

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**HAVADA YAYINIM YAPAN ELEKTROMANYETİK DALGALARDAN
ENERJİ HASAT ETMEDE
VERİMLİLİĞİ ETKİLEYEN FAKTÖRLERİN ANALİZİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Onur TEKİR**

Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Programı : Telekomünikasyon Mühendisliği

EKİM 2009

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**HAVADA YAYINIM YAPAN ELEKTROMANYETİK DALGALARDAN
ENERJİ HASAT ETMEDE
VERİMLİLİĞİ ETKİLEYEN FAKTÖRLERİN ANALİZİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Onur TEKİR
(504071330)**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 14 Eylül 2009

Tezin Savunulduğu Tarih : 01 Ekim 2009

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. İbrahim AKDUMAN (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Doç. Dr. Ali YAPAR (İTÜ)
Doç. Dr. Hülya ŞAHİNTÜRK (YTÜ)**

EKİM 2009

Aileme,

ÖNSÖZ

Bu çalışmamda bilgisi ve deneyimi ile beni yönlendiren kıymetli hocam Sayın Prof. Dr. İbrahim AKDUMAN'a, sonsuz sabrı ve geniş bakış açısıyla tezimi oluşturmamda bana büyük katkıları olan değerli hocam ve yol göstericim Sayın Dr. Cahit KARAKUŞ'a, sıkılmadan tüm sorularımla ilgilenen ve gerekli ekipmanları sağlayan başta yardımsever hocam Sayın Doç. Dr. Ali YAPAR olmak üzere tüm ERG ekibine ve buraya kadar gelmemde her aşamayı yaratmış olan aileme son olarak da yüksek lisans eğitimin boyunca karşılıksız olarak finansal destek sağlayan TÜBİTAK'a (Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu) teşekkür ederim.

Eylül 2009

Onur Tekir

Elektronik Mühendisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER.....	vii
KISALTMALAR.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xiii
ÖZET.....	xv
SUMMARY.....	xvii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Amacı.....	2
2. ENERJİ HASAT SİSTEMLERİ VE KULLANIM ALANLARI.....	5
2.1 Giriş.....	6
2.2 Mikro Enerji Hasat Sistemleri ve Uygulama Alanları.....	6
2.3 Makro Enerji Hasat Sistemleri ve Uygulama Alanları.....	7
3. HAVADA YAYINIM YAPAN ELEKTROMAGNETİK DALGALARDAN ENERJİ HASAT ETME.....	11
3.1 Giriş.....	11
3.2 Kablosuz İletişim.....	12
3.3 Kablosuz Enerji İletimi.....	14
3.3.1 Yüksek frekans çalışmaları ve Tesla bobini.....	14
3.3.2 Yüksek frekans öncülüğü.....	15
3.3.3 Dünyanın en güçlü vericisi.....	16
3.4 RF Enerji Üreteç Kaynakları.....	16
4. ELEKTRİK ALAN ŞİDDETİ HESAPLAMALARI.....	17
4.1 Giriş.....	17
4.2 Temel Alan Denklemleri.....	17
4.3 Serbest Uzay Yol Kaybı.....	19
4.4 Verici Gücünden Elektrik Şiddetinin Hesaplanması.....	22
4.5 Alış Gücünden Elektrik Alan Şiddetinin Hesaplanması.....	22
4.6 Elektirik Alan Şiddetinin Alıcı Devrenin Giriş Gerilimi Cinsinden ifadesi.....	23
5. ANTEN.....	25
5.1 Anten Parametreleri.....	25
5.1.1 Anten kazancı.....	26
5.1.2 Anten ışınım yönü.....	27
5.1.3 Anten diyagramı.....	28
5.1.4 Anten ışınım açıklığı verimliliği.....	30
5.2 Parabolik Antenler.....	31
5.2.1 Parabolik anten tasarım formülleri.....	32
5.3 Mikroşerit Tasarım Formülleri.....	33
6. EMPEDANS UYGUNLAŞTIRMA VE FİLTRELER.....	35
6.1 Giriş.....	35

6.2 Empedans Uygunlaştırma Yöntemleri.....	37
6.3 Alçak Geçiren Filtre.....	40
6.4 Band Geçiren Filtre.....	41
7. MOS AC/DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE YÜKSELTİCİ DEVRESİ.....	43
7.1 MOS Transistör Yapısı	43
7.2 MOSFET Çalışma Bölgeleri	44
7.2.1 Kesim bölgesi	44
7.2.2 Direnç bölgesi	45
7.2.3 Doyma Bölgesi	45
7.3 Düşük Gerilim Akım Pompası Devreleri.....	45
8. VERİMLİLİK ANALİZİ	49
8.1 Maksimum Güç Transferi	49
8.2 Kalite Faktörü.....	49
8.2.1 Yükseltici ve doğrultucu devrenin kalite faktörü	51
8.2.2 Antenin kalite faktörü	52
9. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	53
KAYNAKLAR.....	55

KISALTMALAR

AC	: Alternating Current
DC	: Direct Current
CMOS	: Complementary Metal Oxide Semiconductor
FET	: Field Effect Transistor
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
EIRP	: Equivalent isotropically radiated power
GSM	: Groupe Spécial Mobile
RF	: Radio Frequency
RFID	: Radio Frequency Identification
TEG	: Thermoelectric Generator
NiMH	: Nickel Metal Hydride
PCB	: Printed Circuit Board
VSWR	: Voltage Standing Wave Ratio
Cc	: Coupling capacitor

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 1.1 : Enerji hasat teknolojilerine güç sağlayan kaynaklar ve güç miktarları..2

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Havada Elektromanyetik dalga yayınımlı.....	3
Şekil 2.1 : Enerji hasat sistemi.	5
Şekil 2.2 : Titreşimden enerji hasat eden sistem örneği.	8
Şekil 3.1 : Kablosuz enerji iletim sistemi.	12
Şekil 3.2 : Elektromanyetik dalgalardan enerji hasat eden sistemlerin gösterimi.	13
Şekil 4.1 : Serbest uzay yol kaybı.	19
Şekil 4.2 : Alış gücü – uzaklık ilişkisi.	20
Şekil 4.3 : Serbest uzay yol kaybı – uzaklık ilişkisi.	20
Şekil 4.4 : Anten alış devresi.	23
Şekil 5.1 : Yatay ve düşey ışınma genişliği.	28
Şekil 5.2 : Anten diyagram örneği.	28
Şekil 5.3 : Eliptik alanlı anten diyagramı.	29
Şekil 5.4 : Dikdörtgen alanlı anten diyagramı.	29
Şekil 5.5 : Parabolik antenin yapısı.	31
Şekil 5.6 : Kutupsal koordinat sisteminde parabolik antenin anten diyagramı.	32
Şekil 6.1 : Empedans eşleminin şema halinde gösterilmesi.	35
Şekil 6.2 : Empedans eşleminin anlatımında kullanılan devre	36
Şekil 6.3 : Mikroşerit seri indüktör.	37
Şekil 6.4 : Mikroşerit shunt indüktör.....	38
Şekil 6.5 : Mikroşerit shunt kapasitör.....	38
Şekil 6.6 : Empedans eşlemesi için seri L1 indüktör bağlanması.	39
Şekil 6.7 : Empedans eşlemesi için L2 shunt indüktör bağlanması.	39
Şekil 6.8 : Empedans eşlemesi için seri C1 kapasitör bağlanması.....	39
Şekil 6.9 : Empedans eşlemesi için C1 shunt kapasitör bağlanması.	39
Şekil 6.10 : Alçak geçiren filtre devresi.	40
Şekil 6.11 : Alçak geçiren filtre devresinin çalışma frekans aralığı.....	40
Şekil 6.12 : Band geçiren filtre devresi.	41
Şekil 6.13 : Band geçiren filtre devresinin çalışma frekans aralığı.....	42
Şekil 7.1 : MOS transistör yapısı.	43
Şekil 7.2 : Kapasitörler ve diyotlardan oluşan Schottky - diyot akım pompası.....	45
Şekil 7.3 : NMOSFETlerin diyot gibi bağlanması ile oluşturulmuş akım pompası.	46
Şekil 7.4 : NMOSFET akım pompası birim hücresi.	47
Şekil 8.1 : Maksimum güç transferinin anlatımında kullanılan devre.	49
Şekil 8.2 : Seri rezonans devresi.	50
Şekil 8.3 : Kalite faktörü ve band genişliği arasındaki ilişki.	50
Şekil 8.4 : Dipol anten devresi.	52

HAVADA YAYINIM YAPAN ELEKTROMANYETİK DALGALARDAN ENERJİ HASAT ETMEDE VERİMLİLİĞİ ETKİLEYEN FAKTÖRLERİN ANALİZİ

ÖZET

Tezimizde havada serbest şekilde dolaşan RF dalgalarından enerji hasat edilmesinin verimini etkileyen faktörler incelenmiştir. Tezdeki asıl nokta ise RF dalgalarından enerji hasat etme sistemlerini oluşturan elemanların hangi görevlerde kullanıldığının incelenmesidir.

Bunun yanında geçmişte mikro enerji hasat sistemlerinden daha uzun olan makro enerji hasat sistemlerine de kısaca yer verilmiştir. Hem makro hem mikro enerji hasat sistemlerine örnekler verilerek kullanım alanları anlatılmıştır. Enerji hasat sistemlerinde kullanılacak RF kaynakları karşılaştırılmıştır. RF enerji hasat sisteminde amaç, RF dalga yayını yapan kaynaklardan elde edilen elektromanyetik dalgaların yakalanması, sonrasında bu dalgaların üzerinde barındırdığı enerjinin uygun antenler yardımıyla en verimli şekilde toplanması ve kaybı minimum seviyeye çekerek yükseltici ve doğrultucu devrelere iletilmesinin sağlanmasıdır. RF enerji kaynaklarından üretilen dalgaların havada yayılırken etkilendiği faktörler incelenmiştir, kaynaktan çıkan dalgaların taşıdığı enerji miktarları ile hasat sistemi tarafından alınan enerji miktarları hesaplanmış ve karşılaştırılmıştır. Bunun yanında gönderilen ve alınan sinyaller arasındaki enerji kayıplarının nedenleri açıklanmıştır. Enerji hasat sisteminde havadaki elektromanyetik dalgaları toplayan antenlerin parametreleri, bazı antenlerin tasarımlarında kullanılan hesaplamalar, antenin çalışma verimliliğini etkileyen faktörler incelenmiştir. Anten tarafından toplanan enerjinin en verimli şekilde yükseltici ve doğrultucu devrelere iletilmesi için gerekli empedans uygunlaştırma teknikleri gösterilmiş, yükseltici ve doğrultucu devreleri ve devrelerde kullanılan MOS (Metal Oxide Semiconductor) transistörlerin yapısını ve çalışma bölgeleri açıklanmış aynı zamanda akım pompası devresinin çalışma şekli anlatılmıştır. Son bölüm ise havadaki serbest RF dalgalarından enerji hasat eden sistemin sahip olduğu anten, empedans uygunlaştırma, yükseltici ve doğrultucu devrelerinin kalite faktörlerinin enerji hasat sisteminin verimliliğine olan etkilerinin anlatılmasını kapsamaktadır.

ANALYSIS OF THE FACTORS AFFECTING THE EFFICIENT OF ENERGY HARVESTING WITH ELECTROMAGNETIC WAVES ON AIR

SUMMARY

In our thesis, RF energy harvesting efficiency factors have been analyzed. Critical point of thesis is analyzing of components which are used for RF energy harvesting systems.

On the other hand, macro energy harvesting systems which have longer history than micro energy harvesting systems have been referred. Micro and macro energy harvesting systems have been explained by giving examples. RF sources can be used in energy harvesting systems have been compared. Distribution of RF waves from the source of the electromagnetic waves to catch this wave of energy on the host with the help of the appropriate antenna in the most efficient way to collect and take losses to the minimum level and the amplifier are forwarded to the rectifier circuit is provided. Analyzing effective factors of waves produced by RF energy source which is being spread in the air, The amount of energy carried by the waves from the source and received by the energy harvesting system have been calculated and compared each other. Causes of the energy losses between sent and received signals are described. Parameters of antennas which are used for collecting electromagnetic waves in the air, design parameters of some antennas and the factors affecting the efficiency of antenna are showed. Impedance matching techniques for the most efficient way of transmitting energy collected by antenna to rectifier circuit are explained. Rectifier circuits, MOS structure and operation modes of MOS (Metal Oxide Semiconductor) transistor are examined besides that work principles of current pump are showed. At the last chapter of thesis includes the explanation of how quality factors of each network components (antenna, impedance matching network, rectifier circuits) effect the efficiency of energy harvesting system.

1. GİRİŞ

Yel değirmenleri, su değirmenleri ve pasif güneş enerji sistemleri yüzyıllardır enerji hasatında kullanılmaktadır. Geçtiğimiz yüzyıl içerisinde hidroelektrik santrallerinde kullanılan jenaratörler, rüzgar tribünleri ve solar paneller doğrudan enerji üretiminde de kullanılmaya başlanmıştır. Enerji üreten bu teknolojilerin en büyük avantajları, çevreyle barışık ve tükenmez kaynaklara sahip olmalarıdır.

Enerji üreten sistemlerinin temel amacı şebekeyi beslemektir. Enerji hasat teknolojilerindeki hedef ise miliwattlar düzeyinde güç ile çalışan sistemleri güneş, titreşim, ve biyolojik kaynaklardan elde edilen enerji ile beslemektir. Yakın zamana kadar mikro enerji hasat teknolojileri olarak adlandırılan bu sistemler konusunda detaylı çalışmalar yapılmamıştır. Günümüzde ise ultra düşük güç teknolojileri ile çalışan cihazlar, laboratuvar ortamından çıkarak gündelik hayatımıza girmeye başlamıştır. [1]

İnsan vücudunun sağlığı açısından kullanması gerekli olan tıbbi cihazlar ultra düşük güçlerde çalışabilmektedir. Bu cihazlarda boyut ve kullanım ömrü önemlidir. Bu cihazlardaki güç tüketimlerine örnek olarak; Organların çalışmasını düzenleyen cihazların güç harcaması $10\mu W$ ve batarya ömrü 15000 saattir. Kulak içi cihazlarda boyut batarya ömründen daha büyük önem taşır. Cihazın güç harcaması $1mW$ ve batarya ömrü 1500 saattir. Deri yüzeyine yerleştirilen cihazlarda deri yüzeyinin dışarı atabildiği ısı miktarının değişken olması sistemin performansına sınırlama getiren önemli bir faktördür. Güç harcaması $10mW$ ve batarya ömrü 150 saattir.

Tıbbi uygulamaların dışında uzaktan algılama, hesap makinesi, saat, bluetooth kulaklıklar ve kablosuz sensörler gibi pek çok uygulama alanlarında da mikro enerji hasat sistemleri kullanılmaktadır. En fazla gelecek vaadeden enerji hasat teknolojileri titreşim, ışık, sıcaklık farkı ve RF emisyonu olarak sıralanabilir.

Çizelge 1.1 : Enerji hasat teknolojilerine güç sağlayan kaynaklar ve güç miktarları.

Enerji Kaynağı	Enerji Kaynağı Ortamı	Kaynak Özellikleri	Hasat Edilen Güç
Fotovoltaik	Ofis	0.1 mW / cm ²	10 uW/cm ²
	Dış Ortam	100 mW / cm ²	10 mW/cm ²
Titreşim/Hareket	İnsan	0.5m @ 1Hz 1m/s ² @ 50Hz	4 uW/cm ²
	Endüstri	1m @ 5 Hz 10m/s ² @ 1 kHz	100 uW/cm ²
Termal Enerji	İnsan	20 mW/cm ²	25 uW/cm ²
	Endüstri	100 mW/cm ²	1-10 mW/cm ²
RF	GSM 900MHz 1800MHz	0.03-0.3 uW/cm ² 0.01-0.1 uW/cm ²	0.1 uW/cm ²
	WiFi 2.4 GHz	0.001-0.01 mW/cm ²	0.01 uW/cm ²

1.1 Tezin Amacı

Tez konusu olarak GSM, Radyo, TV gibi kablosuz teknolojilerin havada yayılım yaptığı elektromanyetik dalgalardan enerji hasat etmede kullanılan eleman ve devreler ile sistemin verimliliğini etkileyen parametlerin analizi yapılacaktır. Günümüzde geniş alan kablosuz uygulamaları için enerji için başka kaynağa ihtiyacı olmayan cihazların kullanımı önem kazanmıştır. Bu sistemler enerjilerini ortamda hazır bulunan ve hasat edilmeyi bekleyen kaynaklardan temin edebilirler. En önemli kullanım alanları ise GSM (Groupe Spécial Mobile) telefonlarında batarya ömrünün uzatılmasını ve RFID (Radio Frequency Identification) kablosuz sensörlerinin bataryaya ihtiyaç duyulmadan beslenmesini sıralayabiliriz. Uzak alan RF enerji hasat sisteminde, RF sinyalin enerji kaynağından itibaren yayılırken taşıdığı enerji miktarı çok hızlı düştüğünden enerji hasat sistemi için gerekli olan AC (Alternative Current) güç havada çok düşük yoğunluktan elde edilir. Serbest uzayda elektrik alan ve güç yoğunluğu uzaklığın karesiyle ters orantılı olarak düşer. Havadan minimum kayıpla gücü hasat edecek antenlerin sahip olması gereken özellikleri araştırılmıştır.

Havada yayınan elektromanyetik dalgalardan elde edilen enerjiyi pasif cihazların kullanabilmesi için öncelikle bu RF gücün DC (Direct Current) güce çevrilmesi gerekmektedir. Çok düşük RF güçleri çevreden toplayabilen ve DC güce çevirebilen devrelerin yanında bu DC gücü istenilen cihazlarda kullanılması için gereken minimum seviyedeki gerilimlere yükseltecek DC-DC yükseltici devreler de incelenmiştir. RF-DC dönüştürücü devreler için yüksek hassasiyet ve etkinlik kazandıracak teknikler araştırılmıştır. Pasif doğrultucu devreler olarak adlandırılan güç dönüşüm sistemlerinde diyot veya FET (Field Effect Transistor) transistörler kullanılmaktadır.

Radyo frekansı elektromanyetik dalgalarından enerji üreten (RF Enerji Üreteç) sistemlerin kullanımı yaygınlaşmaktadır; RFID alıcılar, kablosuz sensörler, batarya şarj üniteleri, radyo dalgalarında yayın yapan sistemler sürekli analog yayın yaptıkları gibi, taşıyıcı üzerinde sayısal yayın da yapmaktadırlar. RF verici sistemlerinde modülasyon uygulanmış işaretler antenler üzerinden havada ışıkmaktadır. Amaç havada ışıma yapan bu elektromanyetik dalgalardan enerji üretmek ve bu enerjiyi saklamaktır.



Şekil 1.1 : Havada Elektromanyetik dalga yayınımlı.

Günümüzde bireylerin, hayvanların, cisimlerin veya objelerin otomatik olarak tanımlanmasında radyo frekansı temelli kimlik tanımlama sistemleri kullanılmaktadır. RFID teknolojisi olarak tanımlanan bu sistemlerde alıcı olarak adlandırılan etiket sistemleri barcod içermektedir ve pasif olan sistemlerin tümü enerjilerini okuyucudan almaktadırlar. [2,3]

2. ENERJİ HASAT SİSTEMLERİ VE UYGULAMA ALANLARI

2.1 Giriş

Çevrede doğal olarak bulunan ya da sistemlerin çalışmasından ortaya çıkan, enerjiye dönüşmeye hazır ve elektrik enerjisi üretilebilecek kaynaklar; güneş, rüzgar, yağmur, yerüstü ve yer altı akarsuları, deniz dalgaları, titreşimler, termal değişimler, RF enerji kaynakları olarak sıralanabilir.

Enerji hasat sistemi; mekanik, ısısal, manyetik ve elektrikselsel gibi farklı fiziksel özellikler barındıran çevredeki kaynaklardan enerjinin hasat edilip düzgün şekilde depolanmasını sağlar. Şekil 2.1 de görüldüğü gibi enerji hasat sistemi 3 temel bölümden oluşur. Enerji kaynağından elektrik enerjisi üreten mikro enerji üreteçleri, Gerilim yükseltme devreleri ve enerji depolama üniteleridir.



Şekil 2.1 : Enerji hasat sistemi

Günümüzde ultra düşük güç teknolojileri ile çalışan cihazların gereksinim duydukları elektrik enerjisini elde etmede kullanılacak enerji çalışmaları esnasında düşük güçler ortaya çıkaran cihazlardan sağlanmaktadır. Bu enerjiyi sağlayan kaynaklardan maksimum oranında güç elde edebilmek için enerji hasat sistemini oluşturan her devrenin verimlilik analizinin doğru şekilde yapılması gerekmektedir. Mekanik hareketlerden enerji hasat eden sistemlerde dikkat edilmesi gereken nokta enerji üreteçlerinin çevre ile olan etkileşiminin sistem performansını nasıl etkilediğidir.

Çevrede doğal olarak bulunan ya da sistemlerin çalışmasından ortaya çıkan enerjiye dönüşmeye hazır kaynaklar ile ilgili açıklamalar alt bölümlerde detaylı olarak açıklanmıştır.

2.2 Mikro Enerji Hasat Etme ve Uygulama Alanları

Kablosuz sensör şebekelerinin gelişimi günümüzde kullanılan elektronik cihazların maliyetlerinin, boyutlarının ve güç sarfiyatlarının azaltılmasına duyulan ihtiyaçla hız kazanmıştır. Kablosuz sensör şebekeleri ev ve iş otomasyonundan doğadaki çevresel parametrelerinin görüntülenmesine kadar geniş bir kullanım alanı sunar. Bu şebekeler besleme için bağımsız güç kaynaklarına ihtiyaç duyarlar. Gereken gücün sağlanması için batarya kullanılması en yaygın ve basit çözüm gibi görünmesine rağmen düzenli bakıma ihtiyaç duyulması maliyeti artıran ve sistemi aksatan bir durum oluşturur. Bunun yanında uygun olmayan çevre koşullarından bataryaların etkilenmesi, sıcaklık farkından oluşan bozulmalar, kısa devre oluşması bataryaları çevre için de tehlikeli hale getirir. Tüm bu olumsuzluklara alternatif olarak çevredeki kaynaklardan enerji hasat eden sistemler geliştirilmiştir. Geliştirilen sistemlerin kullanıcıların ihtiyaçlarını tam anlamıyla karşılayabilmesi için bazı temel özellikleri barındırması gerekmektedir. [4]

- En düşük standby akımıyla depolanan enerji miktarını maksimize edebilmelidir.
- En düşük güçte gelen sinyallerde bile çalışabilmelidir. (<1mW)
- Aktif ve stand by mod arasında ani geçişler yapabilmelidir.
- Cihazların çalışma döngü zamanlarını en üst düzeyde tutabilmelidir.
- Düşük gerilimlerde çalışabilmelidir.
- Enerji hasadını maksimize edebilmek için en düşük kaçak akımını bile kullanabilmesi gerekmektedir.

2.3 Makro Enerji Hasat Etme ve Uygulama Alanları

Geniş solar panelleri fotovoltaik hasatlama yaparak enerji elde ederler. Yaklaşık 100mm^2 fotovoltaik hücre alanından ortalama 1mW güç hasat edilebilir. Verimlilik ise kabaca %10 civarındadır ve fotovoltaik kapasite faktörü de %15-20 dir. Fotovoltaik yanında DC güç üretimi yapabilen termoelektrik maddeler de vardır. DC-DC dönüşümünün sonunda her zaman stabil gerilim üretilmesi gerekmektedir. Buck-boost çeviriciler ısı kaynağı olduğu sürece sistemi çalıştırırlar aynı zamanda kolay temin edilebilir ve yüksek verimlidirler. Destek güç için ikincil bir batarya hasat sistemine bağlanabilir. Kimyasal bataryaların kullanım süreleri NiMH (Nickel Metal Hydride) hücreler için 1000 döngüdür bu bataryalar solar hasat sistemlerinde gece kullanılır. Bir döngüyü 1 gün diye hesap edersek yaklaşık 3 yıl bu bataryalar ek güç olarak kullanılabilir. Lityum piller ise ortalama 500 ila 2000 döngü arasında kullanılır ama son çalışmalar bunu 5000 döngüye çıkarmıştır. bu da yaklaşık 13 yıllık bir süreye denk gelmektedir. [1]

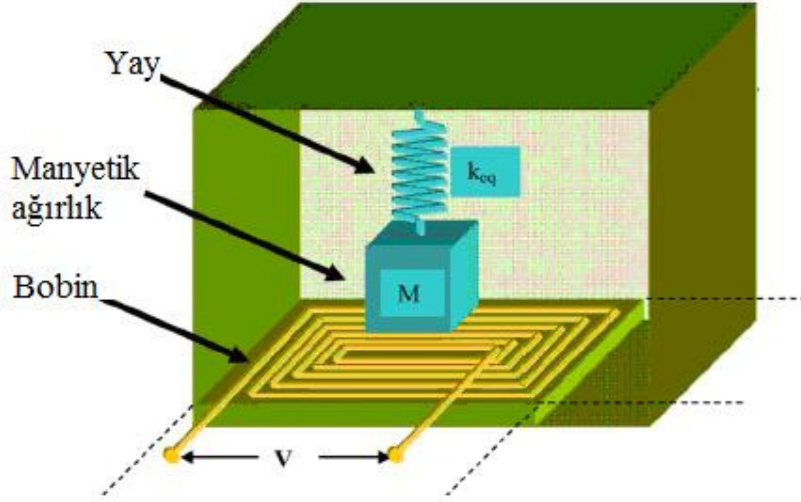
Termoelektrik hasat yapan cihazlar Seebeck etkisinden faydalanırlar. Seebeck etkisi 2 farklı metal veya yarı iletken arasındaki sıcaklık farkından dolayı bir gerilim oluşmasıdır. Termoelektrik jeneratör (TEG) termal olarak paralel, elektriksel olarak seri bağlanan termoelektrik pillerden oluşur. Yeni üretim termoelektrik jeneratörlerin çıkış güçleri 0.7 voltur. Üretilen enerji termoelektrik jeneratörün boyutlarına, çevre sıcaklığına ve insanlarda kullanılan uygulamalarda kişinin metabolik aktivitesine de bağlıdır.

Objeler bir iş yaparken çevre ile aralarında sıcaklık derece farkı oluşturur ve temel termodinamik yasaları herhangi bir sıcaklık derece farkının güç israfıyla bağlantılı olduğunu belirler. Bunun anlamı sıcak olarak hissedilen yüzeylerden elektrik üretilebileceğidir. Üretim sürecinde ısı enerjisi ortaya çıkaran endüstriyel uygulamalar termal enerjiyi hasat eden sistemler için idealdir. [5]

Termoelektrik cihazlar sıcaklık derecelerini herhangi bir cihaz kullanmadan yarı iletkenler fiziğinden faydalanarak direk elektrik enerjisine çevirebilirler. Termoelektrik araçlar günümüzde standart olarak kullanılan motorlar kadar verimli değildir. Mekanik çözümler için ek parçalara ihtiyaç duyarlar. [5]

Termoelektrik hasat için 2 temel ihtiyaç sıcak bir yüzey ve kaliteli bir ısı emicisidir. "Bizmut telluride" termoelektrik elemanlarının standart maddesidir. Bu maddenin maksimum operasyon sıcaklığı 175°C dır. Termoelektrik maddesinden bir uçtan diğer uca geçen sıcaklık miktarı daima maksimumdan düşük olmalıdır. İyi bir ısı emicisi tasarımı bu uygulamalarda maksimum güç elde etmek için kritik önem taşır. [5]

Titreşim hasadı ise kinetik enerji yayan sistemlerden faydalanarak miliwatt seviyelerinde güç üretimi yapar. Enerji çoğunlukla salınım yapan ağırlık tarafından üretilir. Elektrostatik enerji piezoelektrik hücreler tarafından hasat edilir. Titreşimsel enerji hasadına uygun alanlar ise köprüler, fabrikalar ve otomobil geçişlerinin sık olduğu yerlerdir. Temel kinetik hasat teknolojilerine örnek olarak yay ucundaki ağırlık, düz hareketi devirli harekete çeviren cihazlar ve piezoelektrik cihazlar verilebilir. Piezoelektrik elemanlar mekanik enerjiyi (basınç, titreşim) elektrik enerjisine çevirirler. Piezoelektrik elemanlar ucuz olduğundan yüksek miktarlarda elde edilebilirler. Dezavantajları ise mekanik olarak hassas ve zayıf gerilim-akım oranına sahip olmalarıdır.[5]



Şekil 2.2 : Titreşimden enerji hasat eden sistem örneği

Titreşim hasadı hareketten güç elde etme sürecinde gelinen son noktayı göstermektedir. Aynı zamanda gerçekleştirilmesi de en zor olan halidir. Yüksek güç elde etmek için doğuştan mekanik özelliğe sahip olan elemanın çevresiyle en sıkı şekilde kuplaj yapılması gerekmektedir. Bu dezavantajlarına rağmen çevremizdeki motorlar gibi sabit titreşime sahip olan cihazlar titreşim hasadına uygundur.

Titreşim hasat metotları elektromanyetik indüksiyon ve piezoelektriktir. elektromanyetik indüksiyon standart bir motor için analogtur. Bunun yanında etrafı sarılmış mıknatısın ileri - geri doğrultusunda sabit bobin üzerinde hareket etmesi elektromanyetik indüksiyon yaratır. Piezoelektrik kullanarak enerjinin hasat edilmesi mekanik bükülmeyle manyetik alan oluşturma prensibine dayanır. Bu sistemler mekaniktir ve elektromanyetik sistemlere göre daha az karmaşıktır. Obje üzerine uygulanan ivme kuvvetiyle ve titreşim frekansıyla oluşan güç miktarı her iki hasat sisteminde sırasıyla 0.1mW ve 10mW kadardır. Her iki sistemin de performansı güvenilir titreşim modlarına bağlıdır. Her sistem bağlanmadan önce belirli bir frekansa göre ayarlanmalıdır. Frekanstan %5 lik gibi bir sapma %90 a varan kayıplara neden olur. Titreşim metodları doğuştan AC dir. Bu sebeple doğrultma ve yükseltme için alana ihtiyaç vardır. Titreşimden enerji hasat eden sistemler hız ve gürültüden etkilendiği için mobil uygulamalarda zorluk çıkarır. [5]

3. HAVADA YAYINIM YAPAN ELEKTORMAGNETİK DALGALARDAN ENERJİ HASAT ETME

3.1 Giriş

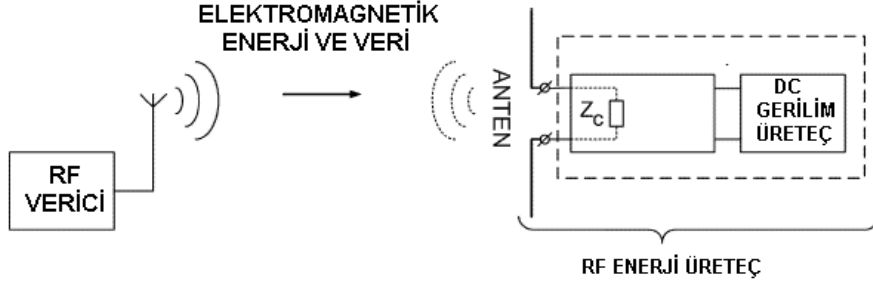
Havada yayılım yapan elektromanyetik dalgalardan enerji elde etmekte kullanılan enerji hasat etme sistemlerini oluşturan elemanlar sırasıyla; havadaki RF sinyalleri toplayan anten, bu antenden gelen gücü minimum kayıpla yükseltici ve doğrultucu devresine aktarmak için kullanılan empedans uygunlaştırma devresi, band geçiren filtre, yükseltici ve doğrultucu devre ve alçak geçiren filtreden oluşur. Yol kaybı ve enerji dönüşüm hassasiyeti sistemin verimliliğini etkileyen en önemli parametrelerdir.

Güç çevrimindeki en önemli hususlar; yüksetici ve doğrultucu devresine gelen mikrodalga enerjisinin nasıl büyütülüp, yüksetici ve doğrultucu devresinin verimliliği nasıl artırılacağıdır. Boşluktan yüksek miktarda RF enerjisini toplamak için anten dizileri,[6,7] dairesel polarizasyona sahip antenler [7,8] ve geniş bantlı antenler [9] kullanılır. Anten dizileri yüksetici ve doğrultucu devresine girecek olan gücü artırarak sistemin kazancını artırır. Dairesel antenler ise toplanan güçteki polarizasyon kayıplarını en aza indirerek alınmasını sağlar. Geniş bantlı antenler ise birden çok kaynaktan RF (Radio Frequency) enerjisi toplayarak yüksek DC güç üretilmesine imkan sağlar. Sistemin hassasiyetinin artırılması için yüksetici ve doğrultucu devresinde değişik elemanlara ihtiyaç duyulur. Anten ile yükseltici ve doğrultucu devre arasına band geçiren filtre yerleştirilir. Ek olarak da DC (Direct Current) bölümdeki alçak geçiren filtre yüke RF gücün akmasını engellemek için kullanılır. Antenler aynı zamanda harmonik etkilerin bastırılmasında da kullanılmak üzere tasarlanmalıdır. Sistemin verimliliği, çıkıştaki DC voltajının havadan sağlanan RF gücüne oranına eşittir. Giriş gücü arttıkça verimlilik artış gösterir. [10]

$$\eta_0 = \frac{dc \text{ çıkış gücü}}{RF \text{ güç}} = \frac{V^2 / R_{yük}}{P_A} \quad (3.1)$$

3.2 Kablosuz İletişim

RF enerjinin hasat sistemleri için kullanım kolaylığı yoğun formda iken kolaylıkla elektrik enerjisine dönüşebilmesinden kaynaklanır. Antendeki güç yoğunluğu E^2/Z_0 dır. Buradaki Z_0 boş uzayın yayılma direnci E ise volt/metre birimine sahip elektrik alanıdır. Eğer $E=1$ alırsak 10km lik uzaklıklarda sadece $0.26 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ lük güç yoğunluğu elde edilebilir.



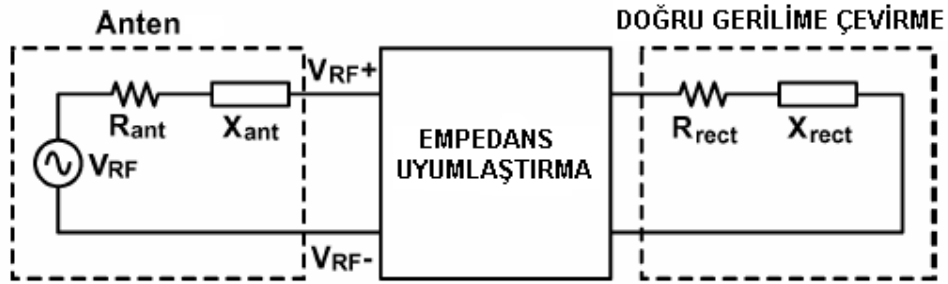
Şekil 3.1 : Kablosuz enerji iletim sistemi

RF güçle beslenen cihazların RF gücünü alabilmesi için radyasyon kaynaklarının ya da baz istasyonlarının RF sinyallerini havada yoğun olarak yaymaları gerekmektedir. Verici ile alıcı arasındaki mesafe büyüdükçe threshold voltajı düşürülerek sistemin dönüşüm hassasiyeti artırılır. Bu aynı zamanda sistem güç verimliliği artırmak için de gereklidir. RF-DC çevirici sistemi de voltaj yükseltmesi için gerekli olan yüksek Q (kalite faktörü) elde edebilmek için tasarlanmıştır. Devrenin asıl amacı çok düşük gelen RF güçten sabit ve yüksek DC voltaj üretebilmektir. Anten RF dalgalarını alır empedans eşleme devresinin yardımıyla sisteme maksimum güç girişini sağlar. Yükseltici ve doğrultucu devresi RF sinyali DC gerilime çevirir. Pasif olarak gerilim yükselmesi, alıcı anten ve yükseltici devre arasındaki empedans eşleşmesiyle meydana gelir alıcı anten ile yükseltici ve doğrultucu devre arasındaki empedans eşleşmesi aynı zamanda yüksek kalite faktörü sağlar. [11]

RF-DC dönüşüm hassasiyetini artırmak için devrenin girişine giren gerilim değerinin maksimize edilmesi gerekmektedir. Bu maksimizasyonu elde etmek için alıcı anten ile yükseltici ve doğrultucu devre arasındaki kalite faktörü yüksek olmalıdır. Bu da pasif olarak RF sinyalini yükseltir. Yükseltici ve doğrultucu devreye giren güç miktarını maksimize edebilmek için alıcı anten ile devrenin giriş empedansı eşleşmiş olmak zorundadır.[12] Yüksek kalite faktörlü sistem pasif voltaj yükselticisi olarak davranır bu da yükseltici ve doğrultucu girişine gelen gerilimi artı bir güç israfı olmadan artırır. Yükseltici ve doğrultucu girişinde güç artarsa devrenin çıkış gücü de artar bu da tüm sistemin güç verimliliğini artırmaktadır. Yüksek kalite faktörünün olumsuz yanı ise operasyon band genişliğini daraltmasıdır.

Alıcı anten ile yükseltici ve doğrultucu devre arasındaki empedans uyumu gerilim kazancını artırmak ve iletim hattındaki kayıplarını azaltmak için gereklidir.[13,14] Devre elemanları kullanarak kaba şekilde empedans eşleşmesi yapılabilir. İnce ayar için PCB (Printed circuit board) kullanılır. Eğer uyumsuzluk %7 den fazlaysa voltaj kazancını 3e çeker eğer %15 ten fazlaysa kazanç elde edilmez. Gerilim kazancını yüksek istiyorsak empedans uyumsuzluk durumunun minimum yapılması gereklidir.

RF Enerji üretici anten, empedans uygunlaştırma, gerilim yükseltme ve alternatif gerilimi doğru gerilime dönüştüren sistemlerden oluşmaktadır. RF enerji üretic sistemi havada ışıyan elektromanyetik dalgalardan enerji üretir. Sistem çevresel etkilere açık olduğundan uygun empedans eşleştirme devresi ve yüksek verimli doğru gerilim çeviricilerinin kullanılması gereklidir.



Şekil 3.2 : Elektromanyetik dalgalardan enerji hasat eden sistemlerin gösterimi.

3.3 Kablosuz Enerji İletimi

Yaklaşık 100 yıl kadar önce Nikola Tesla düşük frekanslarda enerjiyi uzun mesafelere iletmeye teşebbüs eder. Mikrodalga sinyallerinin doğrultulup ve yükseltilmesi için çalışmalar yapar. Tesla 1887 yılında kendi laboratuvarının kurulmasıyla burada bir çok tasarımlar meydana getirir. 1888 yılında Westinghouse Şirketiyle yapılan bir anlaşmayla, patentini aldığı 40 temel icadı, 1 milyon dolar gibi bir fiyata bu şirkete satılır. Tesla'nın jeneratörleri Niagara şelalelerinde kullanılır. Böylelikle de Edison'un en önemli rakibi haline gelmiş olur. Westinghouse, bugün de halen kullandığımız, Tesla'nın buluşu olan elektrik sistemini (AC-alternatif akım), kendi temeline oturtur. Edison'un DC-doğrusal akımı 1 kilometre ötedeki bir lambayı bile yakamazken Tesla'nın AC-alternatif akımı sayesinde çok yüksek voltajlar da transfer mümkün olabilmektedir. Bugün bütün dünyanın kullandığı sistem Tesla'nın 19.yy'ın sonlarında geliştirdiği "AC-alternatif akım"dır. [15]

Tesla'nın manyetik alanın rotasyonu ile ilgili prensipleri ve endüksiyon motoru onun daha sonra oluşturduğu çok fazlı alternatif akımının kullanımını sağlamış ve diğer icatları dinamolar, transformatörler, endüksiyon bobinleri, kondensatörler, ark ve akkor lambaları ile Tesla, elektrik enerjisinin kitlesel kullanımına paha biçilmez bir yardımda bulunmuş ve bütün bu icatlar bugünkü dünyamızın yaratılmasını; elektrik enerjisinin endüstriden evlere kadar insanlığın yararına her yere girmesini sağlamıştır.

3.3.1 Yüksek frekans çalışmaları ve Tesla bobini

Tesla 1889'un sonlarına doğru Pitsburg'dan New York'daki laboratuvarına döner dönmez yüksek frekans makineleriyle ilgili çalışmalarına kaldığı yerden devam eder. Bu keşfedilmemiş alandaki yapım aşamasının problemleri çok yeni ve pek tuhaftır. İndükleme tipini, kusursuz sinüs dalgaları oluşturabilmekten uzak olduğu için reddeder. Sinüs dalgalarının rezonans için çok önemli olduğunu söyler. Nihayetinde, çalışmalarının sonucunda, farklı bir amaçla icad edilmiş de olsa, 1891 yılında bugün radyo, televizyon ve bilgisayar teknolojisi başta olmak üzere birçok elektronik ekipmanda kullanılan Tesla Bobinini keşfetmeyi başarır. Tesla Bobini, radyo frekanslarında yüzbinlerce volta varılmasını sağlayan yüksek frekans transformatörüydü. Elektrik akımı bu aletin tepesinde sıçramalara neden oluyor ve mavi kıvılcımlar çıkartıyordu. [15]

Bu elektrik deşarjlarının bir alıcı tarafından kablosuz olarak alınabilmesi elektrik enerjinin kablosuz transferini sağlamış olacaktı. 1891 yılında Tesla'nın laboratuvarında yaptığı küçük makineler sadece 10-15 cm lik sıçramalar (deşarjlar) meydana getirebiliyordu. 1900 yılında yaptığı daha büyük olanlarda ise 100lerce metrelik sıçramalar elde etmeyi başarmıştı.

1900 yılında New York'a dönen Tesla, J.Pierpont Morgan adında bir finansörün 150 bin dolarlık desteğiyle, Long Island'da kablosuz iletişim amacına yönelik dev kulesinin inşasına başlar (Wardenclyffe Profesi). Bu verici istasyonu, piramid şeklinde sekizgen ve 54 metre yüksekliğinde yapılıdır. Wardenclyffe'in bu kule sayesinde dünyanın merkezi olacağı sanılır. Tesla'nın bu desteği alabilmesini sağlayan, onun bu kule vasıtasıyla çok uzaklara resim, mesaj, ses ve her türden veriyi gönderebileceği iddiasıdır. Halbuki Tesla'nın daha büyük bir amacı daha vardır. Sürekli olarak aşağı gördüğü hertziyan dalgalarla uğraşmamakta ve kendi "teta4-dalgaları" olarak anılacak olan elektrik dalgalarıyla kablosuz enerji aktarımı sağlamaya çabalamaktadır. Amaç yine aynıdır: Tüm insanlığa bedava enerji sağlamak. [15]

3.3.2 Yüksek frekans öncülüğü

Tesla'nın yüksek frekans ve yüksek gerilim alanındaki keşifleri, modern elektroniğin yolunu açtı. Bir yüksek frekans transformatörü ile (Tesla Bobinleri - Tesla Coils) çıplak elinde tuttuğu gazlı tüpü yakacak şekilde vücudundan, zarar vermeden, yüksek gerilimli akım geçiriyordu. O günlerde Tesla, aslında neon tüpünün ve flüoresan tüpünün aydınlatmasını gösteriyordu.

Bazen, frekans aralığının alt ve üst kısımlarında yaptığı denemeler, Tesla'yı keşfedilmemiş bölgelere yöneltti. Mekanik ve fiziksel titreşimlerle çalışırken, Houston Caddesindeki yeni laboratuvarının etrafında hakiki bir depreme neden oldu. Binanın doğal rezonans frekansına yaklaşan, Tesla'nın mekanik osilatörü, eski binayı sarsarak tehdit etti. Bir blok ileride, polis karakolundaki eşya esrarengiz bir şekilde dans etmeye başladı. Böylece, Tesla, rezonans, vibrasyon ve "doğal 7 periyot" a ait matematiksel teorileri ispatladı. [16]

3.3.3 Dünyanın en güçlü vericisi

Yüksek gerilim ve yüksek frekanslı elektrik iletimi konusundaki araştırmalar, Tesla'yı Colorado Springs yakınlarındaki bir dağın üzerine dünyanın en güçlü radyo vericisini kurup çalıştırmaya yöneltti. 60 metrelik direğin etrafında, 22,5 metre çapında, hava çekirdekli transformatörü yaptı. İç kısımdaki sekonder 100 sarımlı ve 3 metre çapındaydı. Üreticisi, istasyondan birkaç mil uzaklıkta bulunan enerjiyi kullanırken, Tesla ilk insan yapımı şimşegi oluşturdu. Bir direğin tepesindeki 1 metre çaplı bakır küreden, 30 metre uzunluğunda, kulakları sağır eden şimşekler aktı. Ufka kadar gök gürültüsü işitildi. 100 milyon Volt değerinde gerilim kullanılıyordu. Yarım asırlık bir süre içerisinde giderilemeyen bir hayret yarattı. İlk denemesinde, vericideki güç jeneratörünü yaktı. Fakat tamir ederek 26 mil uzağa, gücü telsiz ile iletebilinceye dek deneylerine devam etti. O uzaklıkta, toplam 10 kW'lık 200 tane akkor ampülü yakmayı başardı. Daha sonra, kendi patentleriyle meşhur olan Fritz Lowenstein'in, Tesla'nın yardımcısı iken bu gösterişli başarıya şahit oldu. [16]

3.4 RF Enerji Üreteç Kaynakları

- FM : 87.5 MHz – 108 MHz
- Telsiz : 370 MHz – 450 MHz
- VHF : 174 MHz – 230 MHz
- UHF : 470 MHz – 854 MHz
- GSM 900 : 935 MHz – 960 MHz
- GSM 1800 : 1805 MHz – 1880 MHz
- Wi – Fi : 2400 MHz – 2483.5 MHz
- 3G : 2110 MHz – 2200 MHz
- Wi – Max : 2500 MHz – 2690 MHz ve 3400 MHz – 3600 MHz

4. ELEKRİK ALAN ŞİDDETİ VE GÜÇ YOĞUNLUĞU

4.1 Giriş

Enerji hasat sistemlerinde verimliliği analiz edebilmek için elektromanyetik dalganın havada yayılımını ve elektrik alan şiddeti ile güç yoğunluğunun iyi analiz edilmesine ihtiyaç vardır. Elektrik alan şiddeti ölçümleri ve hesaplamalarının önemi mikrodalga alanında artmaktadır. Elektromanyetik dalgalardan insan ve çevre sağlığının nasıl etkilendiğinin hesaplanması gerekmektedir. Radar veya füze sistemleri gibi pek çok elektronik sistemlerde santimetrede mikrovolt değerinde elektrik alan şiddetine ihtiyaç vardır. Elektrik alan şiddetinden (V/m) gerilime ve güce (mW/cm²) ilişkin çeşitli birimlere dönüştürülmesi gereklidir. Bu başlık altında elektromanyetik yayılım yapan kaynağın verici gücünden, alıcı gücünden veya alıcı geriliminden elektrik alan şiddeti ve güç yoğunluğunun hesaplanmasında kullanılan denklemler tanımlanacaktır. Anten faktörü, anten kazancı ve kablo zayıflama parametreleri bilinirse verilen işaret frekansı için denklem dönüşümü yardımı ile verici antenden belirli uzaklıklarda elektrik alan şiddeti ve güç yoğunluğu belirlenir. Geliştirilen denklemler bilgisayar ortamında işlenerek elektrik alan şiddeti ve güç yoğunluğuna ilişkin hesaplamalar ile grafik ortamında frekansa veya alış gücüne göre çizimler yapılacaktır.

4.2 Temel Alan Denklemleri

Alan teorisinden, serbest uzayda Fraunhofer bölgesinde yani uzak alanda elektrik ve magnetik alan şiddetleri daima aynı fazdadır ve birbirlerine diktir. Gözlem noktasındaki Poyting vektörü aşağıdaki formülden elde edilir. Burada E volt/m cinsinden elektrik alan şiddeti H, amper/m cinsinden magnetik alan şiddetidir.

$$\bar{P} = \frac{1}{2} \text{Re}(\bar{E} \times \bar{H}^*) \text{ Watt/Birim Alan} \quad (4.1)$$

Gözlem noktasındaki toplam güç, kürenin merkezindeki kaynaktan R yarıçaplı gözlem noktasına doğru küresel yüzey üzerinde güç yoğunluk fonksiyonunun integrali ile aşağıda gösterildiği biçimde elde edilir. [17]

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{2} \iint \overline{p} \cdot d\overline{a} = \frac{1}{2} \iint (\overline{E} \times \overline{H}^*) \cdot (R^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi) \overline{u} \\
 &= \frac{1}{2} \frac{E^2}{\eta_0} \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} R^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi \\
 &= \frac{E^2}{2\eta_0} (4\pi R^2) \text{ Watt} \tag{4.2}
 \end{aligned}$$

Elektrik alanda depolanan enerji,

$$W_e = \frac{\epsilon_0}{4} \iiint_v |E|^2 \, dv \quad \text{Joule} \tag{4.3}$$

İle tanımlanır. Burada $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} = \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9}$ F/m boşluk veya havanın dielektrik sabitidir, |E|, elektrik alan şiddetinin genliğidir. Magnetik alanda depolanan enerji

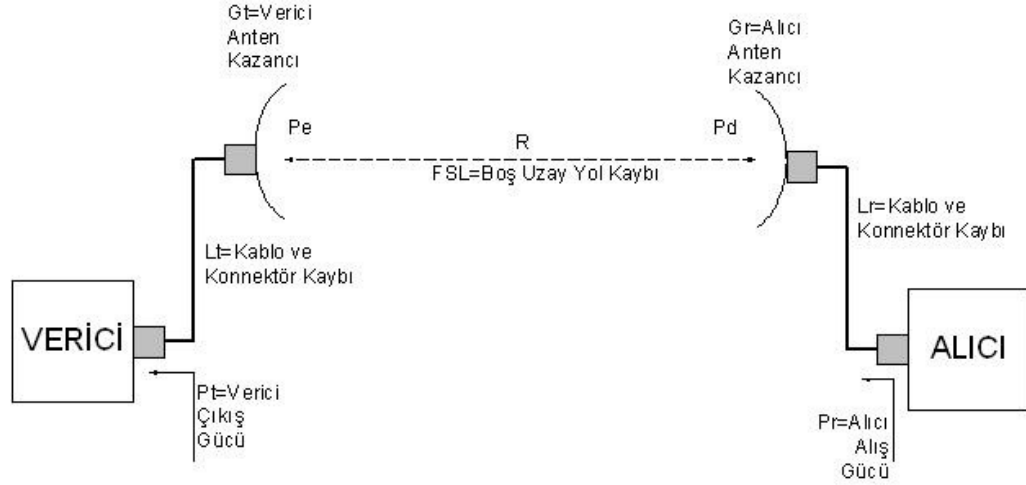
$$W_m = \frac{\mu_0}{4} \iiint_v |H|^2 \, dv \quad \text{Joule} \tag{4.4}$$

ile tanımlanır. Burada $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m boşluk havanın endüktansı veya magnetik geçirgenlikdir. |H|, magnetik alan şiddetinin genliğidir. Uzak alanda elektrik ve magnetik alan arasındaki ilişki,

$$\eta_0 = \frac{E}{H} \quad \Omega \text{ dur.} \tag{4.5}$$

4.3 Serbest Uzay Yol Kaybı

Serbest uzay yol kaybı, elektromanyetik dalgadan enerjiyi emen hava gibi bir ortamın yok edici zayıflamasından farklıdır. Bir küresel dalgadaki güç yoğunluğu yayılırken uzaklığa bağlı olarak zayıflar. [18]



Şekil 4.1 : Serbest uzay yol kaybı

P_r , alışı gücü, antenin önündeki güç yoğunluğu ile alışı antenin ışımaya açıklığı, anten kazancı ve kablo kaybının çarpılmasıdır. Alıcı antenin önündeki güç yoğunluğu, verici gücü, anten kazancı ile kablo kaybının çarpılıp küresel yüzey alanına bölümüne eşittir. Alışı gücü (6) nolu denklem ile tanımlanır. (Friis denklemi)

$$P_r = P_t G_t L_t G_r L_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \text{ Watt} \quad (4.6)$$

Burada

P_r : alışı güç seviyesi, Watt,

P_d : alışı güç yoğunluğu, W/m^2 ,

P_t : verici çıkışı gücü, Watt,

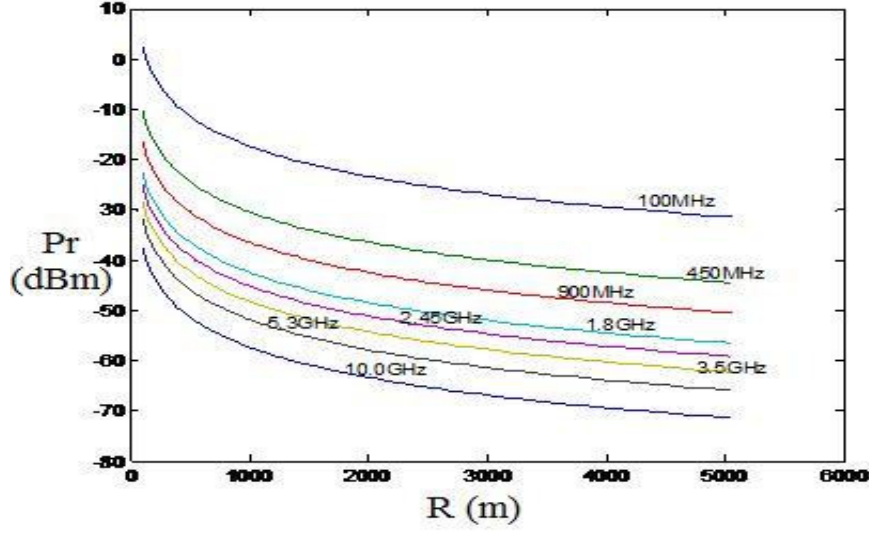
G_t : verici anten kazancı, (numerik),

L_t : verici tarafta hat kaybı, (numerik),

G_r : alıcı anten kazancı (numerik),

L_r : alıcı tarafta hat kaybı (numerik),

R : Alıcı verici antenler arasındaki uzaklık (metre),



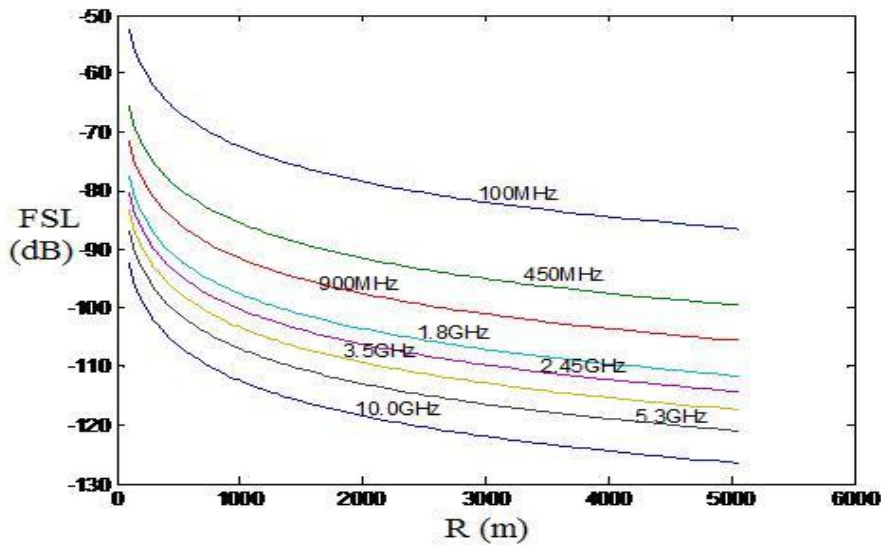
Şekil 4.2 : Alış gücü – uzaklık ilişkisi

Verici gücü dBW, anten kazancı dBi, kablo kaybı dB olarak verilirse (4.6) nolu denklemdaki alıcı güç seviyesi (4.7) numaralı denklemden dBW olarak hesaplanır.

$$Pr = Pt + Gt + Gr - Lt - Lr - 20 \text{Log}_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) \quad (4.7)$$

Son terim serbest uzay yol kaybı olarak adlandırılır. Bu terimin açıkça ifadesi denklemin 4.8 de verilmiştir.

$$FSL = -20 \text{Log}_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) \text{ dB} \quad (4.8)$$



Şekil 4.3 : Serbest uzay yol kaybı – uzaklık ilişkisi

Verici ve alıcı anten arasındaki yol kayıpları propagasyon çevre şartlarına güçlü bir şekilde bağlıdır. Birebir görüşe ve birkaç yansımaya sahip çok yollu bir çevrede yol kayıpları:

$$L_{path} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left| 1 + \sum_{n=1}^N \Gamma_n \frac{d}{d_n} e^{-jk(d_n-d)} \right|^2 \quad (4.8)$$

Burada d doğrudan 2 anten arasındaki uzaklık, Γ_n n . Sayıdaki objenin yansımaya sabiti, d_n n . Objenin doğrudan alıcı antene uzaklığı, N ise toplam yansımaya sayısıdır. Topraktaki yansıyan sinyalin genliği ve fazı dalga polarizasyonuna, oluş açısına ve toprak özelliğine bağlıdır. Birbirini takip eden topraktan gelen yansımaya modelindeki yol kayıpları:

$$L_{path} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left| 1 - \frac{d}{d_1} e^{-jk(d_1-d)} \right|^2 \quad (4.9)$$

Buradaki d birebir görüşteki alıcıya olan mesafe $d_1 = \sqrt{d^2 + (2h)^2}$ yansımış yol uzunluğudur. Uzun mesafelerde ise ($d \gg 4\pi h^2 / \lambda$), denklemde verilen yol kaybı d^{-4} ile orantılı hale gelir.[18]

4.4 Verici Gücünden Elektrik Alan Şiddetinin Hesaplanması

Verici antenden R metre uzaktaki güç yoğunluğu,

$$P_d = \frac{P_t G_t L_t}{4\pi R^2} \quad W/m^2 \quad (4.10)$$

Serbest uzaydaki uzak alanda elektromanyetik dalganın taşıdığı güç yoğunluğu (4.2) nolu denklemde verilen elektrik alan şiddetinden hesaplanır.

$$P_d = \frac{E^2}{\eta_0} = \frac{E^2}{120\pi} \quad W/m^2 \quad (4.11)$$

(4.10) ve (4.11) nolu denklemlerden elektrik alan şiddeti güç yoğunluğu ya da verici gücü cinsinden hesaplanabilir. [17]

$$E = \sqrt{120\pi P_d} = 19.4\sqrt{P_d} = \frac{5.48}{R}\sqrt{P_t G_t L_t} \quad V/m. \quad (4.12)$$

Güç yoğunluğu ve elektrik alan şiddetinin dB cinsinden logaritmik olarak ifadesi (4.13) ve (4.14) denklemlerinde gösterildiği gibidir.

$$P_d = -11\text{dB} - 20 \text{Log}_{10}(R) + P_t (\text{dBW}) + G_t (\text{dBi}) - L_t (\text{dB}) \quad \text{dBW}/m^2 \quad (4.13)$$

$$E = 14.8\text{dB} - 20 \text{Log}_{10}(R) + P_t (\text{dBW}) + G_t (\text{dBi}) - L_t (\text{dB}) \quad \text{dBV}/m \quad (4.14)$$

(4.14) nolu denklemden (4.13) nolu denklem çıkarılırsa dBW/m² cinsinden güç yoğunluğu dBV/m cinsinden yazılır.

$$E = 25.8 \text{ dB} + P_d (\text{dBW}/m^2) \quad \text{dBV}/m. \quad (4.15)$$

4.5 Alış Gücünden Elektrik Alan Şiddetinin Hesaplanması

Alıcı antenin ışıma açıklığında güç yoğunluğu, alış gücünün anten kazancı, kablo kaybı ve anten ışıma açıklığına bölümüne eşittir.

$$P_d = \frac{4\pi P_r}{\lambda^2 G_r L_r} \quad W/m^2 \quad (4.16)$$

(4.16) nolu denklemi (4.12) nolu denklemde yerine koyarsak elektrik alan şiddetini V/m cinsinden elde ederiz. [17]

$$E = \frac{68.77}{\lambda} \left(\frac{P_r}{G_r L_r} \right)^{1/2} \quad V/m \quad (4.17)$$

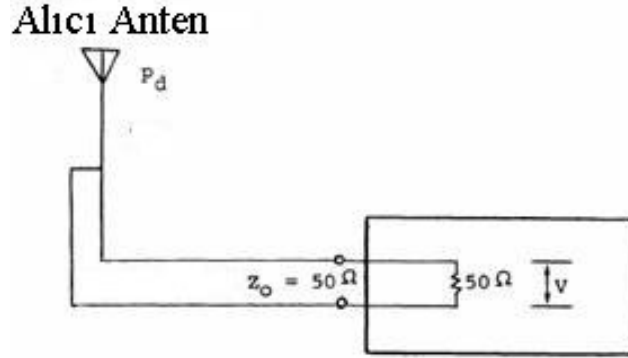
Güç yoğunluğu ve elektrik alan şiddetinin dB cinsinden logaritmik ifadesi (4.18) ve (4.19) nolu denklemlerde verilmiştir.

$$P_d = 11dB - 20 \text{Log}_{10}(\lambda) + P_r \text{ dBW} - G_i \text{ dB}_i - L_t \text{ dB} \quad \text{dBW/m}^2 \quad (4.18)$$

$$E = 36.8dB - 20 \text{Log}_{10}(\lambda) + P_r \text{ dBW} - G_i \text{ dB}_i - L_t \text{ dB} \quad \text{dBV/m} \quad (4.19)$$

4.6 Elektrik Alan Şiddetinin Alıcı Devrenin Giriş Gerilimi Cinsinden İfadesi

Antenden gelen işaretin maksimum, kayıpsız ve yüksek verimde alıcı devreye aktarılması için giriş empedansının konjigesinin antenin çıkış empedansına eşit olması gerekmektedir.



Şekil 4.4 : Anten alışı devresi.

Antenin çıkış empedansı 50 ohm, hattın karakteristik empedansı 50 ohm ve alıcı devrenin giriş empedansı 50 ohm ise alışı gücü (4.20) denklemi ile belirtildiği gibidir. Denklemden V gerilimi R direnci göstermektedir.

$$P_r = \frac{V^2}{R} \quad W \quad (4.20)$$

Anten ışıma açıklığında güç yoğunluğu ise,

$$P_d = \frac{0.251 V^2}{\lambda^2 G_r L_r} \quad W/m^2 \quad (4.21)$$

Elektrik alan şiddeti ise (4.12) nolu denklemden elde edilerek hesaplanırsa,

$$E = \frac{9.7V}{\lambda} \left(\frac{1}{G_r L_r} \right)^{1/2} \quad V/m \quad (4.22)$$

Güç yoğunluğu ve elektrik alan şiddetinin dB cinsinden logaritmik ifadesi (4.23) ve (4.24) nolu denklemlerde verilmiştir.

$$P_d = -6 \text{ dB} - 20 \text{ Log}_{10}(\lambda) + V \text{ dBV} - G_r \text{ dB}_i - L_r \text{ dB} \quad \text{dBW}/m^2 \quad (4.23)$$

$$E = 19.8 \text{ dB} - 20 \text{ Log}_{10}(\lambda) + V \text{ dBV} - G_r \text{ dB}_i - L_r \text{ dB} \quad \text{dBV}/m \quad (4.24)$$

Üretici tarafından belirtilen antenin en önemli özelliklerinden biri de anten faktörüdür. Alıcı gücü ölçüldüğünde elektrik alan şiddeti ve giriş gerilimi bulunduğu anten faktörü (4.25) nolu denklem ile hesaplanır. [17]

$$AF = \frac{E}{V} = 19.8 - 20 \text{ Log}_{10}(\lambda) - G_r - L_r \quad \text{dB} \quad (4.25)$$

5. ANTEN

5.1 Anten Parametreleri:

Genel olarak kablosuz sistem performansı anten parametrelerine bağlıdır, Bunlar; antenin operasyon frekans aralığı, kazanç karakteristikleri (maksimum kazanç, yayılma patterni, ışım band genişliği), empedans uygunlaştırma (VSWR veya return loss); polarizasyon, yakınında bulunan farklı özelliklere sahip cisimlere karşı hassasiyeti, Propagasyon kanalı yol kaybı, mekansal ve zamansal Fading istatistikleridir. (Ricean/ Rayleigh parametreleri, delay spread, coherence bandwidth,). [19]

RF enerji üreteç sisteminde, tüm anten karakteristikleri, ışım frekansları ve kanal özellikleri çok iyi tanımlanmalıdır. Anten tasarımında kullanılan dipol antenin doğal besleme devresi dış dünyaya açık olduğundan parasitik radyasyona maruz kalır bu radyasyon sebebiyle besleme yolları harmonik radyasyon üretir. (diyotlar sebebiyle) Bu radyasyon üretimi problemlere sebep olabilir.

Microstrip yama üzerindeki kuplajlanmış açıklıklar veya delikler besleme devresinden gelen gücün antene iletilmesi için yapılmıştır. Bu yapılandırmada anten ile besleme devresi birbirinden ayrı tutulmuştur. Bu da diyot devresiyle topraklamanın arkasında kalan kuplajlayıcı elemanlar arasında izolasyonu sağlar. Anten ve besleme devresini ayıran bu topraklama, gelen RF enerjiden besleme devresini korur. [20]

Alıcı antende elektrik alan şiddetinin maksimum olabilmesi için maksimum EIRP (Equivalent isotropically radiated power) yollayabilen yüksek kazanç sağlayan yönlü antenler kullanılır. Verici ve alıcı antenler arasındaki iyi izolasyon zayıf alıcı sinyallerinin seçilme ve çözülmesinde çok önemli rol oynar. Alıcının hassasiyeti vericiden akan iletilmiş sinyal tarafından tanımlanır. Anten seçimi maksimum güç yayılımına ve anten ışım band genişliğine göre bölgesel kısıtlamalara uğramıştır. Ayrıca enerji hasat sistemleri akıllı anten dizileri switched beam antenleri kullanabilir. [21] iletim ve alımda ters polarizasyona sahip dairesel antenler verimi yükseltir. Bu yapı çoklu yol kayıplarını en aza indirir.

Polarizasyon alıcı seviyesinin iyileştirilmesi için önemli bir rol oynar. Alıcının menzilin maksimum olabilmesi için alıcının verici anteniyle tamamen uyum sağlamış olması gerekir. Ortak polarizasyon verimliliği:

$$p = \frac{1 + e_1^2 e_2^2 + 2e_1 e_2 \cos(\vartheta_1 - \vartheta_2)}{(1 + e_1^2)(1 + e_2^2)} \quad (5.1)$$

Buradaki $e_1 e^{jq_1}$ ve $e_2 e^{jq_2}$ okuyucu ve alıcı antenin kompleks polarizasyon oranları e nin mutlak değeri antenin eksensel oranına (A) bağlıdır [22] bu oran:

$$A[dB] = 20 \log \left| \frac{e+1}{e-1} \right| \quad (5.2)$$

Enerji hasat sistemlerde alıcının her yönden yüksek güçte enerji almasının sağlanması için dairesel polarizasyonlu antenler kullanılır. Bu tip anten seçimlerinde dairesel kazanç ve eksensel oran değerleri dikkate alınır. Alıcı menziline anten kazancı gerçekten önemli bir yere sahiptir bu nedenle dairesel ve doğrusal kazancın iyice anlaşılması gerekmektedir. 2 polarizasyon arasındaki fark mükemmel koşullar altında 3 dB dir. Doğrusal kazanç için doğrusal izotropik kaynak referans alınır ölçü birimi dBil dir. Dairesel kazanç için de dairesel izotropik kaynak referans alınır ölçü birimi dBic dir. 2 kazanç arasındaki bağlantısı ise: [22,23]

$$G[dBic] = G[dBil] + 3 + 20 \log \left(\frac{1 + 10^{-A/20}}{2} \right) \quad (5.3)$$

5.1.1 Anten kazancı

Antenlerin yöneltme özelliklerinin bir başka ölçüsü ise anten kazancıdır. Bu değeri bulmak için anten, yarım dalga anteni ile karşılaştırılır. Kazancı aranan antenin belli bir besleme gerilimi ile maksimumu yönünde ve belli bir uzaklıkta yarattığı alan genliği ölçülür. Eşit uzaklıktan bir yarım dalga dipolünün eşit gerilimle yine kendi maksimumu yönünde yarattığı alan genliği saptanır. Anten kaç kat daha çok genlikli alan yaratıyorsa, o sayı "kazanç" olarak bulunmuş olur. Dolayısıyla bir yarım dalga dipolünün kazancı "1" dir. Kazanç oranı db (desibel) olarak verilir. Anten kazanç ölçümleri özel bir ölçme alanında ve belirli koşullar altında yapılmalıdır.

Alıcı anten ışınma açıklığında güç yoğunluğunu veren 4.21 nolu denklemden, yüksek gerilim elde etmek için anten kazancının ve güç yoğunluğunun yüksek değerlerde, kablo ve konektör kayıplarının düşük sevide olması gerektiği anlaşılmaktadır.

Havada yayılım yapan elektromanyetik dalgalardan yüksek verimde enerji hasat etmek için ışıma güç yoğunluğunun değeri, verici gücüne, verici anten kazancına ve uzaklığa bağlıdır. Yüksek verimde enerji hasat etmede alıcı anten kazancı çok önemli bir faktördür. Anten kazancı denklemi (5.4) te η : Verimlilik A : Antenin ışıma açıklığı alanı λ : Işıma frekansındaki dalga boyunu göstermektedir. [24]

$$G = \eta \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (5.4)$$

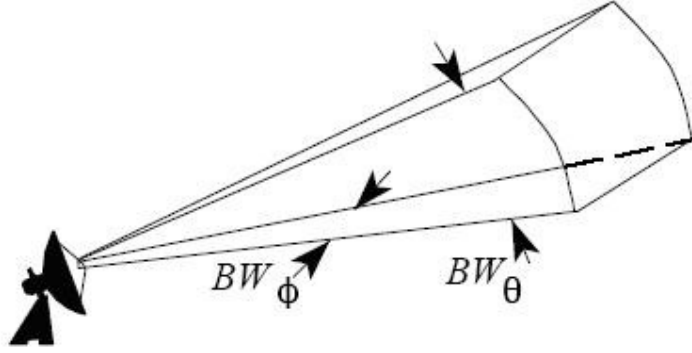
5.1.2 Anten ışıma yönü

Bir antenin kazancı veya yönlendirme doğrultusu, yayılım yaptığı doğrultudaki ışıma yoğunluğunun her yöne yayılım yaptığı ortalama yoğunluğa oranıdır. Genellikle ışıma yönü ve kazanç birbirleri yerine kullanılsada arada farklılıklar vardır. Işıma yönü dielektrik direnç polarizasyonu ve VSWR (voltage standing wave ratio) kayıplarını yok sayar. Bu kayıplar oldukça küçük olduğundan kazanç ve ışıma yönü genellikle aynı sonuçları verirler. Anten ışıma yönü:

$$D(\theta, \phi) = 10 \text{ Log} \left[\frac{4\pi P(\theta, \phi)}{\iint P_m(\theta, \phi) \text{ Sin } \theta \text{ } d\theta \text{ } d\phi} \right] \quad (5.5)$$

buradaki denklemde $D(\theta, \phi)$ dB cinsinden ışıma yönünün belirli bir doğrultudaki yayılma pattern gücü, $P(\theta, \phi)$ toplam yayılma gücünün normalize edilmiş değeridir.

Yayılma açısı küçüldükçe antenin ışıma yönü kazancı artar. [24]

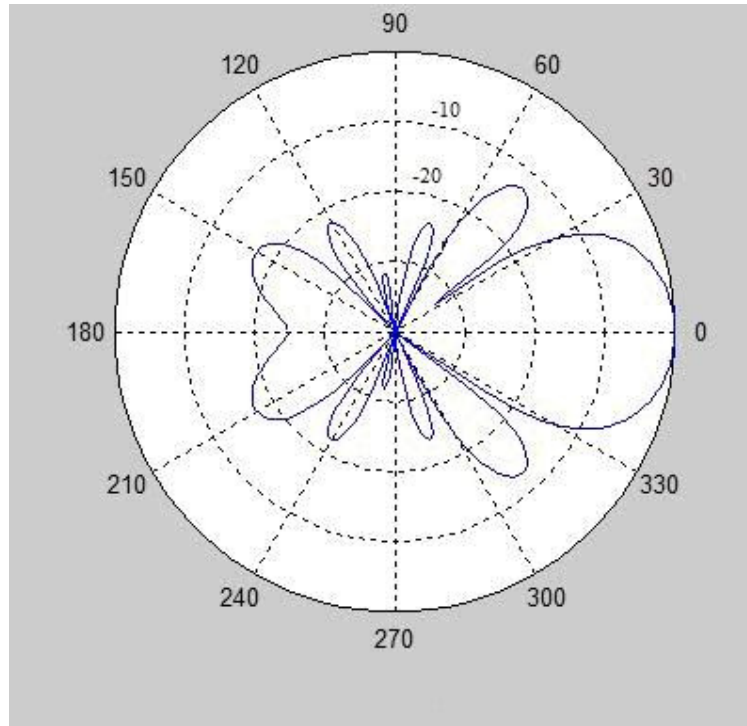


Şekil 5.1 : Yatay ve düşey ışıma genişliği.

$B_{w\phi}$ ve $B_{w\theta}$ yatay ve düşey düzleminde derece cinsinden 3 dB ışıma genişliği açısı.

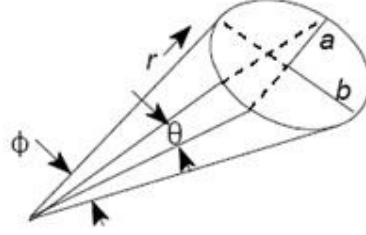
5.1.3 Anten diyagramı

Bütün antenlerin, verişteki yönelmeleri ile alışıdaki yönelmeleri aynıdır. Antenin çevresinde ölçmeler yapılacak olursa; en genlikli yayın yaptığı yön maksimum olarak belirlenir. Bu yöndeki genlik 1 olarak kabul edilerek diğer yönlerdeki genlikleri de 1 baz alınarak değerlendirilir. Bu değerler bir yön grafiği üzerinde işaretlenerek noktalar birleştirilir. Ortaya çıkan şekil anten diyagramıdır. [24]



Şekil 5.2 : Anten diyagram örneği.

Eliptik alanlı anten diyagramı;



Şekil 5.3 : Eliptik alanlı anten diyagramı.

Burada $\theta = BW_\theta$, $\phi = BW_\phi$ ve $a = (r \sin \theta) / 2$, $b = (r \sin \phi) / 2$ dir.

Elips alanı:

$$\pi ab = \pi \left[(r \sin \theta) / 2 \right] \left[(r \sin \phi) / 2 \right] = (\pi r^2 \sin \theta \sin \phi) / 4 \quad (5.6)$$

Kazanç:

$$G = \frac{\text{Küre alanı}}{\text{Anten Pattern Alanı}} = (4\pi r^2) \left(\frac{4}{\pi r^2 \sin \theta \sin \phi} \right) = \frac{16}{\sin \theta \sin \phi} \quad (5.7)$$

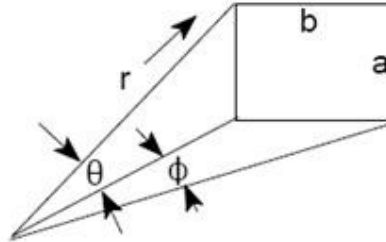
Küçük açılar için radyan cinsinden $\phi = \sin \phi$ eşittir. Buradan kazancı hesaplırsak;

$$G = \frac{16}{\sin \theta \sin \phi} \frac{16}{\theta \phi \text{ (radyan)}} = \frac{16}{\theta \phi} \left(\frac{360}{2\pi} \frac{360}{2\pi} \right) = \frac{52525}{\theta \phi \text{ (derece)}} \\ = \frac{52525}{BW_\theta BW_\phi \text{ (derece)}} \quad (5.8)$$

İdeal olarak kazanç burada $G=52525$ veya dB cinsinden;

$$10 \log G = 10 \log 52525 = 47.2 \text{ dB dir.} \quad (5.9)$$

Dikdörtgen alanlı anten diyagramı;



Şekil 5.4 : Dikdörtgen alanlı anten diyagramı.

Burada $\theta = BW_\theta$, $\phi = BW_\phi$ ve $a = r \sin \theta$, $b = r \sin \phi$ dir.

Dikdörtgensel alan;

$$ab = r^2 \sin \theta \sin \phi \quad (5.10)$$

Kazanç,

$$G = \frac{\text{Küre alanı}}{\text{Anten Pattern Alanı}} = \frac{4\pi r^2}{r^2 \sin \theta \sin \phi} = \frac{4\pi}{\sin \theta \sin \phi} \quad (5.11)$$

Küçük açılar için radyan cinsinden $\phi = \sin \phi$ eşittir. Buradan kazancı hesaplırsak;

$$G = \frac{4\pi}{\sin \theta \sin \phi} = \frac{4\pi}{\theta \phi \text{ (radyan)}} = \frac{4\pi \left(\frac{360}{2\pi} \frac{360}{2\pi} \right)}{\theta \phi \text{ (derece)}} = \frac{41253}{\theta \phi \text{ (derece)}} \\ = \frac{41253}{BW_\theta BW_\phi \text{ (derece)}} \quad (5.12)$$

İdeal olarak kazanç burada $G=41253$ veya dB cinsinden;

$$10 \log G = 10 \log 41253 = 46.2 \text{ dB dir.} \quad (5.13)$$

5.1.4 Anten ışıma açıklığı verimliliği

Anten verimliliği maksimum kazançtan bütün kayıpları çıkarıldığımızda elde edilen dB cinsinden değerdir. Çeşitli kayıpların ve parametrelerin verimlilik hesaplanırken hesaba katılması gerekmektedir.

Aydınlatma verimliliği: Karşılıklı verici ve alıcı antenin ışıma yönlerini oranına aydınlatma verimi denir .

Faz hata kaybı: Antenin ışıma yüzeyinin özelliklerinin değişiminden kaynaklanır.

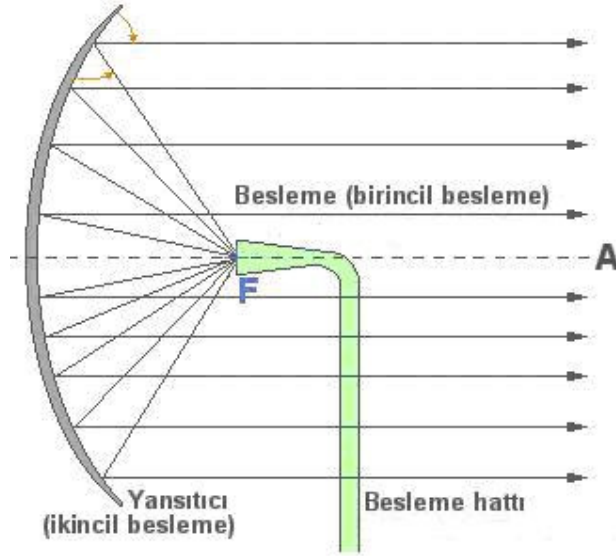
Taşma kayıpları: Işımanın odaklanmaması durumudur. Odaklayıcı antenlerde antenin tipine göre gerçek anten ışımayı odaklayacak şekilde yerleştirilmelidir.

Uyumsuzluk (VSWR) kaybı: Antenin sürdüğü ve bağlandığı devre ile olan empedans uyumsuzluğudur.

RF kayıpları: Antenin besleme noktalarında empedans uyumsuzluğu geri dönüş kaybını artırır. [24]

5.2 Parabolik Antenler

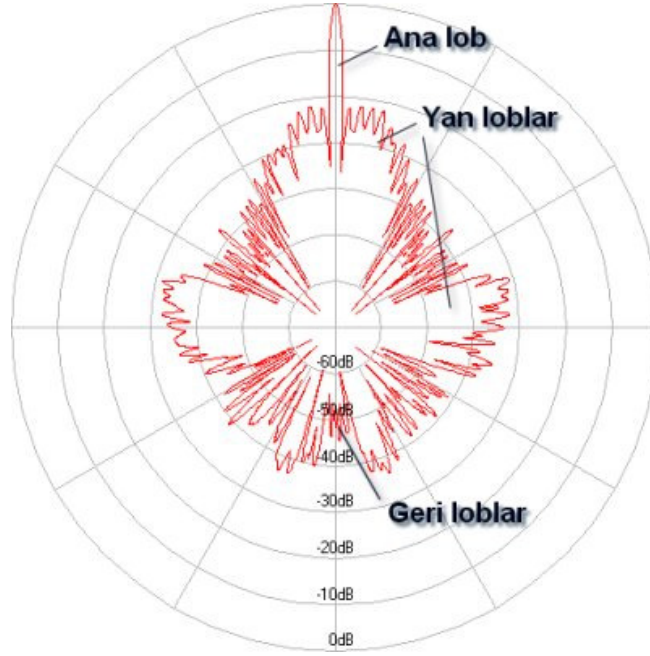
Parabolik antenler radar tekniğinde kullanılan anten tipleri arasında en sık karşılaşılan anten biçimidir. Aynı zamanda özel amaçlar için daha yüksek seviyede güç elde etmek için parabolik antenler kullanılır. Şekil 5.5 te bir “normal” (simetrik) parabol anten ana hatlarıyla gösterilmiştir. Odak noktasında bulunan bir kaynaktan parabolik antene ışınlar gönderilir. Bu kaynağa “Birincil Besleme” ya da sadece “Besleme” denir. [25]



Şekil 5.5 : Parabolik antenin yapısı.

Bir paraboloidin kesiti olan, genellikle bir metal konstrüksiyon, ya da çoğu kez kafes ağla kaplı bir metal çerçeve şeklinde olan bu parçaya yansıtıcı (reflector) denilir. Metal kafesteki elek boyutu $\lambda / 10$ dan küçük olmalıdır. Bu yansıtıcı, elektromanyetik dalgalar için bir ayna gibi çalışır.

Bir parabolik anten, yüksek kazançlı, ileri - geri oranı büyük, geniş ölçüde dönел simetrisi bulunan ve nispeten küçük yan lobları bulunan bir anten diyagramına sahiptir.



Şekil 5.6 : Kutupsal koordinat sisteminde parabolik antenin anten diyagramı.

5.2.1 Parabolik anten tasarım formülleri

Parabol denkleminde $a = 1/4f$, buradaki f ise odak uzaklığıdır. [26]

$$y = ax^2 \quad (5.14)$$

Parabolik yansıtıcı derinliğini veren 5.15 numaralı denklemde D çapı göstermektedir.

$$d = \frac{D^2}{16f} \quad (5.15)$$

Anten beslemesinin hüzmeye genişliğini veren 5.16 denkleminde θ hüzmeye genişliğidir.

$$\frac{f}{D} = \frac{1}{4 \tan(\theta/4)} \quad (5.16)$$

Antenin hüzmeye genişliğini veren 5.17 de ise λ Dalga boyu, d anten çapıdır.

$$BW = \frac{70\lambda}{d} \quad (5.17)$$

Parabolik yansıtıcının kazancı denkleminde η verimlilik, λ Dalga boyu, D çapıdır.

$$G = 10 \log_{10} \left(\eta \frac{4\pi A}{\lambda^2} \right) \quad (5.18)$$

Burada;

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \quad (5.19)$$

5.3 Mikroşerit Tasarım Formülleri

Mikroşerit tasarım yapılırken kullanılan denklemlerdeki parametreler; şerit iletkenin genişliği “W”, kalınlığı ise “t” ile tanımlanmıştır. “h” mikroşerit antenin alt tabakasının kalınlığı, ϵ_r dielektrik sabitidir. ϵ_e alt tabakanın etken dielektrik sabitidir. z_0 karakteristik empedansı, η_0 boş uzay empedansı olup değeri 120π ohmdur. [27]

$$z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left\{ \frac{8h}{W'} + 0.25 \frac{W'}{h} \right\} \quad W/h \leq 1 \quad (5.20)$$

$$z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \left\{ \frac{W'}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W'}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad W/h \geq 1 \quad (5.21)$$

$$\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \quad W/h \leq \frac{1}{2\pi} \quad (5.22)$$

$$\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad W/h \geq \frac{1}{2\pi} \quad (5.23)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(W/h) - C \quad (5.24)$$

5.24 numaralı denklemde kullanılan parametreler,

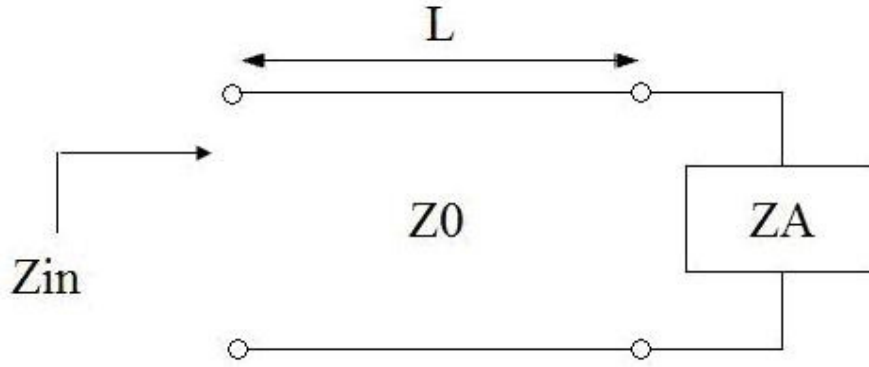
$$F(W/h) = \begin{cases} (1 + 12h/W)^{-1/2} + 0.04(1 - W/h)^2 & W/h \leq 1 \\ (1 + 12h/W)^{-1/2} & W/h \geq 1 \end{cases} \quad (5.25)$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (5.2)$$

6. EMPEDANS UYGUNLAŞTIRMA VE FİLTRELER

6.1 Giriş

Bir kısa devrede empedans 0 ohmdur. Ancak transmisyon hattında $\lambda/4$ (çeyrek dalga) sonra ölçüm yapıldığında empedans açık devre olur. Genelde bir devrenin empedansını transmisyon hattına dönüştürürken empedans uyumu tam sağlanmadığında güç kaybı olur. [28]



Şekil 6.1 : Empedans eşleminin şema halinde gösterilmesi.

Şekil 6.1 de gösterilen şemadaki L uzunluğunun λ ile $\lambda/2$, $\lambda/4$ dalga boylarına göre ayarlanması ile empedans aktarımı sağlanır. Yüksek frekanslarda parazitik davranıştan dolayı gücü transmisyon hattı boyunca iletmek sıkıntılara neden olmaktadır. Antenin çıkış empedansı transmisyon hattı sonundaki devrenin giriş empedansına uydurulurken; özellikle mikroşerit hatlarda iletim hattının gücü, giriş gücününun zayıflatmamasına ve hat boyunca iletilen gücün $\lambda/4$ veya $\lambda/2$ katı olarak aktarılmasına dikkat edilmelidir. Denklem (6.1) görüldüğü gibi $Z_{in} = Z_0$ ve $Z_A = Z_0$ yapılmaya çalışılarak antenden gelen gücün maksimum oranda devreye aktarılması sağlanır. Burada Z_{in} giriş empedansı Z_0 iletim hattının karakteristik empedansı, Z_A ise yükün empedansıdır. [28]

$$Z_{in} = Z_0 \frac{ZA + jZ_0 \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{c} L\right)}{Z_0 + jZA \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{c} L\right)} \quad (6.1)$$

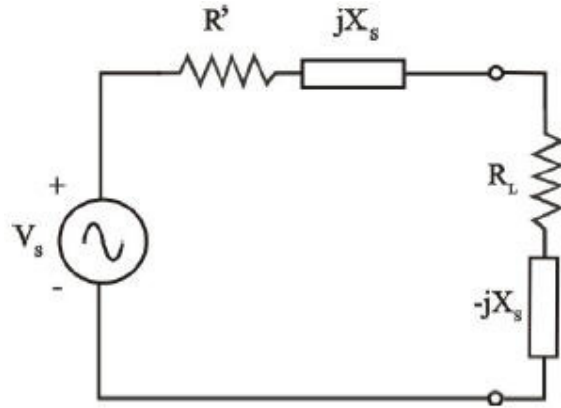
Karakteristik empedansı Z_0 olan iletim hattındaki, empedansı Z_L olan yükün gerilim yansıma faktörü:

$$\Gamma_v = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (6.2)$$

Burada yük empedansı Z_L ile iletim hattının karakteristik empedansı olan Z_0 tam olarak uyum göstermediyse amaçlanandan daha az güç iletimi gerçekleşir. Eğer mükemmel şekilde uyum sağlanmış ise maksimum güç kaynaktan yüke iletilir. Yansıma faktörüne göre verimlilik ise;

$$e_{ff} = |1 - \Gamma^2| \quad (6.3)$$

Diğer bir yöntem ise geniş band mikroşerit hat tasarımıyla antenin empedans değeri devrenin giriş empedansına getirilir. Burada empedans uygunlaştırıcı devre ile gücün maksimum biçimde aktarılması amaçlanmıştır. Transmisyon hattındaki güç kaybı geri dönüş kaybıdır. Eğer empedans uygunlaştırma tam yapılmaz ise devreden ve transmisyon hattında yansıyan güçler yeniden antene gelerek antenin maksimum oranda ışıma elde etmesini engeller. Sonuç olarak devre ile anten arasındaki empedans uygunlaştırıcı devrenin istenilen frekans aralığında ayarlanması hayati önem taşır.



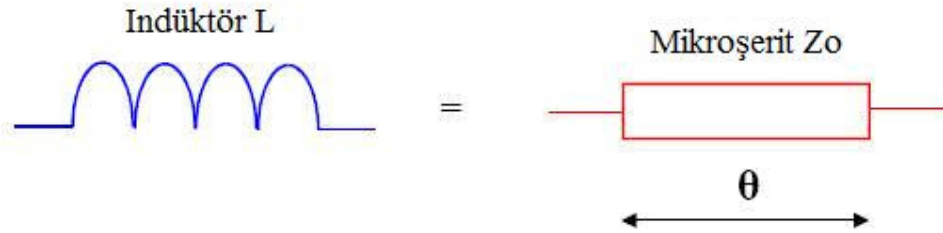
Şekil 6.2 : Empedans eşlemesinin anlatımında kullanılan devre.

Şekil 6.2 de görülen devrede $R' = R_L$, olursa devre eşleşmiş hale gelmiştir ve gerilim yansıma faktörü 0 dır. Kalite faktörü ise $1/2 Q_L$ kadar olur. Bu şekilde güç %100 olarak yük üzerine transfer edilir.

Eğer R' değeri $2R_L$ kadar olursa bu durumda yansıma faktörü $-1/3$, yansıyan güç miktarı da $1/9$ kadar olur buda verimliliği %89 civarına çeker. Kalite faktörü $1/3 Q_L$ dir. R' değerini $3R_L$ yükseltirsek yansıma faktörü $-1/2$ yansıyan güç miktarı $1/4$ kadar olur. Verimlilik ise %75 dir. Kalite faktörü $1/4 Q_L$ olur R' değerinin artırılmasıyla kalite faktörü düşer bunun yanında band genişliği artar. Verimliliğin düşüşü ise kabul edilebilir büyüklüktedir. [29]

6.2 Empedans Uygunlaştırma Yöntemleri

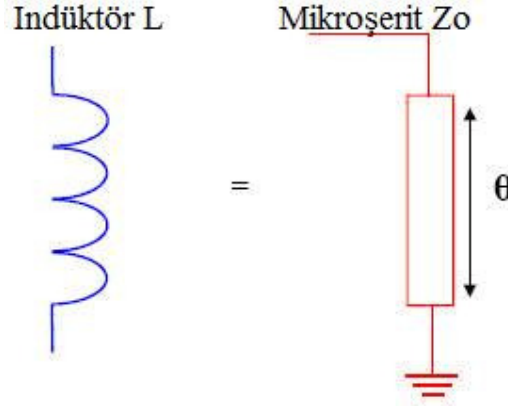
Öncelikle empedans uygunlaştırma devrelerinde kullanılacak olan kapasitör ve indüktörlerin nasıl seçileceğine karar vermemiz gerekmektedir. Bu amaca uygun olarak çeşitli hesaplama yöntemleri ve örnek devreler incelenmiştir.



Şekil 6.3 : Mikroşerit seri indüktör.

Mikroşerit seri indüktörün açılal frekansının sonucunu veren 6.4 numaralı denklem $\theta < 90^\circ$ koşulunda geçerlidir ve $90^\circ = \lambda/4$ dür. ω_L indüktörün açılal frekans, Z_0 karakteristik empedansdır. λ ise sistemin çalışma frekansındaki dalga boyu olarak tanımlanmaktadır. [30]

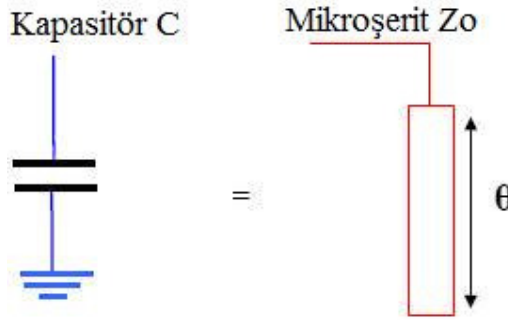
$$\omega_L = Z_0 \cdot \sin \theta \quad (6.4)$$



Şekil 6.4 : Mikroşerit shunt indüktör

Mikroşerit shunt indüktörün açısıl frekansının sonucunu veren 6.5 numaralı denklem $\theta < 90^\circ$ koşulunda geçerlidir ve $90^\circ = \lambda/4$ dür. ω_L indüktörün açısıl frekans, Z_0 karakteristik empedansdır. λ ise sistemin çalışma frekansındaki dalga boyunu göstermektedir. [30]

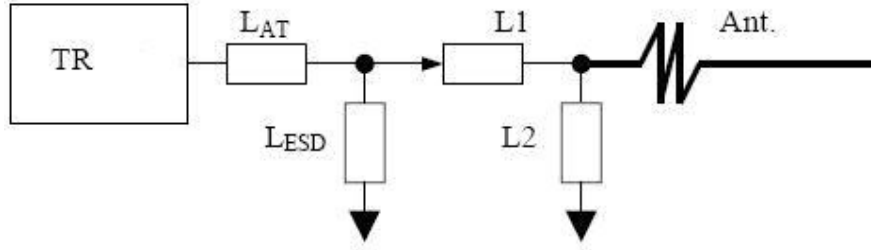
$$\omega_L = Z_0 \cdot \tan \theta \quad (6.5)$$



Şekil 6.5 : Mikroşerit shunt kapasitör

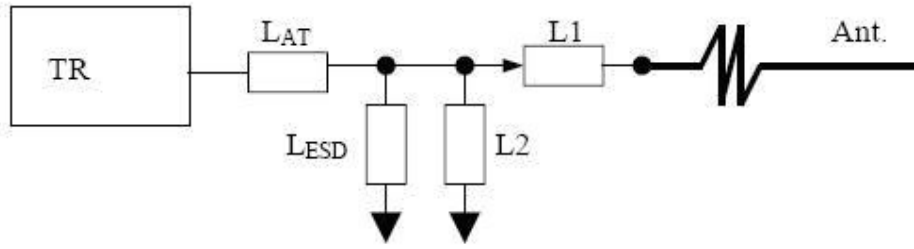
Mikroşerit shunt indüktörün açısıl frekansının sonucunu veren 6.6 numaralı denklem $\theta < 90^\circ$ koşulunda geçerlidir ve $90^\circ = \lambda/4$ dür. ω_c indüktörün açısıl frekans, Z_0 karakteristik empedansdır. λ ise sistemin çalışma frekansındaki dalga boyu olarak tanımlanmaktadır. [30]

$$\omega_c = \frac{\tan \theta}{Z_0} \quad (6.6)$$

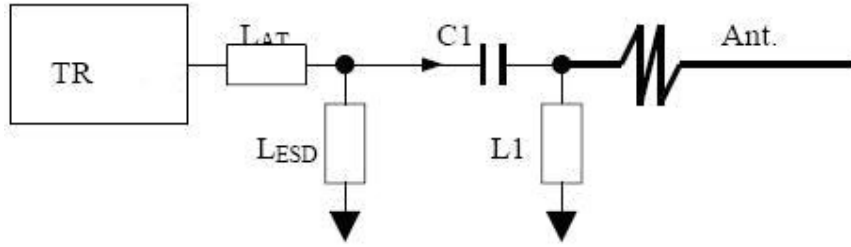


Şekil 6.6 : Empedans eşlemesi için seri L1 indüktör bağlanması.

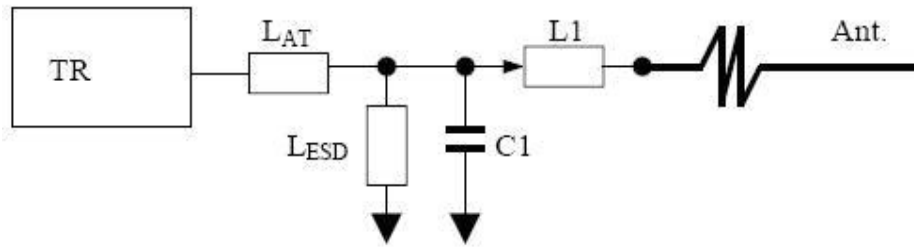
Şekil 6.6 da gösterilen devrede L_{AT} indüktörü TR şebekesinin empedansını 50 ohma eşler. L_{ESD} ise ayarlamalara etki etmeyecek kadar büyük bir değere sahiptir. [31]



Şekil 6.7 : Empedans eşlemesi için L2 shunt indüktör bağlanması.



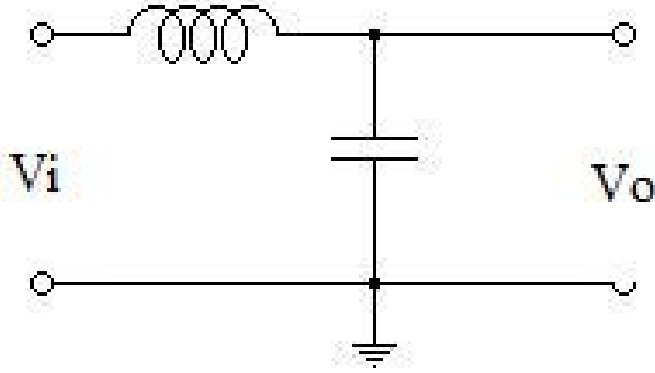
Şekil 6.8 : Empedans eşlemesi için seri C1 kapasitör bağlanması.



Şekil 6.9 : Empedans eşlemesi için C1 shunt kapasitör bağlanması.

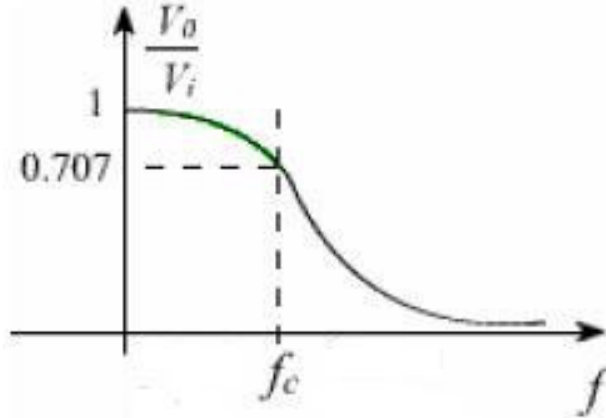
6.3 Alçak Geçiren Filtreler

LC filtreleri kolay gerçekleştirilen devreler olup, alçak geçiren filtre olarak tasarlanabilirler. Tasarımdaki asıl nokta devre elemanlarının değerinin amaçlanan frekans aralığına uygun seçilmesidir.



Şekil 6.10 : Alçak geçiren filtre devresi.

Şekil 6.10 gösterilen devrede çıkış kondansatör üzerinden alınırsa devre alçak geçiren filtre devresi olur. alçak frekanslarda çıkış gerilimi yüksek olmakta, f_c kritik frekansından sonra çıkış gerilimi azalmaya başlamaktadır.



Şekil 6.11 : Alçak geçiren filtrenin çalışma frekans aralığı.

Alçak geçiren filtrenin çalışma aralığı şekil 6.11 de verilmiştir şekilde belirtilen aralıktaki frekanslar $f = 0$ dan başlayarak incelenirse, $f = 0$ değeri için reaktans,

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} = \infty \Omega \quad (6.7)$$

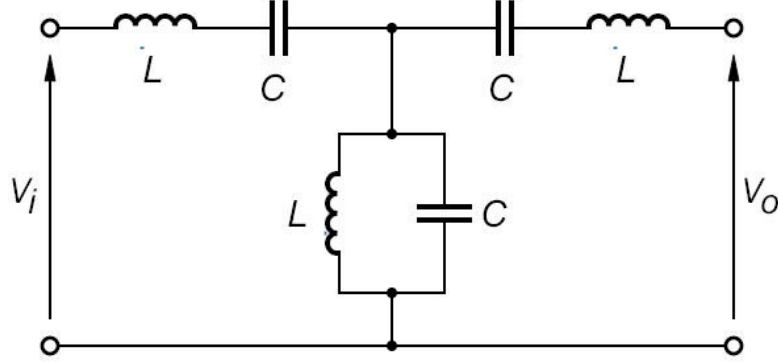
Reaktansın sonsuz değer alması durumunda kapasite açık devre gibi davranır çıkış gerilimi giriş gerilimine yani $V_0 = V_i$ ye eşit olur. Çok yüksek frekanslarda ise reaktans;

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} = 0 \Omega \quad (6.8)$$

Reaktansın 0 değerini alması durumunda çıkış gerilimi $V_0 = 0$ V olur.

6.4 Band Geçiren Filtreler

Band geçiren filtre belirli bir frekans aralığını geçirmek için tasarlanan filtrelerdir. Bu durumun sağlanması için yüksek geçiren filtre ve alçak geçiren filtre ard arda bağlanmalıdır.



Şekil 6.12 : Band geçiren filtre devresi.

Alçak geçiren filtrenin kesim frekansı, yüksek geçiren filtreninkinden büyük seçilmelidir. Şekil 6.12 deki devrenin ilk kısmı yüksek geçiren filtreden ikinci kısmı ise alçak geçiren filtreden oluşmuştur. Devrenin rezonans frekansı olan f_c ve reaktansı olan X_L nin hesaplanmaları sırasıyla denklem 6.9 ve 6.10 da belirtilmiştir.

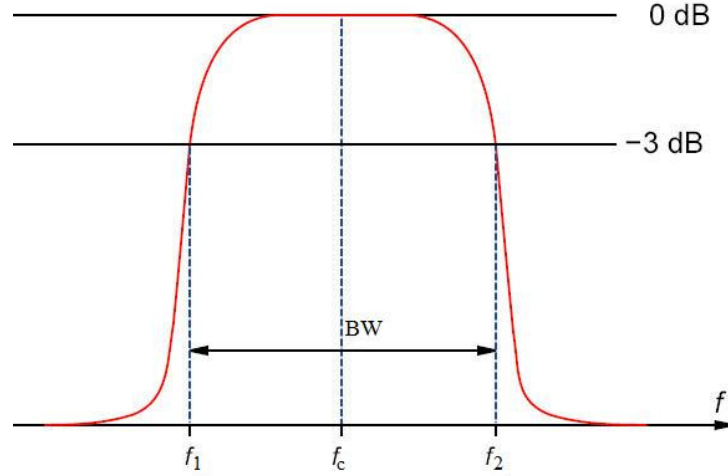
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6.9)$$

$$X_L = 2\pi f_c L \quad (6.10)$$

Devrenin band genişliği ise denklem 6.11 den bulunur. Denklemdeki Q_c kalite faktörü, f_c ise devrenin rezonans frekansıdır.

$$BW = \frac{f_c}{Q_c} \quad (6.11)$$

Denklem 6.11 de görüldüğü gibi kalite faktörünün artması band genişliğini üzerinde sınırlandırıcı bir etki yaratır.



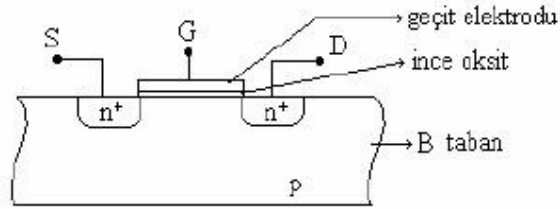
Şekil 6.13 : Band geçiren filtrenin çalışma frekans aralığı.

Şekil 6.13 den de anlaşıldığı gibi önce yüksek geçiren filtre alçak frekansları f_1 frekansına kadar geçisini engelliyor. Rezonans frekansından sonra ise alçak geçiren filtre devreye giriyor ve f_2 ye kadar ki frekanstaki sinyalin geçisine izin veriyor. Daha yüksek frekanslı sinyalleri ise geçirmiyor.

7. MOS AC / DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE YÜKSELTİCİ DEVRESİ

7.1 MOS Transistör Yapısı

Boyutlarının diğer FET lere göre küçük olması MOS (Metal Oxide Semiconductor) transistörlerin tümdevre üretiminde sıkça kullanılmasını sağlamaktadır. Analog devrelerde amaca uygun olarak seçilmek üzere "n" ya da "p" tipi MOS transistörler kullanılırken, sayısal devrelerde "n" ve "p" tipi transistörlerin birlikte yer aldığı CMOS (Complementary metal oxide semiconductor) yapılar kullanılmaktadır.



Şekil 7.1 : MOS transistör yapısı

Şekil 7.1 de bir MOS transistörün kesiti verilmiştir. p-tipi bir yarıiletken taban yüzeyinde iki bölge difüzyonla katkılanarak n-tipine dönüştürülmüştür. Biri source diğeri drain olarak adlandırılan bu uçlar arasında kalan p-tipi yarıiletken tabakanın üzeri çok ince bir yalıtkan (yarı iletkenin silisyum olması durumunda silisyum dioksit) tabaka ile kaplanmıştır. Yüzeyin geri kalan kısmı, daha kalın bir yalıtkan tabaka ile kaplanmıştır. İnce oksit tabakanın üst yüzeyi üzerine bir iletken (genellikle polisilisyum veya alüminyum) film oluşturulmuştur. Bu yapıda ince oksit tabakasının yüzeyindeki iletkene geçit elektrodu denir. Bu elemanın source ucu ile drain ucu arasında bir gerilim uygulandığında source–taban veya drain–taban jonksiyonları tıkama yönünde kutuplanmış olacağından devreden pratik olarak akım akmaz. [32]

P-tipi tabanla geçit elektrodu arasında geçidi tabana göre pozitif yapacak yönde bir doğru gerilim uygulanırsa. Meydana gelen alan etkisi ile, yarıiletken tabanın oksit tabakasına yakın yerlerde pozitif taşıyıcılar (delikler) itilerek bu bölgeden uzaklaştırılırken, elektronlar oksit-yarıiletken geçiş yüzeyine doğru çekilirler.

uygulanan gerilimin bir değeri için bu bölgedeki elektron yoğunluğu delik yoğunluğunu aşar; yani geçit elektrodu altında kalan bölgede ince bir yarıiletken tabakası, p-tipinden n-tipine dönüşmüş olur. Böylece, zaten n-tipi olan source ve drain bölgeleri arasında bir iletim yolu (kanal) oluşmuş olur. Kanal n-tipi olduğundan böyle bir MOS a n-kanallı MOS veya kısaca nMOS denir. Kanal bölgesinin uygulanan gerilimle tip değiştirmesi olayına evirtim, kanal bölgesine de evirtim tabakası denir. Evirtimin meydana gelmesi için gereken minimum geçit gerilimine de eşik gerilimi denir ve genellikle V_{th} ile gösterilir. Geçide uygulanan pozitif gerilim arttırılırsa n-tipine dönüşen tabakanın kalınlığı artar, yani kanal direnci küçülür. [32]

Yeteri kadar büyük bir gerilim uygulanarak kanalı oluşturulmuş bir MOS transistörde source (S) ucu ile drain (D) ucu arasına bir gerilim uygulanırsa kanal boyunca bir akım akar. Akımın değeri V_{DS} gerilimi ile orantılı olarak artar. S ucu tabana bağlanmış bir n kanallı MOS da D ucu S ye göre pozitif olacak şekilde bir gerilim uygulanırsa çok küçük V_{DS} değerleri için akım-gerilim bağıntısı yine lineerdir. V_{DS} gerilimi arttırılırsa, kanalın S ucuna yakın noktalarda geçit-taban gerilimi, uygulanmış olan V_{GS} gerilimine eşit olduğu halde, kanal içinde D ye doğru gidildikçe akmakta olan akımın kanal direncinde meydana getirdiği gerilim düşümü sebebi ile geçitle taban arasındaki gerilim azalır ve bir noktadan sonra V_{th} eşik geriliminin altına düşer. Böylece kanal kısılır. Bundan sonra V_{DS} gerilimi arttırılsa da akım daha artmaz. [32]

7.2 MOSFET Çalışma Bölgeleri

Bir MOSFET in çalışma bölgeleri incelenirken çeşitli parametrelerin önceden tanımlanması gerekmektedir. Bu şekilde MOSFET in hem çalışma şartları hem de çalışma bölgelerini açıklamada kullanılan formüllerin anlaşılması kolaylaşacaktır. Bu parametreler; (W/L) transistörün kesitlerinin oranı, V_{DS} drain ile source arasındaki gerilim farkı, V_{GS} gate ile source arasındaki gerilim farkı, V_{th} eşik gerilimi, I_D ise MOSFET üzerinden geçen akım değeridir. [32]

7.2.1 Kesim bölgesi

$V_{DS} = 0$ iken, ancak $V_{GS} > V_{th}$ durumunda MOSFET iletme geçer, $V_{GS} < V_{th}$ için drain ucunda hiçbir hareketli yük bulunmayacağından $I_D = 0$ dır. $V_{GS} < V_{th}$ ve $I_D = 0$ koşullarında transistör kesimdedir (cut-off) ve açık bir anahtar davranışı gösterir.

7.2.2 Direnç bölgesi

$V_{GS} > V_{th}$ olduğunda kanal iletkenliği V_{DS} tarafından kontrol edilmektedir. Direnç bölgesi $V_{GS} - V_{th} > V_{DS}$ eşitsizliği ile tanımlanır. V_{DS} nin bu küçük değerleri için MOSFET direnç özelliği göstermektedir yani I_D akımı V_{DS} ile doğrusal olarak değişmektedir (Lineer Bölge).

$$I_D = k \left(\frac{W}{L} \right) \left[2(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - V_{DS}^2 \right] \quad (7.1)$$

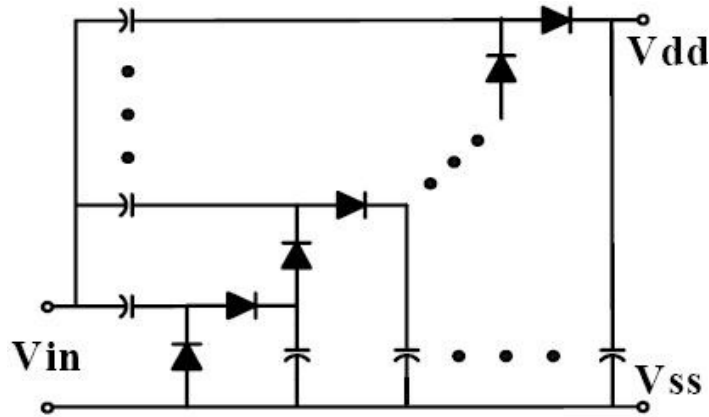
7.2.3 Doyma bölgesi

Doyma bölgesi şartı $V_{GS} - V_{th} < V_{DS}$ (sıfırdan büyük) dir. İdealde, doyma bölgesinde I_D akımı V_{DS} den bağımsızdır ve sabittir. I_D akımının değeri sadece efektif kontrol gerilimi $V_{GS} - V_{th}$ nin bir fonksiyonudur. I_D değeri denklem (7.2) de verilmiştir. [32]

$$I_D = k \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (7.2)$$

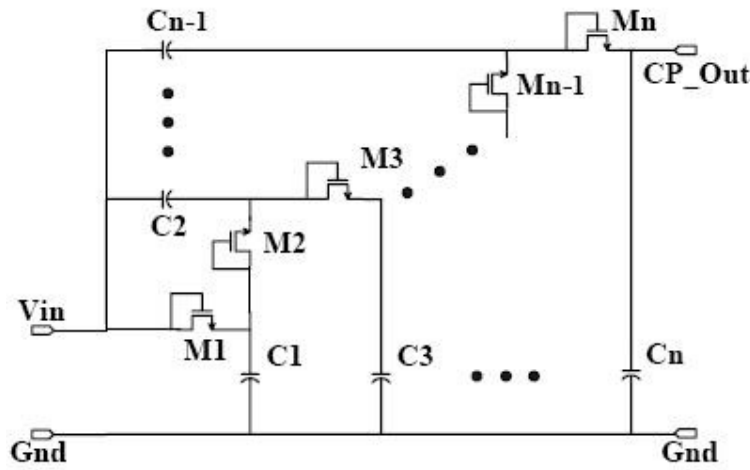
7.3 Düşük Gerilim Akım Pompası Devreleri

Akım pompası devreleri, girişteki alternatif veya doğru gerilimi $n \times \Delta V$ gerilimi kadar yükselterek kararlı doğru gerilime dönüştürür. Girişi gerilimin tipine bağlı olarak yükseltici ve doğrultucu gibi çalışan akım pompası devreleri AC/DC ya da DC/DC çevirici olarak adlandırılır. Burada hasat edilecek enerjinin performansını belirleyen en önemli parametre n katsayısıdır. Amaç antenden elde edilen 10 milivolttan düşük gerilimleri yükselterek 1 voltun üzerine çıkarabilmektir.



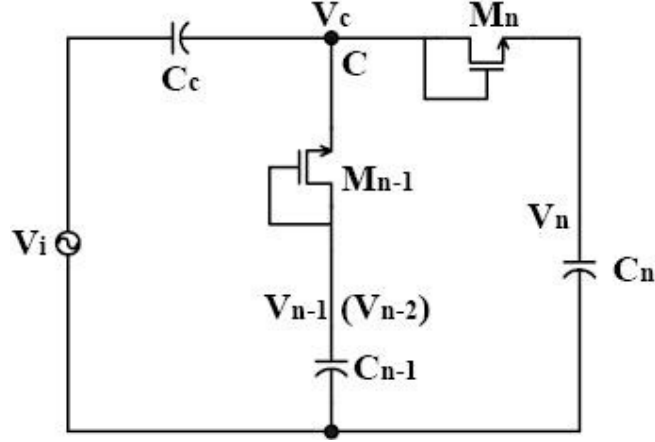
Şekil 7.2 : Kapasitörler ve diyotlardan oluşan Schotty-diyot akım pompası.

Kapasite ve diyottan oluşan Schottky-diyot akım pompası yaygın olarak RFID de kullanılmaktadır. [33-35] Çıkış gerilim seviyesini ve dönüşüm verimliliğini artırmak için genellikle düşük iletkenlik direnci ve kavşak kapasitesi olan Schottky-diyotlar kullanılır. Ancak bu diyotlarda düşük iletkenlik direnci ve kavşak kapasitesi parametrelerinde tutarsızlıklar görüldüğünden dolayı yerlerine CMOS transistörleri kullanılmaktadır. Akım pompası devrelerinde düşük eşik gerilimi olan standart CMOS transistörleri elektromanyetik dalgalardan enerji hasat eden sistemlerde yoğun olarak görev almaktadır. Antenden elde edilen düşük seviyeli alternatif gerilim düşük güçte çalışan düzenleyici devresini besler. [36]



Şekil 7.3 : NMOSFET lerin diyot gibi bağlanması ile oluşturulmuş akım pompası.

Akım pompası devresi temelde iki bloktan oluşur; bunlar MOS akım pompası ve seri bağlanmış diyotlardan oluşan düşük güç regülatörüdür. Öncelikle yüksek verimlilikte enerjinin AC den DC ye dönüştürülmesi ve sonrasında düşük kayıplı kararlı DC çıkış geriliminin elde edilmesi gerekmektedir. Şekil 7.3 de ultra düşük eşik gerilimi olan NMOS FET lerin diyot gibi bağlanması ile oluşturulmuş AC/DC akım pompası devresi gösterilmiştir. Şekil 7.4 de gösterilen ΔV çarpma katsayısı ile gerilimi yükselten birim hücrede, C_n ve C_{n-1} kapasiteleri bir çift DC gerilim kaynağı gibi davranır; C_{n-1} kapasitesi üzerinde düşen V_{n-1} gerilimi ile V_i giriş gerilimini C_c (coupling capacitor) kapasitesi ile birleştirilir. Giriş gerilimi ΔV kadar yükselerek bir sonraki hücrenin giriş geriliminin oluşmasını sağlanmış olur. [36]



Şekil 7.4 : NMOSFET akım pompası birim hücresi

Ultra düşük eşik gerilimine (V_{th}) sahip NMOSFETler diyot gibi bağlanmıştır. Çarpıcı kapasitör C_{n-1} ve C_n DC gerilim kaynağı olarak görülebilir. C_c birleştirici kapasitörü giriş voltajı V_i ve V_{n-1} i birleştirir C_{n-1} üzerine düşen gerilim bir sonraki çarpım için tekrar şarj edecek gerilimi sağlar. V_{dn-1} M_{n-1} NMOSFETnin üzerine düşen gerilim, V_{dn} M_n transistörünün üzerine düşen gerilim ve V_c ise C noktasındaki DC gerilimidir kararlı hal (steady-state) koşulları altında bu gerilim;

$$V_c = V_{n-1} - V_{dn-1} \quad (7.3)$$

$$V_c = V_n + V_{dn} \quad (7.4)$$

Eğer 2 MOS FET in W/L oranları eşit ise (eşit I_{ds}) bu durumda:

$$V_{dn} = V_{dn-1}; \therefore V_c = (V_n + V_{n-1}) / 2 \quad (7.5)$$

M_n için asıl giriş sinyali $V_c + V_i$ dir eğer ΔV birim miktarda gerilim artırırsa bu durumda:

$$\Delta V = V_i - V_d, \therefore (V_n + V_{n-1}) / 2 + \Delta V = V_n \quad (7.6)$$

$$V_n = V_{n-1} + 2\Delta V \quad (7.7)$$

Standart MOS FET ve kapasitelerin kullanıldığı şekil 7.3de gösterilen devrenin katman sayısı 2 olduğundan bu durumda V_n değeri;

$$\therefore V_n = V_{n-2} + 2\Delta V \quad (7.8)$$

Denklemden $n=2k+1$ ve $k=1,2,3,\dots$. Buradaki k değeri akım pompasının birim hücre sayısı olup akım pompası devresinde kullanılan tüm MOSFETler için aynı orana sahiptir. Ve ΔV her denklem için aynı değerdedir. [36]

$$V_n = V_{n-4} + 4\Delta V = V_{n-6} + 6\Delta V \quad (7.9)$$

Sonuç olarak V_n gerilimi denklem 7.10 da belirtilmiştir. Buradaki n NMOSFETin sayısını ve aynı zamanda devrenin kaç katmanlı olduğunu belirtir.

$$V_n = n\Delta V = n(V_i - V_d) \quad (7.10)$$

Sabit giriş gerilimine sahip olduğunda katman sayısını artırmak ve MOSFET üzerine düşen V_d gerilimini düşürmek çıkış gerilimini artırmanın en kolay yollarıdır. Fakat katman sayısının artırılması çevrim verimliliğini düşürdüğünden çıkış gerilimini artırmak için en uygun yol her MOSFET üzerine düşen V_d gerilimini azaltmaktır. Bütün MOSFETler doyum bölgesinde çalıştıkları için MOSFETin V_d değeri denklem 7.11 deki gibidir. V_{DS} drain ile source arasındaki gerilim farkı, V_{GS} gate ile source arasındaki gerilim farkı, V_{th} eşik gerilim değeridir.

$$V_d = V_{ds} = \sqrt{2I_{ds} / \beta} + V_{th} \quad (7.11)$$

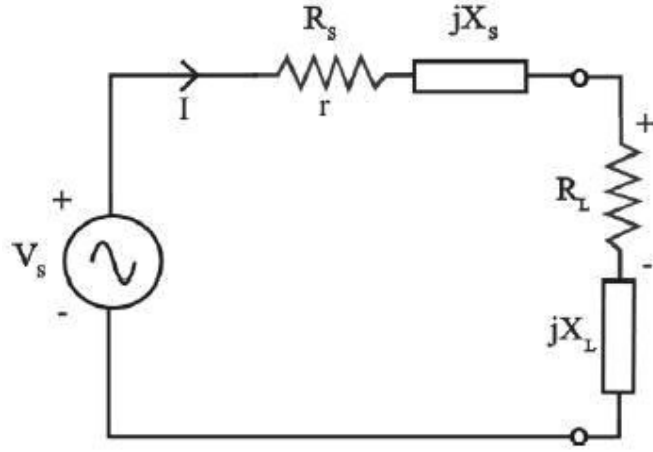
Burada $\beta = \mu_n C_{ox} W/L$ dir. Sabit çıkış akımını I_{ds} , büyük W/L oranı ve küçülmüş V_d değeri daha büyük çıkış gerilimi elde edilmesini sağlar. Pratikte 0 eşik gerilimine yakın transistorler kullanılarak performans artırımına gidilir. Akım pompasının çevrim hassasiyeti tanımlayan denklem 7.12 deki parametreler P_i giriş gücü, P_o çıkış gücü, P_{loss} devrenin güç kaybıdır. [36]

$$\eta = P_o / P_i = 1 - P_{loss} / P_i \quad (7.12)$$

8. VERİMLİLİK ANALİZİ

8.1 Maksimum Güç Transferi

Maksimum güç transfer teoremine göre sabit bir kaynak empedansına sahip olan lineer şebekede kaynaktan yüke maksimum güç aktarılması ancak yük emedansının kaynak empedansının kompleks eşleniğine eşit olmasıyla sağlanır. Bunun anlamı şekil 8.1 deki devredeki $R_L = R_S$ ve $jX_L = -jX_S$ olmasıdır. ancak bu şekilde devre eşlenik olarak uyumludur. [37]



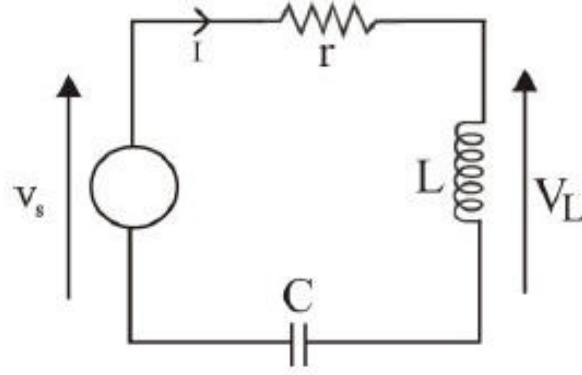
Şekil 8.1 : Maksimum güç transferinin anlatımında kullanılan devre

Şekil 8.1 deki devrede V_s sinüsoidal kaynak, dahili empedans $Z_S = R_S + jX_S$, yükün empedansı ise $Z_L = R_L + jX_L$ dir.

8.2 Kalite Faktörü

Devreler üzerinde frekansa bağlı değişimler gösteren olan indüktör ve kapasite elamanlarının oluşturduğu empedanslar bulunmaktadır. Bir devrenin rezonans halinde olabilmesi için indüktör elemanının reaktansı (X_L) kapasite elemanın reaktansı (X_C) eşit olmalıdır. Bu şart sağlandığında kalite faktörü, [37]

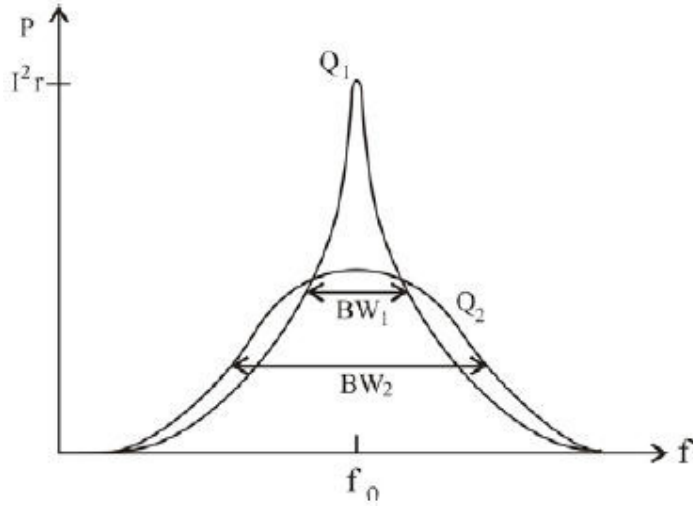
$$Q = 2\pi \frac{\text{rezonans durumunda depolanan enerji}}{\text{her döngüde israf edilen enerji}} \quad (8.1)$$



Şekil 8.2 : Seri rezonans devresi.

Şekil 8.2 de gösterilen basit bir seri rezonans devresinde indüktör L kondansatör C seri kayıp direnci r dir. Seri rezonans devresinde amaç minimum empedans değeri üzerinden maksimum akım elde edilmesidir. Bu devrenin kalite faktörü denklem 8.2 de gösterilmiştir. Denklemde X_L indüktör elemanının reaktans değeridir.

$$Q = \frac{2\pi f_0 L}{r} = \frac{X_L}{r} \quad (8.2)$$



Şekil 8.3 : Kalite faktörü ve band genişliği arasındaki ilişki.

Şekil 8.3te de görüldüğü gibi sabitlenmiş f_0 frekans değeri için yüksek kalite faktörü küçük band genişliğine (BW_1), düşük kalite faktörü ise yüksek band genişliğine (BW_2) neden olmaktadır. Band genişliğini gösteren eşitlik, [37]

$$BW = \frac{f_0}{Q} \quad (8.3)$$

8.2.1 Yükseltici ve doğrultucu devrenin kalite faktörü

RF-DC çevirici devrenin hassasiyetini arttırmak için sistemin eşik voltajını (V_{th}) olabildiğince azaltmamız gerekmektedir. Ayrıca devre seri kaskat şekilde bağlanıp ölçüm yapılabilecek şekilde tasarlanmalıdır. Yükseltici ve doğrultucu devresinin giriş empedansının kalite faktörünün (Q) artırılması tüm sistemin güç verimliliğinin artırılmasında önemli bir yer tutar. Giriş empedansının kalite faktörünün olabildiğince yüksek, parazitik elemanlarının kalite faktörünün olabildiğince düşük tutulması tüm sistemini kalite faktörünün artmasını sağlar bu da güç verimliliğini iyileştirmektedir. [11]

Kaskat şekilde yerleştirilmiş yükseltici ve doğrultucu katmanları devrenin giriş empedansına önemli bir etkiye bulunur CMOS teknolojisiyle dizayn edilen yükseltici ve doğrultucu devrelerin empedansı kapasitans ve özdirençten oluşur. Bunlar gate den görülen MOS un kanal direnci (R_{ds}) ve gate kapasitansıdır. Seri olarak kaskatlanmış katmanlar kapasitif elemanların değerini lineer olarak artırır. Paralel olarak kaskat yapılırsa özdirenç elemanların değeri azalır. Bu durum çok fazla olursa özdirenç elemanların değeri çok düşer ve diğer parazitik direnç kaynakları tarafından bastırılmalarına neden olur. (drain-source bağlantı direnci gibi) parazitik kapasitans arttıkça kalite faktörü düşer.

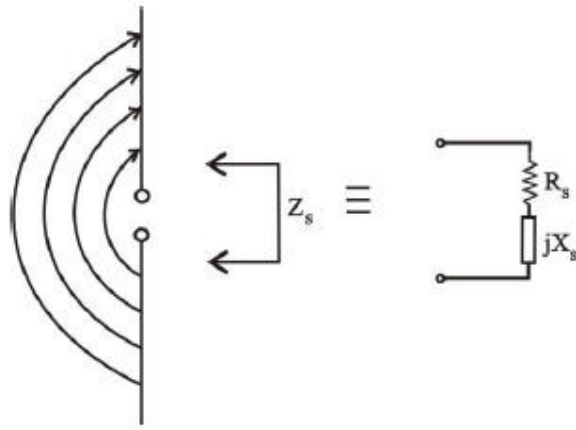
Eğer çok az sayıda yükseltici ve doğrultucu katmanları kaskat yapılırsa çıkış gerilimi devre tarafından beslenen cihazı operasyona sokacak kadar yüksek olmaz. Yükseltici ve doğrultucu katmanların sayısı optimal noktaya gelene kadar artırıldığında DC çıkış gerilimi de doğru orantılı şekilde artar. Optimal noktadan sonra daha fazla katman eklenmesi kalite faktörünü düşürür bu aynı zamanda DC çıkış gerilimini de düşmesine neden olur. Devrenin DC çıkış geriliminin ve güç verimliliğinin maksimum yapıcak olan yüksek kalite faktörü değerini sağlayacak katman sayısının belirlenmesi hayati önem taşır. [11]

8.2.2 Antenin kalite faktörü

Antenin kalite faktörü aynı zamanda ışınım kalite faktörü olarak adlandırılır. Işınım kalite faktörünün (Q) hesaplanması Denklem 8.4 te gösterilmiştir.

$$Q = \frac{\text{Rezonans durumdaki indüktör yada kapasitörün empedansı}}{\text{Antenin ışınım direnci}} \quad (8.4)$$

Şekil 8.4de gösterilen dipol anten devresinin kalite faktörü denklem 8.5den hesaplanır.



Şekil 8.4 : Dipol anten devresi

Denklem 8.5 de R_s ışınım resistansı X_s ise rezonans durumdaki reaktansı göstermektedir. [37]

$$Q = \frac{|X_s|}{R_s} \quad (8.5)$$

9. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada yakın geçmiş ve günümüzde kullanılan makro ve mikro enerji hasat sistemleri incelenmiştir. Detaylı olarak incelenen konu havada yayılım yapan elektromanyetik dalgalardan enerji hasat eden sistemlerin verimliliğini etkileyen faktörlerin analiz edilmesidir.

Havada yayılım yapan elektromanyetik dalgalardan enerji hasat eden sistemlerde ortamdaki yayılan dalgaların taşıdıkları güç miktarının matematiksel olarak hesaplanması gerekmektedir. Bu dalgaları en verimli şekilde toplayacak olan antenin seçiminde ise antenin lineer ya da dairesel polarizasyona mı sahip olacağı, kazancının, çalışma frekans aralığının ve en önemlisi antenin boyutlarının tespit edilmesinin verimliliğe nasıl bir etkide bulunacağı önem taşımaktadır. Sistemin hangi frekans aralığındaki dalgaları toplayacağına karar verip gereksiz frekansların yaratacağı harmonik hareketlerden korunmak için kullanılan band geçiren filtrelerin yapısı anlatılmıştır. Antenin havada serbest olarak bulunan elektromanyetik dalgaları en verimli şekilde toplanmasını etkileyen faktörler tespit edildikten sonra toplanan bu enerjinin en az kayıpla sistemde bulunan diğer elemanlara iletilmesi gerekmektedir. Bu kayıpsız iletimin sağlanması için de empedans uygunlaştırma teknikleri incelenmiştir. Empedans uygunlaştırma devresinin kalite faktöründeki değişimler antenden gelen enerjinin ne kadar kayıpla yükseltici ve doğrultucu devreye aktarılacağını göstermektedir. Yükseltici ve doğrultucu devreye gelen AC sinyalin en az kayıpla DC ye dönüştürülmesi ve yükseltilmesi için devrede kullanılan diyot, CMOS ve MOSFET gibi elemanların yapıları incelenip hangi elemanın devrede kullanılmasını verimliliğe nasıl etki edeceği anlatılmıştır ve kullanılan bu elemanlarla gerilimin nasıl yükseltildiği hesaplarla gösterilmiştir.

Son olarakta sistemi oluşturan tüm devrelerin verimliliklerine etki eden kalite faktörleri başlıklar halinde incelenmiştir. Kalite faktörünün değerindeki değişimlerin hangi devreye ne yönde etki ettiği gösterilmiştir.

Havadaki elektromanyetik dalgalardan enerji hasat eden sistemlerden yüksek verim elde etmek için, kullanılan devre elemanlarında çeşitli iyileştirmeler yapılmalıdır. Sistemde bulunan alıcı ve verici antenin izolasyonu iyi yapılmalıdır. Bunun yanında alıcı antende elektrik alan şiddetinin maksimum olabilmesi için maksimum EIRP yollayabilen yüksek kazanç sağlayan yönlü antenler kullanılmalıdır. Anten seçimi band genişliği ve güç yayılmalarından dolayı kısıtlamaya uğradığından seçilecek antenin hem geniş bir band genişliğine hem de yüksek kazançla sahip olması gerekmektedir. Bu şekilde havadan yüksek güç yoğunluğuna sahip sinyallerin verimli şekilde toplanması sağlanır. Sistemde kullanılacak antenlerin polarizasyon uyumu sayesinde güç kayıpları en aza indirilmiştir. Antenden gelen gücün en az kayıpla yükseltici ve doğrultucu devresine iletilmesi için mikroşerit hatların kullanıldığı empedans uygunlaştırma yöntemleri tercih edilmelidir. Yükseltici ve doğrultucu devrelerde ise devrenin ve tüm sistemin verimi artırmak için devrenin giriş empedansının kalite faktörünü artırmamız gerekmektedir. Ayrıca devrede eşik gerilimleri çok düşük olan CMOS transistörleri seçilmesi devrenin güç kaybını minimum seviyeye çekmektedir. Parasitik elemanlarının kalite faktörünün düşük tutulması tüm sistemin kalite faktörüne olumlu yönde etki etmektedir. Kaskat olarak bağlanmış katmanların sayısı optimal seviyeye gelene kadar çıkış gerilimini yükseltir optimal seviye sonrasında katman sayısındaki artış sistemin kalite faktörünü düşürür bu da verime olumsuz yönde etki etmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Raju, M.**, 2008. ULP meets energy harvesting: A game-changing combination for design engineers.
- [2] **Finkenzeller, K.**, 2003. *RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification*, 2nd ed. Chichester, Sussex, U.K:Wiley.
- [3] **Annala, A. L., Oy I. and Freidrich U.**, 2002. Passive long Distance Multiple Access UHF RFID System, *Palomar Project, European Commission, Public Report*, Project No. IST1999-10339
- [4] **Pekoslawski, B.**, 2008. Application of Vibration Energy Harvesters for Powering of Wireless Sensor Nodes in Large Rotary Machines Diagnostic System. *X International PhD Workshop OWD'2008*.
- [5] **Steingart, D. and Polastre J.**, 2008. Energy Harvesting
- [6] **Shinohara, N. and Matsumoto, H.**, 1998. Experimental study of large rectenna array for microwave energy transmission, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-46 pp. 261-268.
- [7] **Strassner, B. and Chang, K.**, 2003. 5.8-GHz circularly polarized dual-rhombic-loop traveling-wave rectifying antenna for low power-density wireless power transmission applications, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-51, pp. 1548-1553.
- [8] **Suh, Y. H., Wang, C. and Chang, K.**, 2000. Circularly polarized truncated-corner square patch microstrip rectenna for wireless power transmission, *Electrion. Lett.*, vol. 36, pp. 600-602.
- [9] **Hagerty, A. J. and Popovic, Z.**, 2001. An experimental and theoretical characterization of a broadband arbitrarily-polarized rectenna Array, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol., pp. 1855-1858.
- [10] **McSpadden, O. J., Fan, L. and Chang, K.**, 1998. Design and Experiments of a High-Conversion Efficiency 5.8-GHz Rectenna, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-46, pp. 261-268.
- [11] **Le, T. Fiez, T. and Mayaram, K.**, 2008. Efficient Far-Field Radio Frequency Energy Harvesting for Passively Powered Sensor Networks, *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, vol. 43.
- [12] **Lee, T. H.**, 2004. *The Design of CMOS Radio Frequency Integrated Circuits* 2nd ed. Cambridge, U.K: Cambridge Univ. Press.
- [13] **Bahl, I. J.**, 2000. High-Q and low-loss matching network elements for RF and microwave circuits. *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 1, no. 3, pp. 64-73.

- [14] **Razavi, B.**, 2001. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. New York: McGraw-Hill.
- [15] **Url-1** <<http://www.gidb.itu.edu.tr/staff/unsan/D/ley/elektrik/not/tesla/tesla.htm>>, alındığı tarih 21.04.2009.
- [16] **Url-2** <<http://www.gidb.itu.edu.tr/staff/unsan/D/ley/elektrik/not/tesla/tesla.htm>>, alındığı tarih 21.04.2009.
- [17] **Liao, S.**, 1977. Measurements and Computation of Electric Field Intensity and Power Density, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-26, no. 1.
- [18] **Nikitin, P. V. and Rao, K. V. S.**, 2008. Antennas and Propagation in UHF RFID Systems, *IEEE RFID 2008 Conference* Las Vegas, NV.
- [19] **Jensen, M. A. and Wallace J. W.**, 2004. A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 11, pp. 2810-2824.
- [20] **Epp, L. W., Khan, A. R., Smith, K. H. and Smith, P. R.**, Acompact, dual-polarized 8.51 GHz rectenna for high voltage (50V) actuator applications.
- [21] **Hansen, T. B. and Oristaglio, M. L.**, 2004. Method for controlling the angular extent of interrogation zones in RFID, *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 134-137.
- [22] **Toh, B.**, 2003. Understanding and measuring circular polarization, *IEEE Trans. on Education*, vol. 46, no. 3, pp. 313-318.
- [23] **Milligan, T.**, 1996. Polarization loss in a link budget when using measured circular-polarization gains of antennas, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 38, no. 1, pp. 56-58.
- [24] **Url-3** <<http://www.kyes.com/antenna/navy/basics/antennas.htm>>, alındığı tarih 12.04.2009
- [25] **Url-4** <<http://www.radartutorial.eu/06.antennas/an10.tr.html>> , alındığı tarih 12.04.2009
- [26] **Bern, D. and Kehnemouyi M.**, 2005. The Montgomery Collage Parabolic Antenna Project.
- [27] **Bahl, I. J. and Bhartia, P.**, 1980. *Microstrip Antennas* pp. 309-310.
- [28] **Url-5** <<http://www.antenna-theory.com/basics/impedance.php>> , alındığı tarih 11.04.2009
- [29] **Cole, P. H., Ranasinghe D. C. and Jamali B.**, 2003. Coupling Relations in RFID systems II: Practical Performance Measurements.
- [30] **Url-6** <http://www.zen118213.zen.co.uk/RFMicrowave_Theory_Page.htm> , alındığı tarih 07.04.2009
- [31] **Nei, J.**, 2001. ASH Transceiver Antenna Impedance Matching.

- [32] **Turhal, N., Dinçbakır, C., Erkmen, B., Kahraman, N., Yavuz, O. ve Acar, T.,** 2007. *Temel Elektronik Laboratuvarı Deney Föyü*, Yıldız Teknik Üniv. Elektronik ve Haberleşme Müh. Bölm.
- [33] **Karthus, U. and Fischer, M.,** 2003. Fully Integrated Passive UHF RFID Transponder IC With 16.7- μ W Minimum RF Input Power, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 10, pp. 1602-1608.
- [34] **Lin, P. M. and Chua L. O.,** 1977. Topological Generation and Analysis of Voltage Multiplier Circuits, *IEEE Trans. On Circuits and Systems*, vol. CAS-24, no. 10, pp.517-530
- [35] **Brugler, J. S.,** 1971. Theoretical Performance of Voltage Multiplier Circuits, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, pp. 132-135.
- [36] **Yao, Y., Shi, Y. and Dai, F. F.,** 2005. A Novel Low-Power Input-Independent MOS AC/DC Charge Pump
- [37] **Cole, P. H.,** 2002. Level 3 Fields Lines and Guides – Radiation Made Easy. Lecture Notes.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Onur Tekir

Doğum Yeri ve Tarihi: Mersin - 20 Haziran 1985

Lisans Üniversite: Kadir Has Üniversitesi

Lise: Abdul Kerim Bengi Anadolu Lisesi