürülmesini sağlar. Çıkış gerilim değeri pillerin şarj edilmesi veya cihazların aktifleştirilmesi gibi vazifeler üstlenir. Yük direnç değeri, çıkış gerilimi ve GDV değerini doğrudan etkilemektedir. Bu bakımdan yük direnci değeri bir RFEH devresinde kritik rol oynar. Bu nedenle maksimum GDV ve çıkış gerilim değerleri için yük direncinin belirlenmesi gerekmektedir.

❖ Toplam Verim

Genellikle RF-DC GDV değerinin rektenna sistemlerini hesaplamak için kullanılır. Anten girişindeki RF sinyalin gücü ile yük üzerine aktarılan DC gücün oranını ifade eder. Buradan yola çıkarak toplam verim içerisinde uyumlandırma, doğrultma ve yük verimlerini de barındırmaktadır. Toplam verimin hesaplanabilmesi için antenin ortamdan aldığı gücün yük direnci üzerindeki DC güce denklem (4.11)'de olduğu gibi oranlanması gerekmektedir.

$$Toplam Verim = \eta_{Toplam} = \frac{P_{anten}}{P_{yük}} \cdot 100 \quad (4.11)$$

Burada anten ile ortamdan alınan güç P_{anten} , yük üzerindeki DC güç değeri $P_{yük}$, toplam verim ise η_{Toplam} , ile ifade edilmektedir.

4.1.4. Transistor ve Diyotun Doğrultma Elemanı Olarak Kullanılması

RFEH devrelerinde RF sinyallerin DC sinyallere dönüştürülebilmesi için diyotlar veya diyot gibi bağlanabilen ve bir aktif eleman olan transistorlar kullanılabilir.

Doğrultma yapabilmek için CMOS, GaAs veya GaN transistörleri kullanılabilir (Gharehbaghi vd., 2015; Kamalinejad vd., 2014; Wong ve Chen, 2011). Düşük eşik gerilim değerleri sebebi ile özellikle ultra düşük güç yoğunluğuna sahip ortamlarda CMOS teknolojisi kullanılmaktadır. Bununla beraber GaAs ve GaN bazlı transistorlar, doğal kapasiteleri, yüksek eşik ve kırılma gerilimleri nedeniyle yüksek giriş gücü seviyelerinde doğrultma yapmak için kullanılan devre elemanlarıdır (Hemour vd., 2014; Ishikawa vd., 2019).

Ortamda bulunan RF sinyallerin güçleri düşünüldüğünde genel amaçlı tasarlanmış bir RFEH devresinde düşük güçlerde çalışabilen doğrultma elemanlarının kullanılması gerekmektedir. Bu bakımdan transistor seçenekleri arasında CMOS bazlı doğrultucular RFEH için oldukça elverişlidir. Bu transistorlar kompakt, düşük maliyetli ve küçük boyutlu olmalarından dolayı kullanımı avantajlıdır. Bununla birlikte imalat güçlükleri tasarım zorlukları ve transistorun eşik gerilim düşüşleri RFEH hasatlama uygulamalarında göz önünde bulundurulması gerekli hususlardır. Bu nedenle RF sinyallerin DC sinyallere dönüştürülmesinde düşük eşik gerilim değerleri, yüksek doyma akımları, düşük seri direnç ve yüksek kırılma gerilimleri sebebiyle diyotlar tercih edilir (Jabbar vd., 2010; Kumar vd., 2019; Y.-C. Liu, 2014; Nintanavongsa vd., 2012; Visser ve Vullers, 2013; Hao Zhang vd., 2017a). Bununla birlikte diyotların ucuz maliyetli ve uygulanabilirliğinin kolay olması da önemli bir avantajdır. Bu sebeplerden dolayı bu tez çalışması içinde diyotların (Schottky) kullanılması uygun görülmüştür.

4.1.5. Diyot Karakteristiği ve Diyot Seçimi

Mikrodalga devrelerde doğrultma işleminin yapılabilmesi için; seri ve/veya paralel diyotlar, gerilim katlayıcı devreler, köprü diyot doğrultma devreleri ile birlikte bu devrelerin birleştirilerek kullanıldığı farklı doğrultma topolojileri (Greinacher,

Cocroft-Walton, Dickson, Vilard v.b.) bulunmaktadır (Marian vd., 2011). Bu çalışmada diyotlarla yapılan doğrultma devreleri söz konusu olduğu için doğrultma katmanının ana devre elemanı olan diyotların seçimi oldukça önemlidir. RF sinyalin DC'ye dönüştürülmesi esnasında kullanılan diyotlar RF sinyallerinin şekillendirmenin temelini oluşturur. Çalışmanın yüksek frekanslarda olduğu ve düşük güçlerle ilgilenildiği düşünüldüğünde seçilecek devre elemanlarının hassasiyetinin yüksek olması ve devre tasarımının kullanılabilir bir DC güç üretmesi beklenir. Genellikle RFEH devrelerinin tasarımında Schottky diyotlar kullanılmaktadır. Çizelge 4.1 ile son yıllarda RFEH uygulamalarında kullanılan bazı diyotlar ve giriş güçlerine göre elde edilen maksimum verimler gösterilmiştir.

Çizelge 4.1. RF doğrultma amacıyla sıkça kullanılan diyotların karşılaştırması

Diyot	En yüksek Güç Dönüştürme Verimi (%)	RF Giriş Gücü (dBm)	Kaynak
MA4E 1317	84	20	(Suh ve Chang, 2002)
HSMS 2850	75	-10	(Anchustegui Echearte vd., 2013)
SMS 7630	63	-10.5	(Moura vd., 2015)
HSMS 2820	68	13	(Takhedmit vd., 2010)
HSMS 2822	70	-6	(Nintanavongsa vd., 2012)
HSMS 2855	70	0	(Franciscatto vd., 2013)
HSMS 285C	35	11	(Mousa Ali vd., 2017)

Çizelge 4.1'deki GDV değerlerine bakarak farklı diyotların kullanılmasının doğrultma verimini doğrudan etkilediği anlaşılmaktadır. Tabi burada doğrultma verim değerlerinin farklı giriş güçlerine göre verildiğine de dikkat etmek gerekir. Ayrıca frekansın etkisi de göz önünde bulundurulmamıştır.

Diyotun (DC) eşik gerilim değerini belirlemek ve seçimini buna göre yapmak, aktif bir devrede en uygun çalışma noktasını ayarlayabilmek adına doğrultma devresi tasarımında en önemli aşamalardan biridir. Temel olarak, güç tüketimi ve gerilim/akım özellikleri, diyotun I - V eğrisinden çıkarılabilir. Ters öngerilimlemede ($V_D < 0$ V) akım diyota göre çok küçüktür. Bu yüzden diyot kapalı durumda kalır. Diğer taraftan diyotun ileri yönde öngerilimlemesi $V_D > V_{th} > 0$, durumunda V_{th} eşik gerilim değerini sağlar. Böylece diyot iletimde olur. $V_D = 0V$ olduğunda ise sıfır

kutuplama söz konusudur. Bu durumda diyot için akım Denklem (4.12) ile gösterildiği gibi yazılabilir.

$$I_D = \begin{cases} I_D = -I_S & \text{Diyot Kapalı} \\ I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D - I_D R_S}{nV_T}} - 1 \right) & \text{Diyot Açık} \end{cases} \quad (4.12)$$

İdeal durumda seri direncin sıfır olduğu farz edilir. Böylece Denklem (4.13)'teki gibi olur.

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1 \right) \quad (4.13)$$

Burada; diyottan geçen akım I_D (A), diyotun doyma akımı I_S (A), diyot seri direnci R_S (Ω), idealite faktörü n , diyot gerilimi V_D (V), termal gerilim $V_T = kT/q$ (V), elektron yükü $q = (1.6 \times 10^{-19} \text{ C})$, Boltzmann's sabiti $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ (J/K)}$ ile ifade edilir.

Doğrultma diyotlarını sıfır ön gerilimlemeli ve sıfır ön gerilimlemeli olmayan diyotlar olarak iki isimle sınıflandırmak mümkündür (Hemour vd., 2014). Sıfır ön gerilimlemeli olmayan diyotlar harici bir kaynağa ihtiyaç duyduğundan RFEH ve KET uygulamaları için önerilmez. Sıfır öngerilimlemeli diyotlar arasında P-N bağlaşımlı diyotlar ile Schottky bariyer diyotlar yaygın olarak kullanılmaktadır. Özellikle Schottky bariyer diyotlar hızlı anahtarlama kapasitesi ve yüksek doyum akımı ile tercih sebebi olmuştur (Hemour vd., 2014; Jaeger ve Blalock, 1997). Tüm bu avantajları göz önünde bulundurularak bu çalışmada sıfır ön gerilimlemeli diyot olan Schottky bariyer diyotu tercih edildi.

Bir diyot doğrultma maksadıyla kullanıldığında yük üzerindeki gerilimi de ifade eden çıkış gerilimini kırılma gerilimi ile sınırlandırır. Kırılma gerilimi V_{br} veya B_V olarak da bilinmektedir. Bu kırılma geriliminin doğrultma çıkışında oluşturacağı gerilim ile ilişkisi Denklem (4.14) ile gösterildiği gibi ifade edilebilir.

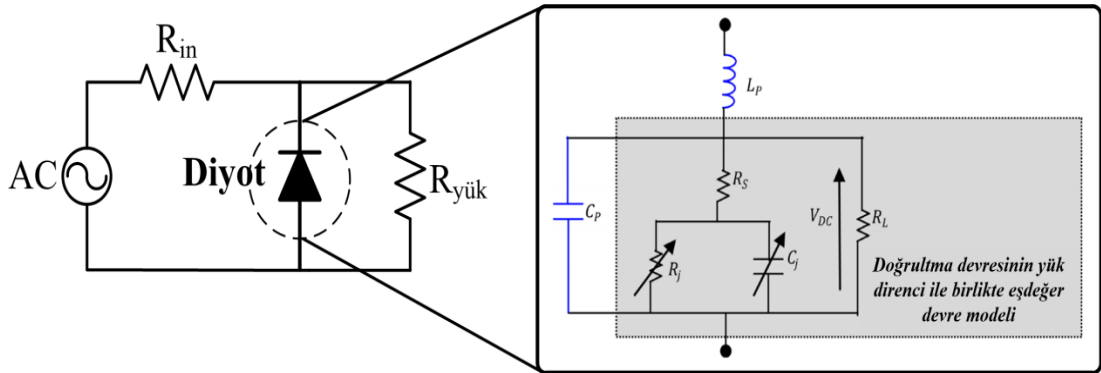
$$V_{O,DC} = \frac{V_{br}}{2} \quad (4.14)$$

Tabi ki çıkış DC gerilim değerinin belirlenmesinde girişten alınan AC sinyalin tepe gerilim değeri ile sınırlı olduğu unutulmamalıdır. Buradan Diyot kırılma geriliminin girişten verilen AC gerilim değerinin maksimum tepe değerini belirlediği söylenebilir. Böylece, yüksek kırılma gerilimine sahip olan bir diyotun yüksek güçlerde çalışabileceği söylenebilir. Eğer doğrultma devresinde bir yük varsa maksimum çıkış gücü Denklem (4.15) ile gösterilen formülle hesaplanabilir.

$$P_{DC,maks} = \frac{V_{br}^2}{4RL} \quad (4.15)$$

4.1.6. Diyot Eşdeğer Devre ve Parametreleri

RFEH devrelerinde kullanılan doğrultma devrelerinde genellikle Schottky diyotlar kullanılmaktadır. Bu kısımda bir doğrultma devresinde kullanılan bir Schottky diyot için eşdeğer devre ve eşdeğer devreyi oluşturan devre elemanları incelenecektir. Devrenin performansını doğrudan etkileyen ve yaygın kullanımı olan bu diyotun spice modelini oluşturan önemli elemanları; bağlaşım direnci R_j , bağlaşım kapasitörü C_j , diyot parazitik (R_s , L_p , ve C_s) elemanlar, doyum akımı (I_s), kırılma gerilimi (V_{br}) gibi diyotun dâhili parametrelerini doğrudan etkileyen anahtar rol oynayan elemanlardır. Şekil 4.7 ile yaygın kullanılan bir yarım dalga doğrultma devresi ve bu devrede kullanılan diyotun eş değer devresi gösterilmektedir.



Şekil 4.7. Yarım dalga doğrultma devresi ve diyot eşdeğeri

Birleşme sığası C_j Denklem (4.16)'ya göre birleşme noktası boyunca uygulanan gerilime bağlıdır (McSpadden vd., 1998).

$$C_j = C_{j0} \sqrt{\frac{V_j}{V_j + V_{DC}}} \quad (4.16)$$

Burada V_{DC} yük direnci üzerindeki çıkış gerilimidir C_{j0} ise diyotun sıfır polarlama bağlantı kapasitesidir. Seri endüktans L_p iç bileşenleri dış bileşenlere bağlayan harici bileşendir. C_p tüm katı materyallerin sahip olduğu dielektrik sabitini modellemek maksatlı kullanılmaktadır (Meneses Ghiglino, 2010).

Bu çalışmada diyot karakteristiğini belirleyen tüm bu parametreler göz önünde bulundurularak daha geniş giriş gücü olan bir doğrultma devresi ile yüksek verimli bir doğrultma topolojisi hedeflenmiştir.

Bu hedefe ulaşabilmek için diyot parametrelerinin verimi nasıl etkilediğini iyi bilmek gerekir. Çizelge 4.2’de KGT veya RFEH devrelerinde kullanılması muhtemel ve bu çalışma için de temin edilen diyotların parametreleri gösterilmektedir.

Çizelge 4.2. Bazı diyot türleri ve diyot parametreleri

Diyot Parametreleri	DİYOT TÜRLERİ				
	SMS 7630	HSMS 2852	HSMS 2820	HSMS 286K	HSMS 285C
V_{th} (V)	0.14	0.15	0.42	0.65	0.15
R_s (Ω)	20	25	6	6	25
V_{br} (V)	2	3.8	15	7	3.8
I_s (A)	5E-6	3E-6	2.2E-8	5E-8	3E-6
C_{j0} (pF)	0.14	0.18	0.7	0.18	0.18
R_j (Ω)	*	*	*	*	*
L_s (nH)	1.65	2	-	-	2
C_p (pF)	-	0.1	-	-	0.1

* Bu değer (4.17) ile verilen denkleme bağlı olarak hesaplanabilmektedir ve bağlantı direnci olarak ifade edilmektedir.

$$R_j = \frac{8,33 \cdot 10^{-5} nT}{I_s + I_b} \quad (4.17)$$

Diyot eşik gerilimi (V_{th}) değerini kontrol eden ve doyum akımı (I_s) olarak bilinen akım aynı zamanda bir doğrultma devresinin ortamda bulunan RF sinyalin hangi güç

aralığında DC gerilime dönüştürebileceğini de belirler. Bu açıdan diyot seçiminde tercih edilecek diyotun giriş gücü aralığı düşünülerek en uygun diyot parametrelerinin bilinmesi gerekir. Böylece RFEH devrelerinde yüksek verimli bir doğrultma devre tasarımı için diyot parametre değerleri üzerinden fikir yürütülebilir.

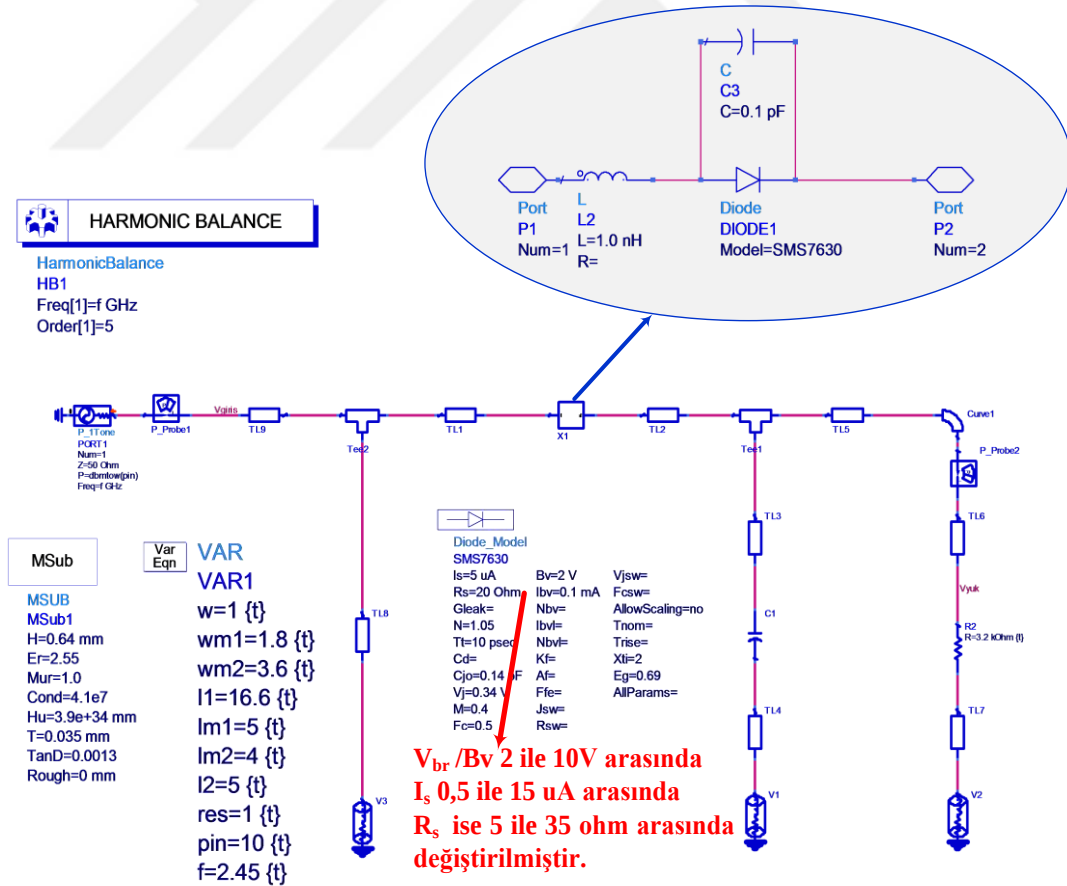
4.2. RFEH Devrelerinde Güç Dönüştürme Verimini (GDV) Etkileyen Parametreler

Bir RFEH uygulamasının performansını etkileyen en kritik aşama doğrultma devresidir. Doğrusal olmayan devre elemanlarının birlikte kullanımı ile tasarlanan doğrultma devreleri çalışma frekansı, doğrultma topolojisi, yük direnci, bazı diyot parametreleri ve kullanılan malzemeye bağlı olarak farklı performanslar gösterebilir. Doğrultma devrelerinin RFEH uygulamalarındaki performansını analiz edebilmek için yük üzerindeki gerilim değerleri incelenebilir. Fakat devrede kullanılan yükün akım ve gerilim ihtiyaçlarının birlikte analiz edilebilmesi için en doğru yaklaşım Denklem (4.7) ile verilen GDV parametresinin değerlendirilmesi olacaktır. Bu amaçla bu kısımda Keysight firmasının ürettiği RF devre tasarımı ve benzetim programı olan Advanced Design System (ADS) 2009 kullanılarak doğrultma devreleri tasarlanmıştır. Tasarlanan doğrultma devreleri üzerinden bazı diyot parametreleri, yük direnci, farklı malzemelerin kullanımı ve katman sayısı değişimi gibi analizler yapılarak doğrultma devresinin GDV değerindeki değişimler incelenmiştir. Tasarlanan bu devrelerin bazıları üretilerek benzetim sonuçları ölçüm sonuçları ile de karşılaştırılmıştır.

4.2.1. Diyot Parametrelerinin GDV Etkisi

Tasarım kolaylığı, uygun maliyet ve uygulanabilir olması sebebiyle en yaygın kullanılan diyot konfigürasyonu sıfır kutuplamalı tek diyotlu yapılardır. Tam dalga doğrultma devrelerinin yarım dalga doğrultma devrelerine göre daha iyi performansla sahip olduğu söylenebilir fakat tam dalga doğrultma devrelerinde, devre eleman sayısındaki artışa bağlı olarak kaybolan güç artabilir. Gerilim katlayıcı devreleri ile farklı katman sayılarında devre tasarımları yapılarak yük gerilimini istenilen düzeye getirilmesi mümkün olabilir.

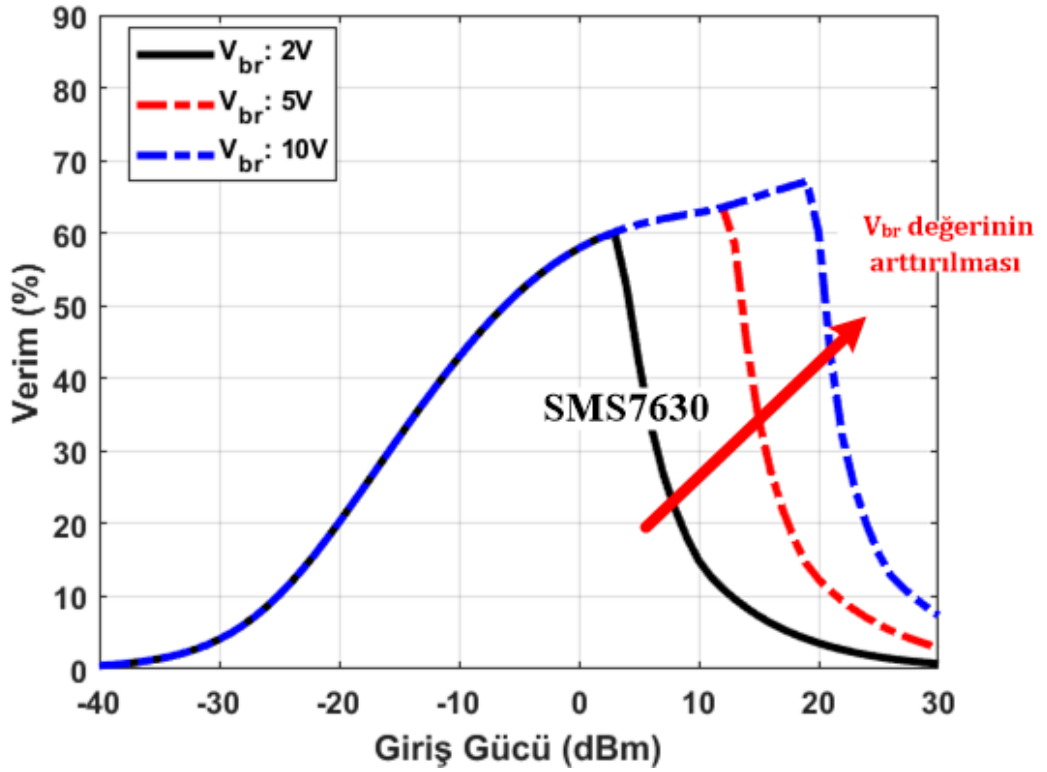
KGT ve RFEH sistemlerinde, geniş bir dinamik giriş gücü seviyesi aralığında yüksek verimli bir sistemi çalıştırmak için uygun bir doğrultma devre topolojisi oluşturmak önemlidir. Bu seçimi yapabilmek için bazı diyot parametrelerinin GDV değerine etkisinin bilinmesi gerekmektedir. Bu amaçla bu kısımda Schottky diyotlarda diyot kırılma gerilimi (V_{br}), diyot doyum akımı (I_s) ve diyot eş değer devresindeki seri direnç (R_s) değerlerinin GDV'ne etkisi incelenecektir. Bu amaçla SMS7630 Schottky diyotu ile Keysight'ın ürettiği ve RF, Mikrodalga devrelerinin benzetimlerini yapabilen ADS tasarım programı kullanılarak basit bir yarım dalga doğrultma devresi tasarlanmıştır. Bu tasarım Şekil 4.8 ile gösterilmiştir. Tasarım için SMS7630 diyot eş değer devresi gerçek parametre değerleri ile benzetim programında modellenmiş ve doğrultma devresinde kullanılmıştır. Bu tasarım modeli mikroşerit hatların kullanımı ile gerçekleştirilmiştir. Alttaş malzeme olarak dielektrik sabiti (ϵ_r) 2.55, kalınlığı (h) 0.64 mm ve kayıp tanjant ($\tan\delta_c$) değeri 0.0013 olan Arlon AD255C kullanılmıştır.



Şekil 4.8. SMS7630 Schottky diyotu ile 2,45 GHz çalışma frekansında mikroşerit hatlı yarım dalga doğrultma devre tasarımı

❖ Diyot Kırılma Gerilimi (V_{br})

Geleneksel diyot tabanlı doğrultma topolojilerinde kullanılan yarıiletkenlerdeki kırılma gerilimi ile ilgili kısıtlar aslında geniş bir dinamik giriş gücünde arzu edilen verimin sağlanmasını önlemektedir. Kırılma gerilimi sebebi ile giriş gücüne göre GDV grafiğinde belirli bir giriş gücü sınırından sonra ani verim düşüşleri meydana gelmektedir. Bu etkiye diyotun erken bozulma gerilimi de denilebilmektedir (Z. Liu vd., 2015). Yarım dalga doğrultma devresinde kullanılacak olan SMS7630 Schottky Diyotun erken bozulma geriliminin (V_{br} veya B_V) 2V olduğu durum ile bu değer benzetim ortamında değiştirilmesi ile diyotun giriş gücüne göre verime etkisinin değişimi tespit edilmeye çalışılmıştır. Bu amaçla V_{br} değeri 2V, 5V ve 10V değerleri için Şekil 4.8 ile verilen devrede GDV değeri analiz edilmiştir. Şekil 4.9 ile V_{br} değerindeki değişime bağlı olarak giriş güç değerine göre GDV değişimi grafiksel olarak gösterilmiştir.

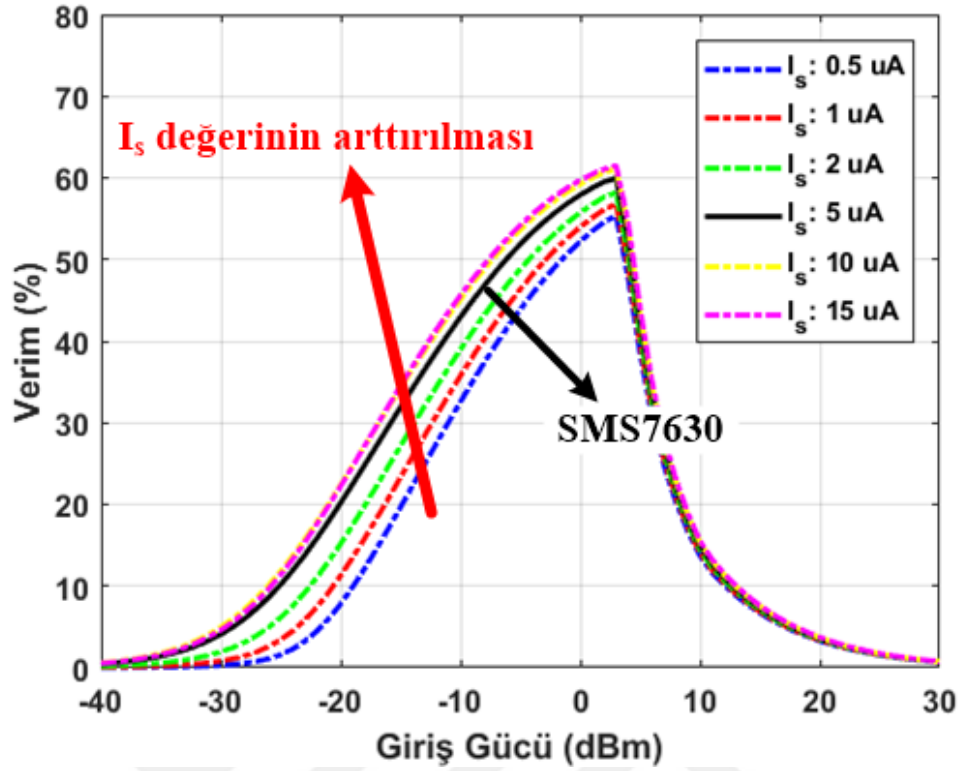


Şekil 4.9. Diyot kırılma gerilim (V_{br}) değerinin bağlı GDV değeri değişimi

Şekil 4.9 ile V_{br} değeri için 2V,5V ve 10V değerlerinde verimin dramatik olarak düştüğü giriş gücü değerlerinin sırasıyla 3 dBm, 12 dBm ve 19 dBm olarak gözükmemektedir. Buradan seçilen bir diyotun yarım dalga doğrultma topolojisinde kullanıldığında V_{br} değerine bakılarak giriş gücü üst sınırı tahmin edilebilir. Satın alınan bir diyotun V_{br} değerini değiştirmek mümkün değildir. Bunun için ortam güç seviyeleri düşünülerek doğrultma devresinde kullanılacak diyot tercihi V_{br} değerine göre kolaylıkla yapılabilir. SMS7630 için V_{br} fabrikasyon değeri 2V olarak üretilmektedir. GDV değerini etkileyen bir diğer önemli diyot parametresi de diyot doyumu (I_s) akımıdır.

❖ Diyot Doyma Akımı (I_s)

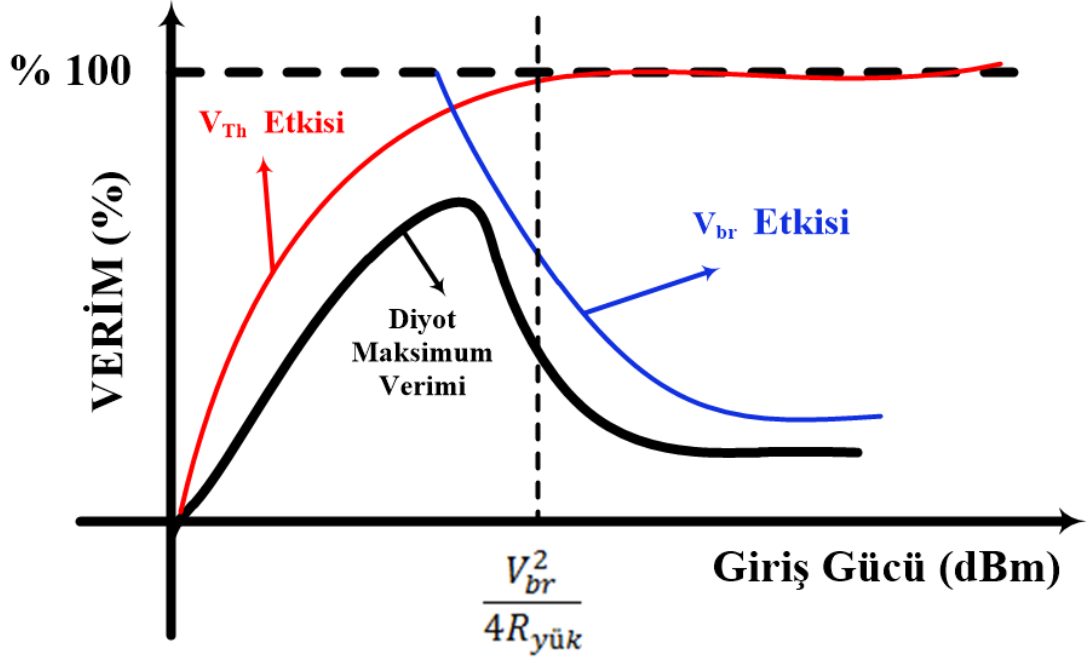
Diyot doyma akımı aslında diyot kırılma/bozulma gerilimi ile doğrudan ilişkili ve GDV değerinin giriş gücü aralığını belirlemede önemli bir parametredir. Özellikle düşük güç seviyelerinin tespit edilebilmesi ve dönüştürülebilmesi için yüksek doyma akımına sahip diyotların tercih edilmesi gerekmektedir. Şekil 4.10 ile gösterilen grafikte Şekil 4.8 ile verilen yarım dalga doğrultma devresinde kullanılan diyotun I_s değeri 0.5 ile 15 μA arasındaki toplam 6 farklı değerle değiştirilerek sabit giriş gücü aralığında GDV değerine etkisi grafiksel olarak gösterilmiştir.



Şekil 4.10. Diyot doyma akımı (I_s) değerine bağlı giriş gücüne göre GDV grafiği

SMS7630 Schottky diyotu doyma akımı $5 \mu\text{A}$ olarak üretilmektedir. Grafikten de anlaşılacağı üzere yüksek I_s değerleri için daha düşük giriş gücü başlangıç noktaları elde etmek mümkündür. Bu sebeple düşük ortam RF güç seviyelerinde yüksek I_s değerine sahip diyotlar tercih edilir. Aslında, bu iki parametre (V_{br} ve I_s) doğrultma verimliliğini etkileyen en önemli parametreler olarak kabul edilir. Doğrultma aktif elemanı devrede ters ön gerilimleme bağlantı noktasındaki elektrik alan maksimum değerine ulaşabilir. Tam bu durumda diyotta arıza meydana geldiğinde yani kırılma geriliminin üstüne çıkıldığında gerilim sabit kalırken akım ani bir şekilde artacaktır. Dolayısıyla DC sinyalin gücünde ciddi bir düşüş meydana gelecektir.

Şekil 4.11, farklı giriş gücü seviyelerinde bir doğrultma devresinin GDV değerini göstermektedir.



Şekil 4.11. Farklı giriş güçleri seviyesinde doğrultma veriminin kırılma gerilimi ve doyma akımı ilişkisi

Düşük giriş gücündeki verimlilik, kırılma gerilimi maksimum değerine ulaşınca kadar artar, daha sonra diyotun kırılma gerilimini aşması sebebiyle giriş gücü yükseldikçe önemli ölçüde düşer. Çünkü bu aşamada doyma akımı dramatik olarak artar.

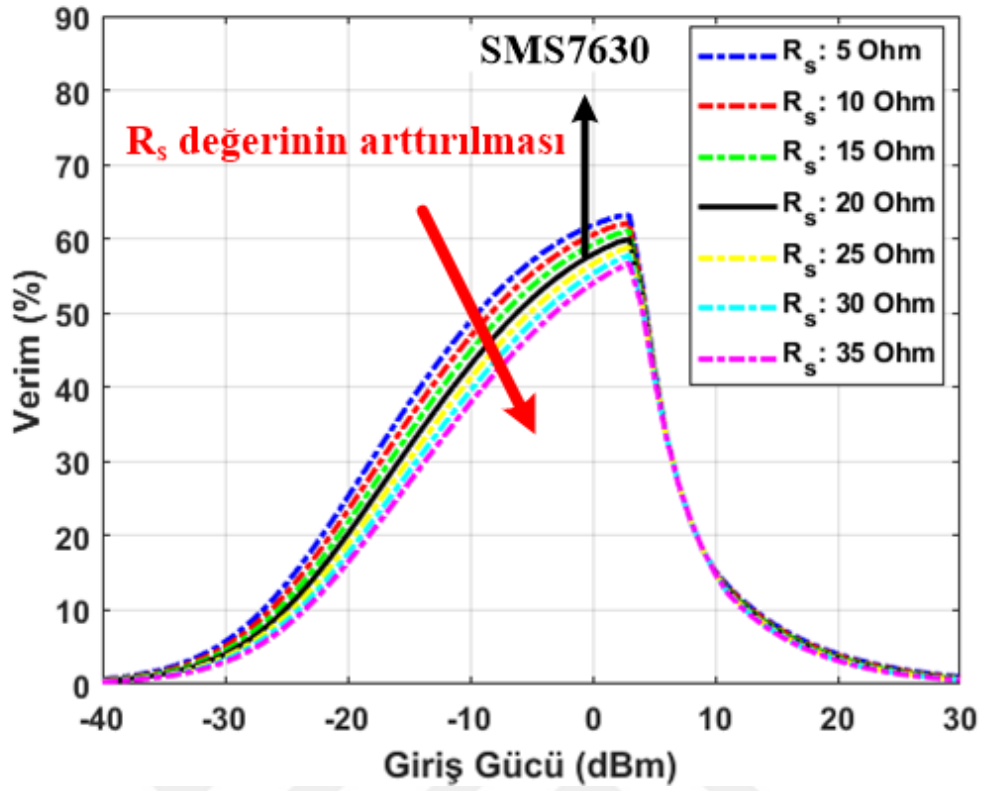
Şekil 4.9 ve Şekil 4.10 ile gösterilen grafiklerde diyot parametrelerinde yapılan değişikliklerle daha geniş giriş güçlerinde yüksek verimli bir doğrultma devresinin tasarımı mümkün gözükmemektedir. Fakat gerek diyot eşdeğer devresindeki kısıtlar gerekse ticari olan yarıiletken diyotların sınırlı özellikleri geniş giriş gücünde doğrultma yapmaya müsaade etmiyor. Kısaca yüksek değerli diyot kırılma geriliminde yine yüksek değerli doyma akımlarını sağlamak mümkün gözükmemiyor. Bunun sebebi yarıiletken teknolojisinde ticari üretim kısıtları olarak gösterilebilir. Çizelge 4.2’de ticari ürün olarak satılan bazı diyotların kırılma gerilim ve doyma akımı değerleri karşılaştırıldığında her ikisinin birden arttığı bir ürün gözükmemektedir. GDV değerini etkileyen bir diğer parametre; yük direncine seri etkisi ve dolayısıyla verime olan etkisiyle bilinen ve R_s ile gösterilen diyot seri direncidir.

❖ Diyot Seri Direnci (R_s)

Diyot seri direnci arttıkça Şekil 4.2 ile gösterilen diyot IV karakteristiğindeki akım değeri azalır ve buna bağlı olarak yük üzerinden geçen akım azalmış olur. Bu sebeple R_s değerinin artması verimin azalmasına sebep olur. Denklem (4.18) R_s değerine bağlı olarak verimin azalması açık bir şekilde gösterilmektedir.

$$GDV = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} 100 \rightarrow P_{DC} = \frac{V_{yük}^2}{R_s + R_J + R_{yük}} \quad (4.18)$$

Şekil 4.7 ile gösterilen diyot eşdeğer devresi incelendiğinde denklem (4.18)'de bulunan R_s diyot eşdeğer devresindeki seri direnci, denklem (4.17) ile gösterilen R_J ise bağlantı direncini ifade etmektedir. R_J aynı zamanda doyma akımı ile doğrudan ilişkilidir. Denklem (4.18) ile görüldüğü üzere diyot seri direncinin artması ile yük üzerindeki gücün azalması beklenir. Böylece toplam verimde de azalmış olur. Şekil 4.12 ile, Şekil 4.8 ile tasarlanan yarım dalga doğrultma devresindeki diyot seri direnci değiştirilerek giriş gücüne göre GDV değerinin değişimi grafiksel olarak analiz edilmiştir.



Şekil 4.12. Diyot seri direncine (R_s) bağlı olarak giriş gücüne göre GDV grafiği

Şekil 4.12 ile gösterilen grafik diyot seri direnci üretim değeri $R_s=20 \Omega$ olan SMS7630 ile tasarlanan yarım dalga doğrultma devresine ait giriş gücü değerlerine bağlı verim grafiğidir. Burada diyot seri direnç değeri, ticari olarak üretilen diğer Schottky diyotların R_s değerleri de göz önünde bulundurularak, 5 ile 35 Ω arasında 7 farklı değer için analiz edilmiştir. Görüldüğü üzere diyot seri direnç değeri arttıkça verim azalmıştır.

Sonuç olarak diyot parametrelerinden V_{br} ve I_s değerlerinin artmasına bağlı olarak yük üzerindeki DC güç artıyor. Böylece verimin arttığı gözlenebiliyor. Fakat yük direncini doğrudan etkileyen diyot seri direnç (R_s) değerinin artmasına bağlı olarak yük üzerine düşen DC güç azalmaktadır. Bu yüzden doğrultma veriminin de azalmasına sebep olmaktadır.

Diyotların bu sınırlayıcı durumu sebebiyle RFEH devrelerinde doğrultma performansını arttırmak için çeşitli çalışmalar mevcuttur (Hosain ve Kouzani, 2013; Nie vd., 2014; Oka vd., 2014; Pham ve Pham, 2013; Chaoyun Song vd., 2018; D.

Wang ve Negra, 2013). Bu çalışmalarda doğrultma devrelerinde verimin artırılabilmesi için uygulanan yöntemler arasında tek bantlı, çok bantlı ve geniş bantlı doğrultma yapıları önerilmiştir.

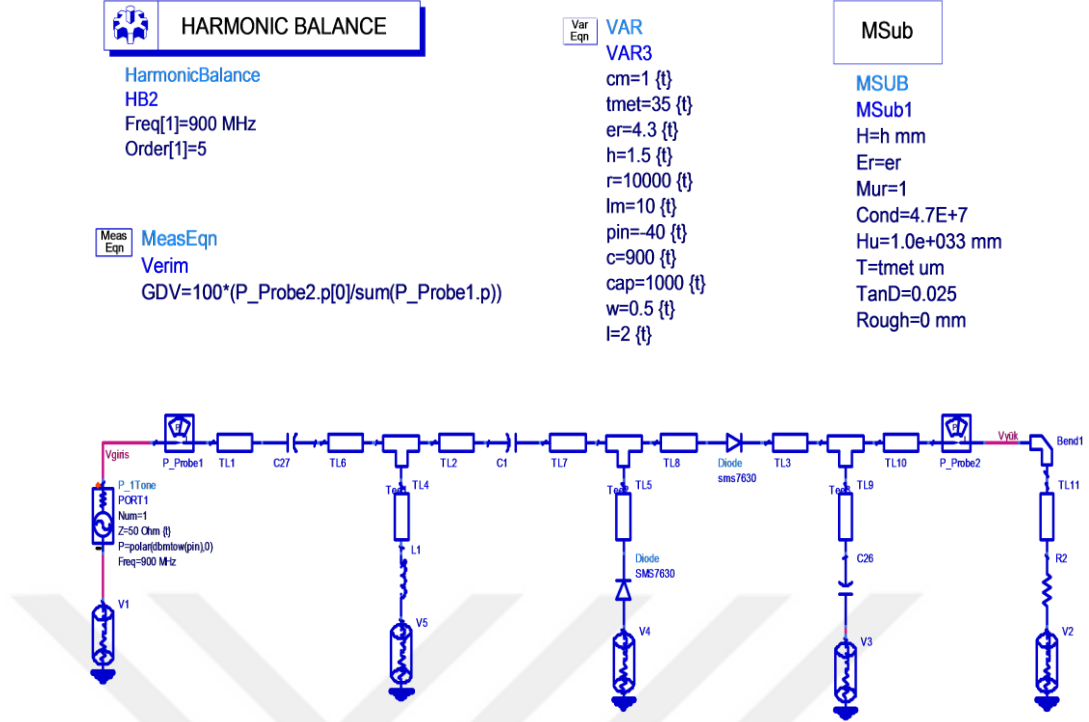
4.2.2. Farklı Alttaş Malzemelerin Güç Dönüştürme Verimine Etkisi

Farklı alttaş malzemelerin dielektrik sabiti, kayıp tanjant ve kalınlık değerlerindeki değişime bağlı olarak, bir doğrultma devre topolojisinde GDV değerine etkisi incelenebilir. Böylece kaybın en az olduğu ve yüksek verimli bir doğrultma için uygun bir malzeme seçilmesi mümkün olacaktır. Bu amaçla yaygın kullanılan dört farklı alt taş malzeme seçilerek bu malzemelerin dielektrik ve fiziksel özelliklerini barındıran gerilim katlayıcı doğrultma topolojisi ile RF'den DC ye güç dönüştürme verimini hesaplayan bir benzetim yapılmıştır. Benzetim için ADS yazılımı kullanılmıştır. SMS7630 Schottky diyotu ile tasarlanan doğrultma devresi için beş farklı alt taş malzeme (FR4, Rogers RO3003, Rogers RT/duroid 5870, Rogers TMM13i ve Arlon AD255C) seçilmiştir. Ticari olarak seçilen alttaş malzemelerin elektriksel ve fiziksel özellikleri Çizelge 4.3 ile gösterilmiştir.

Çizelge 4.3. Farklı Alttaş Malzeme Elektriksel ve Fiziksel Parametreleri

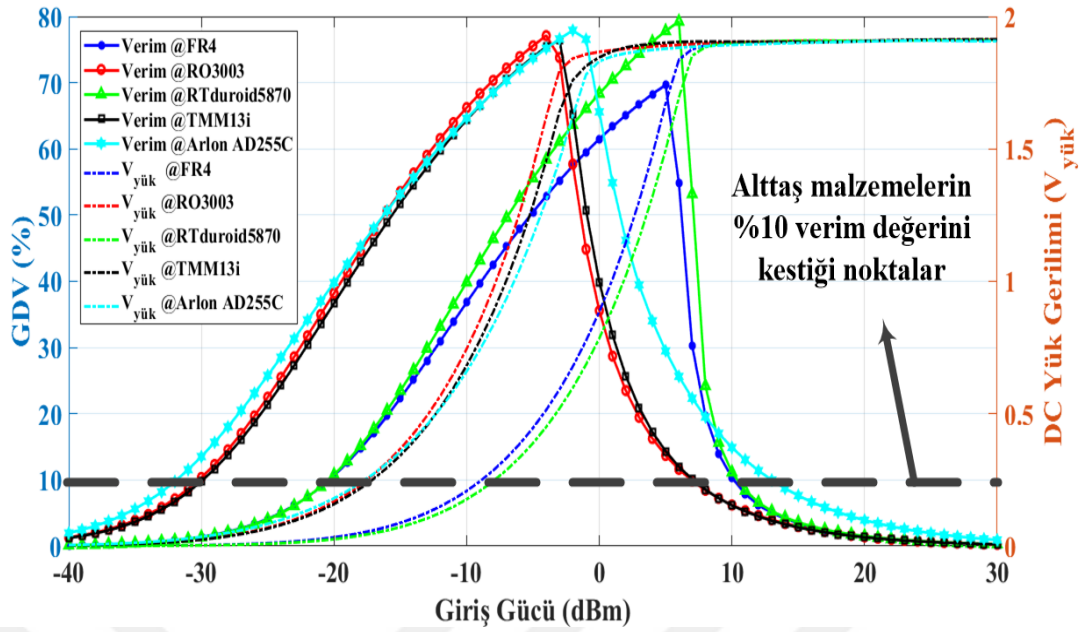
Kullanılan Malzemeler	Malzeme Elektriksel ve Fiziksel Parametre Değerleri			
	Kayıp tanjant ($\tan\delta$)	Dielektrik Sabiti (ϵ_r)	Bakır Kalınlığı (μm)	Alttaş Malzeme Kalınlığı (mm)
FR4	0,025	4,3	35	1,5
Rogers RO3003	0,001	3	17	1,3
Rogers RT/duroid 5870	0,0005	2,33	18	0,5
Rogers TMM13i	0,0019	12,85	17	1,9
Arlon AD255C	0,0013	2.55	35	0.64

Çizelge 4.3 ile gösterilen alttaş malzemeler kullanılarak RFEH uygulamalarında yüksek verim performansı sebebiyle yaygın olarak kullanılan ve Şekil 4.13 ile benzetimi gösterilen basit bir gerilim katlayıcı devre tasarlanmıştır.



Şekil 4.13. Farklı malzemelerin GDV analizi için gerilim katlayıcı devre tasarımı

Şekil 4.13 ile gösterilen mikroşerit hatlar kullanılarak tasarlanmış doğrultma devresi beş farklı elektrik ve fiziksel özelliklere sahip alttaş malzeme üzerinde çalıştırılarak GDV ve yük gerilimleri üzerinde analizler yapılmıştır. Bunun için ticari olarak kullanılan alttaş malzemeler seçilmiştir. Şekil 4.14 ile bu alttaş malzemelerin GDV ve yük gerilimleri karşılaştırmalı olarak aynı grafik içerisinde çizdirilmiştir.



Şekil 4.14. Farklı malzemelerin GDV ve yük gerilim değerlerinin karşılaştırması

Şekil 4.14 ile verilen grafiğe göre gerilim katlayıcı devre tasarımında farklı altaş malzemelerin maksimum GDV değerleri ve yük gerilim farklı giriş güçlerine göre karşılaştırılmıştır. Buna göre bu malzemelerin maksimum güç değerleri FR4 için %69, Rogers RO3003 için %77, Rogers RT/duroid5870 için %79, Rogers TMM13i için %76, Arlon AD255C için %79 olarak gösterilmektedir. Bu grafiğe göre -40dBm ile 30 dBm giriş gücü bandında verim %10 olduğu bir sınır belirlenmiştir. Altaş malzemelerin GDV değerlerinin, “Kesim Verimi” diye adlandırılan bu sınıra ulaştığı ilk giriş gücü değerleri sırasıyla FR4 için -20 dBm, Rogers RO3003 için -30 dBm, Rogers RT/duroid5870 için -20 dBm, Rogers TMM13i için -30 dBm, Arlon AD255C için -32 dBm olarak gözükmemektedir. Ayrıca grafikte bir diğer parametre olan yük gerilim değerlerine bakıldığında tüm malzemelerin ulaşabildiği maksimum değerlerin 1,9 V olduğu anlaşılmaktadır.

Bir RFEH devresinde tasarlanacak doğrultma devresinin kurulacağı altaş malzeme özelliklerine göre verim grafiğinin değiştiği anlaşılmaktadır. Bu sebeple ortamdaki alınabilecek RF sinyallerin güç seviyesine göre bir doğrultma devre tasarımı yapılırken, kullanılacak altaş malzeme ve bu malzemelerin kesim verim değerleri göz önünde bulundurulmalıdır. Bu beş farklı malzeme ile oluşturulan ve Şekil 4.14 ile gösterilen grafik incelendiğinde %10 kesim verimi için en düşük güç değeri Arlon AD255C altaş malzemesi ile sağlanırken en yüksek giriş gücü değeri FR4 ile

sağlanmıştır. Bu değerler ileride oluşturulacak yeni doğrultma topolojisi için önem arz etmektedir.

4.2.3. Katman Sayısının Güç Dönüştürme Verimine Etkisi

RFEH devrelerinde yüksek çıkış gerilimi elde etmek maksadıyla genellikle katman sayısı arttırılmış gerilim katlayıcı devreler kullanılır. Daha önce, Denklem (4.6) ile katman sayısının artışına bağlı olarak bir Dickson şarj pompasında çıkış geriliminin nasıl hesaplanacağı gösterilmişti. Bu kısımda ise katman sayısının artışına bağlı olarak doğrultma devrelerinde verimin değişimi incelenecektir.

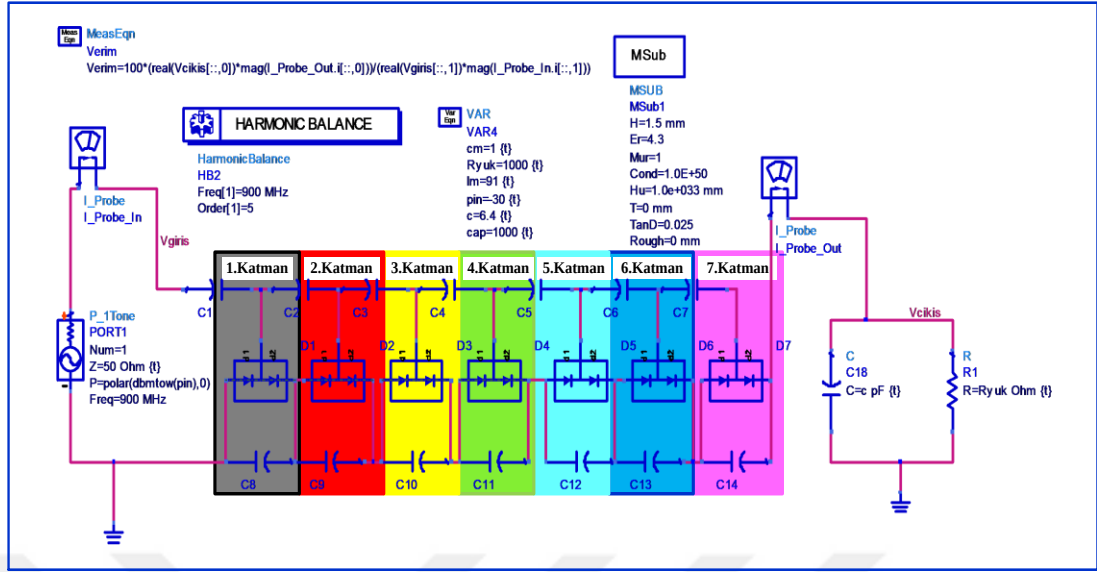
Bir RFEH devresinde kullanılacak yüke göre çok düşük güç değerlerine sahip bir RF sinyalin gerilim değerini, katman sayısı fazlaca arttırılmış bir doğrultma devresi ile sağlayabileceğimiz düşünülebilir. Fakat sağlanacak gerilim değeri ile birlikte bir takım değerlerde azalmalara da sebep olacaktır (De Vita ve Iannaccone, 2005). Katman sayısı arttırılmış olan bir devrede; daha fazla doğrultma elamanı bulunduğu için akım serideki tüm diyotlardan geçmek zorundadır. Bu geçiş sırasında diyotların çalışabilmesi için her bir diyotta güç harcanmaktadır.

$$P_{yük} = V_{yük} \cdot I_{yük}; \quad P_{diyot} = 2 \cdot N \cdot V_{Th} \cdot I_{yük}. \quad (4.19)$$

Bu sebeple doğrultma katmanındaki güç dönüştürme verimliliği katman sayısının artması ile azalacaktır.

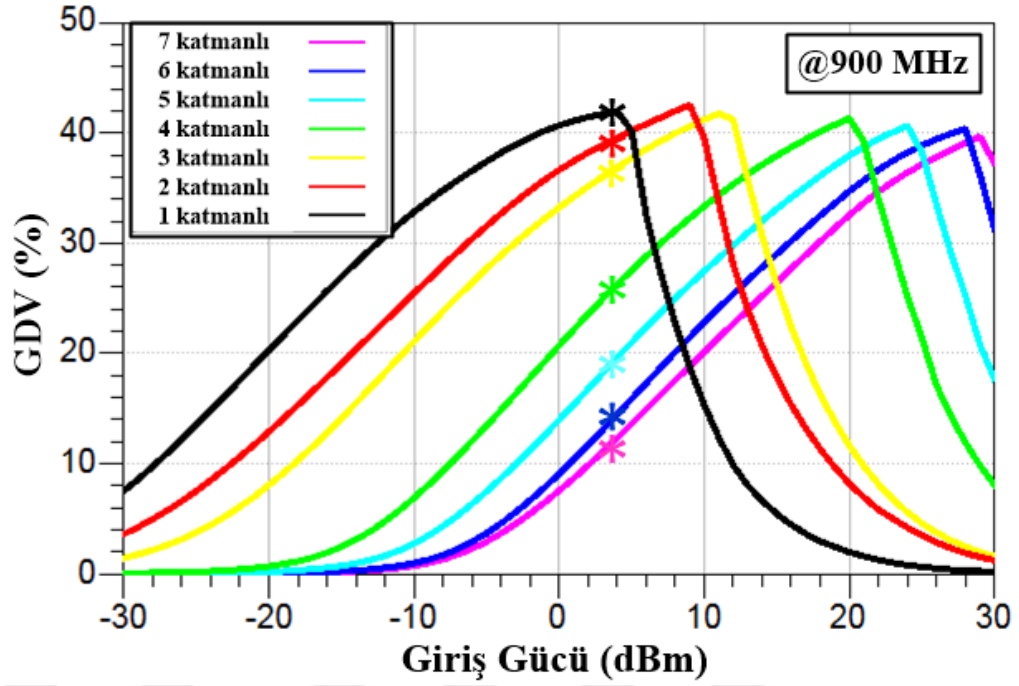
$$GDV = \frac{P_{yük}}{P_{toplam}} = \frac{V_{yük} I_{yük}}{V_{yük} I_{yük} + 2N V_{Th} I_{yük}} = \frac{V_{DD}}{V_{yük} + (2N \cdot V_{Th})} \quad (4.20)$$

Doğrultma verimi bu analize rağmen tek ve iki katmanlı yapılar için düşük alttaş malzemesi kayıpları sayesinde iyimser sonuçlar verebilir. Katman sayısının artmasına bağlı olarak oluşan verimin değişimini gözlemleyebilmek için öncelikle ADS ile yedi katmanlı bir Cockroft-Walton doğrultma topolojisi tasarlanmıştır. HSMS2852 Schottky diyotların kullanıldığı doğrultma topolojisinin her bir katmanı için ayrı ayrı verim analizi yapılarak toplamda yedi katman için verim incelenmiştir. Tasarımı yapılan yedi katmanlı devre Şekil 4.15 ile gösterilmektedir.



Şekil 4.15. Cockcroft-Walton topolojisi ile tasarlanmış katmanlı doğrultma devresi

Cockcroft-Walton gerilim katlayıcı devresi seçilerek katman sayısındaki değişikliğin RF-DC güç dönüştürme verimine etkileri incelenmiştir. Şekil 4.15 ile gösterilen devre yedi katmanlıdır. GDV hesabı yapılırken bu devre katman sayısına bağlı olarak her katman için ayrı ayrı tasarlanmıştır. Yani toplamda yedi farklı tasarım bulunmaktadır. Fakat burada yedi katmanlı yapı ile tek seferde gösterilmiştir. Katman sayısının verime etkisinin hesaplanmasında mikroşerit yollar kullanılmamıştır. Çünkü bu çalışmayla GDV değerinin tamamen katman sayısına bağlı değişimi gözlemlenmek istenmiştir. Şekil 4.15 ile gösterilen doğrultma devresinin her bir katman için ayrı ayrı GDV benzetim sonuçları Şekil 4.16 ile gösterilmektedir.



Şekil 4.16. Cockcroft-Walton ile farklı katman sayılarında GDV analizi

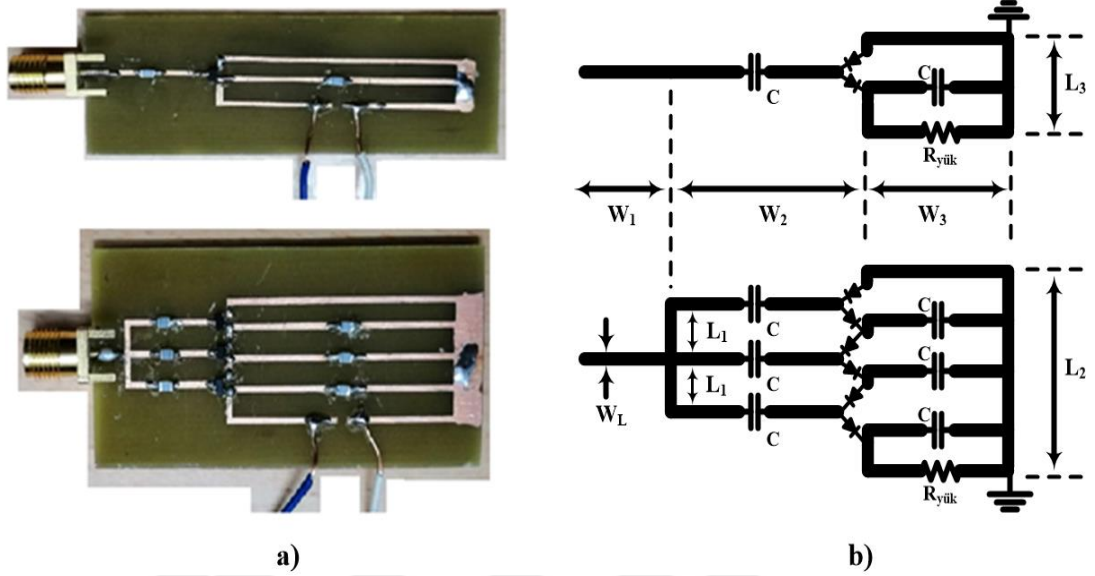
Giriş gücünün -30 dBm ile 30 dBm olduğu aralıkta katman sayılarına göre verim değişimi Şekil 4.16 ile gösterilmiştir. Buna göre katman sayısının artmasına bağlı olarak verimin sabit bir giriş gücünde azaldığı açık bir şekilde görülmektedir. Diğer taraftan katman sayısının artmasına bağlı olarak doğrultma veriminin maksimum olduğu giriş gücü değerinin de arttığı gözlemlenmektedir.

Katman sayısındaki artışın doğrultma devrelerinde GDV değerini doğrudan etkilediği söylenebilir. Bu sebeple bir doğrultma devresi tasarımında yüksek verim elde edebilmek için doğrultma katman sayısının hangi giriş gücü aralığında en iyi performansı gösterdiğini bilmek gerekmektedir.

4.2.4. Yük Direncinin Güç Dönüştürme Verimine Etkisi

RFEH devrelerinde yük direncinin değişiminin verime etkisini gözlemleyebilmek için literatürde gerilim katlayıcı devre olarak ta bilinen Dickson tam dalga doğrultma devresi kullanılarak yüksek verimli tek katmanlı ve üç katmanlı uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Tek katmanlı ve üç katmanlı Dickson doğrultma devrelerinde FR4 alttaş malzemesi kullanılmıştır. Merkez frekansı $f_0 = 1$ GHz olarak belirlenmiştir. Her iki devrede de depolama birimi olan kapasiteler $C=1$ pF olarak

seçilmiştir. Doğrultma elemanı olarak ise RFEH devrelerinde sıklıkla kullanılan ve bir Schottky diyot olan HSMS285C kullanılmıştır. Şekil 4.17 ile tek ve üç katmanlı doğrultma devreleri ve fiziksel parametreleri verilmiştir.



Şekil 4.17. Dickson doğrultma devre a) üretim modeli ve b) uzunluk parametreleri

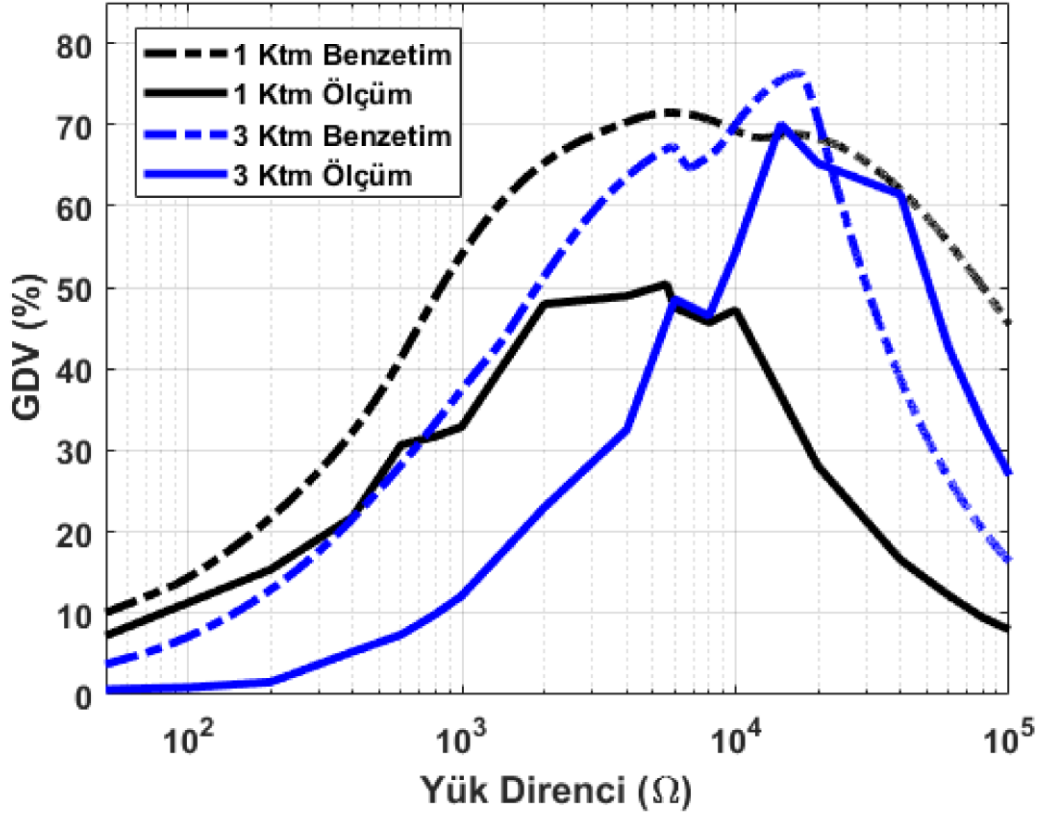
Şekil 4.17. b) ile gösterilen doğrultma devresine ait uzunluk parametrelerine ait değerler Çizelge 4.4 ile verilmiştir.

Çizelge 4.4. Temel Dickson devresinin boyutları ve özellikleri

Uzunluk Parametreleri	Uzunluk Değerleri [mm]	Elektriksel Parametreler	Elektriksel Büyüklükler
W_1	3 mm	C	1 pF
W_2	13 mm	ϵ_r	4,3
W_3	37 mm	f_0	1,0 GHz
W_L	0,7 mm	$\tan\delta$	0,025
L_1	3 mm	$R_{L_{tek}}$	5590 Ω
L_2	15 mm	$R_{L_{üç}}$	14610 Ω
d	1,5 mm	-	-
L_3	7.5 mm	-	-

Yapılan çalışma ile yük direncindeki değişime bağlı olarak doğrultma devresinin GDV değerine etkisi incelenmek istenmiştir. Ayrıca bu çalışma tek katmanlı ve üç katmanlı devreler için tekrarlanarak doğrultma devresinin en iyi performansı sağladığı yük dirençlerinin değişimi de gözlemlenmeye çalışılmıştır. Bu amaçla

doğrultma devresi giriş gücü sabit tutularak, yük direncine değişken değerler verilmiştir. Yük direnci üzerindeki akım ve gerilimler hesap edilerek doğrultma devre girişinden verilen sabit güç değerine göre verim analiz edilmiştir. Şekil 4.18 ile değişken yük dirençlerine göre tek katmanlı ve üç katmanlı doğrultma devresi için GDV ölçüm değerleri logaritmik olarak analiz edilmiştir.



Şekil 4.18. Tek/Üç katmanlı doğrultma devreleri GDV-Yük direnci grafiği

Giriş gücü 7 dBm (GDV değerinin maksimum olduğu değer) değerinde sabit tutularak, yük direnci 0-100 kΩ arasında 30 farklı değer için değiştirilmiştir. Her farklı direnç değeri için GDV değeri kaydedilmiştir. Böylece Şekil 4.18 ile gösterilen grafik elde edilmiştir.

Grafiğe göre tek katmanlı devrede GDV performansının en yüksek olduğu yük direnç değeri $R_{L_{tek}} = 5590 \Omega$ olarak hesaplanırken üç katmanlı devre için bu değer $R_{L_{üç}} = 14610 \Omega$ olarak tespit edilmiştir. Buradan yola çıkarak yük direncinin doğrultma devrelerinde GDV değerini etkilediği sonucu çıkarılabilmektedir. Ayrıca

en iyi GDV performansının sağlandığı yük direnci değerin katman sayısı ile de değıştiğı bu sebeple farklı katman sayıları için farklı yük dirençleri kullanmanın gerektiğı sonucu ortaya çıkarılmıştır.



5. VERİMİN GİRİŞ GÜCÜ EKSENİNDE ARTTIRILDIĞI YENİ DOĞRULTMA TOPOLOJİSİ I

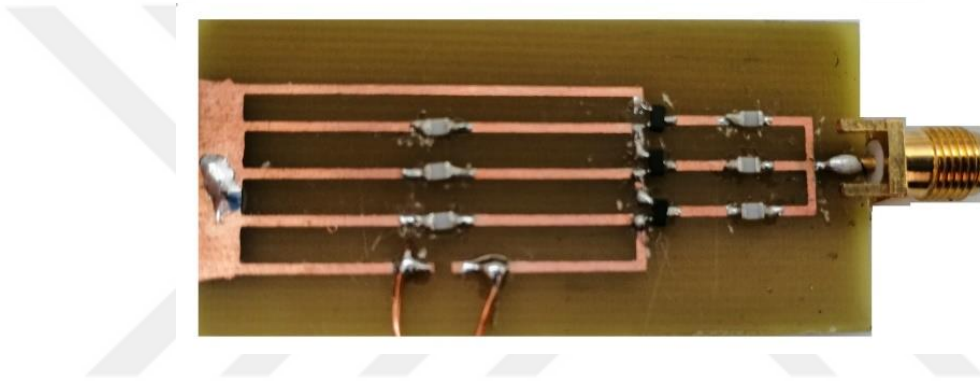
RFEH amaçlı doğrultma devre tasarımlarında literatürdeki çalışmaların büyük bir çoğunluğu verimin sınırlı bir giriş gücü bandında artırılması üzerine kurgulanmıştır (Chaour vd., 2017; Veronique Kuhn vd., 2015; Chaoyun Song vd., 2015; Zeng vd., 2017). Çünkü doğrultma yapabilmek için kullanılan Schottky diyotların; kırılma ve eşik gerilim gibi değiştirilemeyen üretim parametreleri RF sinyallerin DC sinyallere sınırlı bir giriş gücünde verimli olarak dönüştürülmesine izin vermektedir. Diyotların bu değiştirilemez etkilerine 4. Bölümde “Diyot Parametrelerinin GDV’ne etkisi başlığı altında ayrıntılı olarak değinilmiştir. Bu sebeple tasarımcılar genellikle uygulamaya özel olarak (giriş gücü belli olan/giriş gücü tahmin edilebilen) RFEH devreleri üretmektedir. Fakat günümüzde kablosuz cihazların çeşidi ve sayısının artışına bağlı olarak yaşanan ortama göre RF güç seviyeleri tahmin edilemeyecek ölçülerde farklılık göstermektedir. Hastaneler, okullar, fabrikalar, toplu taşıma araçları gibi insanların yoğun olarak bulunduğu ortamlarda mobil iletişim cihazları ve diğer kablosuz aygıtların yaydığı RF sinyallerin güç seviyeleri ev ve ofis ortamlarına göre farklılık göstermektedir. Diğer taraftan bu tez çalışmasının 3. bölümünde de gösterildiği üzere açık, yarı açık ve kapalı ortamlarda, RF güç seviyelerinin değiştiği çok açıktır. Bu açıdan ortamda bulunan RF güç seviyelerinin değişimlerine uyum sağlayabilecek bir doğrultma devresi tasarımı oldukça önemlidir.

5.1. Yüksek/Düşük Giriş Güç Seviyeleri için İki Farklı Doğrultma Devre Tasarımı ve Performans Analizleri

Bu bölümde farklı giriş güçlerinde maksimum verime sahip iki farklı doğrultma devresi tasarlanarak, bu devrelerin bir yönlü bağlaştırmacı ile birlikte kullanımı sağlanmıştır. Böylece verimi giriş gücü bandında arttırılmış yeni bir doğrultma topolojisi geliştirilmiştir. FR4 alttaşı malzemesi ile HSMS285C Schottky diyotu kullanılarak 3 katmanlı bir Dickson doğrultma devresi ve Arlon AD255C alttaşı malzemesi ile SMS7630 Schottky diyotu kullanılarak tek katmanlı tasarlanan bir yarım dalga doğrultma devresi tasarlanmıştır. Bu iki doğrultma devresinin 2,45 GHz için giriş gücü değişimlerine bağlı olarak; çıkış gerilimleri ve verim analizleri yapılmıştır. Daha sonra bu iki ayrı devre bir yönlü bağlaştırmacı kullanılarak

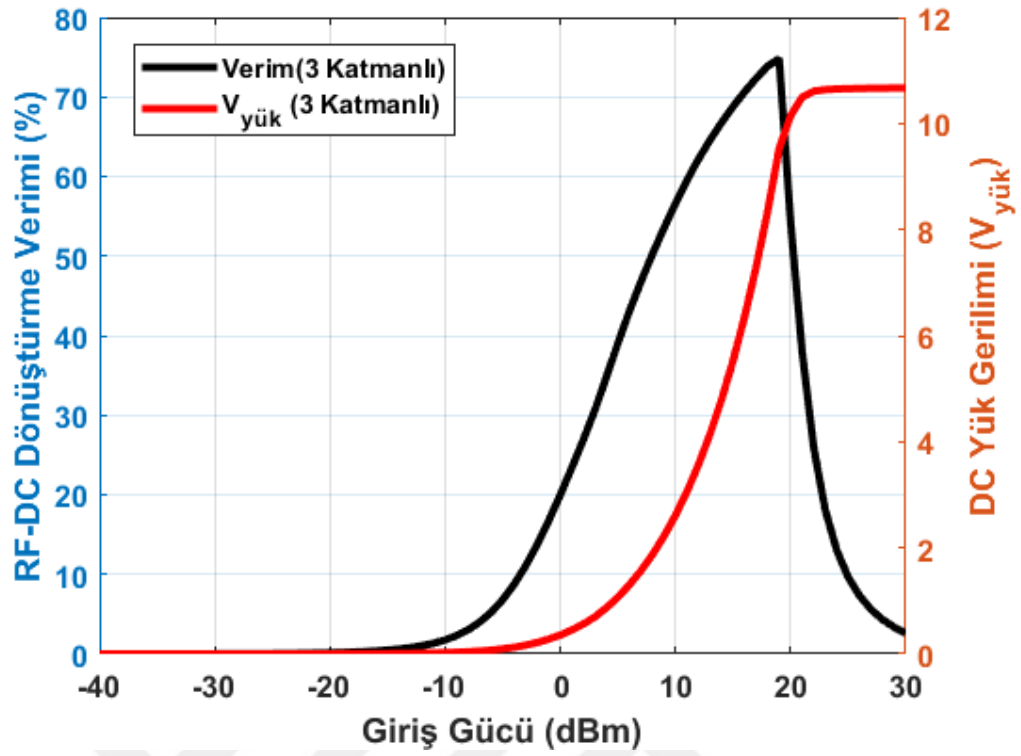
birleştirilmiştir. Tasarlanan yeni doğrultma devre topolojisi ile verim ve çıkış gerilimleri analizleri yapılmıştır. Yeni doğrultma topolojisi ile elde edilen verim sonuçları; tek katmanlı yarım dalga doğrultma devresi ve üç katmanlı tam dalga doğrultma devresi (Dickson topolojisi) verim sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Geniş giriş gücü bandında yüksek verimli bir doğrultma yapabilmek maksadıyla literatürde bulunan iki farklı doğrultma devre topolojisi kullanılarak yarım dalga ve üç katmanlı tam dalga doğrultma devreleri tasarlanmıştır. Şekil 5.1 ile HSMS285C Schottky diyotu kullanarak tasarlanan 3 katmanlı tam dalga doğrultma devresi gösterilmektedir.



Şekil 5.1. FR4 ile tasarlanmış üç katmanlı dickson doğrultma devresi

Şekil 5.1 ile verilen devrenin fiziksel ve elektriksel parametreleri Çizelge 4.4 ile verilmiştir. Devrelerde yük direnci $R_{yük}=5\text{ k}\Omega$ olarak hesaba katılmıştır. Doğrultma topolojisi olarak Dickson tercih edilmiştir. İki diyotun seri bağlanması ile oluşan HSMS285C Sot-323 kılıfından 3 adet kullanılarak üç katmanlı bir doğrultma topolojisi üretilmiştir. Tasarlanan devrenin performansını 2,45 GHz çalışma frekansında analiz etmek için doğrultma devresinin güç dönüştürme verimi ve çıkış gerilimlerinin değerlendirilmesi gerekir. Bu parametre aynı zamanda RF'ten DC'ye güç dönüştürme verimidir. Şekil 5.2 ile üç katmanlı Dickson doğrultma devre topolojisinin verim ve yük gerilimlerinin, giriş güç seviyelerine göre performansı gösterilmiştir.



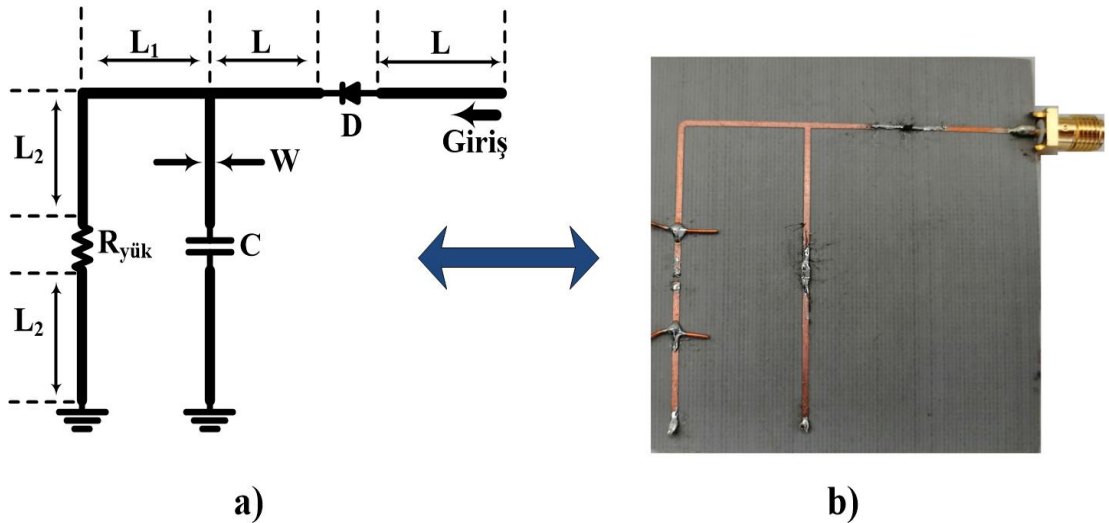
Şekil 5.2. Dickson doğrultma devresinin giriş gücüne göre verim ve yük gerilim performansları grafiği

RF-DC güç dönüştürme verimi enerji hasatlama devrelerinin performansını analiz etmekte kullanılan bir parametredir. RFEH devrelerinde doğrultma verimi, yüke aktarılan DC gücün doğrultma devresinin girişinde okunan RF güce oranı olarak hesaplanır.

Şekil 5.1 ile gösterilen 3 katmanlı Dickson doğrultma devresinde Şekil 5.2’de görüldüğü üzere çıkış gerilimi katman sayısına bağlı olarak artmış olsa da verim -10 dBm giriş gücünden sonra artmaya başlamıştır. Bunu sebebi 4. bölümde katman sayısının GDV değerine etkisi alt başlığında ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Buna göre katman sayısının artması ile yük geriliminin arttığı görülmektedir. Fakat burada dikkat edilmesi gereken en önemli parametre verimin ve yük geriliminin en yüksek seviyelere ulaştığı giriş gücü değerinin tek katmanlı yapıya göre daha yüksek olduğudur. Şekil 5.2 ile üç katmanlı Dickson doğrultma devresinin GDV değerinin maksimum olduğu (%75) giriş gücü 19 dBm olarak gösterilmektedir. Ayrıca bu devrenin 5 k Ω yük üzerinde ulaşabileceği maksimum gerilim değeri 11 V olarak tespit edilmiştir. Şekil 5.2 ile verilen grafik incelendiğinde, üç katmanlı tasarımın %

20 üzerinde verimle çalıştığı giriş gücü sınırları 0 dBm ile 22 dBm arasında değişmektedir. Bu açıdan bakıldığında üç katmanlı Dickson topolojisinin, % 20 kesim veriminde giriş gücü bandı 22 dB olarak hesap edilebilir. Bu güç seviyeleri 2. Bölümde bahsedilen “Ortam RF Enerji Kaynaklarının” sağlayabileceği güç seviyelerinin üzerinde gözükse de “Uygulamaya Özel RF Enerji Kaynaklarının” sağlayabileceği güç seviyeleri için uygun olarak değerlendirilebilir.

Daha sonra ikinci bir doğrultma devresi olan ve SMS7630 Schottky diyodu ile tasarlanan basit bir yarım dalga doğrultma devresi ile verim ve gerilim değerlerinin karşılaştırılması yapılmıştır. Bu devrenin basit ve amaca uygun olması düşünülerek diyot parametreleri en uygun olan SMS7630 Schottky diyotu kullanılmıştır. Bunun sebebi SMS7630 diyotunun düşük eşik gerilime sahip olması ve düşük kırılma gerilimi (V_{br}) ile 3 katmanlı Dickson doğrultma devresine göre farklı giriş güç aralığında çalışıyor olmasıdır. Bu devre düşük kayıplı olarak bilinen; kayıp tanjant ($\tan\delta_c$) değeri 0,0013, dielektrik sabiti (ϵ_r) 2,55, kalınlığı (h) 0,64 mm olan Arlon AD255C altaş malzemesi ile tasarlanmıştır. Şekil 5.3 (a) ile 2,45 GHz merkez frekansında çalışan ve SMS7630 Schottky diyotu ile tasarlanan yarım dalga doğrultma devresi uzunluk parametreleri ve Şekil 5.3 (b) ile de devrenin üretim modeli gösterilmektedir.



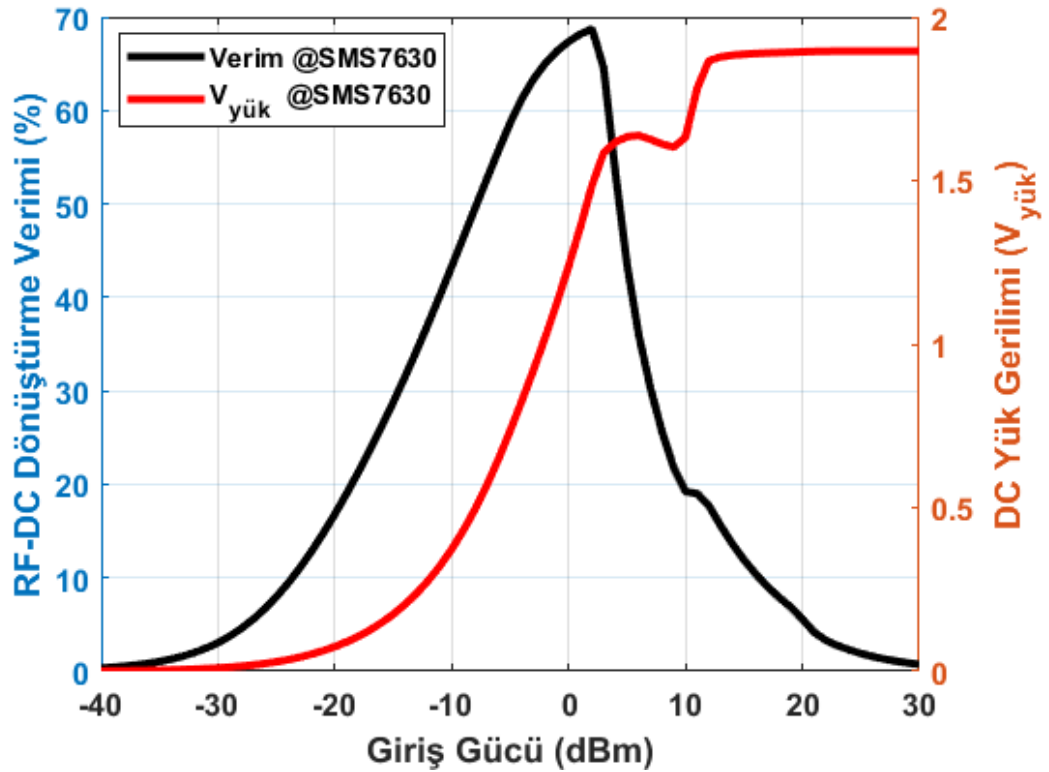
Şekil 5.3. SMS7630 diyotu ile yarım dalga doğrultma devre tasarımı a) uzunluk parametreleri ve b) üretim modeli

Şekil 5.3 (a) ile gösterilen devrenin fiziksel ve elektriksel özelliklerine ait parametreleri Çizelge 5.1. ile gösterilmiştir.

Çizelge 5.1. Yarım dalga doğrultma devresi fiziksel ve elektriksel özellikleri

Uzunluk Parametreleri	Uzunluk Değerleri [mm]	Elektriksel Parametreler	Elektriksel Büyüklükler
L	19	C	100 pF
L ₁	21	ϵ_r	2,55
L ₂	21	f_0	2.45 GHz
W	1	$\tan\delta$	0,0013
Malzeme Kalınlığı	0.64	$R_{yük}$	5000 Ω

Yarım dalga doğrultma devresi ile -40 dBm ile 30 dBm giriş gücü aralığında elde edilen yük gerilimi ve RF-DC güç dönüştürme verimi (GDV) Şekil 5.4 ile gösterilmiştir.



Şekil 5.4. SMS7630 ile tasarlanmış yarım dalga doğrultma devresinin verim ve yük gerilim performansı

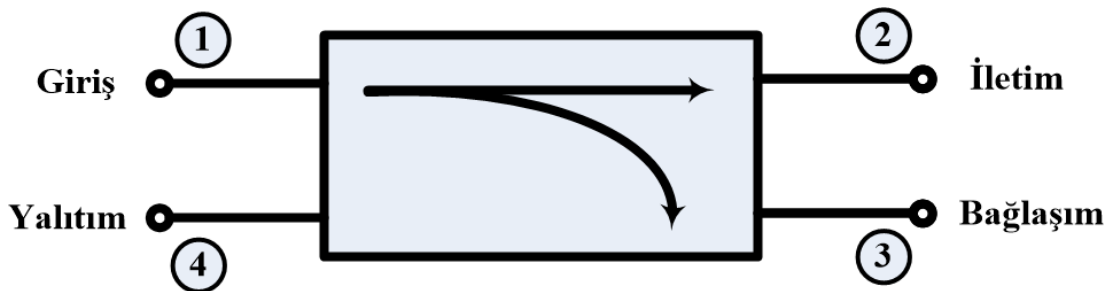
Şekil 5.4 ile verilen grafikte yarım dalga doğrultma devresinin % 20 kesim verim sınırı seviyesinin üzerine çıktığı giriş gücü alt sınırı -18 dBm, üst sınırı ise 10 dBm

olarak gösterilmektedir. Buradan yola çıkılarak % 20 kesim veriminin sağlandığı giriş gücü bandı 28 dB olarak ifade edilebilir.

Şekil 5,2 ve Şekil 5,4 incelendiğinde verimin en yüksek olduğu giriş gücü seviyeleri üç katmanlı doğrultma devresi için 19 dBm (% 75), yarım dalga doğrultma devresi için ise 1 dBm (% 69) olarak gösterilmektedir. Bu iki devrenin farklı giriş güçlerinde maksimum verimle çalışması doğrultma topolojisi, kullanılan alttaş malzemeler, doğrultma katman sayısı ve doğrultma elemanı olarak seçilen diyotlarla doğrudan ilişkilidir. Sistemin genel performansını arttırabilmek ve bu iki giriş gücü bandını kapsayabilecek bir doğrultma topolojisi tasarlayabilmek için bir mikrodalga pasif devre elemanı olan yönlü bağlaştıracının bu iki doğrultma devresi ile birlikte kullanımı ile yeni bir doğrultma devre topolojisi hedeflenmektedir. Bu amaçla RF/mikrodalga yönlü bağlaştıracı tasarımı yapılmıştır.

5.2. RF/Mikrodalga Yönlü Bağlaştıracı Tasarımı

Yönlü bağlaştıracılar RF/Mikrodalga devrelerde güç bölücü ve birleştirici olarak kullanılan pasif devre elemanlarıdır. Yönlü bağlaştıracılar genellikle iki iletim hattının birbirine çok yakın bir mesafede tasarımı ile mikrodalga frekanslarda gücü belli bir bağlaşım oranıyla bölmek maksadıyla kullanılır. Şekil 5.5 ile bir yönlü bağlaştıracının genel bir sembolü ve yönlü bağlaştıracıyı oluşturan kapıların ne anlama geldiği gösterilmektedir.



Şekil 5.5. Yaygın kullanılan yönlü bağlaştıracı sembolü ve güç akış gösterimi

Yönlü bağlaştıracılar toplam 4 kapıdan oluşmaktadır. Yönlü bağlaştıracının kapı numaraları ve bu kapıların kullanım amacına göre verilen isimler Şekil 5.5 ile gösterilmektedir. Bir RF/Mikrodalga sinyalin bu bağlaştıracıdaki davranışını

inceleyebilmek için bu bağlaştıracının kapı numaraları ve özelliklerinin bilinmesi gerekmektedir. Kapı 1'den (Giriş) verilen RF sinyalin gücü bağlaşım katsayısıyla Kapı 3'e (Bağlaşım) bağlaşır. Giriş gücünün geri kalanı ise Kapı 2'ye (İletim) iletilir. İdeal bir yönlü bağlaştıracıda Kapı 4'e (Yalıtım) güç iletilmez. Bir yönlü bağlaştıracıyı tanımlayabilmek ve performansını analiz edebilmek için denklem (5.1), (5.2), (5.3), (5.4) ile gösterilen eşitlikler sıklıkla kullanılır (Pozar, 2009).

$$C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log |S_{13}| \quad (5.1)$$

$$D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{|S_{13}|}{|S_{14}|} \quad (5.2)$$

$$I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \quad (5.3)$$

$$L = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = -20 \log |S_{12}| \quad (5.4)$$

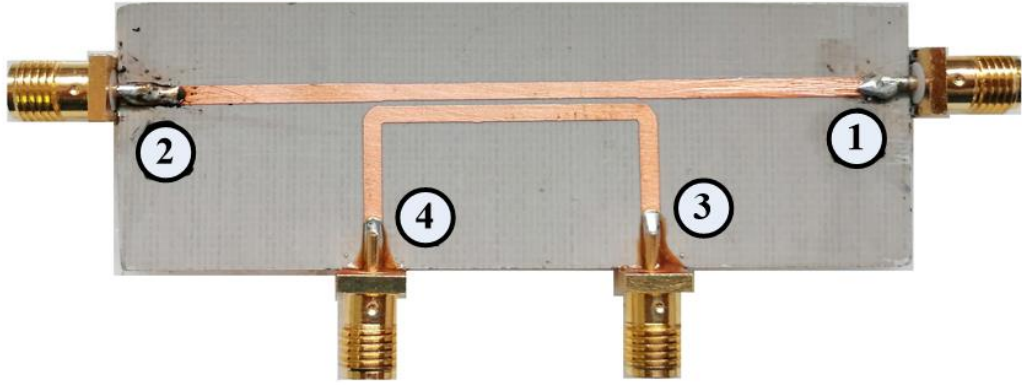
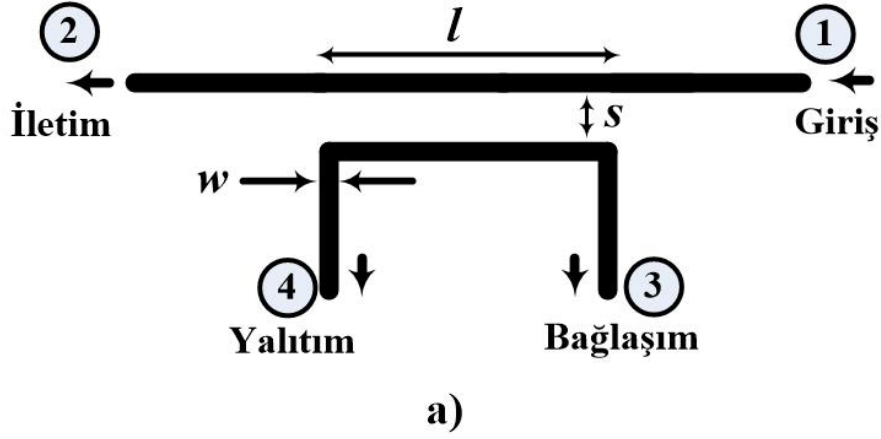
Burada C bağlaşım, D yönlülük, I yalıtım ve L'de yerleştirme kaybını ifade etmektedir ve tamamı dB cinsindendir. Bağlaşım katsayısı çıkış kapısının giriş gücüne oranını verir. Bu katsayı bağlaşımın en belirgin özelliğidir. Yönlülük ise bağlaşık olmayan kapıyı bağlaşık olandan ayıran en önemli özelliktir. Yani, ileri ve geri giden dalgaların birbirinden ayrılabilmesi için bir ölçüttür. Yalıtım ise bağlaşık olmayan kapıya giden RF gücün bir ölçüsüdür. Bu kavramların birbiri ile ilişkisini Denklem 5.5 ile kurmak mümkündür.

$$I = D + C \text{ (dB)} \quad (5.5)$$

Araya giriş kaybı ise giriş kapısından verilen gücün iletim kapısına ulaşırken bağlaşım ve yalıtım kaynaklı meydana gelen kayıpları hesaba katar.

Üç katmanlı doğrultma topolojisi ve yarım dalga doğrultma devresinin birlikte kullanımının gerçekleştirilebilmesi için gücü belli oranlarda bölebilen bir yönlü bağlaştıracı kullanılmıştır. Yüksek giriş gücü seviyelerinde yüksek oranlarda güç bölünebilmesi için en uygun mikrodalga pasif devre elemanları yönlü

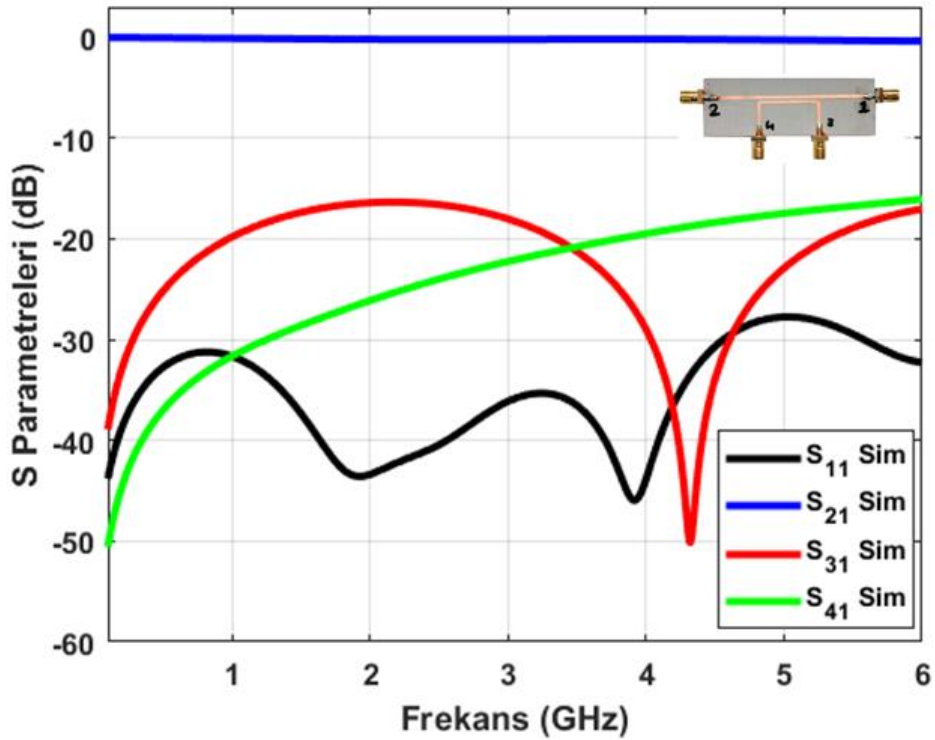
bağlaştırmacıdır. Yönlü bağlaştırmacı tasarımlarında bağlaşım katsayıları hesaplanarak gücün iki kapı arasında bölünme oranları ayarlanabilir. Şekil 5.6 ile doğrultma devrelerinin birleştirilebilmesi için kullanılan yönlü bağlaştırmacı tasarımı fiziksel özellikleri ve üretim modeli gösterilmektedir. Bu tasarım için dielektrik sabiti (ϵ_r) 4,3, kayıp tanjantı ($\tan\delta_c$) 0,013 kalınlığı (h) 0,64 mm olan Arlon marka AD255C serisi alttaş malzeme kullanılmıştır.



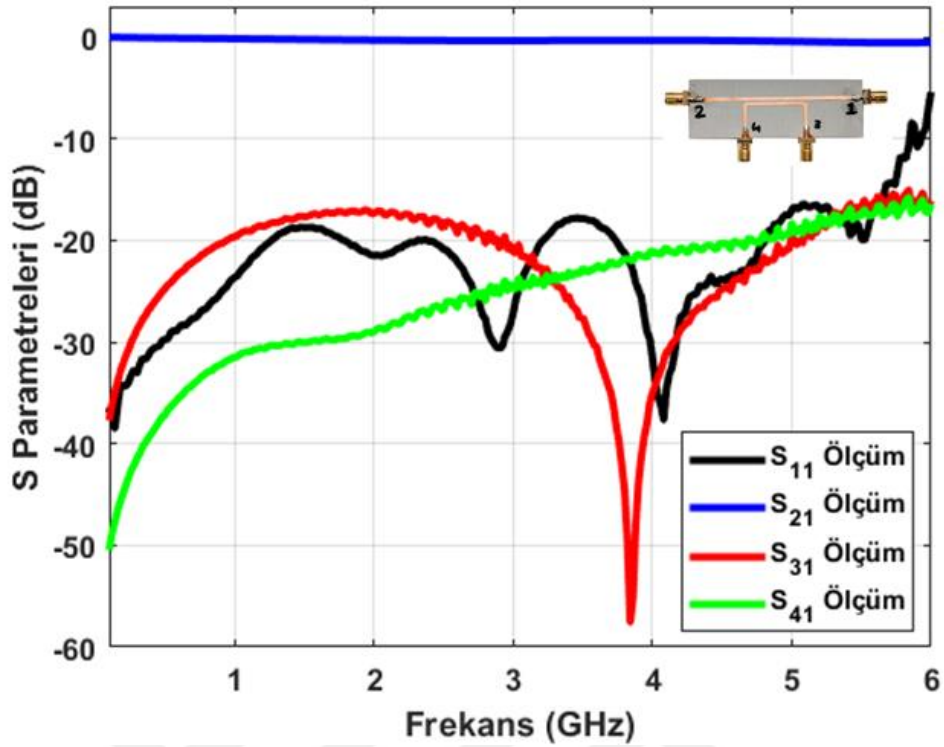
Şekil 5.6. Yönlü bağlaştırmacı a) fiziksel özellikleri ve b) üretim modeli

Şekil 5.6 a) ile gösterilen yönlü bağlaştırmacı uzunluk parametreleri ve değerleri: bağlaşımın gerçekleştiği iki iletken arasındaki mesafe (s) 0,5 mm, 50 Ω hat empedansı düşünülerek hesaplanan hat genişliği (w) 1,8 mm ve bağlaşımın gerçekleştiği hat uzunluğu (l) 21,06 mm olarak hesaplanmıştır. l uzunluğu çeyrek dalga boyu ($\lambda/4$) ve w hat genişliği denklem (3.3) ve denklem (3.4) ile gösterilen formüller ile hesaplanabilmektedir. Bağlaşım katsayısını belirleyen ve iletim hatları

arasındaki boşluğu ifade eden s uzunluğu bağlaşım oranı 2,45 GHz için 18 dB olacak şekilde hesaplanmıştır. Bağlaşım oranının 18 dB seçilmesindeki temel sebep iki farklı doğrultma devresinin (üç katmanlı Dickson ve yarım dalga doğrultma) maksimum verimlerini sağlayan giriş güçleri (19 dBm ve 1 dBm) arasındaki oranın 18 dB olmasıdır. Şekil 5.6. b) ile gösterilen devrenin giriş kapısı ile diğer kapılar arasındaki oranları ifade eden S parametreleri grafiği benzetim sonuçları Şekil 5.7 ile ölçüm sonuçları ise Şekil 5.8 ile gösterilmektedir.



Şekil 5.7. Yönlü bağlaştırmacı S parametreleri benzetim sonuçları

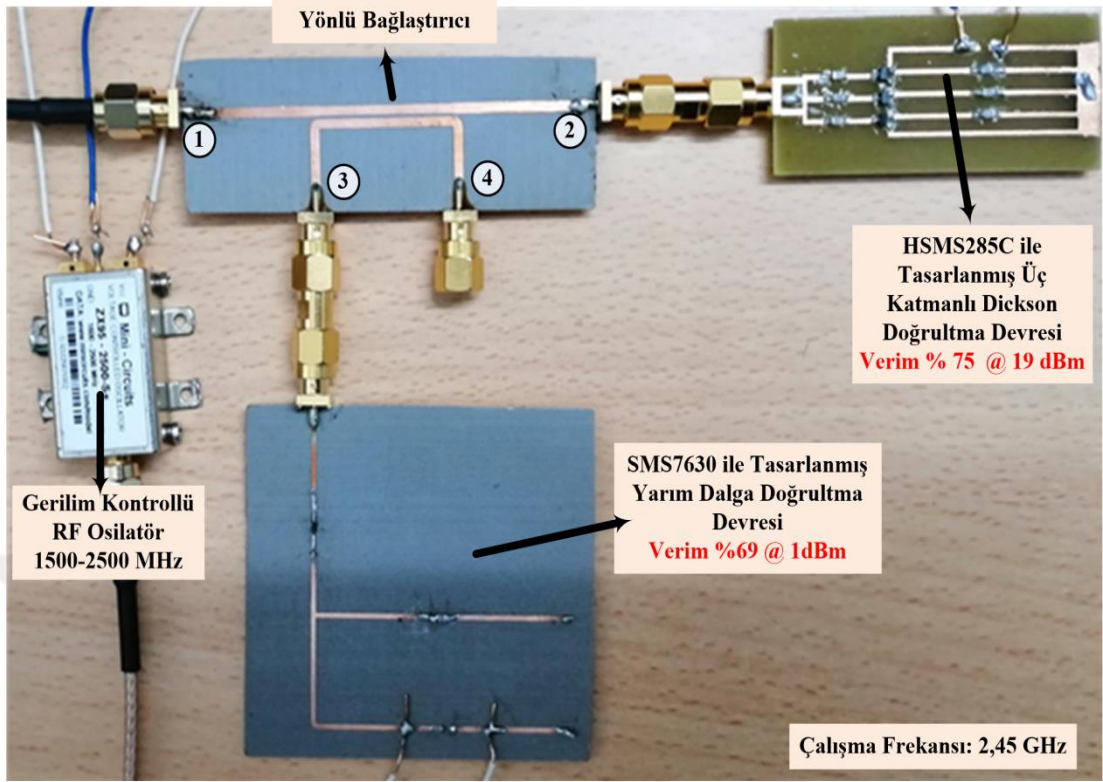


Şekil 5.8. Yönlü bağlaştırmacı S parametreleri ölçüm sonuçları

Şekil 5.7 ve Şekil 5.8 ile verilen grafikler yönlü bağlaştırmacının 4 farklı kapısındaki RF sinyallerinin genlik ve güç oranlarını ifade edebilmek için kullanılmaktadır. Benzetim ve ölçüm grafikleri incelendiğinde 2,45 GHz çalışma frekansında bağlaşım seviyesi $C=18$ dB olarak tasarlanan yönlü bağlaştırmacının 1 GHz ile 3 GHz arasında arzu edilen bağlaşım seviyesine yakın değerlerde çalıştığı anlaşılmaktadır.

5.3. Yönlü Bağlaştırmacı ve İki farklı Doğrultma Devresinin Birlikte Kullanımı ile Geniş Giriş Gücü Bantlı Yeni Doğrultma Devre Topolojisi

Bu kısımda pasif bir mikrodalga eleman olan yönlü bağlaştırmacı ile farklı alttaş malzeme ve diyotların kullanıldığı üç katmanlı tam dalga doğrultma ve tek katmanlı yarım dalga doğrultma devreleri birleştirilerek giriş gücü bandı verimi arttırılmış yeni bir doğrultma topolojisi gerçekleştirilmiştir. Bu yeni doğrultma topolojisinde amaç verimin daha geniş bir giriş gücü bandında sağlanabilmesidir. Özellikle RF güç seviyelerinin yüksek olduğu ortamlarda geniş ve dinamik bir giriş gücünde yüksek verim elde edilebilmesi için Şekil 5.9 ile gösterilen yeni doğrultma topolojisi önerilmiştir.



Şekil 5.9. Giriş gücü bandı artırılmış yüksek verimli yeni doğrultma topolojisi I

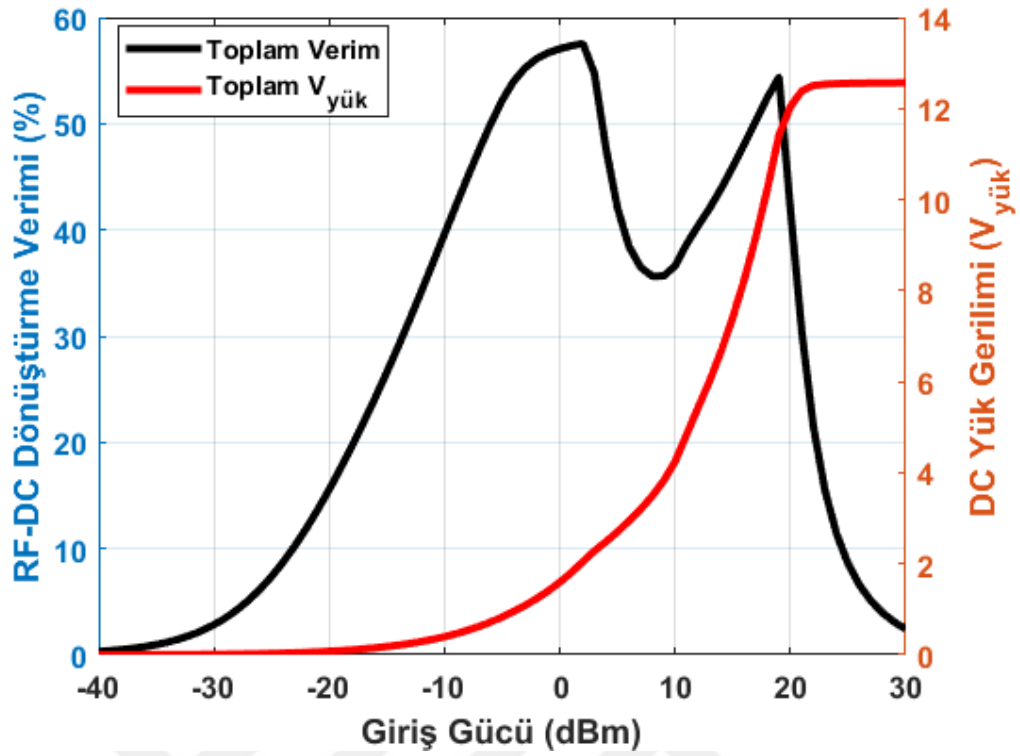
Şekil 5.9. ile gösterilen doğrultma devresinde bir yönlü bağlaştırmacı ve iki farklı doğrultma devresi kullanılmıştır. Yönlü bağlaştırmacının 1 numaralı kapısından gerilim kontrollü osilatör ile 2,45 GHz merkez frekansında verilen RF güç değerleri 2 ve 3 numaralı kapılara $C=18$ dB bağlaştırmacı oranıyla bölünerek gönderilmiştir. 1 numaralı kapıdan gönderilen RF sinyalin büyük bir çoğunluğu 2 numaralı kapıya gönderildiği için buraya yüksek giriş gücünde daha verimli olan üç katmanlı Dickson doğrultma devresi bağlanmıştır. 3 numaralı kapıya ise nispeten daha düşük güçlerde yüksek verimle çalışan yarım dalga doğrultma devresi bağlanmıştır.

Ortamda RF güç seviyelerinin birçok faktöre bağlı olarak değişebildiği 2. ve 3. bölümdeki çalışmalarla detaylı olarak anlatılmıştır. Ortam RF güç seviyelerinin farklı olması doğrultma devresi giriş güç seviyesinin de farklı olması anlamına gelmektedir. Bu sebeple; bu yeni doğrultma topolojisinin mahiyetini daha iyi anlayabilmek için üç katmanlı doğrultma devresi ile yarım dalga doğrultma devresinin %20 kesim verimi bölgesindeki giriş gücü sınırlarının sırasıyla 0 ile 22 dBm ve -18 ile 10 dBm arasında değiştiğinin vurgulanması gerekmektedir. Üç

katmanlı doğrultma devresi ve yarım dalga doğrultma devreleri tek başlarına sınırlı bir giriş gücü bandında verim gösterebilmektedir. Bunun sebebi olarak 4.bölümde; doğrultma devrelerinde kullanılan yarıiletken malzemelerin kısıtlarından bahsedilmiştir.

Sınırlı bir giriş gücünde verim sağlayan doğrultma devrelerinin değişken ortam RF güç seviyelerinden verim elde etmesi imkânsız hale gelmektedir. Örneğin; yarım dalga doğrultma devresi ortamda 19 dBm güç seviyeleri bulunduğunda %20 kesim veriminin çok altında çalışmak durumunda kalacaktır. Oysa 19 dBm giriş güç seviyesinde üç katmanlı doğrultma devresi maksimum verimle çalışacaktır.

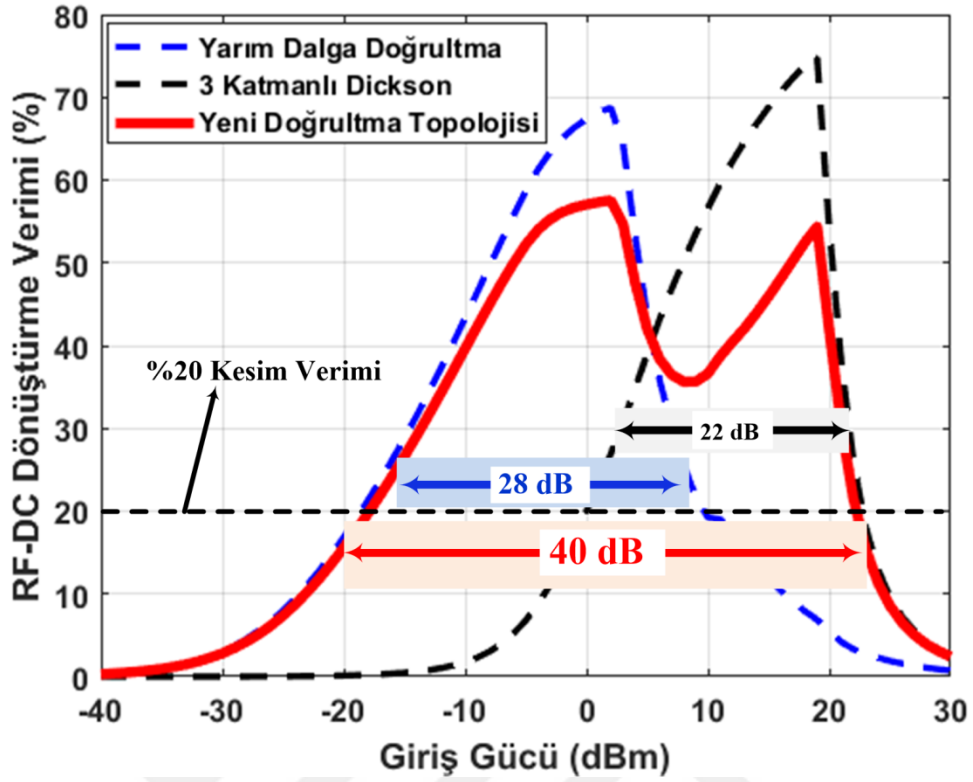
Ortamdaki RF güç seviyeleri sürekli aynı değerleri taşımadığı, kullanılan kaynakların çeşidine ve sayısına bağlı olarak değiştiği bilinmektedir. Her an ortam güç seviyesi tespit edilemeyeceği için hangi doğrultma devresinin daha verimli çalışacağını bilmek ve bir seçim yapmak mümkün değildir. Bu yüzden iki farklı güç seviyesinde maksimum verimle çalışan bu iki farklı doğrultma devresinin birlikte kullanılması ortamdaki RF güç seviyelerinin ani değişiminde meydana gelecek verim kayıplarını ortadan kaldırılabılır. Bunu Şekil 5.9’da gösterilen doğrultma topolojisi için bir örnek üzerinden anlatacak olursak: girişten alınan güç seviyesinin 20 dBm olduğu düşünülürse yönlü bağlaştırmacı S-parametrelerine bağlı olarak (S_{31}) yarım dalga doğrultma devresinin bağlı olduğu 3 numaralı kapıya gidebilecek güç değeri yaklaşık 2 dBm, üç katmanlı doğrultma devresinin bağlı olduğu kapıya gidebilecek güç değeri ise 19,93 dBm olur. Böylece her iki doğrultma devresi de yüksek verimle çalışmış olur. Ayrıca Bu yeni doğrultma topolojisi ile tek bir yükün sürülebilmesi mümkün alabileceği gibi birden fazla yükün de sürülebilmesi mümkündür. İki farklı amaçla kullanılması mümkün olan bu yeni doğrultma topolojisi ile giriş gücü arttırılmış bir doğrultma verimi elde etmek mümkündür. Şekil 5.9 ile gösterilen doğrultma topolojisinin RF-DC dönüştürme verimi ve 5 k Ω yük değeri üzerindeki gerilim değerlerinin giriş gücüne göre grafiği Şekil 5.10 ile gösterilmiştir.



Şekil 5.10. Yeni doğrultma devre topolojisinin verim ve yük gerilim grafiği

Şekil 5.10 ile gösterilen devrede farklı giriş gücü seviyelerinde yük gerilimi ve RF-DC güç dönüştürme verimleri gösterilmektedir. Şekil 5.2 ile gösterilen üç katmanlı doğrultma devresi verim grafiği ve Şekil 5.4 ile gösterilen yarım dalga doğrultma devresine ait verim grafikleri düşünüldüğünde yeni oluşturulan doğrultma devre topolojisi ile daha geniş bir giriş gücü aralığında verim elde edilebileceği anlaşılmaktadır. Ayrıca her iki doğrultma devre topolojisinin yönlü bağlaştırmacı ile birleştirilmesiyle yük gerilim değeri de yükselmiştir. RF-DC güç dönüştürme veriminde meydana gelen bu belirgin farkın daha iyi anlaşılabilmesi için üç katmanlı Dickson doğrultma devresi, yarım dalga doğrultma devresi ve yeni doğrultma devre topolojisinin verimlerinin karşılaştırıldığı grafik Şekil 5.11 ile gösterilmiştir.

Şekil 5.11 ile gösterilen grafik; kesim veriminin %20 kabul edildiği sınırdaki 3 katmanlı Dickson doğrultma devresi, yarım dalga doğrultma devresi ve bu iki devrenin yönlü bağlaştırmacı ile birleştirilmesiyle oluşturulan yeni doğrultma devresinin -40 dBm ile 30 dBm giriş gücü aralığında RF-DC güç dönüştürme verimlerinin karşılaştırmasıdır.



Şekil 5.11. Yeni doğrultma topolojisi giriş gücü-verim grafiğinin yarım dalga doğrultma devresi ve üç katmanlı Dickson devresi ile karşılaştırılması

Buna göre; %20 kesim verimi için üç katmanlı Dickson tasarımı 22 dB, yarım dalga doğrultma devresi 28 dB giriş gücü bandına sahiptir. Bu iki doğrultma devresinin önerilen $C=18$ dB bağlaşım oranına sahip yönlü bağlaştırmacı ile kullanılarak oluşturulan yeni topolojinin giriş gücü bandı 40 dB seviyelerine ulaşmıştır. Böylece bu yeni doğrultma topolojisi ile yönlü bağlaştırmacının giriş kapısından verilen dinamik bir giriş gücünde daha verimli bir doğrultma yapılabilir. Bu yeni doğrultma topolojisi tek bir yükü veya iki farklı yükü sürebilmek için farklı amaçlarla da kullanılabilir. Bu topoloji farklı doğrultma devreleri ve farklı bağlaşım oranına sahi yönlü bağlaştırmacılarla yeniden tasarlanabilir ve farklı giriş güç bantlarında verim artırılabilir. Ayrıca bu yeni topoloji bütünleşik olarak tek bir alttaş malzeme üzerinde de tasarlanabilir. Böylece ekleme kaybı ve konnektör kayıpları gibi kayıpların sistemin verimine olumsuz etkisi azaltılabilir.

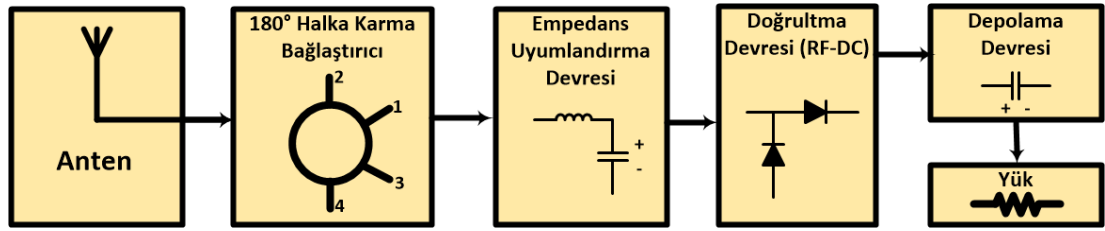
6. SINIRLI GİRİŞ GÜCÜ BANDINDA VERİMİN GDV EKSENİNDE ARTTIRILDIĞI YENİ DOĞRULTMA TOPOLOJİSİ II

Düşük güçle çalışan elektronik cihazların çalışabilmesi için ihtiyaç duyduğu enerjinin ortamdan veya bir kaynaktan KGT yöntemiyle elde edilebilmesi için RFEH devreleri kullanılmaktadır. Ortamdan veya sabit bir RF kaynaktan KGT yöntemiyle hasatlanabilen RF sinyallerin gücü yaklaşık 0,1uW ile 100mW (-40dBm ile 20dBm) arasında değişmektedir (Chaoyun Song vd., 2015). Bu yüzden anten parametreleri, mesafe ve ortam şartlarına bağlı olarak zaten düşük seviyelerde alınabilen RF sinyallerin gücünün verimli bir şekilde dönüştürülebilmesi gerekmektedir. RFEH devrelerinde ortamdan alınan gücün verimli bir şekilde dönüştürülmesi anten ile doğrultma devresi arasındaki empedans uyumu ve doğrultma topolojisi ile ilişkilidir. Düşük güç yoğunluğuna sahip RF sinyallerden kullanılabilir bir DC güç elde edebilmek için doğrultma devrelerinin yüksek verimle çalışması gerekmektedir. Bu sebeple RFEH devrelerinde verimi etkileyen en kritik kısımlardan bir tanesi doğrultma devreleridir. KGT ile RFEH devrelerinde farklı topolojilere sahip birçok doğrultma devresi kullanılmıştır (Cha vd., 2012; Y. Lu ve Ki, 2013; Olgun vd., 2011; Pham ve Pham, 2013). Doğrultma verimi, RFEH devrelerinde toplam verimi doğrudan etkiler. Bu yüzden kullanılacak devre elemanının seçimi ve doğrultma topolojisi oldukça önemlidir.

Bu kısımda; ortamdan alınabilecek RF gücün mesafeye bağlı olarak yaklaşık 10uW ile 10mW (-20dBm ile 10dBm) arasındaki seviyelerde olması sebebiyle (D Bouchouicha vd., 2010; Piñuela vd., 2013; Visser vd., 2008) , GSM 1800 frekans bandı referans alınarak yeni bir doğrultma topolojisi ve bu doğrultma topolojisinin verime etkisi incelenmiştir.

RF enerji hasatlama devreleri genel olarak; anten, empedans uyumlandırma, doğrultma, enerji depolama devrelerinden oluşmaktadır. Ortamda düşük güç yoğunluğuna sahip RF sinyaller uygun bir anten vasıtasıyla toplanmaktadır. Antenin topladığı RF gücün en az kayıpla doğrultma devresine ulaştırılabilmesi için anten ile doğrultma devresi arasında empedans uyumlandırma devresi bulunur. Alınan RF güç bir cihazın veya mikro-sistemin sürülebilmesi için, bir doğrultucu devre ile DC güce dönüştürülür. Bu DC güç ise yüke (cihaza) aktarılır. Böylece RFEH süreci

tamamlanmış olur. Şekil 6.1. de bu sürecin halka karma bağlaştırmacı ile tasarlanmış yeni doğrultma topolojisinin blok diyagramını göstermektedir.



Şekil 6.1. HKB ile tasarlanan RFEH devresi blok diyagramı

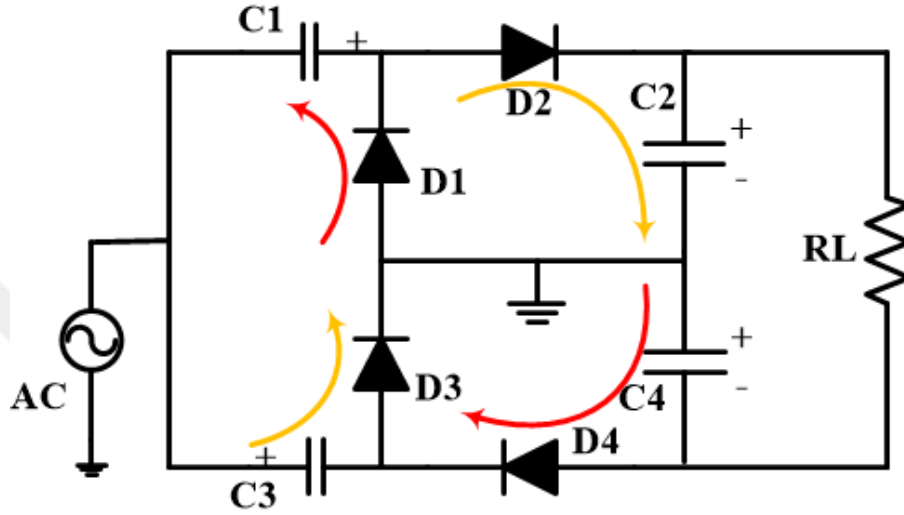
RFEH devrelerinde; hasatlanacak RF sinyalin frekansına bağlı olarak tek veya birden fazla frekanslarda dar ve geniş bantlı birçok empedans uyumlandırma tekniği kullanılmaktadır (Kasar vd., 2019; Véronique Kuhn vd., 2016; Chaoyun Song vd., 2015; Visser ve Vullers, 2013; Hongxian Zhang ve Zhu, 2014). Bu çalışmada mikroşerit hatlar kullanılarak “tek saplama” ve “açısal saplama” empedans uyumlandırma tekniklerinden faydalanılmıştır.

Bu çalışmada RFEH uygulaması için yeni bir doğrultma topolojisi geliştirilmiştir. Bunun için geleneksel Greinacher tam dalga doğrultma devresi 180° Halka Karma Bağlaştırmacı (HKB) ile birlikte kullanılmıştır. Geliştirilen yeni doğrultma devresi iki giriş kapısına sahiptir. Bu iki girişten bir tanesi antenden alınan RF sinyali eşit fazla Greinacher doğrultma devresinin girişine gönderirken diğeri 180° faz farkı ile göndermektedir. Bu sayede iki gerilim katlayıcı devrenin birleştirilmesi ile oluşan Greinacher doğrultma devresinin girişinden verilen sinyalin eşit fazda ve zıt fazda verime etkisi incelenmiştir. 180° HKB kullanılarak Greinacher doğrultma devresinin veriminin arttırılması hedeflenmiştir.

6.1. Greinacher Tam Dalga Doğrultma Devre Tasarımı

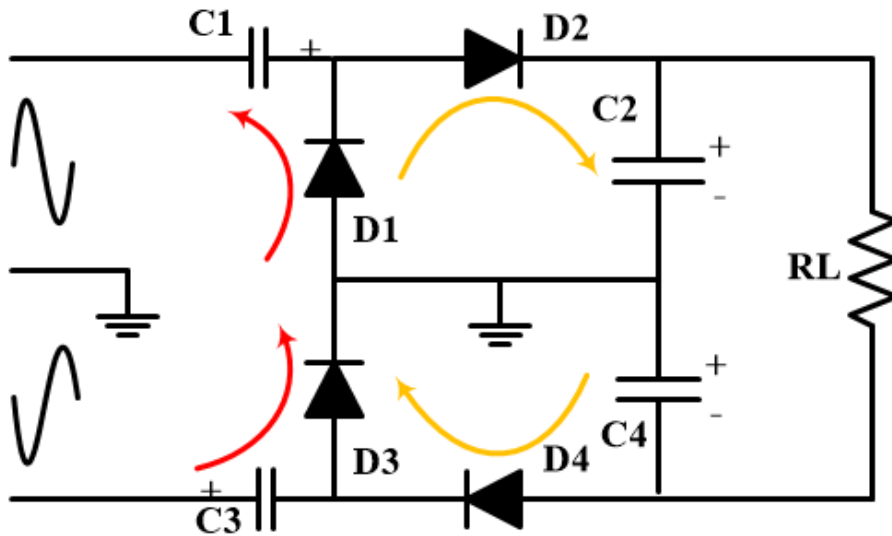
Doğrultma işlemleri; diyotlar, transistörler veya CMOS teknolojisi kullanılarak yapılabilmektedir (Harb, 2011; Hemour vd., 2014). Bu çalışmada HSMS285c serisi Schottky diyotu seçilmiştir. İyi bir doğrultma devresinin düşük güç tüketimine, arttırılmış güç hassasiyetine ve iyi güç işleme kapasitesine sahip olması gerekmektedir. Grainacher devresinde dalgalanma, açık devre koşullarında sıfırdır

(Hemour vd., 2014). Ancak yük direncine ve dalgalanmayı önleyen kondansatörün değerine göre de değişiklik gösterebilmektedir. Devre genel olarak bir zarf dedektörü katmanı olan Vilar hücresinin çalışma prensibine göre çalışır. Tepe dedektörü hücresi çıkışta oluşabilecek dalgalanmaların önlenmesini ve çıkış tepe gerilimini oluşmasını sağlar (Greinacher, 1914). Şekil 6.2’de geleneksel Greinacher tam dalga doğrultma devre topolojisi verilmiştir.



Şekil 6.2. Geleneksel Greinacher tam dalga doğrultma devre şeması

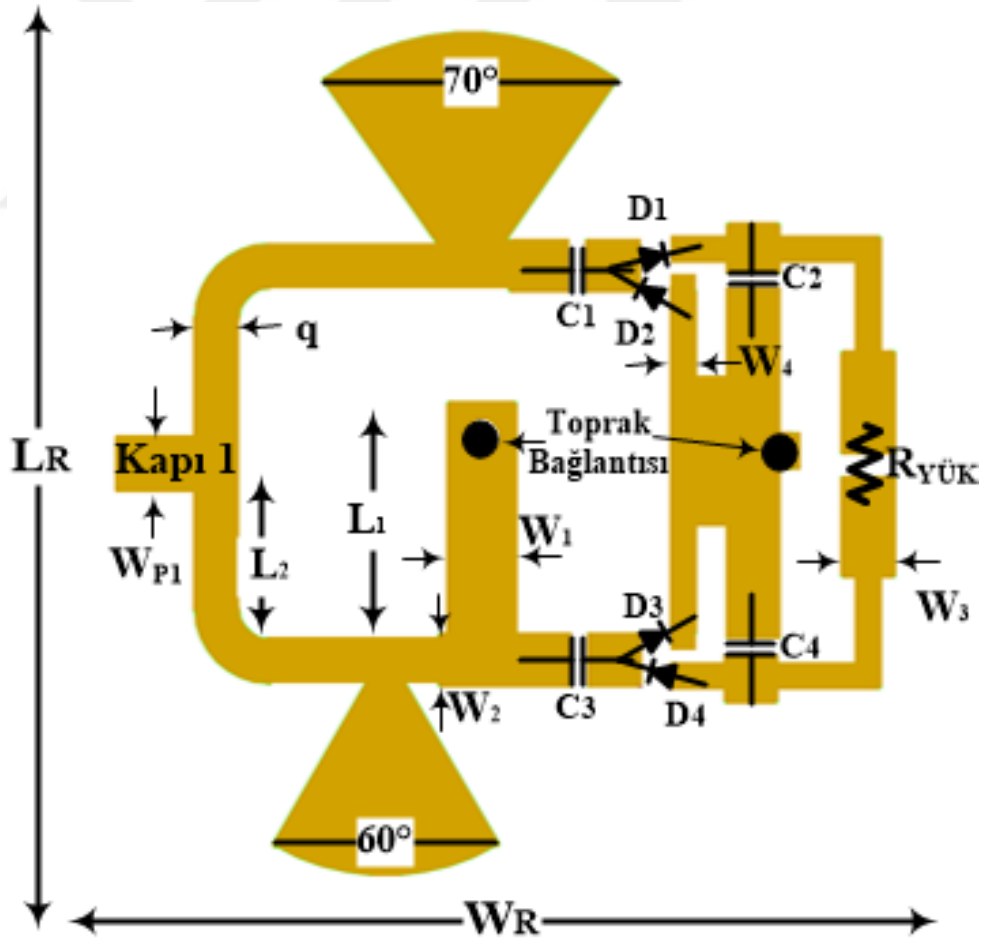
Şekil 6.3 ise yüksek verimde doğrultma yapabilmek için önerilen devrenin diyotlardan oluşan doğrultma kısmını göstermektedir.



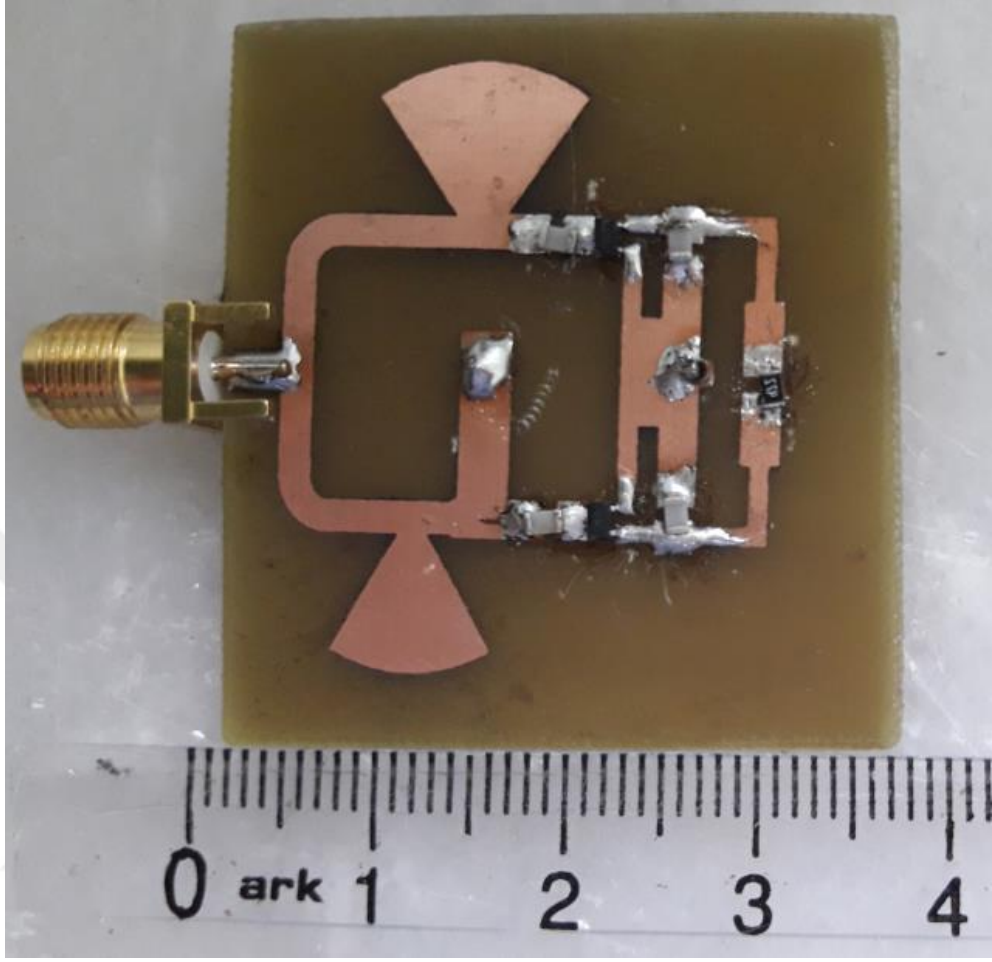
Şekil 6.3. Önerilen 180° faz farklı Greinacher doğrultma devre şeması

Bu çalışma için ilk olarak literatürde bulunan Greinacher tam dalga doğrultma devresi tasarlanmıştır (Belen, 2018; J. Park vd., 2014; Zeng vd., 2017; Hao Zhang vd., 2017a).

Şekil 6.4'te geometrik özellikleri verilen Greinacher tam dalga doğrultma devresi ADS 2009 benzetim programı ile tasarlanmıştır. Bir HSMS285C entegresi tek veya iki diyot içermektedir. Tasarımda iki adet SOT-323 kılıfa ait ve iki diyot içeren HSMS285C entegresi kullanılmıştır. Şekil 6.5'te ise dielektrik sabiti $\epsilon_r = 4,3$ ve kayıp tanjantı $\tan\delta = 0,025$ olan FR4 alttaş malzemesi ile üretilmiş hali gösterilmektedir. Dielektrik malzemenin kalınlığı 1,6 mm'dir ve alt tarafı bakır yüzey ile kaplıdır. Devrede kullanılan kondansatörlerin değeri $C = 100$ pF, yük direnci değeri ise $R_{YÜK} = 4,7$ k Ω olarak seçilmiştir.



Şekil 6.4. Greinacher tam dalga doğrultma devre tasarımı fiziksel özellikleri



Şekil 6.5. Greinacher tam dalga doğrultma devresi üretim modeli

Şekil 6.4’te gösterilen devrede uzunluk değişkenleri; besleme hat genişliği $W_{P1}=1,94$ mm, saplama (tek saplama) uzunluğu $L_1=7,65$ mm, saplama genişliği $W_1=,45$ mm, gücün bölündüğü hat genişliği $q=1,52$ mm, hat uzunluğu $L_2=6,8$ mm, sığaların bağlandığı hat genişlikleri $W_2=1,85$ mm, yükün bağlandığı hat genişliği $W_3=1,9$ mm diyotun bağlandığı hat genişliği $W_4=0,8$ mm, doğrultma devresinin genişliği $W_R=32$ mm, uzunluğu ise $L_R=36$ mm olarak ayarlanmıştır. Diyotların bulunduğu doğrultma katmanını ile Kapı 1 arasında empedans uyumlandırma amacıyla “tek saplama” ve 60° ile 70° açılara sahip “açısal saplama” hatlar kullanılmıştır.

RFEH devrelerinde doğrultma verimi, yüke aktarılan DC gücün doğrultma devresinin girişinde okunan RF güce oranı olarak hesaplanır. RF sinyalin DC sinyale

dönüştürülmesi sebebiyle, buna güç dönüştürme verimi (GDV) adı verilir. GDV Denklem (6.1)' de gösterildiği gibi hesaplanır (Zeng vd., 2017).

$$\eta_{RF-DC} \% = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} 100 = \frac{V_{yük} I_{yük}}{P_{RF}} 100 = \frac{V_{yük}^2}{P_{RF} R_{yük}} 100 \quad (6.1)$$

Burada η_{RF-DC} doğrultma devresinin verimini, P_{DC} yüke aktarılan DC gücü, P_{RF} doğrultma devresinin girişine gelen RF gücü, $R_{yük}$ doğrultma devresi çıkışındaki yük direncini, $V_{yük}$, $R_{yük}$ üzerindeki potansiyel farkı, $I_{yük}$ ise yük direnci üzerinden akan akımı ifade eder.

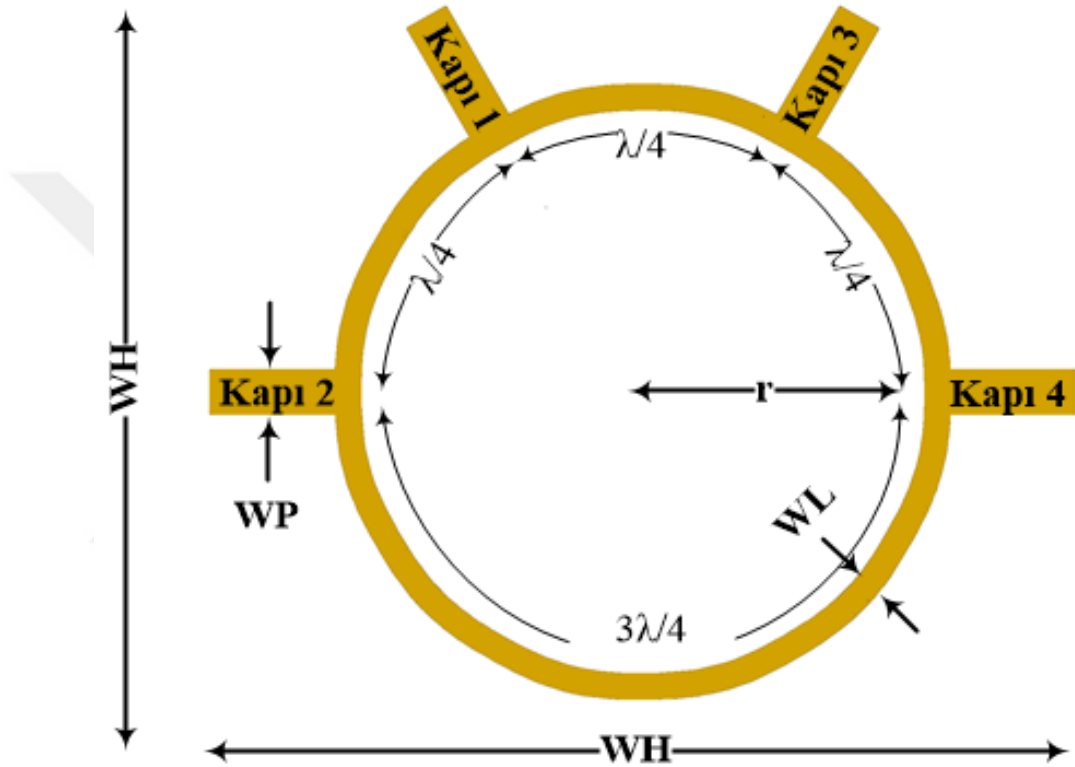
Şekil 6.5 ile gösterilen devrenin 1850 MHz merkez frekansında maksimum PCE değeri 6 dBm giriş gücünde yaklaşık %51 olmuştur. PCE değeri -10 dBm giriş gücü için %35, -20dBm giriş gücü için %14 olarak hesaplanmıştır. Devre, 180° faz farkı olmaksızın girişten verilen RF sinyalin doğrultulması işlemini gerçekleştirmektedir. Bu çalışmada; doğrultma devresinin GDV değerini arttırabilmek maksadıyla Greinacher tam dalga doğrultma devresinin 180° HKB ile birlikte kullanılması önerilmiştir.

6.2. 180° Halka Karma Bağlaştırmacı Tasarımı ve Uygulaması

180° HKB devresi; RF ve mikrodalga sistemlerde güç birleştirme, bölme ve yalıtım maksatlarıyla kullanılan bir bağlaştırmacı tipidir (Z. Li vd., 2018). 180° HKB devresi dört kapıdan oluşan pasif bir mikrodalga devresidir. Bu bağlaştırmacı devresi giriş gücünün verildiği kapı numarasına bağlı olarak gücü eşit genliklerde ve 180° faz farkı oluşturarak bölebilir. Bununla birlikte iki farklı kapıdan verilen RF sinyalleri toplayıp çıkartabilir. Ayrıca bu bağlaştırmacı kullanılarak, mikroşerit hat genişliklerinin ayarlanmasıyla, RF gücün farklı genlikli sinyallere bölünebilmesi de mümkündür.

180° HKB, giriş kapısından verilen RF sinyalin gücünü temel olarak iki farklı şekilde böler. Şekil 6.6'da gösterilen 180° HKB referans alınacak olunursa Kapı 1'e uygulanan sinyalin gücü Kapı 2 ve Kapı 3'te eşit fazlı ve genlikli olarak ikiye bölünür. Bunun logaritmik karşılığı – 3dB olarak hesaplanmaktadır. Kapı 4 ise yalıtılmıştır ve teorik olarak buraya güç ulaşmaz. Giriş sinyali Kapı 4'e uygulanırsa,

RF sinyalin gücü Kapı 2 ve Kapı 3'te ikiye bölünür fakat bu iki sinyal arasında hat uzunluklarından kaynaklı 180° faz farkı meydana gelir. Bu durumda Kapı 1 yalıtılmış olur ve buraya güç ulaşmaz. Diğer taraftan, Kapı 2 ve Kapı 3'e giriş sinyalleri uygulandığında girişlerin farkı Kapı 4'te, toplamı ise Kapı 1 de gözükcektir (Pozar, 2009). Yine bu durum temel sebebi kapılar arasındaki iletim hattı uzunluğuyla ifade edilebilir. Buradan, ideal bir -3dB 180° HKB yapının simetrik olduğu sonucu çıkarılabilir.

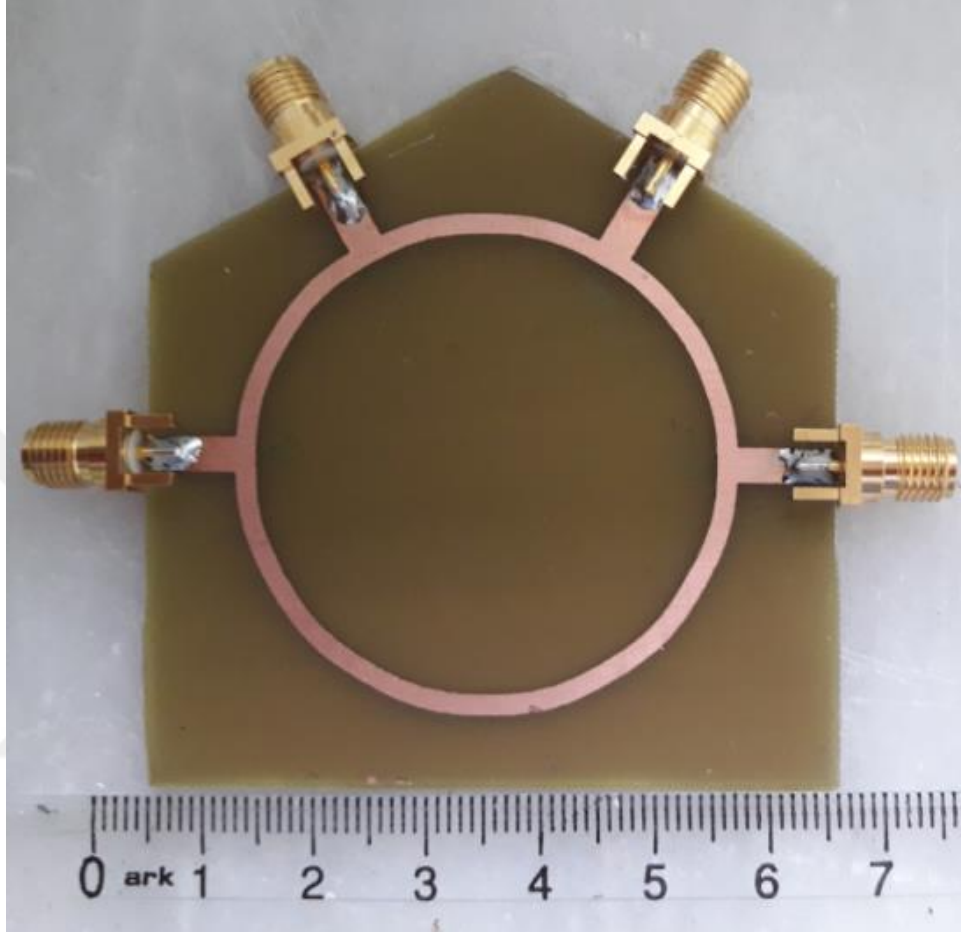


Şekil 6.6. 180° HKB tasarımı fiziksel özellikleri

Şekil 6.6'da, tasarlanan 180° HKB devresinin uzunluk değişkenleri gösterilmektedir. Şekil 6.7'de ise bu bağlaştırmacının üretilmiş hali gösterilmektedir. 180° HKB devresi GSM 1800 frekans bandında çalışan doğrultma devresinde kullanılmak amacıyla tasarlanmıştır. Bağlaştırmacının empedansa bağlı olarak iletim hattı uzunluk değişkenleri literatürdeki yöntemler kullanılarak hesaplanmıştır (Balanis, 2016; Pozar, 1992).

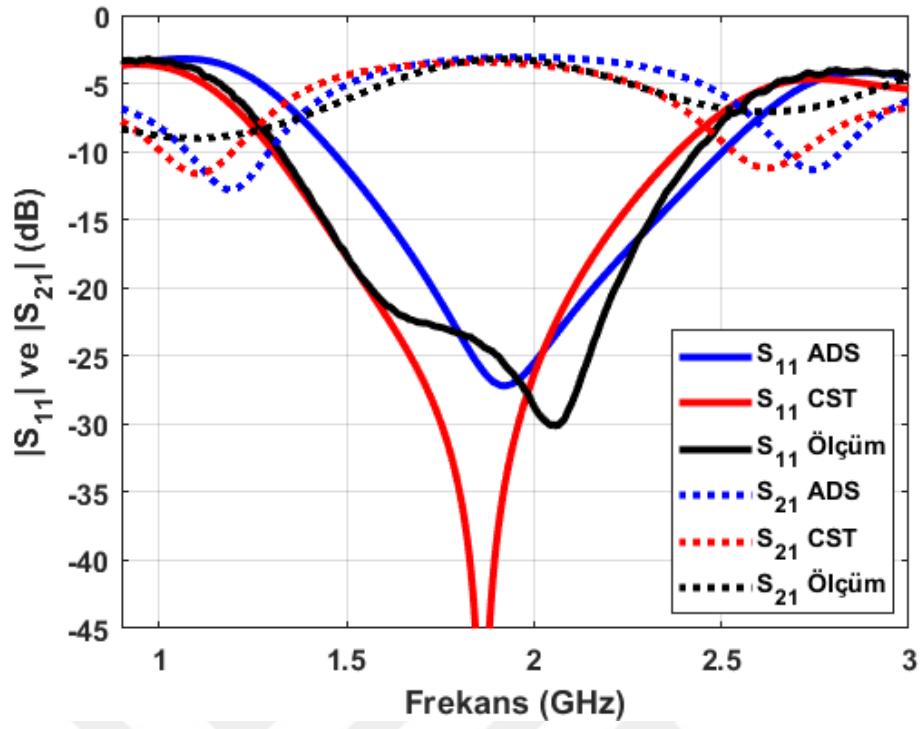
Bağlaştırmacı hat genişliği $W_H=62$ mm, iletim hattı empedansına bağlı olarak kapıların hat genişliği $W_P=3,2$ mm ve halka şeritin genişliği $W_L=1,6$ mm, halka yarıçapı $r =$

20 mm olarak hesaplanmıştır. Kapı 1, Kapı 2 ve Kapı 3 arasındaki mesafe bu devrenin çalıştığı merkez frekansa göre (f_0) çeyrek dalga boyunda ($\lambda/4$), Kapı 2 ve Kapı 4 arası ise ($3\lambda/4$) uzunluğunda ayarlanmıştır (Pozar, 2009).

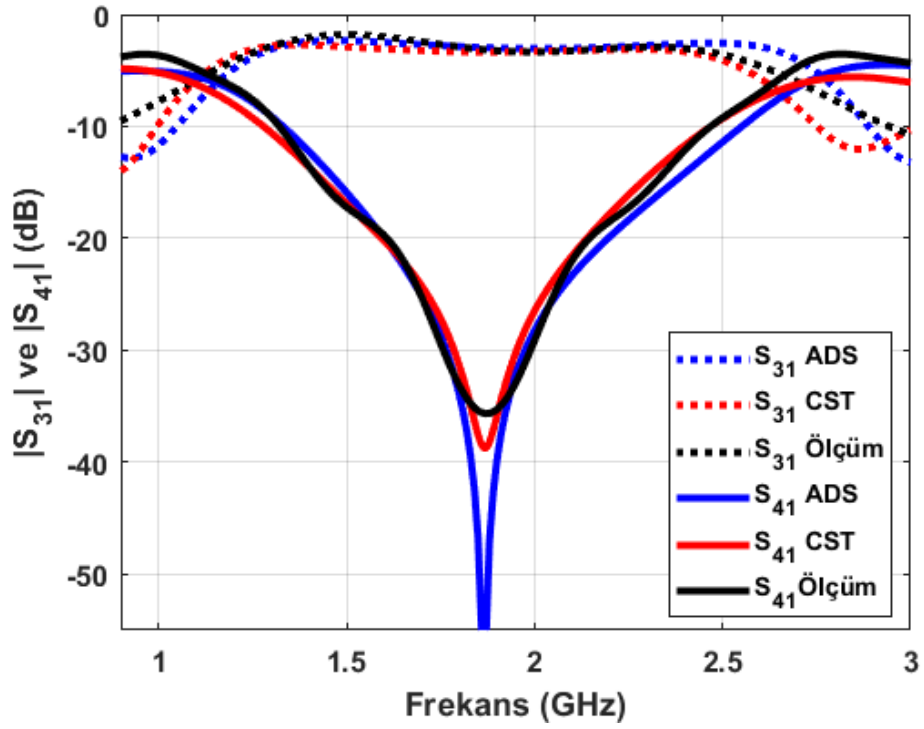


Şekil 6.7. 180° HKB üretim modeli görüntüsü

Önerilen bağlaştırıcı devresinin tasarımı CST Microwave Studio ve ADS 2009 benzetim programları ile modellenmiştir. Üretimi yapılmış 180° HKB devrede FR4 alttaş malzemesi kullanılmıştır. S parametreleri ölçümü (iletim, yansıma ve yalıtım), Rohde Schwarz marka FSH6 model 0-6 GHz frekans aralığında çalışan spektrum analizör cihazında yapılmıştır. Şekil 6.7 ile gösterilen 180° HKB devresine ait ölçüm ve benzetim sonuçları Şekil 6.8 ($|S_{11}|$ ve $|S_{21}|$) ve Şekil 6.9 ($|S_{31}|$ ve $|S_{41}|$) ile gösterilmiştir.



Şekil 6.8. 180° HKB devrenin yansıma ($|S_{11}|$) ve iletim ($|S_{21}|$) parametrelerinin benzetim ve ölçüm sonuçları



Şekil 6.9. 180° HKB iletim ($|S_{31}|$) ve yalıtım ($|S_{41}|$) parametrelerinin benzetim ve ölçüm sonuçları

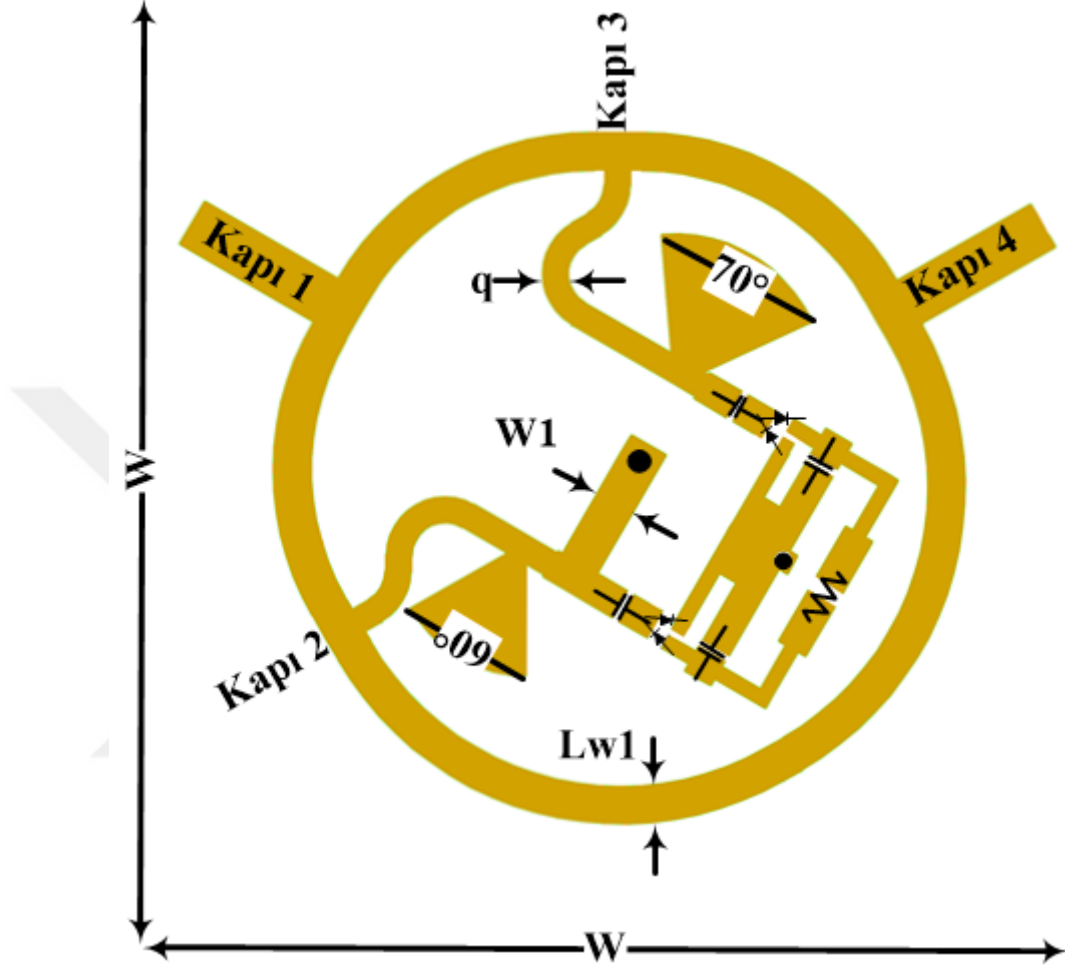
180° HKB devresinin geri dönüş kaybı (S_{11}), yalıtım (S_{41}), ve iletim (S_{21} , S_{31}) özelliklerini gösteren, frekansa göre çizilmiş saçılma parametrelerinin genliği Şekil 6.8 ve Şekil 6.9 ile gösterilen grafiklerde iki farklı benzetim programı ve ölçüm sonuçları ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir. GSM 1800 (1710-1880 MHz) (Visser vd., 2008) frekans bandı referans alındığında Şekil 6.8 ile gösterilen grafikte geri dönüş kaybı (S_{11}) değerinin -20dB'nin altında olduğu gözükmemektedir. Bu değer Kapı 1'den verilen RF sinyalin geri yansıyan değerinin %1'den bile küçük olduğu anlamına gelmektedir. Aynı grafikte verilen ve iletimi ifade eden S_{31} değeri -3 dB civarında olup Kapı 1'den verilen RF sinyalin gücünün yaklaşık yarısının Kapı 2'ye iletildiği anlamına gelmektedir. İletimi ifade eden ve Şekil 6.9 ile gösterilen S_{31} de yaklaşık -3dB değeri ile Kapı 1 den verilen RF sinyalin gücünün diğer yarısının Kapı 3'e ulaştırılabileceğini ifade etmektedir. Yalıtımı ifade eden ve S_{41} ile Şekil 6.9'da gösterilen grafik GSM 1800 bandında Kapı 1'den gönderilen RF sinyalin gücünün Kapı 4'e iletilemeyeceğini göstermektedir. Geri dönüş kaybı değerinin -10dB sınırı altında kalan bölgesi bağlaştırmalı devrenin çalışma bandını ifade etmektedir. Ölçüm sonuçlarına bakıldığında bu frekans bandının yaklaşık 1000MHz (1300 MHz ile 2340 MHz arasında) olduğu anlaşılmaktadır.

6.3. Verimi Halka Karma Bağlaştırmalı ile Arttırılmış Yeni Doğrultma Devre Topolojisi II

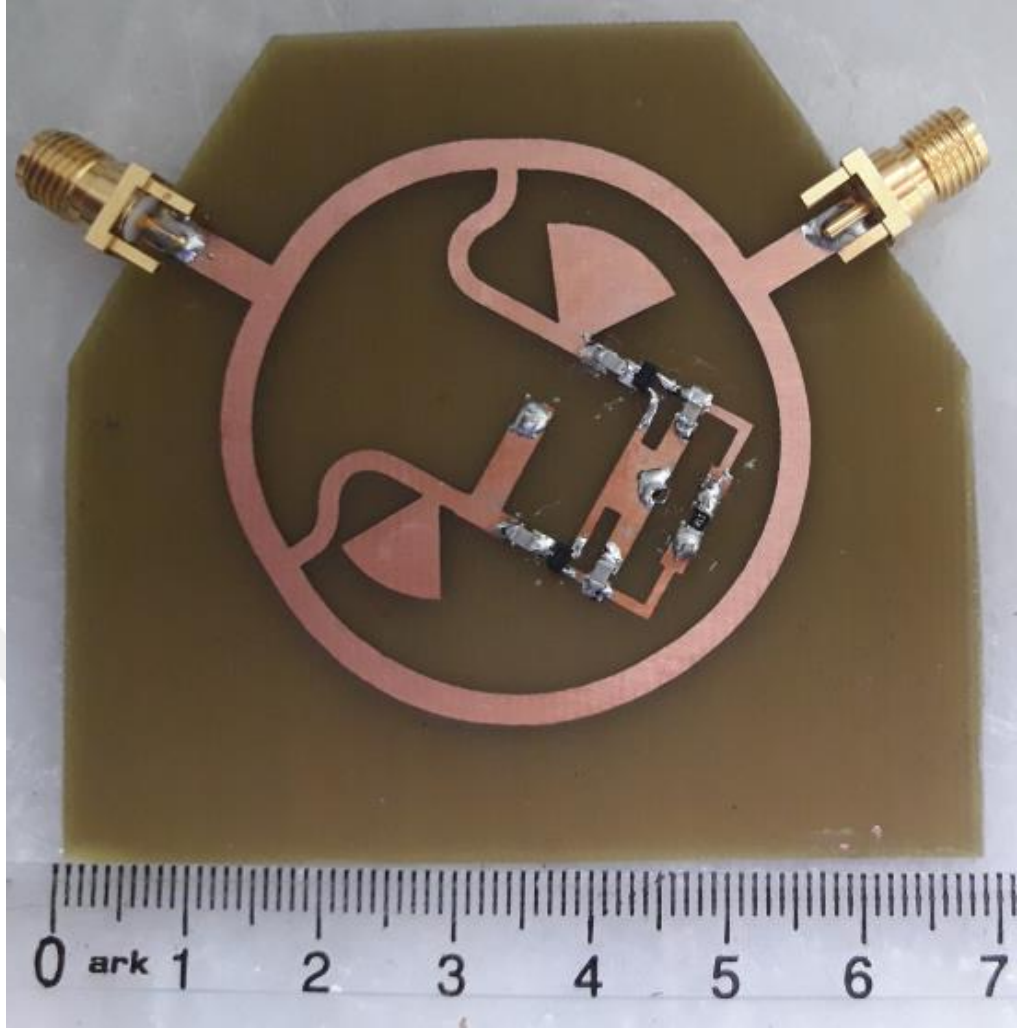
Son yıllarda 180° HKB ve güç bölmek/birleştirmek gibi amaçlarla kullanılan diğer bazı RF/mikrodalga pasif devreler, RFEH devrelerinde bant genişliğini ve verimi arttırmak maksadıyla kullanılmaktadır (J.-L. Li ve Wang, 2010; Z. Li vd., 2018; Wei vd., 2017; Xiao vd., 2018; Hao Zhang vd., 2017a).

Bu çalışmada güç dönüştürme verimini arttırmak maksadıyla 180° halka karma bağlaştırmalı devresi ile Greinacher tam dalga doğrultma devresi birlikte kullanılmıştır. HKB devre girişten gelen RF sinyali 180° faz farklı iki eşit güce bölebilmek için kullanılmıştır. Böylece Geleneksel Greinacher doğrultma devresi halka karma bağlaştırmalı devre yapısının içerisine yerleştirilerek yeni bir devre topolojisi geliştirilmiştir. Böylece girişten verilen sinyalin zıt fazda verilmesi ile GDV değerinin arttırılması hedeflenmiştir.

Şekil 6.10 ile önerilen verimi arttırılmış Greinacher tam dalga doğrultma devresinin 180° HKB devresi ile birleştirilmiş devre şekli ve uzunluk parametreleri gösterilmektedir. Şekil 6.11 ise bu devrenin üretilmiş halini göstermektedir.



Şekil 6.10. Önerilen verimi arttırılmış doğrultma devresi fiziksel özellikleri



Şekil 6.11. Önerilen yüksek verimli doğrultma devresi üretim modeli

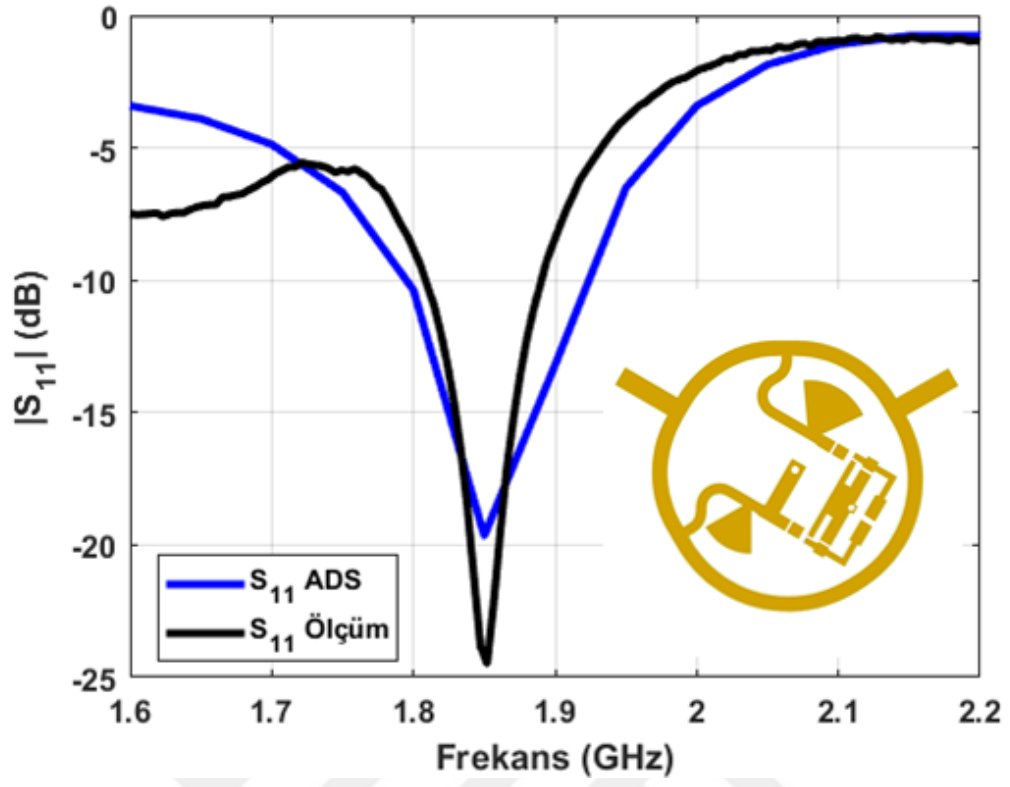
Şekil 6.10’da Şekil 6.4’ten farklı olarak, HKB hat genişliği $L_{wl}=2,21$ mm olarak seçilmiştir. Önerilen yüksek verimli devrenin benzetim çalışmaları ADS 2009 yazılımı ile yapılmıştır. Baskı devre FR4 alttaş malzeme kullanılarak yapılmıştır. Çizelge 6.1, bu çalışmada tasarlanan devrelere ait değişkenlerin uzunluklarını göstermektedir.

Çizelge 6.1. Tasarlanan ve üretilen devrelerin uzunluk parametreleri

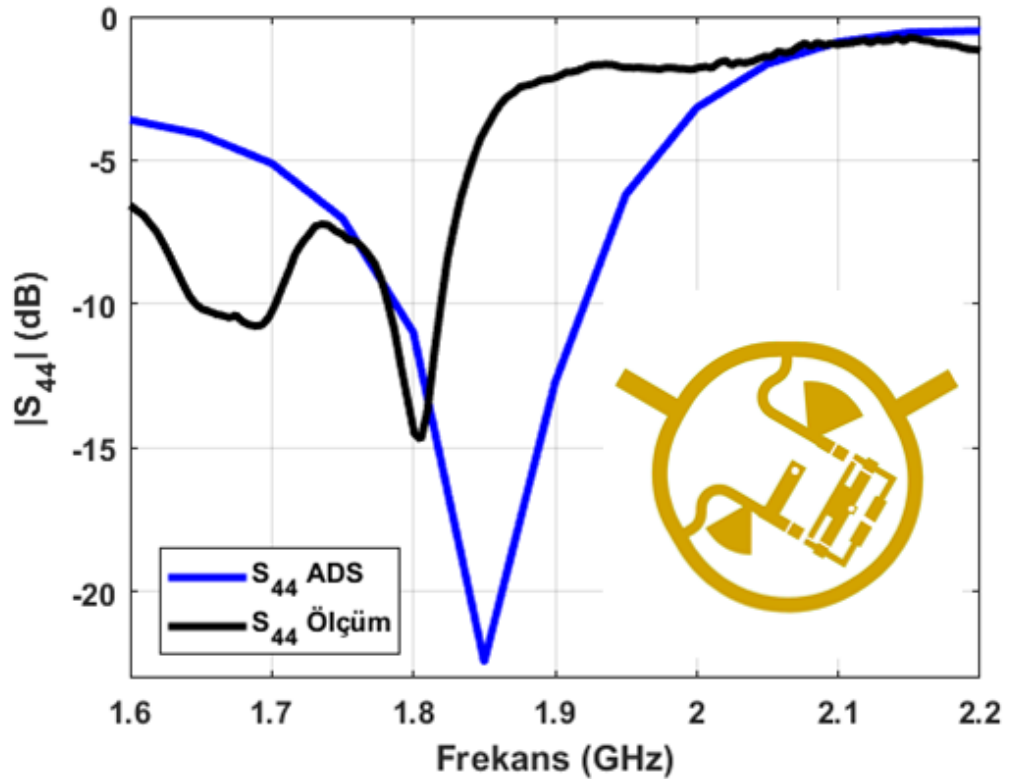
Uzunluk Değişkenleri (mm)	180° HKB Devre (Şekil 6.6)	Greinacher Tam Dalga Doğrultma (Şekil 6.4)	Önerilen Yüksek Verimli Doğrultma (Şekil 6.10)
W	-	-	70
W_H	62	-	-
W_L	1.6	-	-
W_{P1}	-	1.94	-
W_P	3.2	-	-
W_R		32	-
W₁	-	2.45	2.45
W₂	-	1.85	1.85
W₃	-	1.9	1.9
W₄	-	0.8	0.8
L₁	-	7.65	7.65
L₂	-	6.8	6.8
L_R	-	36	-
L_{W1}	-	-	2.21
q	-	1.52	1.52
r	19	-	20

Şekil 6.10 ile verilen devre ile iki farklı doğrultma verimi hesaplanabilir. Teorik olarak, RF sinyal Kapı 1 den verilirse Kapı 3 ve Kapı 2 de faz farkı olmaksızın RF sinyalin gücü, yarıya düşer. Giriş sinyali Kapı 4'ten verildiğinde Kapı 2 ve Kapı 3 de RF sinyalin gücü yarıya düşer fakat 180° faz farkı meydana gelir.

Önerilen halka karma bağlaştırmalı yapının S parametreleri benzetim ve ölçüm sonuçları, Kapı 1'deki geri dönüş kaybı (S_{11}) Şekil 6.12 ile, Kapı 4'deki geri dönüş kaybı (S_{44}) Şekil 6.13 ile gösterilmiştir. Yani RF giriş sinyalinin 1 ve 4 numaralı kapılardan verilmesine bağlı olarak geri dönüş kayıpları görülmektedir. Her iki grafikte de 1850 MHz (GSM 1800 downlink) merkez frekansında geri dönüş kaybının -10 dB sınırının altında olduğu anlaşılmaktadır. RF giriş sinyali önerilen doğrultma devresine Kapı 1 den verildiğinde, bant genişliği 1850 MHz merkez frekansında, 125 MHz olarak hesaplanmıştır. Ölçüm sonuçlarına göre RF giriş sinyali Kapı 4 ten verildiğinde ise 1800 MHz merkez frekansında bant genişliği, 75 MHz olarak hesaplanmıştır.

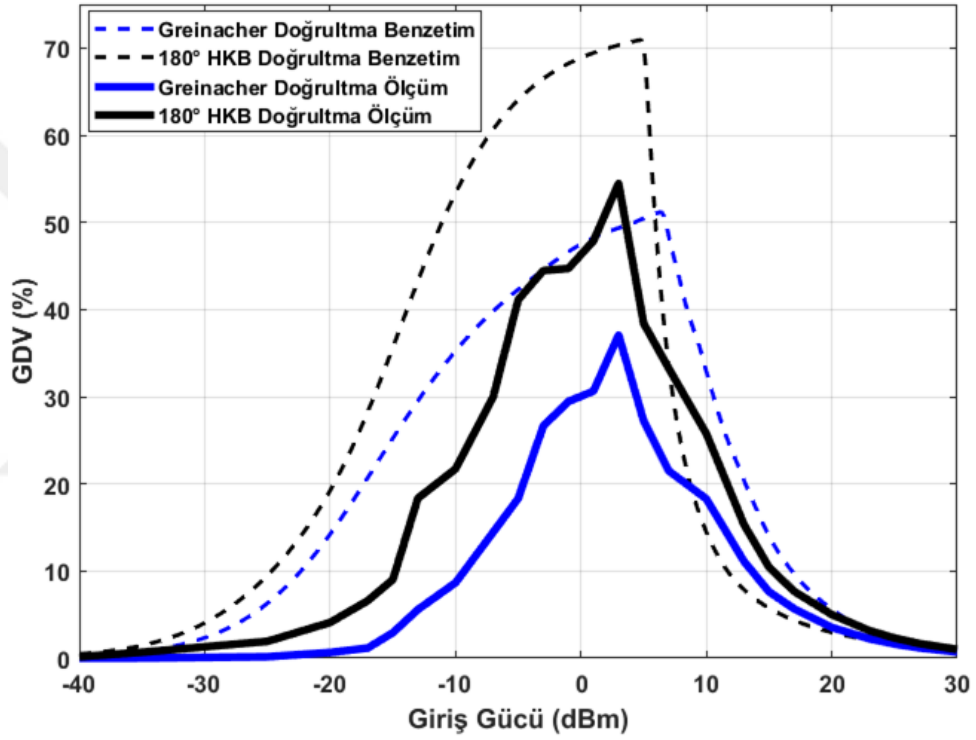


Şekil 6.12. Önerilen devrenin Kapı 1'deki geri dönüş kaybı grafiği

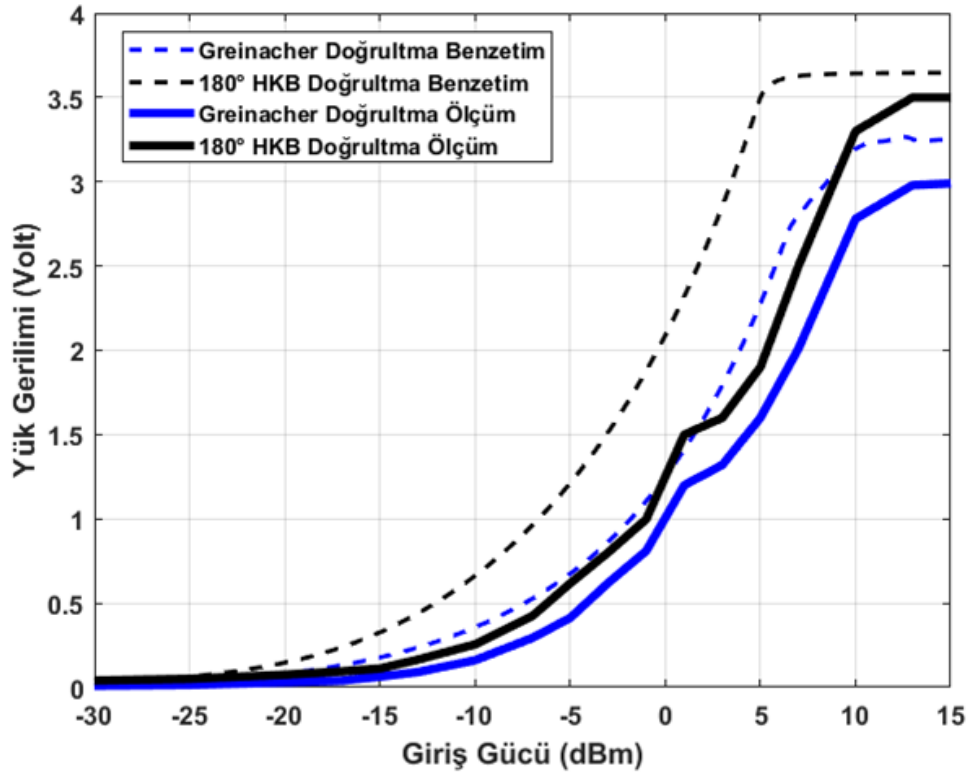


Şekil 6.13. Önerilen devrenin Kapı 4'teki geri dönüş kaybı grafiği

Şekil 6.14'te HKB ile geliştirilmiş doğrultma devresi ile geleneksel Greinacher tam dalga doğrultma devresinin RF'ten DC'ye dönüştürme verimi benzetim ve ölçüm ortamında karşılaştırılmıştır. Şekil 6.14'e göre, önerilen doğrultma devresinin, geleneksel Greinacher doğrultma devre tasarımıyla daha yüksek GDV değerine sahip olduğu görülmektedir. Önerilen tasarımda, GDV değerinin -30 dBm ile 6 dBm giriş güçleri arasında, klasik doğrultma devresine göre %20 arttığı anlaşılmaktadır. Şekil 6.15 ile Greinacher doğrultma devresinin yük gerilimi benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır.



Şekil 6.14. Önerilen doğrultma topolojisi ile Greinacher tam dalga doğrultma devresinin benzetim ve ölçüm ortamlarında GDV karşılaştırması



Şekil 6.15. Önerilen doğrultma topolojisi ile Greinacher doğrultma devresinin yük gerilimlerinin benzetim ve ölçüm ortamında karşılaştırması

RFEH devrelerinde, ortamda bulunan RF sinyallerin güç yoğunluğunun düşük olduğu göz önünde bulundurulduğunda; önerilen çalışmanın düşük güç enerji hasatlamaya verimi arttıran bir etkisi olduğu görülmektedir. Önerilen devrenin farklı giriş güçleri için yapılan benzetim çalışmasında verim değerleri şöyle sıralanabilir: 20% @ -20dBm, 40% @ -15dBm, 54% @ -10dBm, 65% @ -5dBm, 69% @ 0dBm.

Bu çalışmada, geleneksel Greinacher doğrultma devresi ve 180° HKB devre kullanılarak bir RF enerji hasatlama doğrultma devresi tasarlanmıştır. Greinacher tam dalga doğrultma devresi, 180° HKB devresi ile yeniden tasarlanarak RF den DC ye güç dönüştürme verimi artırılmasında kullanılmıştır. Burada, halka karma bağlaştırmalı devrenin 3 dB oranında güç bölme özelliği ve iki portu arasında oluşturduğu 180° faz farkından yararlanılmıştır. Bağlaştırmalı ve doğrultma devreleri ayrı ayrı ve birlikte tasarlanarak 3 farklı yapı oluşturulmuş ve bu yapıların çalışma performansları analiz edilmiştir. Ölçüm ve benzetim sonuçlarına göre bağlaştırmalı 1850 MHz merkez frekansında yaklaşık 1000MHz band genişliğine sahiptir. Saçılma parametreleri yalıtım (S_{41}), iletim (S_{21} , S_{31}) ve yansıma (S_{11}) değerleri sırasıyla

yaklaşık değerleri -35 dB, -3 dB ve -30 dB olarak ölçülmüştür. . Önerilen yüksek verimli doğrultma devresinin S_{11} ve S_{44} (yansıma) ölçüm değerlerine bakıldığında, doğrultma devresinin 1850 MHz civarında 125 MHz ve 75 MHz bant genişliğinde çalıştığı görülmektedir. Geleneksel Grainecher doğrultma devresi ile önerilen doğrultma devresi -40 dBm ile 30 dBm giriş güçleri arasında RF'ten DC'ye GDV değerleri açısından karşılaştırılmıştır. Doğrultma devresinin sonunda kullanılan yük $R_{yük}=4,7 \text{ k}\Omega$ seçilmiştir. Bu yük değeri altında önerilen doğrultma devresinin özellikle -30 dBm ile 5 dBm giriş gücü aralığında GDV değerinin benzetim sonuçlarına göre %20, ölçüm sonuçlarına göre %17,47 arttırdığı görülmüştür.

Son olarak her iki devre çıkış gerilimleri açısından karşılaştırılmıştır. Önerilen doğrultma devresinin çıkış gerilimi, tüm giriş gücü değerlerinde daha yüksek elde edilmiştir. Benzetim sonuçlarına bakıldığında Geleneksel Greinacher doğrultma devresinde en yüksek verim 6,5 dBm de %51 olarak hesaplanmışken; önerilen çalışmada en yüksek verim 4.7 dBm giriş gücünde %71 olarak hesaplanmıştır. Bu durum ölçüm sonuçlarına bakıldığında sırasıyla Greinacher doğrultma devresinde 3 dBm giriş gücünde %37 ve yine 3 dBm giriş gücünde önerilen doğrultma topolojisinde %54.47 olarak hesaplanmıştır.

7. SONUÇLARIN TARTIŞILMASI VE DEĞERLENDİRMELER

Bu kısımda “RF Enerji Hasatlama Devreleri için Verimi Arttırılmış Doğrultucu Topoloji Tasarımı” isimli tez çalışmasında benzetim ve uygulaması yapılan doğrultma devre topolojilerinin ve ortam güç seviyesini belirlemek için geliştirilen sistemin sonuçları değerlendirilecek ve tartışılacaktır. Üretilen tüm devrelerin elektromanyetik benzetim çalışmaları CST ve ADS ile gerçekleştirilmiştir. Verimi arttırılmış yeni doğrultma devre topolojilerinin geliştirilmesi maksadıyla GDV değerlerini etkileyen bazı parametrelerin analizi genel bir çalışma olması sebebiyle benzetim aşamasında bırakılmıştır.

7.1. Ortam Güç Seviyesi Tespiti için Sistem Tasarımı ve Ölçümlerin Değerlendirilmesi

Ortamda bulunan RF sinyallerin güç seviyelerinin tespiti yeni ve verimli çalışan bir doğrultma devre topolojisi tasarımı için bilinmesi gereken bir parametredir. Anten vasıtasıyla ortamdan alınan güç aynı zamanda doğrultma devresinin giriş gücünü belirlemektedir. Bu sebeple açık, yarı açık ve kapalı ortamlardaki ve farklı konumlardaki RF güç seviyelerinin değişimi izlenmek istenmiştir.

Literatürde ortam güç yoğunluğu ölçümleri genellikle geniş bantlı ve yüksek kazançlı bir antenin bir güç sensörü aracılığıyla spektrum analizöre bağlanması ile ölçülür. Bu sistem uygulama alanlarını kısıtladığı gibi uzun sürelerde kayıt alma imkânını da kısıtlamaktadır.

Bu tez çalışması kapsamında ortam güç değerlerinin uzun zaman dilimlerinde ölçülmesi ve ortalamasının alınabilmesi için yeni bir sistem tasarlanmıştır. Sistemin bileşenleri; anten, güç ölçer, ADC ve bilgisayardır. Kazanç değeri ve çalışma frekansı bilinen bir anten ile ortamdan alınan RF sinyalin taşıdığı güç, bir güç ölçer kullanılarak DC güce dönüştürülür. Güç ölçer devresi; antenden aldığı -60 dBm ile 10 dBm arasındaki RF sinyalin taşıdığı güç değerlerini 5V DC gerilim altında çalışırken 0,530 V ile 1,744V arasındaki DC gerilim değerlerine dönüştürebilmektedir. Güç ölçer çıkışında oluşan DC güç değerleri bir ADC yardımıyla bilgisayar ortamına aktarılır ve birer saniye aralıklarla kaydedilir. DC güç

değerlerinin hangi RF güç değerine eşit olduğunu anlamak için 1 dBm hassasiyetle güç ölçer devresi girişinden verilen sinyallerin güç ölçer devresi çıkışında oluşan DC gerilim değerleri karşılaştırılır. Bu karşılaştırmayla güç ölçer giriş gücüne (dBm) göre güç ölçer çıkış gerilimini (volt) gösteren bir grafik oluşturulur. Daha sonra bu grafikteki eğrinin fonksiyonu hesaplanır ve bu fonksiyona göre belli sürelerde kaydedilen çıkış gerilimleri ortamdan elde edilen güç değerlerini hesaplamada kullanılır. Böylece elde edilen veriler ile ortam güç yoğunluğu, hasatlanabilecek enerji ve ortalama güç değerleri gibi verilerin oluşturulması mümkün olmuştur.

Yapılan yeni güç ölçüm sistemi ile açık ortam (9), yarı açık ortam (4) ve kapalı ortamlarda (4) altışar saatlik sürelerle Isparta ili farklı bölgelerinde toplam on yedi farklı ölçüm gerçekleştirilmiştir. 900 MHz merkez frekansında çalışan MKDA kullanılarak on dört, 1800 MHz frekansında çalışan MKDA kullanılarak üç farklı ortam güç seviye ölçümü yapılmıştır. Ölçümler sonucu kullanılan anten özelliklerine bağlı olarak hasatlanabilen güç değerleri bir saniye aralıklarla kaydedilmiştir. Kaydedilen veriler Güç Seviyeleri ve zamana bağlı bir grafikte gösterilmiştir. Aynı grafik üzerinde altı saat boyunca hasatlanan güç değerlerinin ortalaması dBm ve Watt cinsinden hesaplanmış ve gösterilmiştir. Elde edilen veriler ve bilinen anten kazanç değerleri ile Denklem (3,2), (3,3), (3,4) ve (3,5) kullanılarak hesaplanan ortam güç yoğunluğu, hasatlanabilecek enerji miktarı ve ortalama güç değerleri bütün konumlar için Çizelge 7.1 ile ayrıntılı olarak gösterilmiştir.

Ölçümler altışar saatlik sürelerle günün farklı zamanlarında ve farklı konumlarında açık, yarı açık ve kapalı ortamlar seçilerek yapılmıştır. Ülkemizde GSM 900 yaygın kullanımı göz önünde bulundurularak on dört farklı ölçüm 900 MHz merkez frekansında çalışan MKDA ile üç farklı ölçüm ise 1800 MHz merkez frekansında çalışan aynı geometriye sahip farklı uzunlukta tasarlanmış MKDA ile yapılmıştır.

Çizelge 7.1. Isparta ilinde farklı konum ve ortamlarda yapılan RF güç ölçümlerinde elde edilen sonuçların karşılaştırılması

Ölçüm Ortam ve Konumları	Ölçüm Frekans (MHz)	Antenden Alınan Ortalama Güç Değeri		Ortam Güç Yoğunluğu (nW/cm ²) (dBm/cm ²)		Hasat Edilen Enerji (µWh)
		(dBm)	(µWatt)	(nW/cm ²)	(dBm/cm ²)	
A noktası Açık	900	-21,67	6,8	167,27	-37,76	40,8
A noktası Yarı Açık	900	-34,11	0,39	9,59	-50,18	2,34
A noktası Kapalı	900	-42,4	0,0575	1,414	-58	0,34
B noktası Açık	900	-17,49	17,82	438,35	-33,58	106,92
B noktası Yarı Açık	900	-26,11	2,45	60,26	-42,19	14,7
B noktası Kapalı	900	-42,34	0,0583	1,434	-58,43	0,349
C noktası Açık	900	-19,88	10,28	252,88	-35,97	61,68
D noktası Açık	900	-11,31	73,96	1819,3	-27,40	443,76
E noktası Açık	900	-17,96	15,99	393,3	-34,05	95,94
E noktası Yarı Açık	900	-21,95	6,38	156,94	-38,04	38,28
E noktası Kapalı	900	-31,85	0,6531	16,06	-47,94	3,91
F noktası Açık	900	-6,205	239,6	5893,9	-22,29	1400
G noktası Açık	900	-39,51	0,1119	2,752	-55,60	0,671
H noktası Açık	900	-16,68	21,47	528,14	-32,77	128,82
I noktası Açık	1800	-26,12	2,44	60,02	-42,21	14,64
I noktası Yarı Açık	1800	-39,59	0,109	2,681	-55,71	0,654
I noktası Kapalı	1800	-46,36	0,0231	0,568	-62,45	0,138

7.2. Verimin Giriş Gücü Bandında Arttırıldığı Yeni Doğrultma Devre Topolojisi I Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Bu tez çalışması için iki yeni doğrultma topolojisi tasarlanmıştır. İlk tasarlanan doğrultma topolojisi verimi giriş gücü bandını arttırmak maksadıyla gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada 2,45 GHz merkez frekansında $C=18$ dB bağlaşım oranına sahip bir yönlü bağlaştırmacı ve aynı frekansta çalışan iki farklı performansa sahip yarım dalga doğrultma ve üç katmanlı Dickson doğrultma devresi tasarlanmıştır. Bu iki doğrultma devrelerinin en yüksek verim değerine ulaştığı giriş güç seviyeleri sırasıyla 1 dBm (yarım dalga doğrultma) ve 19 dBm (üç katmanlı Dickson) olarak hesaplanmıştır. Bu iki giriş gücü seviyesi arasındaki fark 18 dB olduğu için bu iki devreyi birleştirmek için 18 dB yönlü bağlaştırmacı kullanılmıştır.

Yönlü bağlaştırmacı 1-3 GHz arasında performans göstermektedir. Mevcut doğrultma devre topolojilerinde kullanılan diyotların; kırılma gerilimi (V_{br}), diyot doyma akımı (I_s), diyot seri direnci (R_s) gibi kısıtları, GDV değerinin sınırlı bir giriş gücü aralığında/bandında arttırılabilmesine müsaade etmektedir. Bu yeni doğrultma topoloji sayesinde; sınırlı bir giriş gücünde verimli çalışan doğrultma devrelerinin, geniş giriş gücü bandında çalışabilmesine yönlü bağlaştırmacı kullanılarak imkân sağlanmıştır.

Bu yeni doğrultma devre topolojisinin literatürdeki çalışmalar ile karşılaştırılabilmesi için verimin % 20 sınırına ulaştığı giriş güç seviyeleri tespit edilerek alt ve üst sınırların logaritmik farkı (giriş gücü bandı) hesaplanmıştır. Bu amaçla Çizelge 7.1 ile verimi giriş gücü bandında arttırılan doğrultma devresi ile bu devreyi oluşturan temel doğrultma devreleri literatürdeki çalışmalarla frekans, giriş gücü bandı, doğrultma topolojisi, maksimum verim ve yük direnci açısından karşılaştırılmıştır.

Çizelge 7.2. Verimin giriş gücü bandında arttırıldığı doğrultma topolojisi ile literatürdeki çalışmaların karşılaştırılması

Kaynak	%20 Kesim Veriminde Giriş Gücü Bandı (dB)	Kullanılan Schottky Diyot	Frekans (MHz)	Giriş Gücü (dBm)	GDV Maks. (%)	Yük Direnci (k Ω)
(Chaour vd., 2017)	20	HSMS2850	868	0	32	50
(Zheng vd., 2019)	32,8	HSMS2820 SMS7630	2400	10	60,5	1,5
(X. Y. Zhang ve Lin, 2015)	30	HSMS2860	2450	14,9	77	1
(Du ve Zhang, 2017)	32	HSMS286F	2450	17,8	79,2	0,36
(Xiao vd., 2018)	>30	HSMS2860 HSMS2820	2450	26,5	62	1,2
(X. Wang vd., 2017)	>35	HSMS2820 HSMS2702 HSMS2852	810	10	57	-
(X. Wang ve Mortazawi, 2018)	>30	HSMS2852 HSMS2820	900	13	58	-
Üç Katmanlı Devre (Şekil 5.1)	22	HSMS285C	2450	19	75	5
Yarım Dalga Doğrultma (Şekil 5.3)	28	SMS7630	2450	1	69	5
Yeni Doğrultma Topolojisi I (Şekil 5.9)	40	HSMS285C SMS7630	2450	1	59	5

Bu çalışmada SMS7630 ve HSMS285C Schottky diyotları kullanılmıştır. Verimin giriş gücü bandında arttırılması maksadıyla gerçekleştirilen yeni doğrultma devre topolojisi ile %20 kesim veriminde 22 dB ve 28 dB giriş gücü bandında çalışan iki farklı doğrultma devresinin 18 dB yönlü bağlaştırmacı ile birleştirilerek giriş gücü bandı aynı kesim veriminde 40 dB oranına arttırılmıştır. Literatürde giriş gücü bandının arttırılması ile ilgili çalışmalar incelendiğinde birçok güncel çalışmaya göre tasarlanan yeni doğrultma topolojisinin daha verimli çalıştığı anlaşılmaktadır. Çalışmada kullanılan doğrultma devreleri 2,45 GHz merkez frekansında maksimum verimle çalışmaktadır. Geliştirilen bu sistem 2,45 GHz merkez frekansında çalıştırılmak üzere tasarlanmış olsa da yönlü bağlaştırmacının 1 ile 3 GHz arasında bağlaşım oranını performansı; farklı frekans bölgelerinde çalışan doğrultma

devrelerinin bu sistem için kullanımına müsaade etmektedir. Yani bu yeni doğrultma devre topolojisi ile farklı frekans bölgelerinde çalışan doğrultma devrelerinin birleştirilmesi de mümkündür. Gelecekte farklı frekans bölgelerinde maksimum verimle çalışan doğrultma devrelerinin geniş bantlı bir yönlü bağlaştırmacı ile birleştirilmesi ile geniş giriş gücü bandında çalışan geniş frekans bandına sahip sistemlerin tasarlanması mümkündür.

7.3. Verimin Sınırlı Bir Giriş Gücü Bandında GDV ekseninde Arttırıldığı Yeni Doğrultma Devre Topolojisi II Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Verimin GDV ekseninde arttırılması için geleneksel Greinacher tam dalga doğrultma devresi bir pasif RF/Mikrodalga bağlaştırmacı olan 180° HKB ile birleştirilerek yeni bir doğrultma devre topolojisi geliştirilmiştir. Greinacher tam dalga doğrultma devresi bir gerilim katlayıcı devre ile ters polariteli bir gerilim katlayıcı devrenin birleştirilmesi sonucu oluşturulan dört doğrultma elemanı (Schottky diyot) ile oluşturulan yüksek verimli bir devredir. Geleneksel Greinacher tam dalga doğrultmada gerilim katlayıcı ve ters polariteli gerilim katlayıcı devre girişlerine aynı fazda ve aynı genlikte RF sinyal gönderilir. Yani doğrultma devresinin girişinden verilen sinyal gerilim katlayıcı ve ters polariteli gerilim katlayıcı girişlerine faz farkı olmaksızın ikiye bölünerek gönderilir. 180° HKB kullanılarak Greinacher tam dalga doğrultma devresinin gerilim katlayıcı ve ters polariteli gerilim katlayıcı devrelerine gönderilen RF sinyallerde 180° faz farkı oluşturulmuştur. Böylece dört diyotun girişten verilen RF sinyalin pozitif ve negatif alternanslarına bağlı olarak çalışma sırası ve yönü değiştirilmiştir. Bu sayede verim sınırlı bir giriş gücü bandında arttırılmıştır.

180° faz farkı oluşturabilmek için kullanılan HKB devrenin dört kapısı bulunmaktadır. Bu kapılar arasındaki uzunluklar ve hat genişlikleri belirlenerek çalışma frekans bant genişliği ayarlanmıştır. CST ve ADS benzetim programları kullanılarak tasarlanan HKB devrenin S parametreleri ölçüm sonuçları ile grafiksel olarak karşılaştırılmıştır. Elde edilen benzetim ve ölçüm sonuçları bu bağlaştırmacının 1,6 GHz ile 2,5 GHz arasında çalıştığını göstermektedir. Doğrultma devresindeki gerilim katlayıcı ve ters polariteli gerilim katlayıcı girişleri 180° HKB devresinin iki ve üç numaralı kapılarına bağlanmıştır. Bu durumda HKB devresinin dört numaralı

kapısından RF sinyal verildiğinde bağlaştırmacı hat uzunluklarına bağlı olarak RF sinyal iki ve üç numaralı kapılarda 180° faz farkı ile ikiye bölünür. HKB yapının bir numaralı girişinden RF sinyal verildiğinde ise doğrultma devresi girişlerine (HKB iki ve üç numaralı kapılar) giden sinyal faz farksız ikiye bölünür. Bu durum da yeni doğrultma devresi geleneksel Greinacher doğrultma devresindeki gibi çalışır.

Girişten verilen sinyalin faz farklı olarak bölünmesi ile Greinacher tam dalga doğrultma devresinde kullanılan yarıiletkenlerin çalışma yönü ve sırası değiştirilerek yeni bir doğrultma devre topolojisi oluşturulmuştur. Böylece verim sınırlı bir giriş gücü bandında GDV ekseninde aratılmıştır.

Bu doğrultma devre topolojisinde HSMS285C Schottky diyotları kullanılmıştır. Devrede kullanılan yük direnci ($R_{yük}$) $4,7\text{ k}\Omega$ değerine seçilmiştir. Doğrultma devresi ve HKB devre tasarım ve uygulama FR4 alüminyum malzeme üzerine yapılmıştır.

GSM 1800 frekans bandı düşünülerek tasarlanan bu devrenin çalışma frekansı 1850 MHz çalışma frekans bant genişliği ise 125 MHz olarak hesaplanmıştır. Yeni geliştirilen doğrultma topolojisi ile dört numaralı kapıdan giriş verildiğinde benzetim sonuçlarına göre en yüksek verim 4,71 dBm giriş gücünde % 71 iken bir numaralı kapıdan giriş verildiğinde en yüksek verim 6,3 dBm giriş gücünde % 51 olarak hesap edilmiştir.

Ölçüm sonuçlarına bakıldığında ise dört numaralı kapıdan giriş verildiğinde en yüksek verim 3 dBm giriş gücünde % 54,47 iken bir numaralı kapıdan giriş verildiğinde en yüksek verim 3 dBm giriş gücünde %37,07 olarak hesaplanmıştır. Dolayısıyla verimin en yüksek değerleri; geleneksel Greinacher ve önerilen topoloji ile benzetim ve ölçüm sonuçlarına bakılarak karşılaştırıldığında sırasıyla % 20 ve % 17,4 fark olduğu anlaşılmıştır.

Verimin benzetim ve ölçüm sonuçları değerlendirilerek etkin olarak arttığı giriş gücü bandı ise, -10 dBm ile 10 dBm arası gösterilerek, 20 dB olarak hesaplanmıştır. Bu çalışma ile elde edilen sonuçların, literatürde verimin sınırlı giriş gücü bandında artırılması ile ilgili çalışmalar ile karşılaştırması Çizelge 7.3 ile gösterilmektedir.

Çizelge 7.3. Verimin GDV ekseninde arttırıldığı yeni doğrultma devre topolojisi ile literatürdeki çalışmaların karşılaştırılması

Kaynak	Doğrultma Topolojisi	Frekans (GHz)	En Yüksek Verim (%)	Ebat [mm ²]
(Z. Li vd., 2018)	Villard Gerilim Katlayıcı	1.74-1.97 2.0-2.22 2.41-2.59	61.7 @ 9dBm	70×65
(Hao Zhang vd., 2017b)	Greinacher Tam Dalga Doğrultma	2.45	~59 @ 0dBm	40×40
(Sun vd., 2013)	Yarım Dalga Doğrultma	1.8-1.87	52 @ -9dBm	145×55
(Khemar vd., 2017)	Yarım Dalga Doğrultma	0.9, 1.8, 2.2	40 @ -10dBm	84×35
Greinacher Tam Dalga Doğrultma (Şekil 6.5)	Greinacher Tam Dalga Doğrultma	1.7-1.925	51 @ 6.3dBm	32×36
Yeni Doğrultma Topolojisi II (Şekil 6.11)	180° HKB ile Doğrultma Devre Tasarımı	1.7-1.925	71 @ 4.7dBm	70×70

7.4. Yapılan Tüm Çalışmaların Genel Değerlendirmesi ve Öneriler

Bu tez çalışması ile elde edilen sonuçlar; RFEH devrelerinde verimin arttırılmasında, kullanılan doğrultma devre topolojileri ve ortam güç seviye tespitinin önemini ortaya koymaktadır.

RFEH devrelerinde verimin arttırılması genellikle sınırlı bir giriş gücü bandında verim değerinin GDV ekseninde % 100 değerine yaklaştırılması ile ifade edilmektedir. Oysa bu devrelerde verim; GDV eksenini ile birlikte Giriş Gücü ekseninde de arttırılabilir. Bu tez çalışmasıyla bu iki ekseninde verimin arttırılması çalışmaları ayrı ayrı değerlendirilerek, giriş gücünün belirleyen ortam RF güç seviyeleri ile ilişkilendirilmiştir.

Giriş gücünü belirleyen ortam RF güç seviyeleri ve frekansları uygulama alanlarına göre farklılıklar göstermektedir. Bu sebeple ortam RF güç seviyelerinin belirlenebilmesi için yeni bir sistem geliştirilmiştir. Bu geliştirilen güç ölçer sistemi GSM 900 ve GSM 1800 düşünülerek iki frekans bölgesi için uygulanmıştır. Isparta ilinde dokuz farklı konum belirlenerek on yedi farklı ortam ölçüm yapılmıştır. Ortamlar kapalı, açık ve yarı açık olarak kategorize edilmiş ve sonuçları

karşılaştırılmıştır. Bu sonuçlardan yola çıkarak yüksek verimli bir RFEH devre tasarımı için ortam güç seviyesi değişimlerinin önemi ortaya çıkarılmıştır. Farklı ortamlarda farklı giriş gücü seviyelerinin tespitiyle doğrultma devrelerinin geniş giriş gücü aralığında yüksek verimle çalışma gerekliliği ortaya çıkmıştır.

Verimin sınırlı bir giriş gücü bandında arttırılması çalışmaları uygulama alanlarını da sınırlamaktadır. Çünkü giriş gücü seviyeleri ortama göre farklılık göstermektedir. Sınırlı bir giriş gücü bandında verimin arttırılması için pasif bir RF/Mikrodalga bağlaştırmacı olan 180° HKB kullanılmıştır. Geleneksel Greinacher doğrultma devresi bu bağlaştırmacı ile birleştirilerek üretilen yeni doğrultma topolojisi ile verim sınırlı bir giriş gücünde arttırılmıştır. Bu çalışma ile üretilen yeni doğrultma devre topolojisi sınırlı bir giriş gücünde yüksek performans gösterebileceği için uygulama alanları da bu sınırlı giriş gücünü sağlayabilecek ortamlarla sınırlı olacaktır.

Bir RFEH devresinin kullanılabileceği ortamların çeşitlendirilebilmesi için doğrultma devresinin geniş giriş gücü bandında yüksek performans göstermesi gerekmektedir. Bu amaçla iki farklı doğrultma devresi bir yönlü bağlaştırmacı ile birlikte kullanılarak verimi giriş gücü bandında arttırılmış yeni bir doğrultma devre topolojisi geliştirilmiştir.

RFEH ve KET devrelerinde ortam veya kaynaktan alınan RF gücün yüksek verimli bir şekilde DC güce dönüştürülebilmesi için giriş gücü ve doğrultma topolojisinin sınırları belirlenmelidir. Bu tez çalışması ile üretilen yeni doğrultma topolojileri verimin GDV eksen ve Giriş gücü ekseninde arttırılmasına yönelik çalışmaları ihtiva etmektedir. Verimin bu iki ekseninde arttırılabilmesi için pasif RF/Mikrodalga elemanlar olan HKB ve yönlü bağlaştırmacı devrelerinin güç bölme ve faz dönüştürme özelliklerinden faydalanılmıştır.

Bu tez çalışmasıyla kullanılan doğrultma topolojilerinin verime etkisi ortaya çıkarılmıştır. Geliştirilen doğrultma topolojilerinin performansa etkisini vurgulamak maksadıyla doğrultma devreleri tek bir frekans bölgesi seçilerek tasarlanmıştır. Fakat güç bölme ve birleştirme maksadıyla kullanılan bağlaştırmacılar geniş bir frekans bölgesinde çalışmaya uygun olarak tasarlanabilir. Böylece farklı frekanslarda çalışabilen doğrultma devrelerinin bu bağlaştırmacılar ile birleştirilerek yüksek verimli

yeni topolojilerin geliştirilmesine imkân sunabilir. Bu açıdan bu tez çalışması ile ortaya koyulan yenilikler, geniş frekans bandında ve geniş giriş gücünde çalışabilecek RFEH devrelerinin geliştirilebilmesi için çalışan araştırmacılara bir ışık olacaktır.



KAYNAKLAR

- Abadal, G., Alda, J., Agustí, J. (2014). Electromagnetic Radiation Energy Harvesting–The Rectenna Based Approach *ICT-Energy-Concepts Towards Zero-Power Information and Communication Technology*, IntechOpen.
- Agbinya, J. I. (2015). *Wireless power transfer* (Vol. 45), River Publishers.
- Akan, O. B., Cetinkaya, O., Koca, C., Ozger, M. (2017). Internet of hybrid energy harvesting things. *IEEE Internet of Things Journal*, 5(2), 736-746.
- Akyildiz, I. F., Su, W., Sankarasubramaniam, Y., Cayirci, E. (2002). Wireless sensor networks: a survey. *Computer networks*, 38(4), 393-422.
- Almohaimeed, A., Yagoub, M., Amaya, R. (2016). *Efficient rectenna with wide dynamic input power range for 900 MHz wireless power transfer applications*. Paper presented at the 2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC).
- Almohaimeed, A. M. H. (2018). *Efficient Harvester with Wide Dynamic Input Power Range for 900 MHz Wireless Power Transfer Applications*. Université d'Ottawa/University of Ottawa.
- Anchustegui Echearte, I., Jimenez Lopez, D., Gasulla Forner, M., Giuppi, F., Georgiadis, A. (2013). *A high-efficiency matching technique for low power levels in RF harvesting*. Paper presented at the PIERS 2013 Stockholm-Progress In Electromagnetics Research Symposium. Proceedings.
- Arrawatia, M., Baghini, M. S., Kumar, G. (2011). *RF energy harvesting system from cell towers in 900MHz band*. Paper presented at the 2011 National Conference on Communications (NCC).
- Baird, D., Hughes, R., Nordmann, A. (2013). *Heinrich Hertz: classical physicist, modern philosopher* (Vol. 198), Springer Science & Business Media.
- Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: analysis and design*, John wiley & sons.
- Balanis, C. A., Aydın, E., Çağlar, M. F., Kara, A. (2013). *Anten teorisi: analiz ve tasarımı*, Nobel.
- Barroca, N., Saraiva, H. M., Gouveia, P. T., Tavares, J., Borges, L. M., Velez, F. J., Loss, C., Salvado, R., Pinho, P., Gonçalves, R. (2013). *Antennas and circuits for ambient RF energy harvesting in wireless body area networks*. Paper presented at the 2013 IEEE 24th annual international symposium on personal, indoor, and mobile radio communications (PIMRC).
- Beeby, S., White, N. M. (2010). *Energy harvesting for autonomous systems*, Artech House.

- Beh, T. C., Kato, M., Imura, T., Oh, S., Hori, Y. (2012). Automated impedance matching system for robust wireless power transfer via magnetic resonance coupling. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(9), 3689-3698.
- Belen, M. A. (2018). Rf Enerji Hasatlama Sistemleri için Çift Bandlı Greinacher Doğrultucu Devre Tasarımı. *Mühendislik Bilimleri ve Tasarım Dergisi*, 6(2), 348-353.
- Borges, L. M., Barroca, N., Saraiva, H. M., Tavares, J., Gouveia, P. T., Velez, F. J., Loss, C., Salvado, R., Pinho, P., Gonçalves, R. (2014). *Design and evaluation of multi-band RF energy harvesting circuits and antennas for WSNs*. Paper presented at the 2014 21st International Conference on Telecommunications (ICT).
- Bouchouicha, D., Dupont, F., Latrach, M., Ventura, L. (2010). *Ambient RF energy harvesting*. Paper presented at the International Conference on Renewable Energies and Power Quality.
- Bouchouicha, D., Latrach, M., Dupont, F., Ventura, L. (2010). *An experimental evaluation of surrounding RF energy harvesting devices*. Paper presented at the The 40th European Microwave Conference.
- Brown, W. C. (1966). The microwave powered helicopter. *Journal of Microwave Power*, 1(1), 1-20.
- Calvente, I., Fernández, M., Pérez-Lobato, R., Dávila-Arias, C., Ocón, O., Ramos, R., Ríos-Arrabal, S., Villalba-Moreno, J., Olea, N., Núñez, M. (2015). Outdoor characterization of radio frequency electromagnetic fields in a Spanish birth cohort. *Environmental research*, 138, 136-143.
- Cansiz, M., Altinel, D., Kurt, G. K. (2019). Efficiency in RF energy harvesting systems: A comprehensive review. *Energy*.
- Carlson, W. B. (2015). *Tesla: Inventor of the electrical age*, Princeton University Press.
- Cetinkaya, O., Akan, O. B. (2017). Electric-field energy harvesting in wireless networks. *IEEE Wireless Communications*, 24(2), 34-41.
- Cha, H.-K., Park, W.-T., Je, M. (2012). A CMOS rectifier with a cross-coupled latched comparator for wireless power transfer in biomedical applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 59(7), 409-413.
- Chaour, I., Fakhfakh, A., Kanoun, O. (2017). Enhanced passive RF-DC converter circuit efficiency for low RF energy harvesting. *Sensors*, 17(3), 546.
- Costanzo, A., Masotti, D. (2016). Smart solutions in smart spaces: Getting the most from far-field wireless power transfer. *IEEE Microwave Magazine*, 17(5), 30-45.

- Dardari, D., Decarli, N., Fabbri, D., Guerra, A., Fantuzzi, M., Masotti, D., Costanzo, A., Romani, A., Drouguet, M., Feuillen, T. (2019). *An Ultra-wideband Battery-less Positioning System for Space Applications*. Paper presented at the 2019 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA).
- De Donno, D., Catarinucci, L., Tarricone, L. (2013). An UHF RFID energy-harvesting system enhanced by a DC-DC charge pump in silicon-on-insulator technology. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 23(6), 315-317.
- De Donno, D., Catarinucci, L., Tarricone, L. (2014). RAMSES: RFID augmented module for smart environmental sensing. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 63(7), 1701-1708.
- De Vita, G., Iannaccone, G. (2005). Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(9), 2978-2990.
- del Prete, M., Costanzo, A., Georgiadis, A., Collado, A., Masotti, D., Popovic, Z. (2015). *Energy-autonomous bi-directional Wireless Power Transmission (WPT) and energy harvesting circuit*. Paper presented at the 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium.
- DeLong, B., Chen, C., Volakis, J. (2015). *Wireless energy harvesting for medical applications*. Paper presented at the 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting.
- Dobkin, D. M. (2012). *The rf in RFID: uhf RFID in practice*, Newnes.
- Donchev, E., Pang, J. S., Gammon, P. M., Centeno, A., Xie, F., Petrov, P. K., Breeze, J. D., Ryan, M. P., Riley, D. J., Alford, N. M. (2014). The rectenna device: From theory to practice (a review). *MRS Energy & Sustainability*, 1.
- Du, Z.-X., Zhang, X. Y. (2017). High-efficiency single-and dual-band rectifiers using a complex impedance compression network for wireless power transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(6), 5012-5022.
- Elliott, P., Toledano, M. B., Bennett, J., Beale, L., De Hoogh, K., Best, N., Briggs, D. (2010). Mobile phone base stations and early childhood cancers: case-control study. *Bmj*, 340, c3077.
- Ellouze, N., Allouche, M., Ben Ahmed, H., Rekhis, S., Boudriga, N. (2013). *Securing implantable cardiac medical devices: Use of radio frequency energy harvesting*. Paper presented at the Proceedings of the 3rd international workshop on Trustworthy embedded devices.

- Franciscatto, B. R., Freitas, V., Duchamp, J.-M., Defay, C., Vuong, T. P. (2013). *High-efficiency rectifier circuit at 2.45 GHz for low-input-power RF energy harvesting*. Paper presented at the Microwave Conference (EuMC), 2013 European.
- Garnica, J., Chinga, R. A., Lin, J. (2013). Wireless power transmission: From far field to near field. *Proceedings of the IEEE*, 101(6), 1321-1331.
- Ge, R., Pan, H., Lin, Z., Gong, N., Wang, J., Chen, X. (2016). *RF-powered battery-less Wireless Sensor Network in structural monitoring*. Paper presented at the Electro Information Technology (EIT), 2016 IEEE International Conference on.
- Gharehbaghi, K., Zorlu, Ö., Koçer, F., Kùlah, H. (2015). *Auto-calibrating threshold compensation technique for RF energy harvesters*. Paper presented at the 2015 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC).
- Glaser, P. E. (1968). Power from the sun: Its future. *science*, 162(3856), 857-861.
- Gozel, M. A., Kahriman, M., Kasar, O. (2019). Design of an efficiency-enhanced Greinacher rectifier operating in the GSM 1800 band by using rat-race coupler for RF energy harvesting applications. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29(1), e21621.
- Gozel, M. A., Kasar, Ö., Kahriman, M. (2019). 545 MHz ile 5800 MHz Arası GSM ve ISM Bantlarında, HSMS 285c Diyodu Kullanılarak Yapılan Dickson Doğrultucu Devresinde Tek/Çift Katmanlı Yapının, RF-DC Güç Dönüştürme Verimine Etkisinin İncelenmesi. *El-Cezeri Journal of Science and Engineering*, 6(1), 24-30.
- Gözel, M. A., Çağlar, M. F., Doğan, H. (2016). İmplant Tanımlama için Katlanmış Dipollü RFID Etiket Anteni Tasarımı. *Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 20(3), 579-586.
- Greinacher, H. (1914). Das Ionometer und seine Verwendung zur Messung von Radium-und Rontgenstrahlen. *Physikalische Zeitschrift*, 15, 410-415.
- Han, W., Chau, K. T., Jiang, C., Liu, W., Lam, W. H. (2019). Design and Analysis of Wireless Direct-Drive High Intensity Discharge Lamp. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*.
- Harb, A. (2011). Energy harvesting: State-of-the-art. *Renewable Energy*, 36(10), 2641-2654.
- Harlow, J. H. (2003). *Electric power transformer engineering*, CRC press.
- Harpawi, N. (2014). *Design energy harvesting device of UHF TV stations*. Paper presented at the 2014 8th International Conference on Telecommunication Systems Services and Applications (TSSA).

- Hemour, S., Zhao, Y., Lorenz, C. H. P., Houssameddine, D., Gui, Y., Hu, C.-M., Wu, K. (2014). Towards low-power high-efficiency RF and microwave energy harvesting. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(4), 965-976.
- Ho, D.-K., Kharrat, I., Ngo, V.-D., Vuong, T.-P., Nguyen, Q.-C., Le, M.-T. (2016). *Dual-band rectenna for ambient RF energy harvesting at GSM 900 MHz and 1800 MHz*. Paper presented at the 2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET).
- Hosain, M. K., Kouzani, A. Z. (2013). *Design and analysis of efficient rectifiers for wireless power harvesting in DBS devices*. Paper presented at the 2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA).
- Huang, J., Zhou, Y., Ning, Z., Gharavi, H. (2019). Wireless power transfer and energy harvesting: Current status and future prospects. *IEEE Wireless Communications*, 26(4), 163-169.
- Imura, T., Okabe, H., Hori, Y. (2009). *Basic experimental study on helical antennas of wireless power transfer for electric vehicles by using magnetic resonant couplings*. Paper presented at the 2009 IEEE vehicle power and propulsion conference.
- Ishikawa, R., Yoshida, T., Honjo, K. (2019). *A 2.4 GHz-Band Enhancement-Mode GaAs HEMT Rectifier with 19% RF-to-DC Efficiency for 1 μ W Input Power*. Paper presented at the 2019 49th European Microwave Conference (EuMC).
- Jabbar, H., Song, Y. S., Jeong, T. T. (2010). RF energy harvesting system and circuits for charging of mobile devices. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 56(1), 247-253.
- Jadidian, J., Katabi, D. (2014). *Magnetic MIMO: How to charge your phone in your pocket*. Paper presented at the Proceedings of the 20th annual international conference on Mobile computing and networking.
- Jaeger, R. C., Blalock, T. N. (1997). *Microelectronic circuit design* (Vol. 3), McGraw-Hill New York.
- Johnson, R. C., Jasik, H. (1984). *Antenna engineering handbook*. New York, McGraw-Hill Book Company, 1984, 1356 p. No individual items are abstracted in this volume.
- Joseph, W., Verloock, L., Goeminne, F., Vermeeren, G., Martens, L. (2012). Assessment of RF exposures from emerging wireless communication technologies in different environments. *Health Physics*, 102(2), 161-172.
- Kablosuz Güç Konsorsiyumu (WPC). Erişim, 17.02.2020, adres <https://www.wirelesspowerconsortium.com/>

- Kamalinejad, P., Keikhosravy, K., Molavi, R., Mirabbasi, S., Leung, V. C. (2014). *Efficiency enhancement techniques and a dual-band approach in RF rectifiers for wireless power harvesting*. Paper presented at the 2014 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS).
- Kamalinejad, P., Mahapatra, C., Sheng, Z., Mirabbasi, S., Leung, V. C., Guan, Y. L. (2015). Wireless energy harvesting for the Internet of Things. *IEEE Communications Magazine*, 53(6), 102-108.
- Kasar, O., Kahriman, M., Gozel, M. A. (2019). Application of ultra wideband RF energy harvesting by using multisection Wilkinson power combiner. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29(1), e21600.
- Kaya, N., Matsumoto, H., Miyatake, S., Kimura, I., Nagatomo, M. (1986). *Nonlinear interaction of strong microwave beam with the ionosphere MINIX rocket experiment*. Paper presented at the IECEC'86; Proceedings of the Twenty-first Intersociety Energy Conversion Engineering Conference.
- Khemar, A., Kacha, A., Takhedmit, H., Abib, G. (2017). DESIGN AND EXPERIMENTS OF A 3G-BAND RECTENNA FOR RADIO FREQUENCY ENERGY HARVESTING. *REVUE ROUMAINE DES SCIENCES TECHNIQUES-SERIE ELECTROTECHNIQUE ET ENERGETIQUE*, 62(1), 82-86.
- Kim, N., Kim, K., Choi, J., Kim, C.-W. (2012). Adaptive frequency with power-level tracking system for efficient magnetic resonance wireless power transfer. *Electronics letters*, 48(8), 452-454.
- Kitazawa, S., Ban, H., Kobayashi, K. (2012). *Energy harvesting from ambient RF sources*. Paper presented at the 2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications.
- Kuhn, V., Lahuec, C., Seguin, F., 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.
- Kuhn, V., Seguin, F., Lahuec, C., Person, C. (2016). Enhancing RF-to-DC conversion efficiency of wideband RF energy harvesters using multi-tone optimization technique. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 8(2), 143-153.
- Kumar, H., Arrawatia, M., Kumar, G. (2019). Broadband planar log-periodic dipole array antenna based RF-energy harvesting system. *IETE Journal of Research*, 65(1), 39-43.
- Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J. D., Fisher, P., Soljačić, M. (2007). Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *science*, 317(5834), 83-86.

- Lee, T. H. (2003). *The design of CMOS radio-frequency integrated circuits*, Cambridge university press.
- Li, J.-L., Wang, B.-Z. (2010). Novel design of Wilkinson power dividers with arbitrary power division ratios. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(6), 2541-2546.
- Li, X., Yang, L., Gong, S.-X., Yang, Y.-J., Liu, J.-F. (2009). A compact folded printed dipole antenna for UHF RFID reader. *Progress In Electromagnetics Research*, 6, 47-54.
- Li, Z., Zeng, M., Tan, H. Z. (2018). A multi-band rectifier with modified hybrid junction for RF energy harvesting. *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(4), 817-821.
- Liang, X., Zhao, T., Jiang, W., Yu, X., Hu, Y., Zhu, P., Zheng, H., Sun, R., Wong, C.-P. (2019). Highly transparent triboelectric nanogenerator utilizing in-situ chemically welded silver nanowire network as electrode for mechanical energy harvesting and body motion monitoring. *Nano Energy*, 59, 508-516.
- Lingley, A. R., Ali, M., Liao, Y., Mirjalili, R., Klonner, M., Sopanen, M., Suihkonen, S., Shen, T., Otis, B., Lipsanen, H. (2011). A single-pixel wireless contact lens display. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 21(12), 125014.
- Liu, H. (2011). Maximizing efficiency of wireless power transfer with resonant Inductive Coupling.
- Liu, Y.-C. (2014). RF energy harvesting for implantable ICs with on-chip antenna.
- Liu, Z., Zhong, Z., Guo, Y.-X. (2015). Enhanced dual-band ambient RF energy harvesting with ultra-wide power range. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 25(9), 630-632.
- Lu, X., Niyato, D., Wang, P., Kim, D. I., Han, Z. (2015). Wireless charger networking for mobile devices: Fundamentals, standards, and applications. *IEEE Wireless Communications*, 22(2), 126-135.
- Lu, X., Wang, P., Niyato, D., Kim, D. I., Han, Z. (2014). Wireless networks with RF energy harvesting: A contemporary survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 17(2), 757-789.
- Lu, Y., Ki, W.-H. (2013). A 13.56 MHz CMOS active rectifier with switched-offset and compensated biasing for biomedical wireless power transfer systems. *IEEE transactions on biomedical circuits and systems*, 8(3), 334-344.

- Marian, V., Allard, B., Vollaïre, C., Verdier, J. (2012). Strategy for microwave energy harvesting from ambient field or a feeding source. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11), 4481-4491.
- Marian, V., Vollaïre, C., Verdier, J., Allard, B. (2011). Potentials of an adaptive rectenna circuit. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 1393-1396.
- Marrocco, G. (2008). The art of UHF RFID antenna design: Impedance-matching and size-reduction techniques. *IEEE antennas and propagation magazine*, 50(1), 66-79.
- Matiko, J., Grabham, N., Beeby, S., Tudor, M. (2013). Review of the application of energy harvesting in buildings. *Measurement Science and Technology*, 25(1), 012002.
- Maxwell, J. C. (1881). A treatise on electricity and magnetism, Clarendon. Oxford, 314, 1873.
- McSpadden, J. O., Fan, L., 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.
- Mekid, S., Qureshi, A., Baroudi, U. (2017). Energy Harvesting from Ambient Radio Frequency: Is it Worth it? *Arabian Journal for Science and Engineering*, 42(7), 2673-2683.
- Meneses Ghiglini, C. (2010). Ultra-Wideband (UWB) rectenna design for Electromagnetic Energy Harvesting.
- Mikeka, C., Arai, H. (2011). Design issues in radio frequency energy harvesting system. *Sustainable Energy Harvesting Technologies-Past, Present and Future*, 235-256.
- Mishra, D., De, S., Jana, S., Basagni, S., Chowdhury, K., Heinzelman, W. (2015). Smart RF energy harvesting communications: Challenges and opportunities. *IEEE Communications Magazine*, 53(4), 70-78.
- Moreno, R. J., Pollman, A., Grbovic, D. (2018). *Harvesting waste thermal energy from military systems*. Paper presented at the ASME 2018 Power Conference collocated with the ASME 2018 12th International Conference on Energy Sustainability and the ASME 2018 Nuclear Forum.
- Moura, T., de Carvalho, N. B., Pinho, P. (2015). *Design of an efficient D-TV energy harvesting system for low-power applications*. Paper presented at the Microwave Symposium (MMS), 2015 IEEE 15th Mediterranean.
- Mousa Ali, E., Yahaya, N. Z., Nallagownden, P., Zakariya, M. A. (2017). A novel rectifying circuit for microwave power harvesting system. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*.

- Nie, M.-J., Yang, X.-X., Tan, G.-N. (2014). *A broad band rectifier with wide input power range for electromagnetic energy harvesting*. Paper presented at the Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation.
- Nintanavongsa, P., Muncuk, U., Lewis, D. R., 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.
- Nishimoto, H., Kawahara, Y., Asami, T. (2010). *Prototype implementation of ambient RF energy harvesting wireless sensor networks*. Paper presented at the SENSORS, 2010 IEEE.
- Ofstein, R. B., Efe, V., Kurs, A. B., McCauley, A. P., Roy, A. M., Rollano, E., Rhoufiry, A. S., Sampson, B. K., Kesler, M. P., MacDonald, M. J. (2014). Wireless power transfer, Google Patents.
- Oka, T., Ogata, T., Saito, K., Tanaka, S. (2014). *Triple-band single-diode microwave rectifier using CRLH transmission line*. Paper presented at the 2014 Asia-Pacific Microwave Conference.
- Olgun, U., Chen, C.-C., Volakis, J. L. (2011). Investigation of rectenna array configurations for enhanced RF power harvesting. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 10, 262-265.
- Olgun, U., Chen, C.-C., Volakis, J. L. (2012). Design of an efficient ambient WiFi energy harvesting system. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 6(11), 1200-1206.
- OpenSignal. (09.02.2020) Erişim, adres <https://www.opensignal.com/apps>
- Özsoy, F. (2017). *Türkiye’de entegre katı atık yönetimi ve tıbbi atık Ankara örneği*. Aksaray Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Park, G., Rosing, T., Todd, M. D., Farrar, C. R., Hodgkiss, W. (2008). Energy harvesting for structural health monitoring sensor networks. *Journal of Infrastructure Systems*, 14(1), 64-79.
- Park, J., Kim, Y., Yoon, Y. J., So, J., Shin, J. (2014). Rectifier design using distributed Greinacher voltage multiplier for high frequency wireless power transmission. *Journal of electromagnetic engineering and science*, 14(1), 25-30.
- Parks, A. N., Sample, A. P., Zhao, Y., Smith, J. R. (2013). *A wireless sensing platform utilizing ambient RF energy*. Paper presented at the 2013 IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems.

- Pham, B. L., Pham, A.-V. (2013). *Triple bands antenna and high efficiency rectifier design for RF energy harvesting at 900, 1900 and 2400 MHz*. Paper presented at the 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT).
- Pinuela, M. (2013). Ambient RF energy harvesting and efficient DC-load inductive power transfer.
- Piñuela, M., Mitcheson, P. D., Lucyszyn, S. (2013). Ambient RF energy harvesting in urban and semi-urban environments. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 61(7), 2715-2726.
- Pozar, D. M. (1992). Microstrip antennas. *Proceedings of the IEEE*, 80(1), 79-91.
- Pozar, D. M. (2009). *Microwave engineering*, John Wiley & Sons.
- Priya, S., Inman, D. J. (2009). *Energy harvesting technologies* (Vol. 21), Springer.
- Shen, S., Zhang, Y., Chiu, C.-Y., Murch, R. D. (2019). A Triple-band High-Gain Multibeam Ambient RF Energy Harvesting System Utilizing Hybrid Combining. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- Snelders, H. A. M. (1990). Oersted's discovery of electromagnetism. *Romanticism and the Sciences*, 228-240.
- Solutions, S. (2016). Inc., "Surface mount mixer and detector Schottky diodes,".
- Song, C. (2017). *Broadband Rectifying-Antennas for Ambient RF Energy Harvesting and Wireless Power Transfer*. University of Liverpool.
- Song, C., Huang, Y., Carter, P., Zhou, J., Joseph, S. D., Li, G. (2018). Novel compact and broadband frequency-selectable rectennas for a wide input-power and load impedance range. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(7), 3306-3316.
- Song, C., Huang, Y., Zhou, J., Zhang, J., Yuan, S., Carter, P. (2015). A high-efficiency broadband rectenna for ambient wireless energy harvesting. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(8), 3486-3495.
- Song, G. J., Kim, K.-B., Cho, J. Y., Woo, M. S., Ahn, J. H., Eom, J. H., Ko, S. M., Yang, C. H., Do Hong, S., Jeong, S. Y. (2019). Performance of a speed bump piezoelectric energy harvester for an automatic cellphone charging system. *Applied Energy*, 247, 221-227.
- Soyata, T., Copeland, L., Heinzelman, W. (2016). RF energy harvesting for embedded systems: A survey of tradeoffs and methodology. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 16(1), 22-57.

- Strassner, B., Chang, K. (2013). Microwave power transmission: Historical milestones and system components. *Proceedings of the IEEE*, 101(6), 1379-1396.
- Sudevalayam, S., Kulkarni, P. (2010). Energy harvesting sensor nodes: Survey and implications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 13(3), 443-461.
- Suh, Y.-H., 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.
- Sun, H., Guo, Y.-x., He, M., 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.
- Takhedmit, H., Merabet, B., Cirio, L., Allard, B., Costa, F., Vollaïre, C., Picon, O. (2010). A 2.45-GHz dual-diode RF-to-dc rectifier for rectenna applications. Paper presented at the Microwave Conference (EuMC), 2010 European.
- Tan, Y. K., Panda, S. K. (2010). Energy harvesting from hybrid indoor ambient light and thermal energy sources for enhanced performance of wireless sensor nodes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(9), 4424-4435.
- Tekir, O. (2009). *Havada Yayınım Yapan Elektromanyetik Dalgalardan Enerji Hasat Etmede Verimliliği Etkileyen Faktörlerin Analizi*. Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Tran, L.-G., Cha, H.-K., Park, W.-T. (2017). RF power harvesting: a review on designing methodologies and applications. *Micro and Nano Systems Letters*, 5(1), 14.
- Treffers, M. (2015). History, current status and future of the wireless power consortium and the qi interface specification. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 15(2), 28-31.
- Valberg, P. A., Van Deventer, T. E., Repacholi, M. H. (2007). Workgroup report: base stations and wireless networks—radiofrequency (RF) exposures and health consequences. *Environmental health perspectives*, 115(3), 416-424.
- Villard, P. (1901). Transformateur à haut voltage. A survolteur cathodique. *Journal de Physique Théorique et Appliquée*, 10(1), 28-32.
- Visser, H. J., Reniers, A. C., Theeuwes, J. A. (2008). *Ambient RF energy scavenging: GSM and WLAN power density measurements*. Paper presented at the 2008 38th European Microwave Conference.
- Visser, H. J., 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.

- Vuong, T.-P., Verdier, J., Allard, B., Benech, P. (2019). Design and Measurement of 3D Flexible Antenna Diversity for Ambient RF Energy Scavenging in Indoor Scenarios. *IEEE Access*, 7, 17033-17044.
- Vyas, R. J., Cook, B. B., Kawahara, Y., Tentzeris, M. M. (2013). E-WEHP: A batteryless embedded sensor-platform wirelessly powered from ambient digital-TV signals. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 61(6), 2491-2505.
- Wang, D., Negra, R. (2013). *Design of a dual-band rectifier for wireless power transmission*. Paper presented at the 2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT).
- Wang, X., Abdelnasser, S., Mortazawi, A. (2017). *A 26 dB wide dynamic range rectifier array employing three rectifying devices*. Paper presented at the 2017 47th European Microwave Conference (EuMC).
- Wang, X., Mortazawi, A. (2018). Rectifier array with adaptive power distribution for wide dynamic range RF-DC conversion. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 67(1), 392-401.
- Wei, M.-D., Chang, Y.-T., Wang, D., Tseng, C.-H., Negra, R. (2017). Balanced RF rectifier for energy recovery with minimized input impedance variation. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 65(5), 1598-1604.
- Wong, S.-Y., Chen, C. (2011). Power efficient multi-stage CMOS rectifier design for UHF RFID tags. *Integration*, 44(3), 242-255.
- Xiao, Y. Y., Du, Z.-X., Zhang, X. Y. (2018). High-efficiency rectifier with wide input power range based on power recycling. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 65(6), 744-748.
- Xie, L., Shi, Y., Hou, Y. T., Lou, A. (2013). Wireless power transfer and applications to sensor networks. *IEEE Wireless Communications*, 20(4), 140-145.
- Zeng, M., Li, Z., Andrenko, A. S., Liu, X., Tan, H. Z. (2017). Differential voltage octuple rectifiers for wireless energy harvesting. *Microwave and Optical Technology Letters*, 59(7), 1574-1578.
- Zhang, H., Zhong, Z., Guo, Y.-X., Wu, W. (2017a). *Differentially-fed charge pumping rectifier design with an enhanced efficiency for ambient RF energy harvesting*. Paper presented at the 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS).
- Zhang, H., Zhong, Z., Guo, Y.-X., Wu, W. (2017b). *Differentially-fed charge pumping rectifier design with an enhanced efficiency for ambient RF energy harvesting*. Paper presented at the Microwave Symposium (IMS), 2017 IEEE MTT-S International.

- Zhang, H., Zhu, X. (2014). *A broadband high efficiency rectifier for ambient RF energy harvesting*. Paper presented at the 2014 IEEE MTT-S international microwave symposium (IMS2014).
- Zhang, X. Y., Lin, Q.-W. (2015). *High-efficiency rectifier with extended input power range based on two parallel sub-rectifying circuits*. Paper presented at the 2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015).
- Zhang, Y., Zhang, F., Shakhsheer, Y., Silver, J. D., Klinefelter, A., Nagaraju, M., Boley, J., Pandey, J., Shrivastava, A., Carlson, E. J. (2013). A Batteryless 19 μ W MICS/ISM-Band Energy Harvesting Body Sensor Node SoC for ExG Applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 48(1), 199-213.
- Zheng, S. Y., Wang, S. H., Leung, K. W., Chan, W. S., Xia, M. H. (2019). A High-Efficiency Rectifier With Ultra-Wide Input Power Range Based on Cooperative Structure. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 67(11), 4524-4533.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Mahmut Ahmet GÖZEL

Doğum Yeri ve Yılı : Kadıköy, 1987

Medeni Hali : Evli

Yabancı Dili : İngilizce

E-posta : mahmutgozel@sdu.edu.tr
gzmahmut@gmail.com

Eğitim Durumu

Lise : Mevlana Süper Lisesi, 2005

Lisans : Süleyman Demirel Üniversitesi, Mühendislik ve Mimarlık
Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği, 2011

Yüksek Lisans : Süleyman Demirel Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü,
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, 2015

Mesleki Deneyim

S.D.Ü Müh. Fakültesi, Arş. Görevlisi 2013-(halen)

Yayınları

Kasar Ömer, **Gözel Mahmut Ahmet**, Kahrıman Mesud (2020). Analysis of rectifier stage number and load resistance in an RF energy harvesting circuit. Microwave And Optical Technology Letters, 62(4), 1542-1547., Doi: <https://doi.org/10.1002/mop.32218> (Yayın No: 5624911)

Gözel Mahmut Ahmet, Kahrıman Mesud, Kasar Ömer (2019). Design of an efficiency-enhanced Greinacher rectifier operating in the GSM 1800 band by using ratrace coupler for RF energy harvesting applications. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 29(1), 1-8., Doi: 10.1002/mmce.21621 (Yayın No: 4645657)

Kasar Ömer, Kahrıman Mesud, **Gözel Mahmut Ahmet** (2019). Application of ultra-wideband RF energy harvesting by using multisection Wilkinson power combiner. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 29(1), 1-8., Doi:10.1002/mmce.21600 (Yayın No: 4479370)

Gözel Mahmut Ahmet, Kasar Ömer, Kahrıman Mesud (2019). 868 MHz UHF bandında H-şeklinde katlanmış implant mikroşerit dipol anten tasarımı. DÜMF Mühendislik Dergisi, 10(3), 797-806., Doi: 10.24012/dumf.445660 (Yayın No: 5276131)

Gözel Mahmut Ahmet, Kasar Ömer, Kahrıman Mesud (2019). Investigation of the Effect of RF-DC Power Conversion Efficiency Single/Double Layered Dickson Rectifier Circuit Using HSMS285c Diode in 545 MHz to 5800 MHz GSM and ISM Bands. El-Cezeri Journal of Science and Engineering, 6(1), 24-30., Doi: 10.31202/ecjse.446070 (Yayın No: 4822914)

Kasar Ömer, Kahrıman Mesud, **Gözel Mahmut Ahmet** (2019). Wilkinson Güç Birleştirici Kullanarak İki Girişli RF Enerji Hasatlama Devresi ve DC Yük Analizi. Mehmet Akif Ersoy Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 10(1), 68-72., Doi: 10.29048/makufed.550977 (Yayın No: 5143208)

Kasar Ömer, **Gözel Mahmut Ahmet**, Kahrıman Mesud (2018). Broadband Wilkinson power divider based on Chebyshev impedance transforms method. International Advanced Researches and Engineering Journal, 2(3), 299-303. (Yayın No: 4523183)

Kasar Ömer, Geçin Mustafa, **Gözel Mahmut Ahmet** (2018). Açısız Olarak Değiştirilebilir Dikdörtgen Yamalı Frekans Seçici Yüzeylerle, Ayarlanabilir Bant Geçiren Filtre Tasarımı. El-Cezeri Journal of Science and Engineering, 5(3), 756-762., Doi: DOI: 10.31202/ecjse.419652 (Yayın No: 4479413)

Gözel Mahmut Ahmet, Kasar Ömer, Kahrıman Mesud (2018). Investigation of RF-DC Conversion Efficiency Based On Stage of the Number Of Rectifier Layers in RF Energy Harvesting System. 1. International Technological Sciences and Design Symposium, 337 (Özet Bildiri/Sözlü Sunum)(Yayın No:4480365)

Gözel Mahmut Ahmet, Kahrıman Mesud, Kasar Ömer (2018). Microstrip Dipole Antenna Design for Tissue Application in The UHF Band. 1. International Technological Sciences and Design Symposium, 360 (Özet Bildiri/Poster)(Yayın No:4480370)

Gözel Mahmut Ahmet, Kasar Ömer, Kahrıman Mesud (2018). Comparison of Diode Models in RF Energy Harvesting Using Greinacher Voltage Multiplier Rectifier Circuit. III. Uluslararası Mesleki ve Teknik Bilimler Kongresi (UMTEB III), 861-866. (Tam Metin Bildiri/Sözlü Sunum)(Yayın No:4507928)

Gözel Mahmut Ahmet, Kasar Ömer, Kahrıman Mesud (2018). Farklı Dielektrik ve Fiziksel Özelliklere Sahip Altta Malzemelerin Kullanıldığı Baskı devre kartlarının RF Doğrultma Devrelerinde Güç Doğrultma Verimine Etkisi. III. Uluslararası Mesleki ve Teknik Bilimler Kongresi, 867-871. (Tam Metin Bildiri/Sözlü Sunum)(Yayın No:4507940)

Kasar Ömer, Geçin Mustafa, **Gözel Mahmut Ahmet** (2018). Angularly Tunable U Shaped Frequency Selective Surfaces For Filtering RF Communication Signals. 1. International Technological Sciences and Design Symposium, 347 (Özet Bildiri/Sözlü Sunum)(Yayın No:4480360)

Kasar Ömer, **Gözel Mahmut Ahmet**, Kahrıman Mesud (2018). Broadband Impedance Matching Techniques in Multi Stepped Wilkinson Power Dividers. 1. International Technological Sciences and Design Symposium, 362 (Özet Bildiri/Poster)(Yayın No:4480353)

Kasar Ömer, **Gözel Mahmut Ahmet**, Kahrıman Mesud (2018). Geniş Bantlı Wilkinson Güç Birleştiricilerle DVB-T, GSM-900, GSM-1800 ve ISM Bantlarında RF Enerji Hasatlama Uygulaması. URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 313-315. (Tam Metin Bildiri/Sözlü Sunum)(Yayın No: 24479527)

Kasar Ömer, Kahrıman Mesud, **Gözel Mahmut Ahmet** (2017). Euler Polinomları Ile Yeni Bir Çoklu Katmanlı Reel Empedans Uyumlandırma Tekniği ve İletim Hattı Uygulaması. Mühendislik Bilimleri ve Tasarım Dergisi, 5(3), 547-552., Doi: 10.21923/Jesd325827 (Yayın No: 3839001)

Kasar Ömer, Kahrıman Mesud, **Gözel Mahmut Ahmet** (2017). A 5.8 Ghz Ism Bant Microstrip Patch Antenna Design and Its Impedance Matching with Euler Method. International Workshop on Mathematical Methods in Engineering, 87-88. (Özet Bildiri/Sözlü Sunum)(Yayın No:3515450)

Kasar Ömer, Kahrıman Mesud, **Gözel Mahmut Ahmet** (2017). New Multi Stepped Real Impedance Matching Method with Euler Polynomials and Its Application on Transmission Line. International Workshop on Mathematical Methods in Engineering, 87-87. (Özet Bildiri/Sözlü Sunum)(Yayın No:3515436)

Gözel Mahmut Ahmet, Çağlar Mehmet Fatih, Doğan Habib (2016). İmplant Tanımlama için Katlanmış Dipollü RFID Etiket Anteni Tasarımı. SDÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 20(3), 579-586., Doi: 10.19113/sdufbed.97822 (Yayın No: 2877196)

Gözel Mahmut Ahmet, Çağlar Mehmet Fatih (2016). RFID Tag Antenna Design in Different ISM Bands for Implant Identification. Icat'16 International Conference on Advanced Technology Sciences, 1372-1375. (Tam Metin Bildiri/Sözlü Sunum)(Yayın No:2877207)

Doğan Habib, Çağlar Mehmet Fatih, Yavuz Musa, **Gözel Mahmut Ahmet** (2016). Use of Radio Frequency Identification Systems On Animal Monitoring. SDÜ Uluslararası Teknolojik Bilimler Dergisi, 8(2), 38-53. (Yayın No: 2877924)

Coşkun Özlem, **Gözel Mahmut Ahmet** (2012). A Computer and Electronic Base System Design for Assisting Physiotherapy for Patients Suffering from Cerebral Palsy. 1st International Conference on Biomedicine and Health Engineering (BIHE '12), 317-323. (Tam Metin Bildiri/Sözlü Sunum)(Yayın No:4513879)