

# **Microwave Circuits and Antenna Design**

Dr. Cahit KARAKUŞ

2020 - Istanbul

# İçindekiler

<b>Giriş</b>	6
<b>Elektromanyetik dalga spektrumu</b>	7
Elektromagnetik dalga yayını	9
Temel Alan Denklemleri	12
Ölçüm Birimleri	14
Serbest Uzay Yol Kaybı	16
Alış Gücünden Elektrik Alan Şiddetinin Hesaplanması	18
Elektrik Alan Şiddetinin Alıcı Devrenin Giriş Gerilimi Cinsinden İfadesi	19
<b>Kızılötesi ve mor ötesi ışınlar</b>	23
<b>Transmission Lines</b>	25
<b>Antenna</b>	26
<b>Mikrodalga amplifier tasarımı</b>	36
<b>Kaynaklar</b>	42

## Ders İçeriği:

- Microwave Tubes: Introduction, Reflex Klystron Oscillator, Mechanism of Oscillations, Modes of Oscillations, Mode Curve.
- Microwave Transmission Lines: Microwave Frequencies, Microwave devices, Microwave Systems, Transmission Line equations and solutions, Reflection Coefficient and Transmission Coefficient, Standing Wave and Standing Wave Ratio, Smith Chart, Single Stub matching.
- Microwave Network theory: Symmetrical Z and Y-Parameters for Reciprocal Networks, S matrix representation of Multi-Port Networks.
- Microwave Passive Devices: Coaxial Connectors and Adapters, Attenuators, Phase Shifters, Waveguide Tees, Magic tees.
- Strip Lines: Micro Strip lines, Parallel Strip lines, Coplanar Strip lines, Shielded Strip Lines.
- Antenna Basics: Basic Antenna Parameters, Patterns, Beam Area, Radiation Intensity, Beam Efficiency, Directivity and Gain, Antenna Apertures, Effective Height, Bandwidth, Radio Communication Link, Antenna Field Zones & Polarization.
- Antenna Types: Helical Antenna, Helical Geometry, Practical Design Considerations of Helical Antenna, Yagi-Uda array, Parabola General Properties , Log Periodic Antenna.
- Electric Dipoles: Introduction, Short Electric Dipole, Fields of a Short Dipole (General and Far Field Analyses), Radiation Resistance of a Short Dipole, Thin Linear Antenna (Field Analyses), Radiation Resistances of  $\lambda/2$  Antenna.
- Loop and Horn Antenna: Small loop, Comparison of Far fields of Small Loop and Short Dipole, The Loop Antenna General Case , Far field Patterns of Circular Loop Antenna with Uniform Current , Radiation Resistance of Loops, Directivity of Circular Loop Antennas with Uniform Current, Horn antennas Rectangular Horn Antennas.
- Microstrip Patch Antennas: Microstrip design, Feeding Techniques, Rectangular Microstrip Antenna Design, Designing. Microstrip Patch Antenna by Using HFSS.
- Antenna Gain and Impedance Matching Measurement methods
- Antenna Arrays: Introduction, Point Sources, Power Patterns, Power Theorem, Radiation Intensity, Field Patterns, Phase Patterns, Arrays of Two Isotropic Point Sources, Pattern Multiplication, Linear Arrays of n Isotropic Point Sources of equal Amplitude and Spacing.

## INTRODUCTION

Microwaves refers to signals with frequencies between 300MHz and 300GHz (corresponding to wavelengths of 1m-1mm)They are also reffered to as millimeter wavesBecause of high frequencies (or short wavelengths), the conventional circuit theory cannot be used to analyse microwave systems. Instead, the analysis is done using the electric and magnetic fields associated with the device (Electromagnetic theory)This is because the phase of a voltage or current changes significantly over the physical extent of the device, because the device dimensions are in the order of the microwave wavelength.

speed of light in a vacuum	$c$	$2.997\,924\,58 \times 10^8 \text{ m s}^{-1}$ (by definition)
permeability of a vacuum	$\mu_0$	$4\pi \times 10^{-7} \text{ H m}^{-1}$ (by definition)
permittivity of a vacuum	$\epsilon_0$	$1/\mu_0 c^2 = 8.854\,187\,817 \dots \times 10^{-12} \text{ F m}^{-1}$
elementary charge	$e$	$1.602\,177\,33(49) \times 10^{-19} \text{ C}$
Planck constant	$h$	$6.626\,075\,5(40) \times 10^{-34} \text{ J s}$
$h/2\pi$	$\hbar$	$1.054\,572\,66(63) \times 10^{-34} \text{ J s}$
Avogadro constant	$N_A$	$6.022\,136\,7(36) \times 10^{23} \text{ mol}^{-1}$
unified atomic mass constant	$m_u$	$1.660\,540\,2(10) \times 10^{-27} \text{ kg}$
mass of electron	$m_e$	$9.109\,389\,7(54) \times 10^{-31} \text{ kg}$
mass of proton	$m_p$	$1.672\,623\,1(10) \times 10^{-27} \text{ kg}$
Bohr magneton $eh/4\pi m_e$	$\mu_B$	$9.274\,015\,4(31) \times 10^{-24} \text{ J T}^{-1}$
molar gas constant	$R$	$8.314\,510(70) \text{ J K}^{-1} \text{ mol}^{-1}$
Boltzmann constant	$k_B$	$1.380\,658(12) \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$
Stefan–Boltzmann constant	$\sigma$	$5.670\,51(19) \times 10^{-8} \text{ W m}^{-2} \text{ K}^{-4}$
gravitational constant	$G$	$6.672\,59(85) \times 10^{-11} \text{ N m}^2 \text{ kg}^{-2}$
<i>Other data</i>		
acceleration of free fall	$g$	$9.806\,65 \text{ m s}^{-2}$ (standard value at sea level)

- 1) EM Wave Radiation
- 2) Microwave Circuits
- 3) Transmission Lines
- 4) Smith Charts
- 5) 6. Antenna Design
- 6) Antenna Array
- 7) Amplifier Design
- 8) S - Parameters
- 9) Power Gain
- 10) Amplifier Design using S-parameters
- 11) Low Noise Amplifier

## Grad, Div, Curl and the Laplacian

	Cartesian Coordinates	Cylindrical Coordinates	Spherical Coordinates
Conversion to Cartesian Coordinates		$x = \rho \cos \varphi \quad y = \rho \sin \varphi \quad z = z$	$x = r \cos \varphi \sin \theta \quad y = r \sin \varphi \sin \theta$ $z = r \cos \theta$
Vector $A$	$A_x i + A_y j + A_z k$	$A_\rho \hat{\rho} + A_\varphi \hat{\varphi} + A_z \hat{z}$	$A_r \hat{r} + A_\theta \hat{\theta} + A_\varphi \hat{\varphi}$
Gradient $\nabla \phi$	$\frac{\partial \phi}{\partial x} i + \frac{\partial \phi}{\partial y} j + \frac{\partial \phi}{\partial z} k$	$\frac{\partial \phi}{\partial \rho} \hat{\rho} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \phi}{\partial \varphi} \hat{\varphi} + \frac{\partial \phi}{\partial z} \hat{z}$	$\frac{\partial \phi}{\partial r} \hat{r} + \frac{1}{r} \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \hat{\theta} + \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial \phi}{\partial \varphi} \hat{\varphi}$
Divergence $\nabla \cdot A$	$\frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z}$	$\frac{1}{\rho} \frac{\partial(\rho A_\rho)}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_\varphi}{\partial \varphi} + \frac{\partial A_z}{\partial z}$	$\frac{1}{r^2} \frac{\partial(r^2 A_r)}{\partial r} + \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial A_\theta \sin \theta}{\partial \theta}$ $+ \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial A_\varphi}{\partial \varphi}$
Curl $\nabla \times A$	$\begin{vmatrix} i & j & k \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} \frac{1}{\rho} \hat{\rho} & \hat{\varphi} & \frac{1}{\rho} \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial \rho} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_\rho & \rho A_\varphi & A_z \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} \frac{1}{r^2 \sin \theta} \hat{r} & \frac{1}{r \sin \theta} \hat{\theta} & \frac{1}{r} \hat{\varphi} \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial \varphi} \\ A_r & r A_\theta & r A_\varphi \sin \theta \end{vmatrix}$
Laplacian $\nabla^2 \phi$	$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2}$	$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial \phi}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \phi}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2}$	$\frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left( r^2 \frac{\partial \phi}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \sin \theta \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \right)$ $+ \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta} \frac{\partial^2 \phi}{\partial \varphi^2}$

**The microwave frequency band is further sub divided into:**

- L-band 1-2GHz
- S-band 2-4GHz
- C-band 4-8GHz
- X-band 8-12GHz
- Ku-band 12-18GHz
- K-band 18-26GHz
- Ka-band 26-40GHz
- U-band 40-60GHz

Microwave frequencies travel by line of sight and are not bent by the ionosphere as are lower frequency signals. The essential requirement of a microwave circuit is to transmit signal power from one point to another without radiation loss. Transmission lines and waveguides are therefore used.

The characteristic desired in a transmission line or a waveguide are:

- (i) Single mode of operation over a wide band of frequencies
- (ii) Small attenuation. Advantages of microwaves over lower frequencies and applications of microwaves.

# Giriş

Elektromanyetik yayılım (radyasyon), bütün evreni kuşatan bir enerjidir. Gözümüze çeşitli renkler halinde görünen ışık da elektromanyetik radyasyonun bir parçasıdır. Elektromanyetik ışımaya, tüm kainatta yayılan bir enerjidir. İnsan bu enerji ortamı etkisi altında yaşamını sürdürebilmektedir.

Nikola Tesla (1856, 1943, New York), Sırp asıllı mucit, elektrik ve makine mühendisidir. Alternatif akım ile çalışan sistemlerin ilk mucididir. Yüksek gerilim ve yüksek frekanslı elektrik iletimi konusundaki araştırmaları, Nicola 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. İstasyondan birkaç mil uzaklıkta enerjiyi kullanırken, Nicola Tesla ilk insan yapımı şimşegi oluşturdu. Bir direğin tepesindeki 1 metre çaplı bakır küreden, 30 metre uzunluğunda, kulakları sağır eden şimşekler çaktı. TESLA yapay depremler yapabilecek, ölüm ışınından ve kimsenin geçemeyeceği manyetik bir kalkandan bahsetti (Tesla Kalkanı), hatta dünyayı bir elma gibi ikiye bölebilecek güçte silahlar yapılabileceğini söyledi.

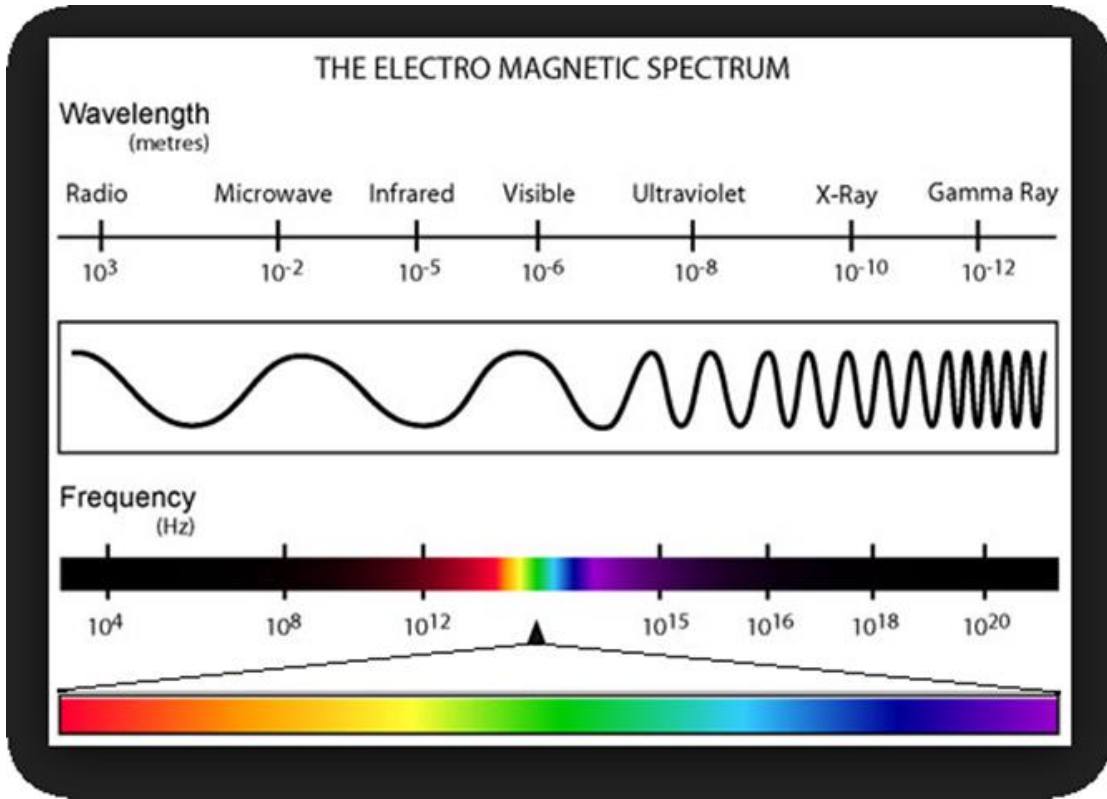
Elektromanyetik darbeleri atış etkisi ilk olarak havada patlatılan nükleer silahların denenmesi sırasında gözlemlendi. Bu enerji darbesi etki alanında bir elektromanyetik alan oluşturup, bu alana maruz kalan iletkenlerde ve elektronik cihazlarda kısa süreli ama binlerce voltluk bir gerilim oluşturdu. Bu darbeleri atışların özellikle elektronik ekipmanlarda geri dönüşü olmayan hasarlara da sebep olabileceği gözlemlendi. Tesla Kalkanının özellikle kritik tesislerin (nükleer santraller, barajlar, silah fabrikaları, silah depoları, rafineriler...) korunmasında kullanılmak üzere çalışmaları devam etmektedir.

# Elektromanyetik dalga spektrumu

Elektromanyetik dalga spektrumu düşük frekanstan yüksek frekansa,

- 1) Radyo Dalgalar
- 2) Mikro Dalgalar
- 3) Kızıl ötesi
- 4) Görünen Işık
- 5) Mor Ötesi
- 6) X-Işınları
- 7) Gamma Işınları olarak sıralanır.

Görünür ışığın (Visible) dalga boyu  $10^{-6}$ m den küçük elektromanyetik dalgalar, iyonize dalgalar olarak adlandırılmaktadır.



Yayınım (Radyasyon), dalga, parçacık veya foton olarak adlandırılan elektromanyetik yayınım yapan enerjidir. Radyasyon, daima doğada var olan ve birlikte yaşadığımız bir olgudur. Radyo ve televizyon iletişimini olanaklı kılan radyo dalgaları; tıpta, endüstride kullanılan x-ışınları; güneş ışınları; günlük hayatımızda alışkın olduğumuz radyasyon çeşitleridir.

Atom, elementlerin en küçük kimyasal yapı taşıdır. Atomun temel parçacıkları: Proton, Nötron ve Elektrondur. Yüksüz nötron ve pozitif yüklü protonların bulunduğu atomun merkezi çekirdek olarak adlandırılır. Elektronlar çekirdeğin etrafında yoğunluğu yer yer azalıp çoğalan elektron bulutları halinde bulunurlar. Elektriksel yük yönünden nötr bir atomda çekirdeği çevreleyen eksi yüklü elektronlarla artı yüklü protonların sayısı eşittir. Negatif yüklü elektronlar çekirdekten belirli uzaklıklarda hem kendi etraflarında hem de çekirdeğin etrafında çok hızlı hareket ederler. Bu sebeple elektronlar çekirdeğe düşmezler, çekirdek tarafından çekildikleri için de dışarı fırlamazlar.

Ağır atom çekirdeklerinin nötronlarla bombardımanı sonucunda çekirdeklerin parçalanması ile büyük bir enerji açığa çıkmaktadır (Nükleer enerji üretimi). Bu tepkimeye "filyon" adı verilmektedir. Çok yüksek sıcaklıkta yüksek enerjiye ulaşan atom çekirdeklerinin çarpışması ile füzyon tepkimesi oluşmaktadır (Güneş).

Radyasyonu temel olarak iki şekilde sınıflandırabiliriz. Bunlar "parçacık" ve "dalga" tipi radyasyonlardır. Parçacık radyasyonu; belli bir kütle ve enerjiye sahip çok hızlı hareket eden minik parçacıkları ifade eder. Bunlar hızla giden mermilere benzerler, ancak gözle görülemeyecek kadar küçüktürler. Dalga tipi radyasyon; belli bir enerjiye sahip ancak kütsüz radyasyon çeşididir. Bunlar, titreşim yaparak ilerleyen elektrik ve manyetik enerji dalgaları gibidir. Görünür ışık, dalga tipi radyasyonun bir çeşididir. Bütün dalga tipi radyasyonlar ışık hızıyla ( $3 \times 10^8$  m/saniye) hareket ederler.

Gözlerimizin fark edebileceği en yüksek enerjili ışık mor renkli ışıktır. Radyasyonun enerjisi arttıkça ışık rengi mor renk ötesine gider ve morötesi olarak adlandırılır. Morötesi ışığı göremez veya hissedemeyiz, ancak ortamda mevcuttur ve eğer şiddeti büyükse ciltte bırakacağı güneş yanığına benzer yanık izleri ile varlığı hissedilir. Görünen ışık yayınımindan alt taraftaki dalgalara kızıl ötesi denir. Kızıl ötesi ışımaya ısı enerjisi ile ilgilidir.

Parçacık ve dalga tipi radyasyonları da yine iki gruba ayırmamız mümkündür. Bunlar, "iyonlaştırıcı" ve "iyonlaştırıcı olmayan" radyasyonlardır. İyonlaştırıcı radyasyon, çarptığı maddede yüklü parçacıklar (iyonlar) oluşturabilen radyasyon demektir. O halde iyonlaştırıcı radyasyonlar, önlem alınmadığı takdirde tüm canlılar için zararlı olabilecek radyasyon çeşitleridir. Başlıca beş iyonlaştırıcı radyasyon çeşidi vardır. Bunlar, Alfa parçacıkları, Beta parçacıkları, X ışınları, Gama ışınları ve Nötronlardır.



## Elektromagnetik dalga yayını

Elektromagnetik dalga yayını yaparken uzaklığa bağlı olarak zayıflar.  $P_r$ , alışı gücü, antenin önündeki güç yoğunluğu ile alışı antenin ışımaya açıklığı, anten kazancı ve kablo kaybının çarpılmasıdır. Alışı antenin önündeki güç yoğunluğu, verici gücü, anten kazancı ile kablo kaybının çarpılıp küresel yüzey alanına bölümüne eşittir. Alışı gücü (1) nolu denklem ile tanımlanır. (Friis denklemi)

$$P_r = P_t G_t L_t G_r L_r \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (1)$$

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),

$G_r$ : alışı anten kazancı (numerik),

$L_r$ : alışı tarafta hat kaybı (numerik),

$R$ : Alışı verici antenler arasındaki uzaklık (metre),

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Burada

$\lambda$ : dalga uzunluğu, (metre),

$c$ =ışık hızı= $3 \times 10^8$  m/s

$f$ =frekans, (Hz=1/s) dir.

(1) Nolu denklem logaritmik olarak düzenlenirse,  $P_r$ , dBm cinsinden aşağıdaki biçimde yazılır.

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_t - L_r - FSL \quad (2)$$

FSL: terim serbest uzay yol kaybı olarak adlandırılır.

$$FSL = 32.45 + 20 \log(R_{km} \times f_{MHz})$$

Verici antenden  $R$  m uzaktaki güç yoğunluğu

$$P_d = \frac{P_t G_t L_t}{4\pi R^2} \quad W/m^2 \quad (3)$$

Serbest uzaydaki uzak alanda elektromagnetik dalganın taşıdığı güç yoğunluğu elektrik alan şiddetinden de hesaplanır.

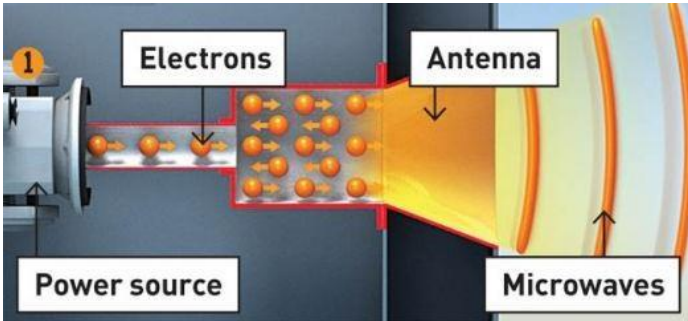
$$P_d = \frac{E^2}{\eta_0} = \frac{E^2}{120\pi} \quad W/m^2 \quad (4)$$

(3) ve (4) nolu denklemlerden elektrik alan şiddeti güç yoğunluğu ya da verici gücü cinsinden hesaplanabilir.

$$E = \sqrt{120\pi P_d} = 19.4\sqrt{P_d} = \frac{5.48}{R}\sqrt{P_t G_t L_t} \quad V/m. \quad (5)$$

Yüksek güçlü elektromanyetik dalgalar (HPEM-High Power Electromagnetic) tek darbe veya bir dizi darbe aracılığı ile belirlenen süre boyunca, yüksek güçte elektromanyetik ışınım yapmak üzere tasarlanır. Elektromanyetik enerjinin iletken ya da yarıiletken elektronik devreler ile etkileşiminde HPEM sinyalinin şiddeti, yükselme hızı, süresi, frekansı gibi özelliklerinin her biri önemlidir. HPEM kaynakları tarafından üretilen elektromanyetik enerji ile hedefteki elektronik teçhizatın çalışması engellenir, hatalı çalışmaya sevk edilir ya da tahrip edilerek çalışamaz hale getirilir. HPEM ışınımındaki elektronik hedef üzerinde gözlenen etki, enterferanstan, kalıcı hasara kadar çeşitli seviyelerde değişebilmektedir.

1 amperlik akımın oluşabilmesi için iletken ortamda 1 saniyede  $6,25 \times 10^{18}$  elektronun geçmesi gerekir.



Yüksek güç yayan elektromanyetik enerji kaynağı oluşturmak için, Megawatt ve ötesinde Gigawatt mertebelerinde hareket halinde elektrik üreten enerji kaynaklarına ihtiyaç bulunmaktadır. Yüksek güçteki elektrik enerjisinden elektromanyetik enerji elde edebilmek için plazmatik ortamda elektron akışı sağlanmalıdır. Yüksek güçlü elektromanyetik enerji kaynakları elde edilirken, yüksek çıkış darbe gücünden elektrovakum cihazları kullanılmaktadır. GHz bandında çalışan ve çok yüksek çıkış güçlerini sağlayan güç yükselticinde katottan yollanan ve anoda doğru hızlanan elektronlar, akış yolunda kollektöre doğru hızlanır ve yavaşlar. Böylece giriş salınımı ritmine uygun olarak tekrarlanan bir elektron ışınım paketi ortaya çıkar (foton). Bu yüksek frekanslı salınım, giriş sinyaline göre oldukça yükselmiş bir elektromanyetik çıkış gücü sağlar. Foton, elektromanyetik alanın kuantumu, ışığın temel "birimi" ve tüm elektromanyetik ışınların kalıbı olan temel parçacıktır. Foton ayrıca elektromanyetik kuvvet'in kuvvet taşıyıcısıdır. Foton hem dalga hem de parçacık özelliği gösterir.

Elektron hızlandırıcı mikrodalga sistemleri ile megawatt güçündeki enerjiden gigawatt güçündeki mikrodalga enerjiye, gigawatt güçündeki enerji kaynağından ise terawatt güçündeki mikrodalga enerjiye dönüşüm sağlanabilmektedir. Bu mikrodalga enerji, yönlü anten sistemleri üzerinden ile hedefe odaklandığında muazzam bir yok edici enerji ortaya çıkmaktadır.

Watt (W) güç ölçüm birimidir.

Amper x Volt = Watt

1 Kilowatt (kW) = 1000 Watt

The formula that links energy and power is:

$$\text{Energy} = \text{Power} \times \text{Time}.$$

The unit of energy is the joule, the unit of power is the watt, and the unit of time is the second.

If we know the power in watts of an appliance and how many seconds it is used we can calculate the number of joules of electrical energy which have been converted to some other form.

E.g. If a 40 watt lamp is turned on for one hour, how many joules of electrical energy have been converted by the lamp?

$$\begin{aligned} \text{Energy (w)} &= \text{Power} \times \text{Time} \\ \text{Energy} &= 40 \times 3600 \\ &= 14,400 \text{ joules} \end{aligned}$$

Elektromagnetik 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 alışı gücüne göre çizimler yapılacaktır.

## Temel Alan Denklemleri

Elektrik alan şiddeti ölçümleri ve hesaplamalarının önemi mikrodalga alanında artmaktadır. Elektromagnetik dalgaların insan ve çevre sağlığını nasıl etkilediğinin hesaplanması gerekmektedir. Radar veya füze sistemleri gibi pek çok elektronik sistemlerinde santimetrede mikro volt değerinde elektrik alan şiddetine ihtiyaç vardır. Elektrik alan şiddetinden ( **V/m** ) gerilime ve güce ( **mW/cm<sup>2</sup>** ) ilişkin çeşitli birimlere dönüştürülmesi gereklidir.

Alan teorisinden, serbest uzayda Fraunhofer bölgesinde yani uzak alanda elektrik ve magnetik alan şiddetleri daima aynı fazdadır ve birbirlerine diktir. Gözlem noktasındaki Poyting vektörü

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

şeklinde verilir. Burada;

E, volt/m cinsinden elektrik alan şiddeti,

H, amper/m cinsinden magnetik alan şiddetidir.

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

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

Burada R kaynak ile gözlem noktası arasındaki uzaklık ve  $\eta_0 = 377\Omega = 120\pi$  Serbest uzayın karakteristik empedansıdır.

$$H = \frac{E}{\eta_0} \quad [\text{A/m}]$$

Elektrik alanda depolanan enerji,

$$W_e = \frac{\epsilon_0}{2} \iiint_V |E|^2 \, dv \quad \text{Joules} \quad (3)$$

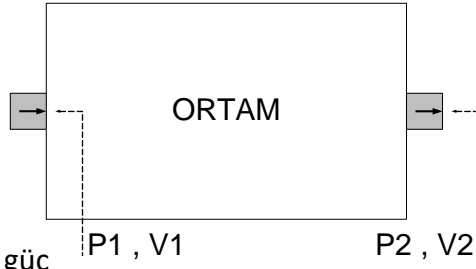
ile tanımlanır. Burada  $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} = \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9}$  F/m boşluk veya Havanın dielektrik sabitidir, |E|, elektrik alan şiddetinin genliğidir. Magnetik alanda depolanan enerji

$$W_m = \frac{\mu_0}{2} \iiint_V |H|^2 dv \quad \text{Joules} \quad (4)$$

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

$$\eta_0 = \frac{E}{H} \quad \Omega. \text{ dir.} \quad (5)$$

## Ölçüm Birimleri



- 1) dB- desibel iki güç birimsiz sayıdır. seviyesi oranı ile tanımlandığından

$$dB \equiv 10 \text{Log}_{10} \left( \frac{P_2}{P_1} \right)$$

İki güç seviyesi birbirleri ile orantı temelinde ilişkilidir. Eğer P2 güç seviyesi P1 güç seviyesinden büyük ise dB pozitifdir. Tersi durumda negatiftir.  $P = \frac{V^2}{R}$ , eşit veya aynı direnç değerlerinde gerilimler ölçüldüğünde dB değeri gerilimler cinsinden aşağıdaki biçimde yazılır.

$$dB \equiv 20 \text{Log}_{10} \left( \frac{V_2}{V_1} \right)$$

- 2) dBW- Çıkışta ölçülen P2 [Watt] gücünün, girişte P1= 1W referans gücüne oranının logaritmik değeridir.

- 3) dBm- Çıkışta ölçülen P2 [Watt] gücünün, girişte P1= 1mW=10<sup>-3</sup> Watt referans gücüne oranının logaritmik değeridir.

$$dB \equiv 10 \text{Log}_{10} \left( \frac{P_2 [\text{watt}]}{10^{-3} [\text{watt}]} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_2 [\text{mwatt}]}{1 [\text{mwatt}]} \right)$$

$$dBm = dBW + 30$$

$$dBW = dBm - 30$$

- 4) dB  $\mu$  V- the decibel above 1  $\mu$ V (dB,V) is a dimensionless voltage ratio in dB referred to a reference voltage of 1  $\mu$ V. The field-intensity meters used for the measurements in the microwave region often have a scale in dB, $\mu$ V, since the power levels to be measured are usually extremely low.

- 5)  $\mu$ V/m-microvolts per meter ( $\mu$ V/m) are units of 10<sup>-6</sup> V/m, expressing the electric field intensity.

- 6) dB,V/m-the decibel above 1  $\mu$ V/m (dB,V/m) is a dimensionless field-intensity ratio in dB relative to 1, $\mu$ V/m. This unit is also often used for field-intensity measurements in the microwave region.

7)  $\mu\text{V}/\text{m}/\text{MHz}$  the microvolts per meter per megahertz ( $\mu\text{V}/\text{m}/\text{MHz}$ ) are units of  $10^{-6} \text{ V} \cdot \text{s}$  per broad-band electric field-intensity distribution. This is a two-dimensional distribution, in space and in frequency.

8)  $\text{dB}, \mu\text{V}/\text{m}/\text{MHz}$ -the decibel above 1  $\mu\text{V}/\text{m}/\text{MHz}$  ( $\text{dB}, \mu\text{V}/\text{m}/\text{MHz}$ ) is a dimensionless broad-band electric field-intensity distribution ratio with respect to 1  $\mu\text{V}/\text{m}/\text{MHz}$ .

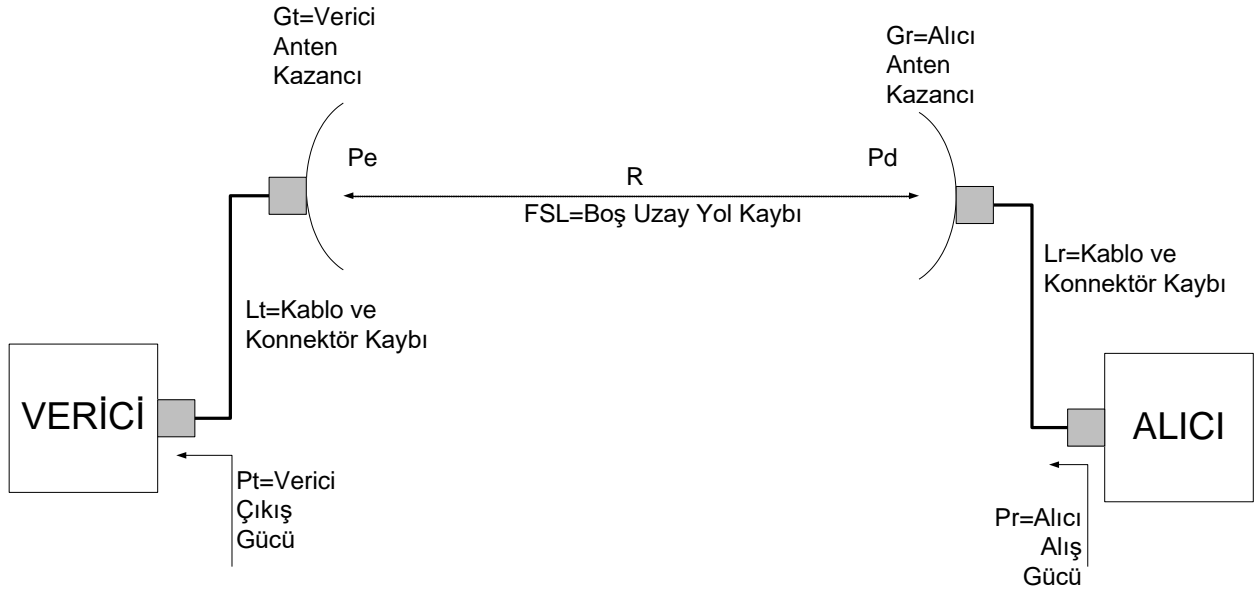
9)  $\mu\text{V}/\text{MHz}$ -microvolts per megahertz per second of bandwidth ( $\mu\text{V}/\text{MHz}$ ) are units of  $10^{-6} \text{ V} \cdot \text{s}$  of broad-band voltage distribution in the frequency domain. The use of this unit is based on the assumption that the voltage is evenly distributed over the bandwidth of interest.

$$\text{dBW} = -30 + \text{dBm} = -60 + \text{dB } \mu\text{W}$$

$$\text{dBV} = -60 + \text{dBmV} = -120 + \text{dB } \mu\text{V}$$

## Serbest Uzay Yol Kaybı

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



$P_r$ , alış gücü, antenin önündeki güç yoğunluğu ile alış antenin ışıma 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. Alış gücü (6) nolu denklem ile tanımlanır. (Friis denklemi)

$$P_r = P_t G_t L_t G_r L_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \text{ Watt} \quad (6)$$

Burada

$P_r$ : alış güç seviyesi, Watt,

$P_d$ : alış güç yoğunluğu, W/m<sup>2</sup>,

$P_t$ : verici çıkış 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),

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Burada

$\lambda$ , dalga uzunluğu, (metre),

$c$ =ışık hızı= $3 \times 10^8$  m/s



f=frekans (Hz=1/s) dir.

$\frac{\lambda^2}{4\pi}$  is ışına açıklığıdır. Verici gücü dBW, anten kazancı dBi, kablo kaybı dB olarak verilirse (6) nolu denklemdeki alıcı güç seviyesi dBW olarak hesaplanır (7).

$$Pr = Pt + Gt + Gr - Lt - Lr - 20 \text{ Log}_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) \quad (7)$$

Son terim serbest uzay yol kaybı olarak adlandırılır.

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

#### IV. VERİCİ GÜCÜNDEN ELEKTRİK ŞİDDETİNİN HESAPLANMASI

Verici antenden R m uzaktaki güç yoğunluğu

$$P_d = \frac{P_t G_t L_t}{4\pi R^2} \quad W/m^2 \quad (8)$$

Serbest uzaydaki uzak alanda elektrpmagnetik dalganın taşıdığı güç yoğunluğu (2) nolu denklemde verilen elektrik alan şiddetinden hesaplanır.

$$P_d = \frac{E^2}{\eta_0} = \frac{E^2}{120\pi} \quad W/m^2 \quad (9)$$

(8) ve (9) nolu denklemlerden elektrik alan şiddeti güç yoğunluğu ya da verici gücü cinsinden hesaplanabilir.

$$E = \sqrt{120\pi P_d} = 19.4 \sqrt{P_d} = \frac{5.48}{R} \sqrt{P_t G_t L_t} \quad V/m. \quad (10)$$

Güç yoğunluğu ve elektrik alan şiddetinin dB cinsinden logaritmik olarak ifadesi (11) ve (12) denklemlerinde verildiği gibidir.

$$Pd = -11\text{dB} - 20 \text{ Log}_{10}(R) + Pt \text{ (dBW)} + Gt \text{ (dBi)} - Lt \text{ (dB)} \quad \text{dBW}/m^2 \quad (11)$$

$$E = 14.8\text{dB} - 20 \text{ Log}_{10}(R) + Pt \text{ (dBW)} + Gt \text{ (dBi)} - Lt \text{ (dB)} \quad \text{dBV}/m \quad (12)$$

(12) nolu denklemden (11) nolu denklem çıkarılırsa dBW/m<sup>2</sup> cinsinden güç yoğunluğu dBV/m cinsinden yazılır.

$$E = 25.8 \text{ dB} + Pd \text{ (dBW}/m^2) \text{ dBV}/m. \quad (13)$$

## Alış Gücünden Elektrik Alan Şiddetinin Hesaplanması

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

$$P_d = \frac{4\pi P_r}{\lambda^2 G_r L_r} \quad W/m^2 \quad (14)$$

(14) nolu denklemi (10) nolu denklemde yerine koyarsak elektrik alan şiddetini V/m cinsinden elde ederiz.

$$E = \frac{68.77}{\lambda} \left( \frac{P_r}{G_r L_r} \right)^{1/2} \quad V/m \quad (15)$$

Güç yoğunluğu ve elektrik alan şiddetinin dB cinsinden logaritmik ifadesi (16) ve (17) nolu denklemlerde verilmiştir.

$$P_d = 11dB - 20 \text{Log}_{10}(\lambda) + P_r \text{ dBW} - G_r \text{ dB}_i - L_r \text{ dB} \quad \text{dBW}/m^2 \quad (16)$$

$$E = 36.8 \text{ dB} - 20 \text{Log}_{10}(\lambda) + P_r \text{ dBW} - G_r \text{ dB}_i - L_r \text{ dB} \quad \text{dBV}/m \quad (17)$$

## Elektrik Alan Şiddetinin Alıcı Devrenin Giriş Gerilimi Cinsinden İfadesi

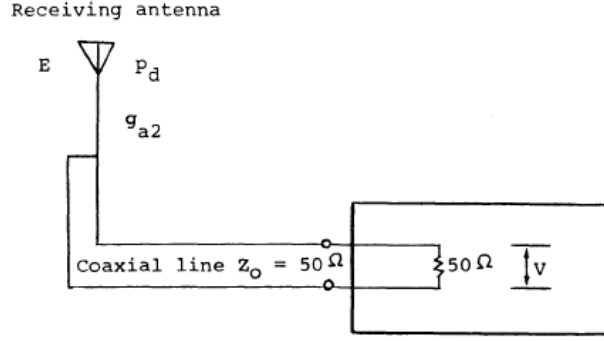


Fig. 4. Field intensity in terms of receiving voltage.

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

Antenin çıkış empedansı 50 ohm, hattın karakteristik empedansı 50 ohm ve alıcı devrenin giriş empedansı 50 ohm ise alış gücü (18) denklemi ile belirtilir.

$$P_r = \frac{V^2}{R} \quad W \quad (18)$$

Anten ışınım açıklığında güç yoğunluğu ise

$$P_d = \frac{0.251 V^2}{\lambda^2 G_i L_t} \quad W/m^2 \quad , \quad (19)$$

Alan şiddeti ise (10) nolu denklemden

$$E = \frac{9.7 V}{\lambda} \left( \frac{1}{G_i L_t} \right)^{1/2} \quad V/m \quad \text{olur.} \quad (20)$$

Güç yoğunluğu ve elektrik alan şiddetinin dB cinsinden logaritmik ifadesi (16) ve (17) nolu denklemlerde verilmiştir.

$$P_d = -6 dB - 20 \text{Log}_{10}(\lambda) + V \text{ dBV} - G_i \text{ dB}_i - L_t \text{ dB} \quad \text{dBW}/m^2 \quad (21)$$

$$E = 19.8 \text{ dB} - 20 \text{Log}_{10}(\lambda) + V \text{ dBV} - G_i \text{ dB}_i - L_t \text{ dB} \quad \text{dBV}/m \quad (22)$$

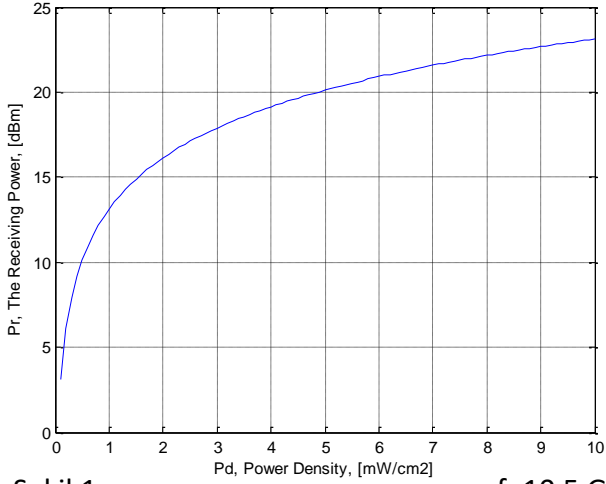
Üretici tarafından belirtilen antenin en önemli özelliklerinden biride anten faktörüdür. Alıcı gücü ölçüldüğünde elektrik alan şiddeti ve giriş gerilimi bulunduğunda anten faktörü (23) nolu denklem ile hesaplanır.

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

## SAYISAL SONUÇLAR:

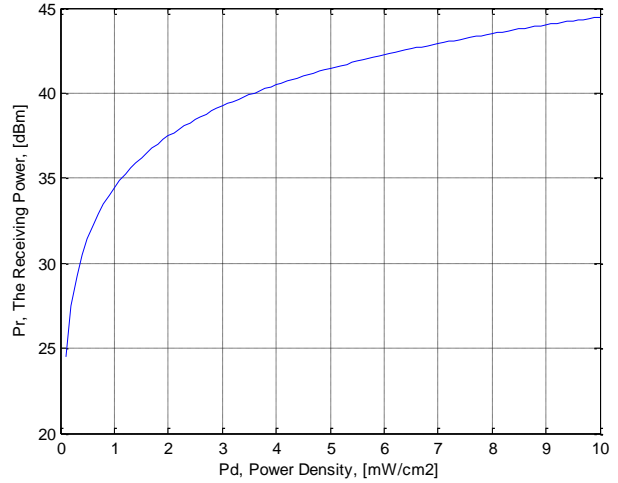
### Örnek -1

Alicı anten kazancı 12.5 dBi, Alicı taraftaki kablo ve konektör kaybı 3 dB, Koaksiyel kablo ve giriş empedans 50 ohm, İşaret frekansı 10.5GHz ve 900Mz için Güç yoğunluğu 1 mWatt/cm<sup>2</sup> ile 10 mWatt/cm<sup>2</sup> değişim için Pr değerlerini dBm olarak bulunması



Şekil.1.a

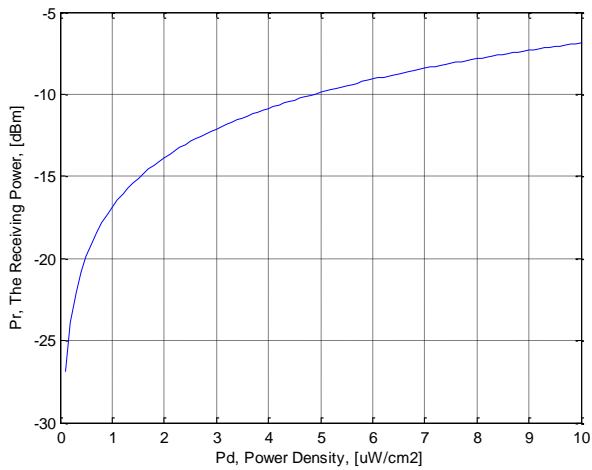
f=10.5 GHz



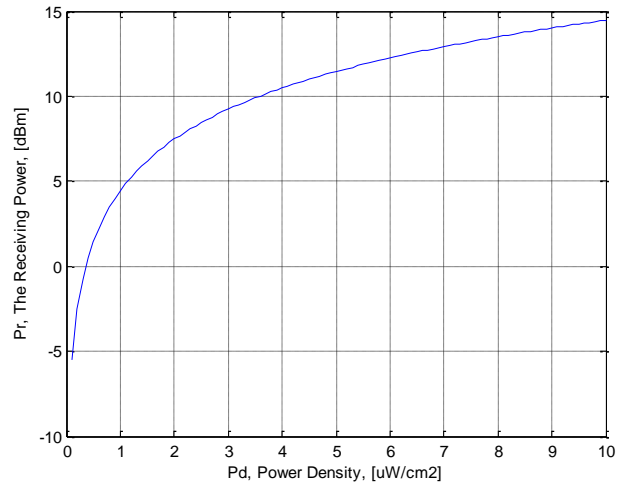
Şekil.1.b f=900MHz

### Örnek -2

Alicı anten kazancı 12.5 dBi, Alicı taraftaki kablo ve konektör kaybı 3 dB, Koaksiyel kablo ve giriş empedans 50 ohm, İşaret frekansı 10.5GHz ve 900MHz için Güç yoğunluğu 1 uWatt/cm<sup>2</sup> ile 10 uWatt/cm<sup>2</sup> değişim için Pr değerlerini dBm olarak bulunması



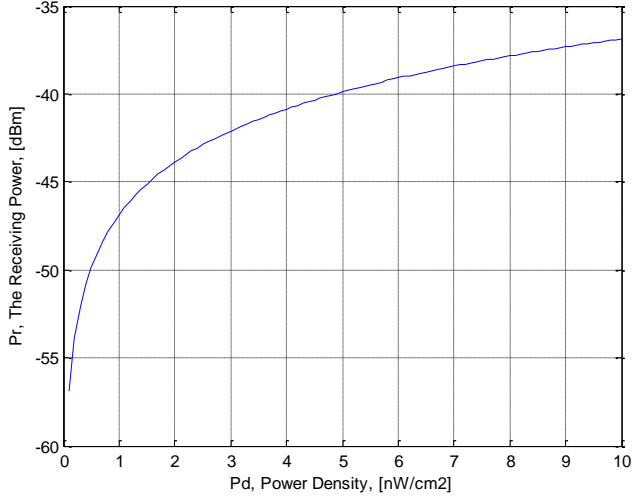
Şekil.2.a f=10.5 GHz



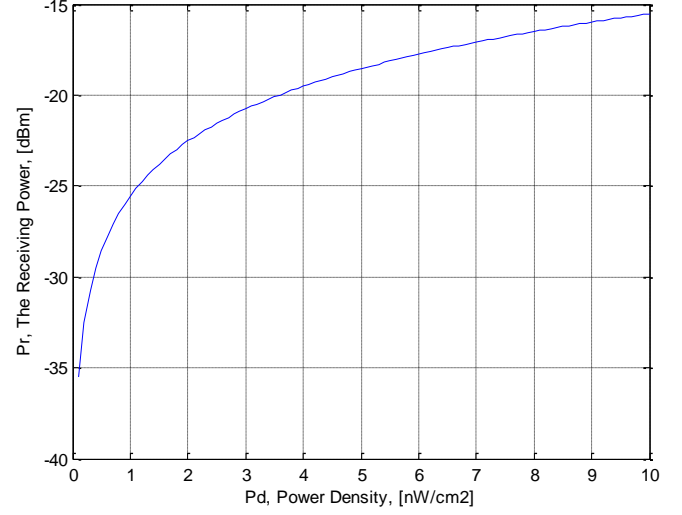
Şekil.2.b f=900MHz

### Örnek -3

Alıcı anten kazancı 12.5 dBi, Alıcı taraftaki kablo ve konektör kaybı 3 dB, Koaksiyel kablo ve giriş empedans 50 ohm, İşaret frekansı 10.5GHz ve 900 MHz iken Güç yoğunluğu 1 nWatt/cm<sup>2</sup> ile 10 nWatt/cm<sup>2</sup> değişim için Pr değerlerini dBm olarak bulunması

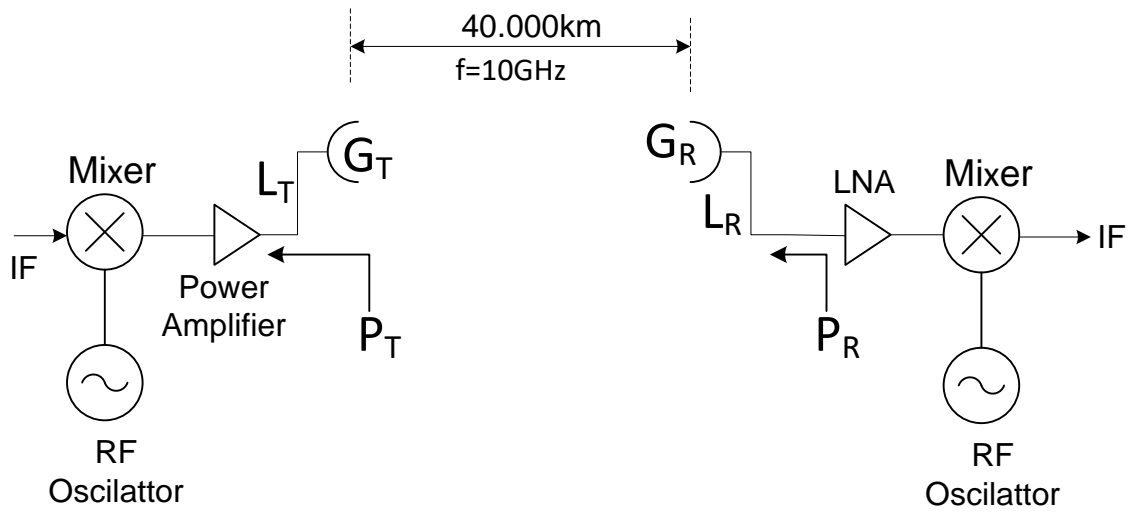


Şekil.3.a f=10.5 GHz



Şekil.3.b f=900MHz

**Örnek:**



RF: Radio Frequency

IF: Intermediate Frequency

$$P_T(\text{W}) = 40 \text{ Watt} = 40.000 \text{ mW}$$

$$G_T = 40 \text{ dBi}$$

$$G_R = 30 \text{ dBi}$$

$$L_T = 2 \text{ dBi}$$

$$L_R = 3 \text{ dBi}$$

$$P_T(\text{dBW}) = 10 \log(40) = 10 \log 4 + 10 \log 10 = 20 \log 2 + 10 = 16 \text{ dBW}$$

$$P_T(\text{dBm}) = 10 \log(40.000 \text{ mW}) = 46 \text{ dBm}$$

$$P_R(\text{dBm}) = P_T(\text{dBm}) - L_T + G_T - \text{FSL} + G_R - L_R$$

$$\text{FSL}(\text{dB}) = 32.45 + 20 \log(d_{\text{km}} f_{\text{MHz}})$$

$$\text{FSL} = 32.45 + 20 \log(40000 \text{ km} * 10000 \text{ MHz}) = 32.45 + 20 \log(4 * 10^8) = 204.45 \text{ dB}$$

$$P_R(\text{dBm}) = 46 - 2 + 40 - 204.45 + 30 - 2 = 116 - 209.45 = -93.45 \text{ dBm}$$

$$G(\text{LNA}) = 100 \text{ dB}$$

$$P_{R\_LNAout} = 6.55 \text{ dBm}$$

# Kızılötesi ve mor ötesi ışınlar

Beyaz ışığın gözle görünen kırmızı ve mor arasındaki renklerine **görünür ışınlar** denir. Görünür ışınların dışında kalan ışınlar **görünemeyen ışınlar** denir. Işık enerjisinin gözle görünemeyen türlerinin, görünen ışıktan farklı etkileri ve kullanım alanları vardır.

Görünen ve görünmeyen ışınların oluşturduğu ışık elpazesine **ışık tayfı** veya **ışık spektrumu** denir. Işık tayfı, ışınların enerjilerine göre dizildiği bir banttır. Güneş, ışık tayfını oluşturan ışıkların tamamından ışık yayar fakat en fazla ışımayı görünür ışıklarla yapar.

- Enerji bandında yani ışık tayfında, görünür ışık, bu bandın % 1`inden azını oluşturur.
- Işık tayfında sırayla gamma ışınları, X ışınları, mor ötesi (ultraviyole) ışınlar, görünür ışınlar, kızıl ötesi ışınlar (infrared), mikro dalgalar ve radyo dalgaları bulunur.

Gamma Işınları	X (Röntgen) Işınları	Mor Ötesi (Ultraviyole) Işınlar	Görünür Işınlar (4000–7000 A <sup>0</sup> )	Kızıl Ötesi (infrared) Işınlar	Mikro Dalga Işınlar	Radyo Dalgaları
----------------	----------------------	---------------------------------	---	--------------------------------	---------------------	-----------------

## Görünmeyen Işınların Özellikleri ve Kullanım Alanları :

Görünen ışınlar, cisimlerin ve renklerin görülmesi için kullanılır. Görünmeyen ışınların kullanım alanları, görünen ışınların kullanım alanlarından farklıdır.

- **Gama ışınları;** Tehlikeli ve yıkıcı ışınlardır. Saydam olmayan maddelerden bile geçebilirler. Besinlerdeki bakterileri öldürmede ve hastane malzemelerini mikroplardan arındırmada kullanılır. Gama ışınlarının yıkıcı etkisinden kanser hücrelerini yok etmekte de faydalanılır. Bu tedavi yöntemine **radyo terapi** denir.
- **X Işınları;** Gama ışınlarına çok benzer. Bu ışınların deriden geçip kemiklerden geçememesi, tıpta röntgen ve diğer görüntüleme sistemlerinde kullanılmasını sağlar. Bu ışınların fazla miktarda alınması insanın vücudu için zararlıdır. İç organların görüntülenmesini sağlayan röntgen cihazında X (röntgen) ışınları kullanılır.
- **Mor Ötesi Işınlar;** Kaynağı büyük ölçüde güneştir. Güneşten gelen mor ötesi ışınların çoğu atmosferdeki ozon tabakası tarafından soğurulur. Mor ötesi ışınlar, deri **hücrelerinde D vitamini** sentezlenmesini sağlar. Fazlası, gözlerde katarakt oluşumuna, deri yanıklarına, cildi yaşlandırma ve cilt kanserlerine yol açabileceğinden tehlikelidir. Bu nedenle gereğinden fazla güneşlenmemeli, solaryum cihazlarının kontrolsüz kullanımından kaçınılmalı, güneş filtreleri veya güneş gözlükleri kullanılmalıdır.

Mor ötesi ışınlar veya diğer bir ismiyle ultraviyole UV tip, dalgaların boyu 100 ile 400 nm arasında olan ışımaya tiplerine verilen isimdir. Esas olarak tıp alanında yararlanılmaktadır. Bazı kimyasal reaksiyonların kolaylaşmasını sağlar. **Canlı olan hücrelere hasar verici ve büyük oranda bakteri öldüren bir tesiri** olduğundan fototerapi veya su sterilizasyonunda kullanılan bir ışın türüdür. Bu olaylar kuvarstan civa buharı lambası kullanılarak yapılır. Kuvars camın aksine lambadan yayılan mor ötesi ışınları soğurmayıp direk geçirmektedir. Bu tip ışımalarla deri rahatsızlıklarında suni helyotropi ve fotokemoterapi gibi alanlarda yararlanılır. Ancak oldukça tehlike içeren ışınlardır. Deri kanseri oluşumuna neden olduğunu bilinmektedir.

Tüm havalandırma sistemlerinde kullanılan hava, filtrasyon sistemleri ile temizlenir. Havanın içindeki

kaba toz ve partiküller filitrelerle tutulur. Havanın içinde asili olarak dolaşan ve normal filtrasyon sistemleri ile tutulamayan, normal şartlarda mikroskop altında görülebilen mikroorganizmalar, insan sağlığını da tehdit eden bakteriler ve virüslerde sürekli olarak ortam havasında bulunur.

Bakteriler, virüsler, mayalar ve mantarlar iç ortamda çalışan personel üzerinde ve imalatı yapılan ürün üzerinde etkili olur. Bir çok maddi kayıplara yol açar.

Hava sistemlerinden kaynaklanan tüm bu mikrobiyolojik olumsuzlukları engellemek için UV ışınları ile UV hava sterilizasyonu yapılması gerekmektedir.

UV ışınları ayrıca ortamdaki kötü kokulara neden olan bakterileri de nötralize ettiği için daha sihatli bir hava kullanmanızı sağlayacaktır. UV hava sterilizasyonu biyolojik bir aritmadır.

İnsanlar normalde UV dalga boylarını göremezken, kimi böcekler, kuşlar, kaplumbağalar, kertenkeleler ve pek çok balık görebiliyor. Memelilerin çoğundaki göz lensi, insanlarda olduğu gibi UV dalga boylarının görülmesini engelliyor. Ancak bazı kemirgenler, geyikler ve ren geyikleri memeli olmalarına rağmen UV dalga boylarını görebilen canlılardan.

UV kamera uygulamalara örnek olarak fıstık, badem, fındık, incir, kuru üzüm ve benzeri gıda yüzeylerindeki aflatoksin kontaminasyonu ve düşük yoğunluklu mantar belirtileri v.b küf ve kusurların tespitinde kullanılır, yine örnek olarak geri dönüşüm sektöründe termoplastik ürünlerin sınıflara ayrılmasında kullanılır.

▪ **Kızıl Ötesi (İnfrared) Işınlar;** Akkor haline gelmiş bir tel veya ısınmış bir tost makinesi gibi sıcak cisimlerden yayılır ve böylece sıcak cisimlerin karanlıkta fark edilmesini sağlar. Yılan, baykuş gibi bazı hayvanlar bu ışınları görebildiklerinden gece avlarını fark edip yakalayabilir. Bu ışınlara duyarlı dürbünler ve kameralar geliştirilmiş olup gece görüntü elde edilebilmektedir. Televizyon gibi aygıtların uzaktan kumandaları kızıl ötesi ışınlarla çalışır. Kızıl ötesi ışınlara duyarlı aygıtlar depremlerden sonra enkaz altında kalan kişilerin bulunmasında da kullanılır.

IR ya da Infrared ışınlar, dalga boyu görünen ışığa göre daha uzun ancak tera hertz ışın ve mikrodalga ışından daha kısa olan elektro manyetik ışımaya şekline kızılötesi denilir. Gelelim kullanıldığı yerlere. Kızılötesi ışın eşya kuruturken veya ısınırken yararlanılan bir türdür. Mesela sanayide boya kurutmak için IR lambalardan yararlanır. Ayrıca bir lokantada pişen yemek IR lamba yardımıyla sıcak kalabilir. Ek olarak sıcak maddeler de IR ışımaya yapar. Bu nedenle askeriyede ısıtıcı kaynak arayan füzeler yapılmıştır. Bunlar hedef yeri yayılan IR ışınların yardımıyla tespit ederler. Aynı zamanda IR ışınlar tümör ararken de kullanılabilir.

▪ **Mikro Dalgalar;** Radar ve mikro dalga fırınlarda kullanılır. Mikro dalga fırınlarda bu ışınlar yiyeceklerin ısıtılması veya pişirilmesinde kullanılır.

▪ **Radyo Dalgaları;** Haberleşme ve bilgilendirmede önemli bir yer tutar. Radyo istasyonlarının gönderdiği bu ışınlar, alıcı aygıtlar tarafından sese çevrilir. Radyo dalgaları görünmeyen ışınlardır.



# Transmission Lines

Since no lumped elements like resistors, capacitors are used at microwave frequencies, only transmission lines are used. Hence they are called distributed parameter network.

Characteristic impedance is defined as that impedance of a line which is a constant when measured at any point on the line, impedance which is a constant at any point on the transmission line.

Propagation constant  $\gamma$  is given by:  $\alpha + j\beta$ . Propagation constant is a complex sum of  $\alpha$  and  $\beta$ ,  $\alpha$  being the real value and  $\beta$  being the complex part.

# Antenna

Antenna is a device that converts electrons into photons or vice versa. A transmitting antenna converts electrons into photons while a receiving antenna converts photons into electrons.

The beam width of an antenna measure at half of the maximum power received by an antenna or the 3 dB beam width of the antenna is termed as half null beam width.

Power radiated from an antenna per unit solid angle is called radiation intensity. Unit of radiation intensity is watts per steradian or per square degree.

## Antenna gain:

Antenna Gain is defined as the ratio of the [radiation](#) intensity of an [antenna](#) in a given direction to the intensity that would be produced by a hypothetical ideal antenna that radiates equally in all directions (isotropically) and has no losses. Since the radiation intensity from a lossless isotropic antenna equals the power into the antenna divided by a solid angle of  $4\pi$  [steradians](#), we can write the following equation:

$$Gain = 4\pi \left( \frac{\text{Radiation Intensity}}{\text{Antenna Input Power}} \right)$$

$$Gain = 4\pi \left( \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \right) \quad \text{Dimensionless Units.}$$

Although the gain of an antenna is directly related to its directivity, the antenna gain is a measure that takes into account the efficiency of the antenna as well as its directional capabilities. In contrast, directivity is defined as a measure that takes into account only the directional properties of the antenna and therefore it is only influenced by the antenna pattern. However, if we assumed an ideal antenna without losses then Antenna Gain will equal directivity as the antenna efficiency factor equals 1 (100% efficiency). In practice, the gain of an antenna is always less than its directivity.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \left( \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \right)$$
$$G(\theta, \phi) = \epsilon_{cd} \left( 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{Prad} \right)$$

$$G(\theta, \phi) = \epsilon_{cd} (D(\theta, \phi))$$

The formulas above show the relationship between antenna gain and directivity, where  $\epsilon_{cd} = Prad / P_{in}$  is the antenna efficiency factor, D the directivity of the antenna and G the antenna gain. In the antenna world, we usually deal with a “relative gain” which is defined as the power gain ratio in a specific direction of the antenna, to the power gain ratio of a reference antenna in the same direction. The input power must be the same for both antennas while performing this type of measurement. The reference antenna is usually a dipole, horn or any other type of antenna whose power gain is already calculated or known.

$$Gain = G(\text{ref ant}) \left( \frac{P_{\max}(\text{AUT})}{P_{\max}(\text{ref ant})} \right)$$

In the case that the direction of radiation is not stated, the power gain is always calculated in the direction of maximum radiation. The maximum directivity of an actual antenna can vary from 1.76 dB for a short dipole, to as much as 50 dB for a large dish antenna. The maximum gain of a real antenna has no lower bound, and is often -10 dB or less for electrically small antennas.

Taking into consideration the radiation efficiency of an antenna, we can express a relationship between the antenna's total radiated power and the total power input as:

$$Power\ Radiated = (\text{Antenna Radiation Efficiency}) (\text{Power Input})$$

In the above formula, antenna radiation efficiency only includes conduction efficiency and [dielectric](#) efficiency and does not include reflection efficiency as part of the total efficiency factor. Moreover, the [IEEE standards](#) state that "gain does not include losses arising from impedance mismatches and polarization mismatches".

Antenna Absolute Gain is another definition for antenna gain. However, Absolute Gain does include the reflection or mismatch losses.

$$G_{abs}(\theta, \phi) = \epsilon_{refl} G(\theta, \phi) = (1 - \Gamma^2) (G(\theta, \phi)) \\ = \epsilon_{refl} \epsilon_{cd} D(\theta, \phi) = \epsilon_{eff} (D(\theta, \phi))$$

In this equation,  $\epsilon_{refl}$  is the reflection efficiency, and  $\epsilon_{cd}$  includes the dielectric and conduction efficiency. The term  $\epsilon_{eff}$  is the total antenna efficiency factor.

Taking into account polarization effects in the antenna, we can also define the partial gain of an antenna for a given polarization as that part of the radiation intensity corresponding to a given polarization divided by the total radiation intensity of an isotropic antenna. As a result of this definition for the partial gain in a given direction, we can conclude that the total gain of an antenna is the sum of partial gains for any two orthogonal polarizations.

$$G_{total} = G_{\theta} + G_{\phi} \\ G_{\theta} = 4\pi \left( \frac{U_{\theta}}{P_{in}} \right) \\ G_{\phi} = 4\pi \left( \frac{U_{\phi}}{P_{in}} \right)$$

The terms  $U_{\theta}$  and  $U_{\phi}$  represent the radiation intensity in a given direction contained in their respective E field component. Commonly, the gain of an antenna is expressed in terms of decibels instead of dimensionless quantities. The formula to convert dimensionless units to dB is given below:

$$G_{dB} = 10 \log_{10}(\epsilon_{cd} D_{dimensionless}) \\ G_{dB} = 10 \log_{10}(G_{dimensionless})$$

**Example calculating antenna gain:**

A lossless resonant half-wavelength dipole antenna, with input impedance of 80 ohms, is connected to a transmission line whose characteristic impedance is 50 ohms. Assuming that the pattern of the antenna is given approximately by:

$$U = B_0 \sin^3(\theta)$$

Find the maximum absolute gain of this antenna.

Solution: First computing maximum directivity of antenna:

$$B_0 = U_{max}$$

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin(\theta) d(\theta) d(\phi) = 2(\pi) B_0 \int_0^\pi \sin^4(\theta) d(\theta) = B_0 \left( \frac{3\pi^2}{4} \right)$$

$$D = 4\pi \left( \frac{U_{max}}{P_{rad}} \right) = 4\pi \left( \frac{B_0}{B_0 \left( \frac{3\pi^2}{4} \right)} \right) = \frac{16}{3\pi} = 1.698$$

Since antenna is mentioned to be lossless the radiation efficiency is 1. Then maximum gain is equal to:

$$G = \epsilon_{cd} D = (1)(1.698) = 1.698$$

$$G_{dB} = 10 \log_{10}(1.698) = 2.299$$

Taking into account reflection efficiency due to mismatch loss:

$$\epsilon_r = (1 - |\Gamma|^2) = \left( 1 - \left| \frac{80 - 50}{80 + 50} \right|^2 \right) = 0.947$$

$$\epsilon_{r(dB)} = 10 \log_{10}(0.947) = -0.237$$

**Then the overall efficiency becomes:**

$$\epsilon_{total} = \epsilon_r \epsilon_{cd} = 0.947$$

$$\epsilon_{total(dB)} = -0.237$$

**Absolute gain is calculated as:**

$$G_{absolute} = \epsilon_{total} D = (0.947)(1.698) = 1.608$$

$$G_{absolute(dB)} = 10 \log_{10}(1.608) = 2.063$$

**Antenna Efficiency:**

The total antenna efficiency takes into account all losses in the antenna such as reflections due to mismatch between transmission lines and the antenna, conduction and dielectric losses.

$$\epsilon_{total} = \epsilon_r \epsilon_c \epsilon_d$$

Where

$\epsilon_{total}$  is the total efficiency of the antenna.

$\epsilon_r$  is the efficiency due to mismatch losses.

$\epsilon_c$  is the efficiency due to conduction losses.

$\epsilon_d$  is the efficiency due to dielectric losses.

Usually conduction and dielectric efficiency are determined experimentally since they are very difficult to calculate. In fact, they cannot be separated when measured and therefore, it is more helpful to rewrite the equation as:

$$\epsilon_{total} = \epsilon_r \epsilon_{cd} = (1 - |\Gamma|^2) \epsilon_{cd}$$

Where  $\Gamma$  is the voltage reflection coefficient and  $\epsilon_{cd}$  or  $(\epsilon_c \epsilon_d)$  is the antenna radiation efficiency which is commonly used to relate the gain and directivity in the antenna.

### Antenna Directivity:

Directivity is defined as the ratio of the radiation intensity of an antenna in a given direction to the radiation intensity averaged over all directions.

$$D = 4\pi \frac{U}{P_{rad}}$$

A more general expression of directivity includes sources with radiation patterns as functions of spherical coordinate angles  $\theta$  and  $\phi$ .

$$D = \frac{4\pi}{\frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin(\theta) d(\theta) d(\phi)}{F(\theta, \phi)|_{max}}} = \frac{4\pi}{\Omega_A}$$

Where  $\Omega_A$  is the beam solid angle and is defined as the solid angle in which if the antenna radiation intensity is constant (and maximum value), all power would flow through it. In the case of antennas with one narrow major lobe and very negligible minor lobes, the beam solid angle can be approximated as the product of the half-power beamwidths in 2 perpendicular planes.

$$\Omega_A = \Theta_{1r} \Theta_{2r}$$

Where,  $\Omega_{1r}$  is the half-power beamwidth in one plane (radians) and  $\Omega_{2r}$  is the half-power beamwidth in a plane at a right angle to the other (radians). The same approximation can be used for angles given in degrees as follows:

$$D \approx 4\pi \frac{\left(\frac{180}{\pi}\right)^2}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} = \frac{41253}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}}$$

Where,  $\Omega_{1d}$  is the half-power beamwidth in one plane (degrees) and  $\Omega_{2d}$  is the half-power beamwidth in a plane at a right angle to the other (degrees). In planar arrays, a better approximation is:

$$D \approx \frac{32400}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}}$$

Most of the time, it is desirable to express directivity in [decibels](#) instead of dimensionless quantities. Therefore:

$$D_{dB} = 10 \log_{10}(D_{dimensionless})$$

### Directivity

Directivity is a fundamental antenna parameter. It is a measure of how 'directional' an

antenna's radiation pattern is. An antenna that radiates equally in all directions would have effectively zero directionality, and the directivity of this type of antenna would be 1 (or 0 dB).

**[Silly side note: When a directivity is specified for an antenna, what is meant is 'peak directivity'. Directivity is technically a function of angle, but the angular variation is described by its radiation pattern. Hence, directivity throughout this page will mean peak directivity, because it is rarely used in another context.]**

An antenna's normalized radiation pattern can be written as a function in [spherical coordinates](#):

$$F(\theta, \phi)$$

Because the radiation pattern is normalized, the peak value of F over the entire range of angles is 1. Mathematically, the formula for directivity (D) is written as:

$$D = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |F(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi}$$

This equation might look complicated, but the numerator is the maximum value of F, and the denominator just represents the "average power radiated over all directions". This equation then is just a measure of the peak value of radiated power divided by the average.

**Example**

As an example consider two antennas, one with radiation patterns given by:

$$F(\theta, \phi) = \sqrt{\sin(\theta)} \quad \text{Antenna 1}$$

$$F(\theta, \phi) = (\sin \theta)^5 \quad \text{Antenna 2}$$

These patterns are plotted in Figure 1. Note that the patterns are only a function of the polar angle  $\theta$ , and not a function of the azimuth angle (uniform in azimuth). The radiation pattern for antenna 1 is less directional than that for antenna 2.

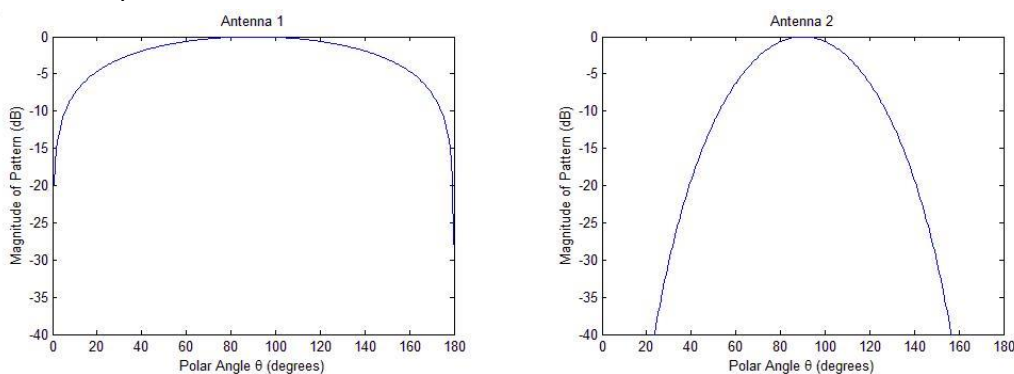


Figure 1. Plots of Radiation Patterns.

The directivity is calculated for Antenna 1 to be 1.273 (1.05 dB).

The directivity is calculated for Antenna 2 to be 2.707 (4.32 dB).

Again, increased directivity implies a more 'focused' antenna. In words, Antenna 2 receives 2.707 times more power in its peak direction than an isotropic antenna would receive.

Antennas for cell phones should have a low directivity because the signal can come from any direction, and the antenna should pick it up. In contrast, satellite dish antennas have a very high directivity, because they are to receive signals from a fixed direction. As an example, if you get a directTV dish, they will tell you where to point it such that the antenna will receive the signal.

Finally, we'll conclude with a list of antenna types and their directivities, to give you an idea of what is seen in practice.

Antenna Type	Typical Directivity	Typical Directivity (dB)
Short Dipole	1.5	1.76
Half Wave Dipole	1.64	2.15
Patch (Microstrip) Antenna	3.2-6.3	5-8
Horn Antenna	10-100	10-20
Dish Antenna	10-10,000	10-40

In addition to [directivity](#), radiation patterns of antennas are also characterized by their beamwidths and sidelobe levels (if applicable).

These concepts can be easily illustrated. Consider the radiation pattern given by:

$$R(\theta) = \sin \theta \frac{\sin\left(4\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)\right)}{4\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)}$$

**Field Regions:**

The fields surrounding an antenna are divided into 3 principle regions:

- Reactive Near Field
- Radiating Near Field or Fresnel Region
- Far Field or Fraunhofer Region

The far field region is the most important, as this determines the antenna's radiation pattern. Also, antennas are used to communicate wirelessly from long distances, so this is the region of operation for most antennas. We will start with this region.

**Far Field (Fraunhofer) Region:**

The far field is the region far from the antenna, as you might suspect. In this region, the radiation pattern does not change shape with distance (although the fields still die off with 1/R<sup>2</sup>). Also, this

region is dominated by radiated fields, with the E- and H-fields orthogonal to each other and the direction of propagation as with plane waves.

If the maximum linear dimension of an antenna is  $D$ , then the far field region is commonly given as:

$$R > \frac{2D^2}{\lambda}$$

This region is sometimes referred to as the Fraunhofer region, a carryover term from optics.

**Reactive Near Field Region**

In the immediate vicinity of the antenna, we have the reactive near field. In this region, the fields are predominately reactive fields, which means the E- and H- fields are out of phase by 90 degrees to each other (recall that for propagating or radiating fields, the fields are orthogonal (perpendicular) but are in phase).

The boundary of this region is commonly given as:

$$R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$$

**Radiating Near Field (Fresnel) Region**

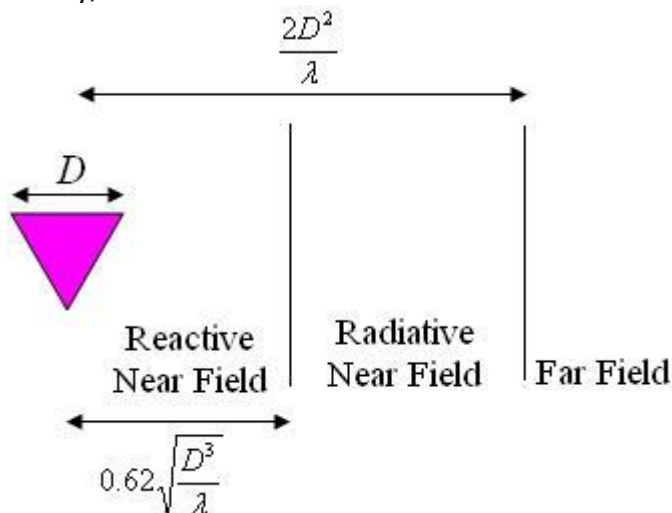
The radiating near field or Fresnel region is the region between the near and far fields. In this region, the reactive fields are not dominate; the radiating fields begin to emerge. However, unlike the Far Field region, here the shape of the radiation pattern may vary appreciably with distance.

The region is commonly given by:

$$0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < \frac{2D^2}{\lambda}$$

Note that depending on the values of  $R$  and the wavelength, this field may or may not exist.

Finally, the above can be summarized via the following diagram:



Next we'll look at numerically describing the directionality of an antenna's radiation pattern.

**Impedance:**



An antenna's impedance relates the voltage to the current at the input to the antenna. This is extremely important as we will see.

Let's say an antenna has an impedance of 50 ohms. This means that if a sinusoidal voltage is input at the antenna terminals with amplitude 1 Volt, the current will have an amplitude of  $1/50 = 0.02$  Amps. Since the impedance is a real number, the voltage is in-phase with the current.

Let's say the impedance is given as  $Z=50 + j*50$  ohms (where  $j$  is the square root of -1). Then the impedance has a magnitude of

$$\sqrt{50^2 + 50^2} = 70.71$$

and a phase given by

$$\tan^{-1}\left(\frac{\text{Im}(Z)}{\text{Re}(Z)}\right) = 45^\circ$$

This means the phase of the current will lag the voltage by 45 degrees. To spell it out, if the voltage (with frequency  $f$ ) at the antenna terminals is given by

$$V(t) = \cos(2\pi ft)$$

then the current will be given by

$$I(t) = \frac{1}{70.71} \cos\left(2\pi ft - \frac{\pi}{180} \cdot 45\right)$$

So impedance is a simple concept, which relates the voltage and current at the input to the antenna. The real part of an antenna's impedance represents power that is either radiated away or absorbed within the antenna. The imaginary part of the impedance represents power that is stored in the near field of the antenna (non-radiated power). An antenna with a real input impedance (zero imaginary part) is said to be **resonant**. Note that an antenna's impedance will vary with frequency.

While simple, we will now explain why this is important, considering both the low frequency and high frequency cases.

### Low Frequency

When we are dealing with low frequencies, the transmission line that connects the transmitter or receiver to the antenna is short. Short in antenna theory always means "relative to a wavelength". Hence, 5 meters could be short or very long, depending on what frequency we are operating at. At 60 Hz, the wavelength is about 3100 miles, so the transmission line can almost always be neglected. However, at 2 GHz, the wavelength is 15 cm, so the little length of line within your cell phone can often be considered a 'long line'. Basically, if the line length is less than a tenth of a wavelength, it is reasonably considered a short line.

Consider an antenna (which is represented as an impedance given by  $Z_A$ ) hooked up to a voltage source (of magnitude  $V$ ) with source impedance given by  $Z_S$ . The equivalent circuit of this is shown in Figure 1.

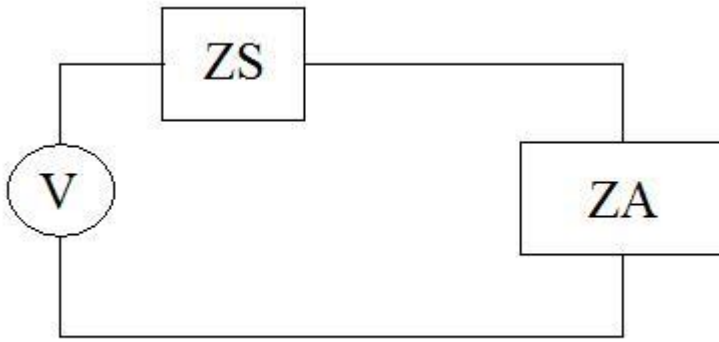


Figure 1. Circuit model of an antenna hooked to a source.

The power that is delivered to the antenna can be easily found to be (recall your circuit theory, and that  $P=I*V$ ):

$$P_A = \frac{V^2 \cdot Z_A}{(Z_A + Z_S)^2}$$

If  $Z_A$  is much smaller in magnitude than  $Z_S$ , then no power will be delivered to the antenna and it won't transmit or receive energy. If  $Z_A$  is much larger in magnitude than  $Z_S$ , then no power will be delivered as well.

For maximum power to be transferred from the generator to the antenna, the ideal value for the antenna impedance is given by:

$$Z_A = Z_S^*$$

The \* in the above equation represents complex conjugate. So if  $Z_S=30+j*30$  ohms, then for maximum power transfer the antenna should impedance  $Z_A=30-j*30$  ohms. Typically, the source impedance is real (imaginary part equals zero), in which case maximum power transfer occurs when  $Z_A=Z_S$ . Hence, we now know that for an antenna to work properly, its impedance must not be too large or too small. It turns out that this is one of the fundamental design parameters for an antenna, and it isn't always easy to design an antenna with the right impedance.

### High Frequency

This section will be a little more advanced. In low-frequency circuit theory, the wires that connect things don't matter. Once the wires become a significant fraction of a wavelength, they make things very different. For instance, a short circuit has an impedance of zero ohms. However, if the impedance is measured at the end of a quarter wavelength transmission line, the impedance appears to be infinite, even though there is a dc conduction path.

In general, the transmission line will transform the impedance of an antenna, making it very difficult to deliver power, unless the antenna is matched to the transmission line. Consider the situation shown in Figure 2. The impedance is to be measured at the end of a transmission line (with characteristic impedance  $Z_0$ ) and Length  $L$ . The end of the transmission line is hooked to an antenna with impedance  $Z_A$ .

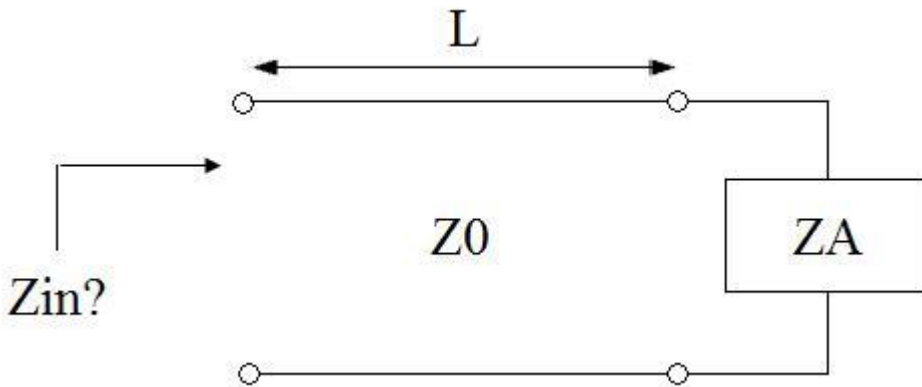


Figure 2. High Frequency Example.

It turns out (after studying transmission line theory for a while), that the input impedance  $Z_{in}$  is given by:

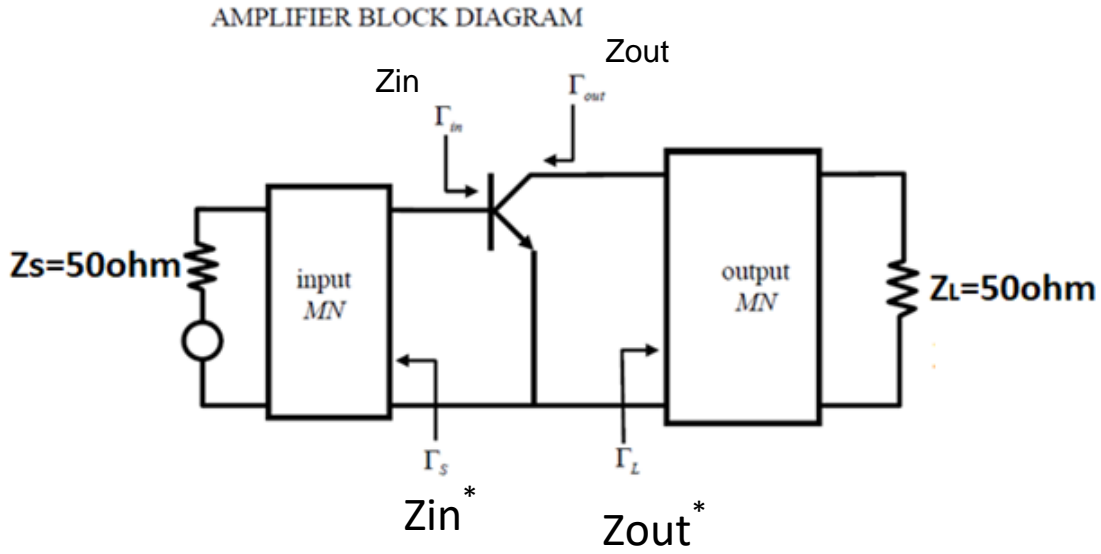
$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_A + jZ_0 \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{c} L\right)}{Z_0 + jZ_A \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{c} L\right)}$$

This is a little formidable for an equation to understand at a glance. However, the happy thing is:

**If the antenna is matched to the transmission line ( $Z_A=Z_0$ ), then the input impedance does not depend on the length of the transmission line.**

This makes things much simpler. If the antenna is not matched, the input impedance will vary widely with the length of the transmission line. And if the input impedance isn't well matched to the source impedance, not very much power will be delivered to the antenna. This power ends up being reflected back to the generator, which can be a problem in itself (especially if high power is transmitted). Hence, we see that having a tuned impedance for an antenna is extremely important.

# Mikrodalga amplifiyer tasarımı



Transistörün 2GHz frekansındaki S parametreleri:

$$S_{11} = \Gamma_{in} = 0.20 \angle 80 \text{ deg.}$$

$$S_{12} = 0$$

$$S_{21} = 8 \angle 80 \text{ deg.}$$

$$S_{22} = \Gamma_{out} = 0.34 \angle 60 \text{ deg.}$$

Karakteristik empedans  $Z_0 = 50 \text{ ohm}$

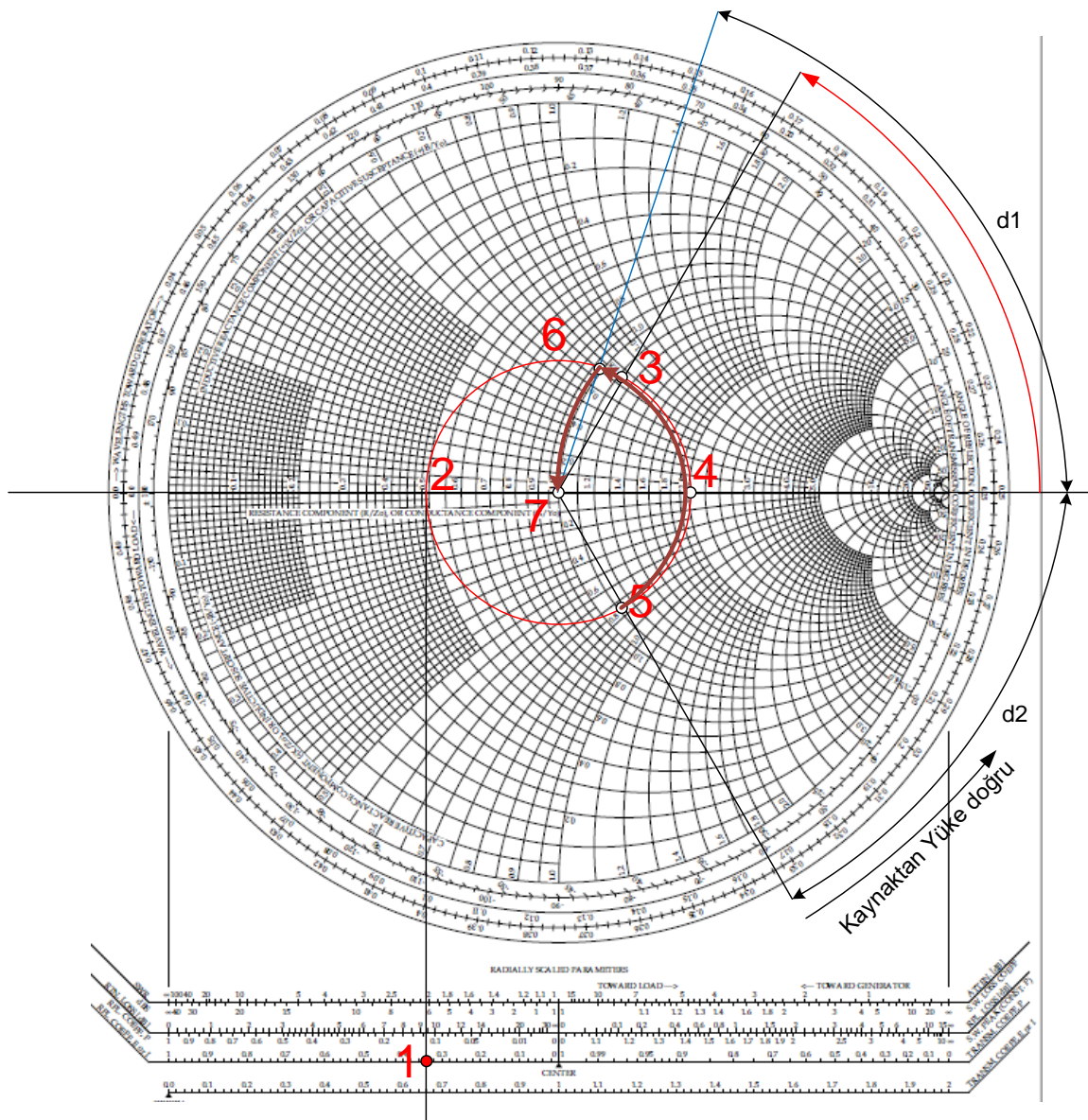
a) İki portlu mikrodalga devresinde transistörün kazancı  $G = 10 \log |S_{21}|$  ile hesaplanmaktadır.

Kazancı hesaplayınız.

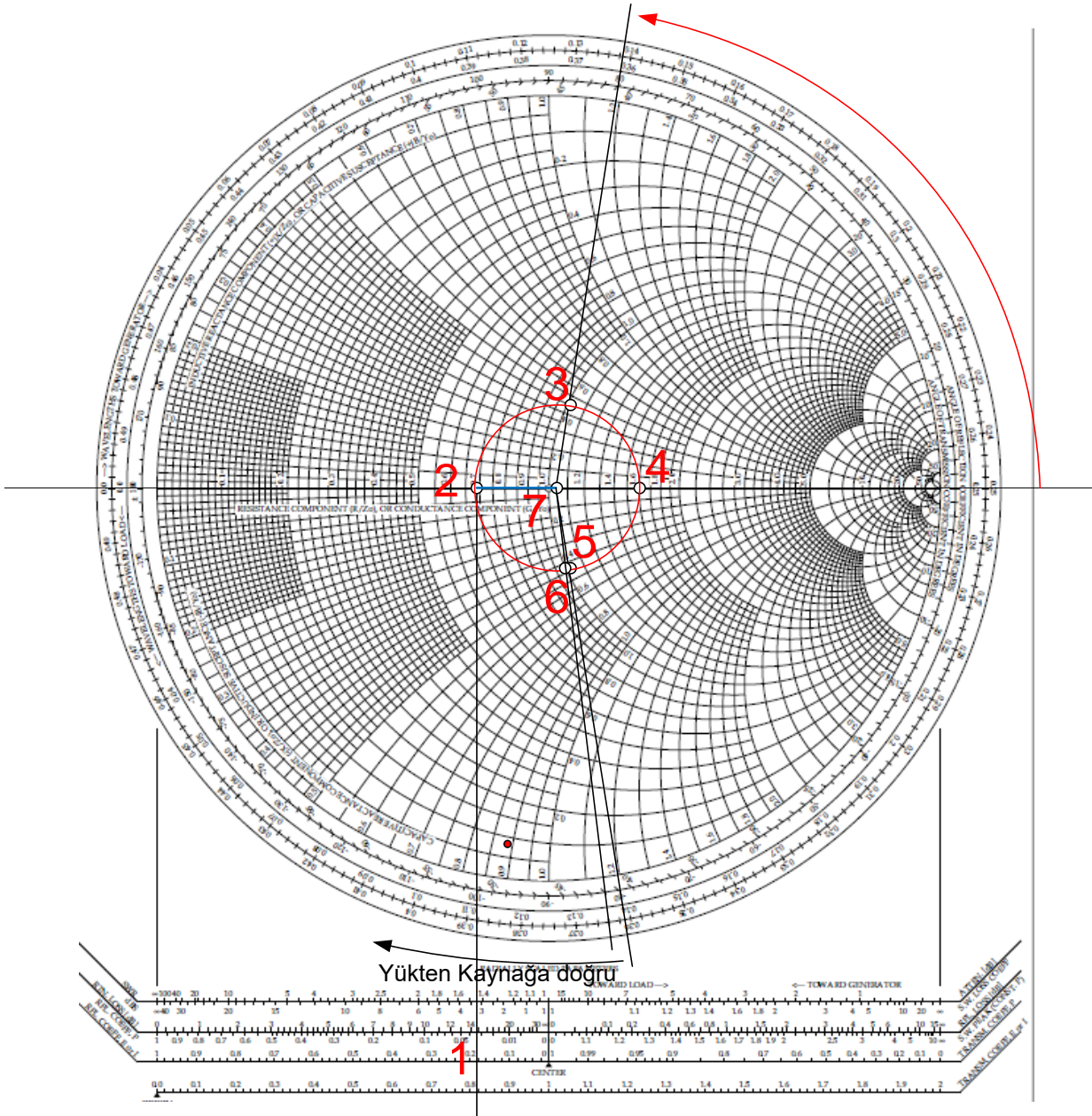
$S_{21} = 8 \angle 60 \text{ deg}$  ise  $G = \text{kaç dB}$  eder?  $\log(2) = 0.3$  alınacaktır.

$$G = 10 \log(8) = 10 \log(2^3) = 30 * 0.3 = 9 \text{ dB}$$

- b) İki portlu mikrodalga devresinde, transistörün çıkışındaki yansımaya katsayısı,  
 $\Gamma_{out}=S_{22}=0.34 \angle 60^{\circ}$ .
- 1) Smith abağında  $|\Gamma_{out}|$ ,  $\Gamma_{out}$ 'un mutlak değerinin Smith abağının hesaplama çetvelindeki yerini belirleyiniz.
  - 2) Çizilecek VSWR dairesinin yarıçapını pergelle belirleyiniz. Daireyi çiziniz.
  - 3)  $\Gamma_{out}=0.34 \angle 60^{\circ}$ . Değerinden transistörün çıkış empedans noktasını yerini belirleyiniz, değerini yazınız.
  - 4) VSWR değerini belirleyiniz.
  - 5) Transistörden yüke maksimum güç aktarılması için  $\Gamma_L$  değeri,  $\Gamma_{out}$  değerinin konjigesine eşit olmak zorundadır.  $\Gamma_L$ 'in yerini işaretleyiniz. Bu noktadaki  $\Gamma_L$  yükünün yansımaya katsayısını ve bu noktadaki  $Z_{out}^*$ , empedans değerini yazınız.
  - 6)  $Z_{out}^*$ , empedansını 50ohmluk yük empedansına uygunlaştırmada kullanılacak hat uzunluğu bulunuz.
  - 7)  $Z_{out}^*$ , empedansını 50ohmluk yük empedansına uygunlaştırmada kullanılacak hat uzunluğu bulduktan sonra gerekli olan empedans değerini bulunuz
- 1) Smith abağı kullanarak  $\Gamma_{out}$ 'un mutlak değerinin yerini belirlerken, Smith abağının alt tarafındaki üstten üçüncüdeki (1) hesaplama çetvelinde mutlak değeri işaretlenir.
  - 2) Buradan Smith abağının yatay eksenini (Direnç eksenini) kesecek (2) biçimde dik çizgi çizilir. Smith abağının merkezinde (Direnç ekseninde  $R=1$ ) noktası ile (2) noktası arasındaki uzaklığı yarıçap olacak şekilde daire çizilir.
  - 3)  $\Gamma_{out}=0.34 \angle 60^{\circ}$ .  $\Gamma_{out}$ 'un mutlak değeri dairenin yarıçapıdır. Dairenin bu şekilde belirlenmesinin nedeni Smith abağındaki daire yarıçaplarının aynı olmamasından kaynaklanmaktadır. Saat yönüne ters olacak şekilde  $60^{\circ}$  derecenin yeri Smith abağında işaretlenir (3). Böylece transistörün çıkış empedans değeri bulunmuş olur.  $Z_{out}=1.15+j0.7$
  - 4) Smith abağından (4)  $VSWR=2.2$  olarak bulunur.
  - 5) Transistörden yüke maksimum güç aktarılması için  $\Gamma_L$  değeri,  $\Gamma_{out}$  değerinin konjigesine eşit olmak zorundadır.  $\Gamma_L=0.34 \angle -60^{\circ}$  olur.  $\Gamma_L$ 'in yeri  $-60^{\circ}$  işaretlenir (5). Bu noktadaki empedans değeri,  $Z_{out}^*=1.1-j0.75$  olarak bulunur.
  - 6)  $Z_{out}^*$  empedansını 50ohmluk yük empedansına uygunlaştırmada kullanılacak hat uzunluğu bulunurken aynı VSWR dairesi üzerinde  $R=1$  dairesi ile kesiştiği nokta işaretlenir. Hattın ilerleme yönü kaynaktan yüke doğrudur.  
 $d_1=0.25\lambda-0.18\lambda=0.07\lambda$   
 $d_2=0.33\lambda-0.25\lambda=0.08\lambda$   
 $d_{out}=d_1+d_2=0.15\lambda$
  - 7)  $Z_{out}^*$  empedansını 50ohmluk yük empedansına uygunlaştırmada kullanılacak hat uzunluğu bulduktan sonra gerekli empedans değeri, kapasitedir. Çünkü yön, Smith abağında kapasite bölgesine doğrudur.  $Z_{cn}=-j0.7$  ohm dur.  
 $Z_c=-j0.7*50=-j35$  ohm

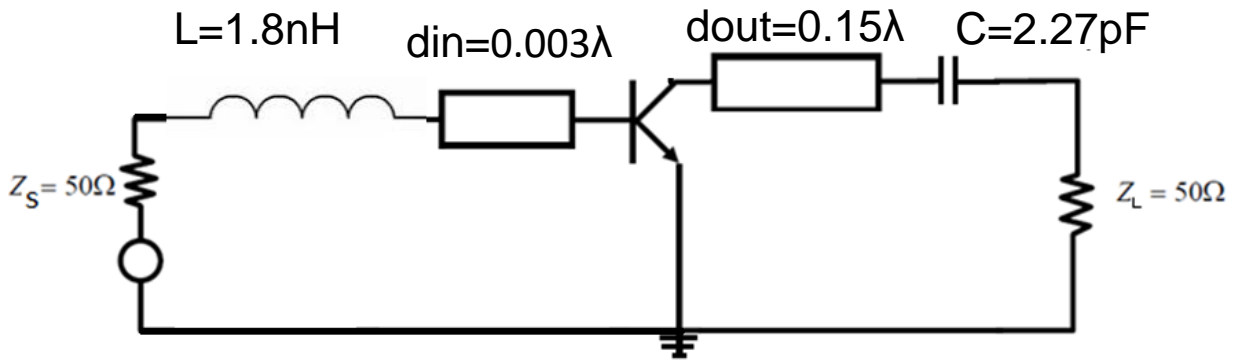


- c) İki portlu mikrodalga devresinde, transistörün girişindeki yansımaya katsayısı,  $S_{11}=\Gamma_{in}=0.20 < 80^{\circ}$ .
- 1) Smith abağında  $\text{abs}(\Gamma_{in})$ ,  $\Gamma_{in}$ 'nin mutlak değerinin Smith abağının hesaplama çetvelindeki yerini belirleyiniz.
  - 2) Çizilecek VSWR dairesinin yarıçapını pergelle belirleyiniz. Daireyi çiziniz.
  - 3)  $\Gamma_{in}$  değerinin açısından transistörün giriş empedansının  $Z_{in}$ 'in yerini belirleyiniz, empedans değerini yazınız.
  - 4) VSWR değerini belirleyiniz.
  - 5) Kaynağın transistöre maksimum güç aktarılması için  $\Gamma_s$  değeri,  $\Gamma_{in}$  değerinin konjigesine eşit olmak zorundadır.  $\Gamma_s$ 'in yerini işaretleyiniz. Bu noktadaki  $Z_{in}^*$ , empedans değerini yazınız.
  - 6)  $Z_{in}^*$  empedansını 50ohmluk giriş empedansına uygunlaştırmada kullanılacak hat uzunluğu bulunuz.
  - 7)  $Z_{in}^*$  empedansını 50ohmluk giriş empedansına uygunlaştırmada kullanılacak hat uzunluğu bulduktan sonra gerekli olan empedans değerini bulunuz
- 
- 1) Smith abağı kullanarak  $\Gamma_{in}$ 'un mutlak değerinin yerini belirlerken, Smith abağının alt tarafındaki üstten üçüncüdeki (1) hesaplama çetvelinde mutlak değeri işaretlenir.
  - 2) Buradan Smith abağının yatay eksenini (Direnç eksenini) kesecek (2) biçimde dik çizgi çizilir. Smith abağının merkezinde (Direnç ekseninde  $R=1$ ) noktası ile (2) noktası arasındaki uzaklık yarıçap olacak şekilde daire çizilir.
  - 3)  $\Gamma_{in}=0.20 < 80^{\circ}$ .  $\Gamma_{in}$ 'in mutlak değeri dairenin yarıçapıdır. Dairenin bu şekilde belirlenmesinin nedeni Smith abağındaki daire yarıçaplarının aynı olmamasından kaynaklanmaktadır. Saat yönüne ters olacak şekilde  $80$  derecenin yeri Smith abağında işaretlenir. Böylece transistörün giriş empedans değeri bulunmuş olur.  $Z_{in}=1.1+j0.45$
  - 4) Smith abağından (4)  $VSWR=1.6$  olarak bulunur.
  - 5) Kaynaktan transistörden maksimum güç aktarılması için  $\Gamma_s$  değeri,  $\Gamma_{in}$  değerinin konjigesine eşit olmak zorundadır.  $\Gamma_s=0.20 < -80^{\circ}$  olur.  $\Gamma_s$ 'in yeri  $-80^{\circ}$  işaretlenir (5). Bu noktadaki empedans değeri,  $Z_{in}^*=1.1-j0.45$  olarak bulunur.
  - 6)  $Z_{in}^*$  empedansını 50ohmluk yük empedansına uygunlaştırmada kullanılacak hat uzunluğu bulunurken aynı VSWR dairesi üzerinde yükten kaynağa doğru  $R=1$  dairesi ile kesiştiği nokta işaretlenir. Hattın ilerleme yönü yükten kaynağa doğrudur.  
 $d_{in}=0.364\lambda-0.361\lambda=0.003\lambda$
  - 7)  $Z_{in}^*$  empedansını 50ohmluk yük empedansına uygunlaştırmada kullanılacak hat uzunluğu bulduktan sonra gerekli empedans değeri, endüktanstır. Çünkü yön, Smith abağında endüktans bölgesine doğrudur.  $Z_{in}=j0.45$  ohm olur.  
 $Z_l=j0.45*50=j22.5$  ohm





d) Devreyi çiziniz pasif elemların(R,L,C) değerlerini bulunuz.



Enpedans,  $Z=R+JXL -JXc$

$$X_L = \omega L$$

$$X_c = \frac{1}{\omega C}$$

$$\omega = 2\pi f$$

f: çalışma frekansıdır.  $\omega=2*\pi*2*10^9 \text{ rad/sec}=4\pi*10^9 \text{ rad/sec}$

$$-\frac{j}{\omega C} = -j35$$

$$\frac{1}{\omega C} = 35$$

$$C = \frac{1}{140 * \pi * 10^9}$$

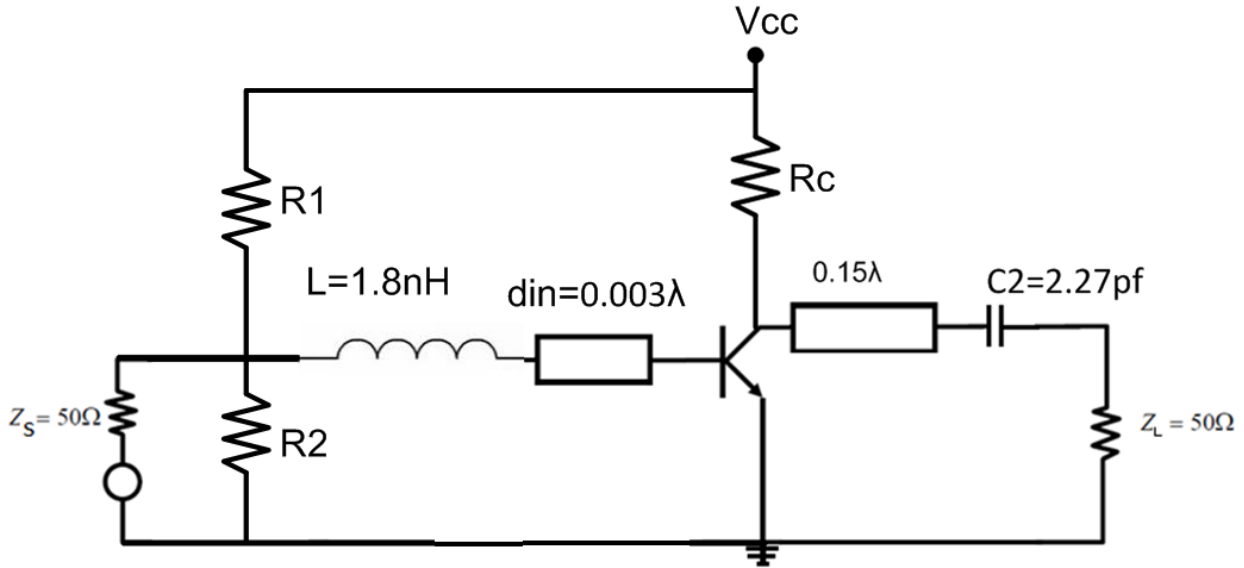
$$C=2.27*10^{-9} \text{ Fard}=2.27\text{pf}$$

$$X_L = \omega L=22.5$$

$$L = \frac{22.5}{4\pi 10^9}$$

$$L=1.8*10^{-9} \text{ H}=1.8\text{nH}$$

e) Transistörün DC kutuplama devresini çiziniz.



## Kaynaklar

- Antennas from Theory to Practice, Yi Huang, University of Liverpool UK, Kevin Boyle NXP Semiconductors UK, Wiley, 2008.
- Antenna Theory Analysis And Design, Third Edition, Constantine A. Balanis, Wiley, 2005
- Antennas and Wave Propagation, By: Harish, A.R.; Sachidananda, M. Oxford University Press, 2007.
- Navy Electricity and Electronics Training Series Module 10—Introduction to Wave Propagation, Transmission Lines, and Antennas NAVEDTRA 14182, 1998 Edition Prepared by FCC(SW) R. Stephen Howard and CWO3 Harvey D. Vaughan.
- Lecture notes from internet.
- <https://www.ece.ucsb.edu/~long/ece145a/ampdesign.pdf>
- Amplifiers, Prof. Tzong-Lin Wu. EMC Laboratory. Department of Electrical Engineering. National Taiwan University