

Elektromanyetik Dalgalardan Enerji Hasat Etmek

(Dr. Cahit Karakuş - Yük. Müh. Onur Tekir)

Havada serbest olarak yayınım yapan radyo ya da mikrodalga frekanslarındaki elektromanyetik dalgaların üzerinde barındırdıkları enerjinin uygun antenler yardımıyla verimli şekilde toplanması ve yüksek verimde yükseltici ve doğrultucu devrelere aktarılması elektromanyetik dalgalardan enerji hasat edilmesi olarak adlandırılmaktadır. Verici kaynaktan yayına başlayan elektromanyetik dalgaların taşıdığı enerji miktarları yol boyunca zayıflayarak, saçılarak ve yansyarak alıcıya ulaşır. Havadaki elektromanyetik dalgalar, efektif ışıma açıklığında anten ile etkileşime girerek analog işarete dönüşür. Antenler tarafından toplanan enerjinin verimli bir şekilde yükseltici ve doğrultucu devrelere iletilmesinde kullanılan empedans uygunlaştırma, filtre ve gerilim yükselten akım pompaları devreleri kayıpsız olmalıdır.

Nikola Tesla enerjii uzun mesafelere iletmek için çalışmalar yapan ilk bilim adamıdır. Tesla'nın alternatif akım buluşu elektrik enerjisinin kitlesel kullanımına paha biçilmez bir yardımda bulunmuş ve icatları elektrik enerjisinin endüstriden evlere her yere girmesini sağlamıştır. 1891 yılında bugün radyo, televizyon ve bilgisayar teknolojisi başta olmak üzere birçok elektronik ekipmanda kullanılan Tesla Bobinini keşfetmeyi başarır. Tesla Bobini, radyo frekanslarında yüz binlerce volta varılmasını sağlayan yüksek frekans transformatörüydü. Havada 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 enerjii kullanırken, Tesla ilk insan yapımı şimşegi oluşturdu. Bir direğin tepesindeki 1 metre çaplı bakır küreden, 30 metre uzunluğunda, kulakları sağır eden şimşekler çaktı. 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.

Enerji hasat teknolojilerindeki hedef miliwattlar düzeyinde güç ile çalışan sistemleri güneş, titreşim, ve biyolojik kaynaklardan elde edilen enerji ile beslemektir. Günümüzde ise ultra düşük güç teknolojileri ile çalışan cihazlar, laboratuvar ortamından çıkarak gündelik

hayatımıza girmeye başlamıştır. Uzaktan algılama, hesap makinesi, saat, bluetooth kulaklıklar ve kablosuz algılayıcılar gibi pek çok uygulama alanlarında da mikro enerji hasat sistemleri kullanılmaktadır. En fazla gelecek vaat eden enerji hasat teknolojileri titreşim, ışık, sıcaklık farkı ve RF emisyonu olarak sıralanabilir.

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

GSM, Radyo, TV gibi kablosuz teknolojilerin havada yayınımla yaptığı elektromanyetik dalgalardan enerji hasat edebilir. Hasat edilen enerji ile GSM (Groupe Spécial Mobile) telefonlarında batarya ömrünün uzatılmasını ve RFID (Radio Frequency Identification) kablosuz sensörleri elektrik enerjileri kesildiğinde, bataryaları tükendiğinde özellikle acil durumlarda beslenebilir. Serbest uzayda elektrik alan ve güç yoğunluğu uzaklığın karesiyle ters orantılı olarak düşer.

Havada yayınımla yapan elektromanyetik dalgalardan enerji üretmek ve bu enerjiyi saklamaktır.



Şekil-1 Havada Elektromanyetik dalga yayınımlı.

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.

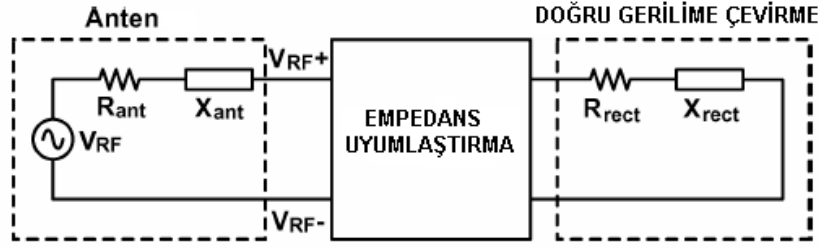
Enerji hasat sistemi; mekanik, ısıl, manyetik ve elektriksel gibi farklı fiziksel özellikler barındıran çevredeki kaynaklardan enerjinin hasat edilip düzgün şekilde depolanmasını sağlar. Enerji kaynağından elektrik enerjisi üreten mikro enerji üreteçleri, Gerilim yükseltme devreleri ve enerji depolama üniteleridir.

Elektromanyetik Dalgalardan Enerji Hasat Etme

Havada yayılım yapan elektromanyetik dalgalardan enerji hasat etmek için 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; yükseltici ve doğrultucu devresine gelen mikrodalga enerjisinin nasıl büyütülüp, yükseltici ve doğrultucu devresinin verimliliği nasıl artırılacağıdır. Boşluktan yüksek miktarda RF enerjisini toplamak için anten dizileri, dairesel polarizasyona sahip antenler ve geniş bantlı antenler kullanılır. Anten dizileri yükseltici 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 yükseltici 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 artıkcça verimlilik artış gösterir.

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



Şekil-2 Elektromanyetik dalgalardan enerji hasat eden sistemlerin gösterimi.

ELEKTRİK ALAN ŞİDDETİ VE GÜÇ YOĞUNLUĞU

Elektromanyetik yayılım yapan kaynağın verici gücünden, alıcı gücünden veya alıcı geriliminden elektrik alan şiddeti ve güç yoğunluğunun hesaplanmasında kullanılan denklemler tanımlanmalıdır. 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.

Alan teorisinden, serbest uzayda uzak alanda elektrik ve manyetik 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 manyetik alan şiddetidir.

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

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.

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

Elektrik alanda depolanan enerji,

$$W_e = \frac{\epsilon_0}{2} \iiint_v |E|^2 dv \quad \text{Joule} \quad (3)$$

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. Manyetik alanda depolanan enerji

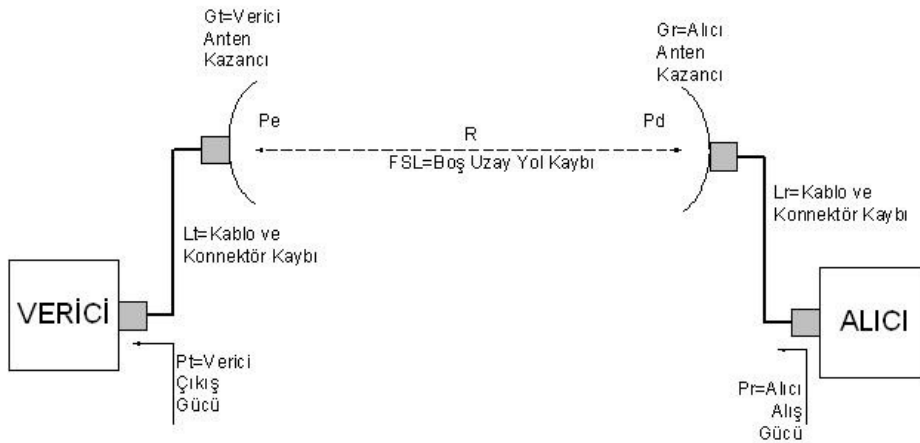
$$W_m = \frac{\mu_0}{2} \iiint_v |H|^2 dv \quad \text{Joule} \quad (4)$$

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

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

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.



Şekil-3 Serbest uzay yol kaybı

Alış gücü (6) nolu denklem ile tanımlanır. (Friis denklemi)

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

Burada

P_r : alış güç seviyesi, Watt,

P_d : alış güç yoğunluğu, W/m²,

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),

d : Alıcı verici antenler arasındaki uzaklık (metre),

Verici gücü dBW, anten kazancı dBi, kablo kaybı dB olarak verilirse (6) nolu denklemdeki alıcı güç seviyesi (7) numaralı denklemde dBW olarak hesaplanır.

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_t - L_r - FSL \quad (7)$$

Son terim serbest uzay yol kaybı olarak adlandırılır. Bu terimin açıkça ifadesi denklem (8) de verilmiştir.

$$FSL = -20 \text{ Log}_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) \text{ dB} \quad (8)$$

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:

$$L_{path} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \left| 1 + \sum_{n=1}^N \Gamma_n \frac{d}{d_n} e^{-jk(d_n-d)} \right|^2 \quad (9)$$

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:

$$L_{path} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left| 1 - \frac{d}{d_1} e^{-jk(d_1-d)} \right|^2 \quad (10)$$

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

Verici Gücünden Elektrik Alan Şiddetinin Hesaplanması

Verici antenden R metre uzaktaki güç yoğunluğu,

$$P_d = \frac{P_t G_t L_t}{4\pi R^2} \quad W/m^2 \quad (11)$$

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

$$P_d = \frac{E^2}{\eta_0} = \frac{E^2}{120\pi} \quad W/m^2 \quad (12)$$

(11) ve (12) nolu denklemlerden elektrik alan şiddeti güç yoğunluğu ya da verici gücü cinsinden hesaplanabilir.

$$E = \sqrt{120\pi P_d} = 19.4 \sqrt{P_d} = \frac{5.48}{R} \sqrt{P_t G_t L_t} \quad V/m. \quad (13)$$

Güç yoğunluğu ve elektrik alan şiddetinin dB cinsinden logaritmik olarak ifadesi (14) ve (15) denklemlerinde gösterildiği gibidir.

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

(14)

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

(15)

(15) nolu denklemden (14) nolu denklem çıkarılırsa dBW/m² cinsinden güç yoğunluğu dBV/m cinsinden yazılır.

$$E = 25.8 \text{ dB} + P_d (\text{dBW}/m^2) \quad \text{dBV}/m. \quad (16)$$

Alış Gücünden Elektrik Alan Şiddetinin Hesaplanması

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

$$P_d = \frac{4\pi P_r}{\lambda^2 G_r L_r} \quad W/m^2 \quad (17)$$

(17) nolu denklemi (13) nolu denklemde yerine koyarsak elektrik alan şiddetini V/m cinsinden elde ederiz.

$$E = \frac{68.77}{\lambda} \left(\frac{P_r}{G_r L_r} \right)^{1/2} \quad V/m \quad (18)$$

Güç yoğunluğu ve elektrik alan şiddetinin dB cinsinden logaritmik ifadesi (19) ve (20) nolu denklemlerde verilmiştir.

$$P_d = 11 \text{ dB} - 20 \text{ Log}_{10}(\lambda) + P_r \text{ dBW} - G_t \text{ dB}_i - L_t \text{ dB} \quad \text{dBW}/m^2 \quad (19)$$

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

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. Antenin çıkış empedansı 50 ohm, hattın karakteristik empedansı 50 ohm ve alıcı devrenin giriş empedansı 50 ohm ise alış gücü (21) denklemi ile belirtildiği gibidir. Denklemde V gerilimi R direnci göstermektedir.

$$P_r = \frac{V^2}{R} \quad W \quad (21)$$

Anten ışıma açıklığında güç yoğunluğu ise,

$$P_d = \frac{0.251 V^2}{\lambda^2 G_r L_r} \quad W/m^2 \quad (22)$$

Elektrik alan şiddeti ise (4.13) nolu denklemde elde edilerek hesaplanırsa,

$$E = \frac{9.7 V}{\lambda} \left(\frac{1}{G_r L_r} \right)^{1/2} \quad V/m \quad (23)$$

Güç yoğunluğu ve elektrik alan şiddetinin dB cinsinden logaritmik ifadesi (24) ve (25) nolu denklemlerde verilmiştir.

$$P_d = -6 \text{ dB} - 20 \text{ Log}_{10}(\lambda) + V \text{ dBV} - G_t \text{ dB}_i - L_t \text{ dB} \quad \text{dBW}/m^2 \quad (24)$$

$$E = 19.8 \text{ dB} - 20 \text{ Log}_{10}(\lambda) + V \text{ dBV} - G_r \text{ dB}_i - L_r \text{ dB} \quad \text{dBV/m} \quad (25)$$

Üretici tarafından belirtilen antenin en önemli özelliklerinden biri de anten faktörüdür. Alıcı gücü ölçüldüğünde elektrik alan şiddeti ve giriş gerilimi bulunduğunda anten faktörü (26) nolu denklem ile hesaplanır.

$$AF = \frac{E}{V} = 19.8 - 20 \text{ Log}_{10}(\lambda) - G_r - L_r \quad \text{dB} \quad (26)$$

ANTEN

Anten Parametreleri

Genel olarak kablosuz sistem performansı anten parametrelerine bağlıdır, Bunlar; antenin operasyon frekans aralığı, kazanç karakteristikleri (maksimum kazanç, yayılma patterni, ışımaya 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. RF enerji üreteç sisteminde, tüm anten karakteristikleri, ışımaya frekansları ve kanal özellikleri çok iyi tanımlanmalıdır. Anten tasarımında kullanılan dipol antenin doğal besleme devresi dış dünyaya açık olduğundan parazitik radyasyona maruz kalır bu radyasyon sebebiyle besleme yolları harmonik radyasyon üretir. (diyotlar sebebiyle) Bu radyasyon üretimi problemlere sebep olabilir.

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 ışımaya band genişliğine göre bölgesel kısıtlamalara uğramıştır. Ayrıca enerji hasat sistemleri akıllı anten dizileri switched beam antenleri kullanabilir. İletim 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.

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.

Anten kazancı

Havada yayılım yapan elektromanyetik dalgalardan yüksek verimde enerji hasat etmek için ışına güç yoğunluğunun değeri, verici gücüne, verici anten kazancına ve uzaklığa bağlıdır. Yüksek verimde enerji hasat etmede alıcı anten kazancı çok önemli bir faktördür.

η : Verimlilik A : Antenin ışına açıklığı alanı λ : Işıma frekansındaki dalga boyunu göstermektedir.

$$G = \eta \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (27)$$

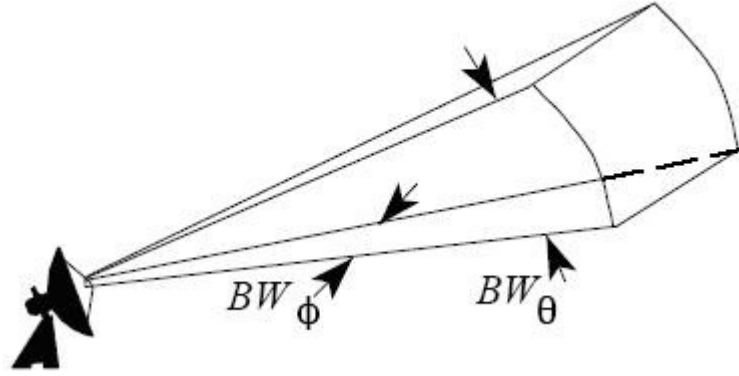
Anten ışına yönü

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

Anten ışına yönü:

$$D(\theta, \phi) = 10 \text{ Log} \left[\frac{4\pi P(\theta, \phi)}{\iint P_{in}(\theta, \phi) \text{ Sin } \theta \text{ d}\theta \text{ d}\phi} \right] \quad (28)$$

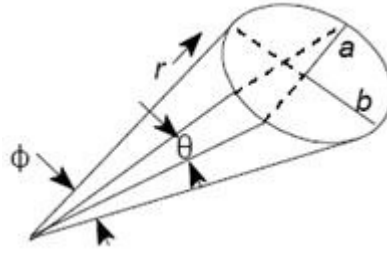
buradaki denklemde $D(\theta, \phi)$ dB cinsinden ışına yönünün belirli bir doğrultudaki yayılma pattern gücü, $P(\theta, \phi)$ toplam yayılma gücünün normalize edilmiş değeridir. Yayılma açısı küçüldükçe antenin ışına yönü kazancı artar.



Şekil-4 Yatay ve düşey ışıma genişliği.

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

Eliptik alanlı anten diyagramı;



Şekil-5 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:

$$\pi ab = \pi \left[(r \sin \theta) / 2 \right] \left[(r \sin \phi) / 2 \right] = (\pi r^2 \sin \theta \sin \phi) / 4 \quad (29)$$

Kazanç:

$$G = \frac{\text{Küre alanı}}{\text{Anten Pattern Alanı}} = (4\pi r^2) \left(\frac{4}{\pi r^2 \sin \theta \sin \phi} \right) = \frac{16}{\sin \theta \sin \phi} \quad (30)$$

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

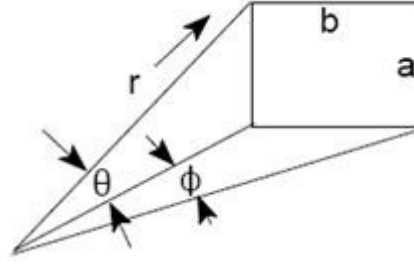
$$G = \frac{16}{\sin \theta \sin \phi} \frac{16}{\theta \phi \text{ (radyan)}} = \frac{16}{\theta \phi} \left(\frac{360}{2\pi} \frac{360}{2\pi} \right) = \frac{52525}{\theta \phi \text{ (derece)}}$$

$$= \frac{52525}{BW_{\theta} BW_{\phi} \text{ (derece)}} \quad (31)$$

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

$$10 \log G = 10 \log 52525 = 47.2 \text{ dB dir.} \quad (532)$$

Dikdörtgen alanlı anten diyagramı;



Şekil-6 Dikdörtgen alanlı anten diyagramı.

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

Dikdörtgensel alan;

$$ab = r^2 \sin \theta \sin \phi \quad (33)$$

Kazanç,

$$G = \frac{\text{Küre alanı}}{\text{Anten Pattern Alanı}} = \frac{4\pi r^2}{r^2 \sin \theta \sin \phi} = \frac{4\pi}{\sin \theta \sin \phi} \quad (34)$$

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

$$G = \frac{4\pi}{\sin \theta \sin \phi} = \frac{4\pi}{\theta \phi \text{ (radyan)}} = \frac{4\pi \left(\frac{360}{2\pi} \frac{360}{2\pi} \right)}{\theta \phi \text{ (derece)}} = \frac{41253}{\theta \phi \text{ (derece)}} \\ = \frac{41253}{BW_{\theta} BW_{\phi} \text{ (derece)}} \quad (35)$$

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

$$10 \log G = 10 \log 41253 = 46.2 \text{ dB dir.} \quad (36)$$

Anten ışıma açıklığı verimliliği

Anten verimliliği maksimum kazançtan bütün kayıpları çıkardığımızda 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.

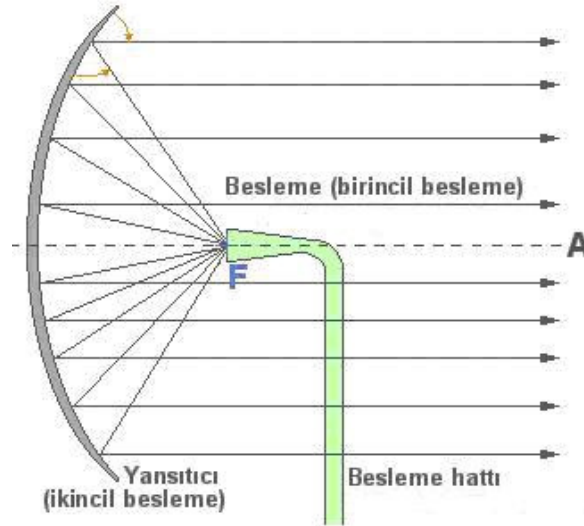
Taşma kayıpları: Işımanın odaklanmaması durumudur. Odaklayıcı antenlerde antenin tipine göre gerçek anten ışımayı odaklayacak şekilde yerleştirilmelidir.

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

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

Parabolik Antenler

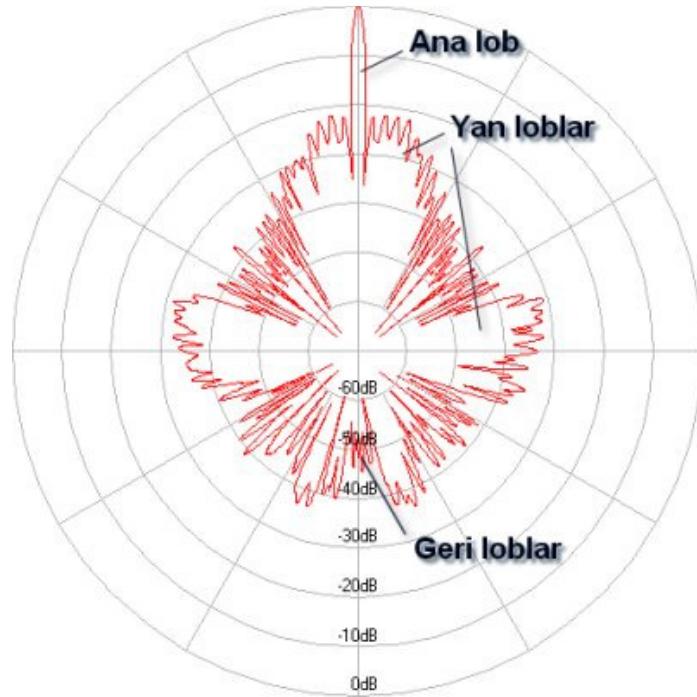
Parabolik antenler radar tekniğinde kullanılan anten tipleri arasında en sık karşılaşılan anten biçimidir. Odak noktasında bulunan bir kaynaktan parabolik antene ışınlar gönderilir. Bu kaynağa “Birincil Besleme” ya da sadece “Besleme” denir.



Şekil-7 Parabolik antenin yapısı.

Bir parabolidin 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 dönele simetrisi bulunan ve nispeten küçük yan lobları bulunan bir anten diyagramına sahiptir.



Şekil-7 Kutupsal koordinat sisteminde parabolik antenin anten diyagramı.

Parabolik anten tasarım formülleri

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

$$y = ax^2$$

(36)

Parabolik yansıtıcı derinliğini veren (37) numaralı denklemde D çapı göstermektedir.

$$d = \frac{D^2}{16f} \quad (37)$$

Anten beslemesinin hüzme genişliğini veren (38) denkleminde θ hüzme genişliğidir.

$$\frac{f}{D} = \frac{1}{4 \tan(\theta/4)} \quad (38)$$

Antenin hüzme genişliğini veren (39) de ise λ Dalga boyu, d anten çapıdır.

$$BW = \frac{70\lambda}{d} \quad (39)$$

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

$$G = 10 \log_{10} \left(\eta \frac{4\pi A}{\lambda^2} \right) \quad (40)$$

Burada;

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \quad (41)$$

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 etkin dielektrik sabitidir. z_0 karakteristik empedansı, η_0 boş uzay empedansı olup değeri 120π ohmdur.

$$z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left\{ \frac{8h}{W'} + 0.25 \frac{W'}{h} \right\} \quad W/h \leq 1 \quad (42)$$

$$z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \left\{ \frac{W'}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W'}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad W/h \geq 1 \quad (43)$$

$$\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \quad W/h \leq \frac{1}{2\pi} \quad (44)$$

$$\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad W/h \geq \frac{1}{2\pi} \quad (45)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(W/h) - C \quad (46)$$

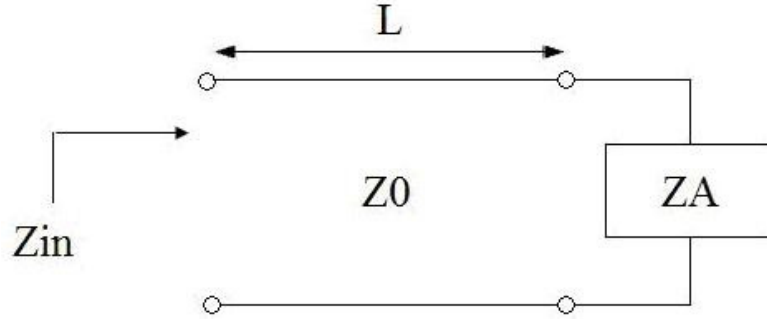
(46) numaralı denklemde kullanılan parametreler,

$$F(W/h) = \begin{cases} (1+12h/W)^{-1/2} + 0.04(1-W/h)^2 & W/h \leq 1 \\ (1+12h/W)^{-1/2} & W/h \geq 1 \end{cases} \quad (47)$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (48)$$

EMPEDANS UYGUNLAŞTIRMA VE FİLTRELER

Bir kısa devrede empedans 0ohm dur. 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.



Şekil-8 Empedans eşleminin şema halinde gösterilmesi.

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 gücünün zayıflatmamasına ve hat boyunca iletilen gücün $\lambda/4$ veya $\lambda/2$ katı olarak aktarılmasına dikkat edilmelidir.

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.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_A + jZ_0 \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{c} L\right)}{Z_0 + jZ_A \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{c} L\right)} \quad (49)$$

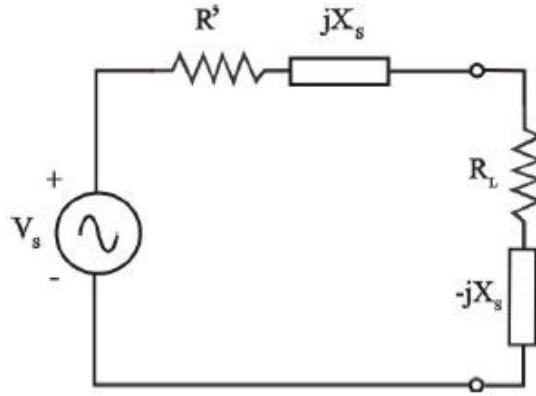
Karakteristik empedansı Z_0 olan iletim hattındaki, empedansı Z_L olan yükün gerilim yansıma faktörü:

$$\Gamma_v = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (50)$$

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. Yansımaya göre verimlilik ise;

$$e_{ff} = |1 - \Gamma|^2 \quad (51)$$

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.



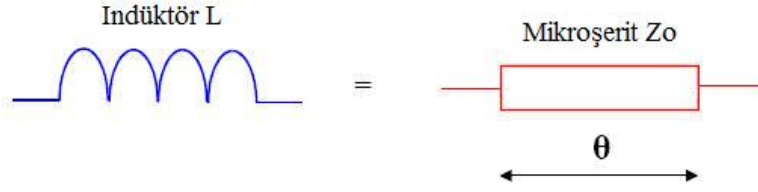
Şekil-9 Empedans eşleşmesinin anlatımında kullanılan devre.

Devrede $R' = R_L$, olursa devre eşleşmiş hale gelmiştir ve gerilim yansımaya faktörü 0 dir. 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 yansımaya 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 yansımaya 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.

Empedans Uygunlaştırma Yöntemleri

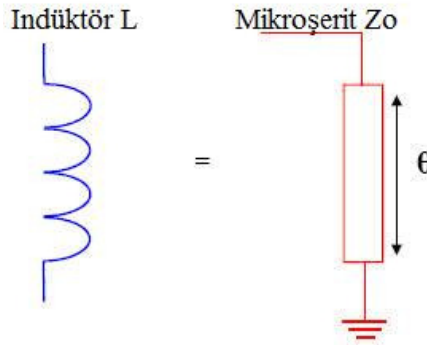
Öncelikle empedans uygunlaştırma devrelerinde kullanılacak olan kapasitör ve indüktörlerin nasıl seçileceğine karar vermemiz gerekmektedir. Bu amaca uygun olarak çeşitli hesaplama yöntemleri ve örnek devreler incelenmiştir.



Şekil-10 Mikroşerit seri indüktör.

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

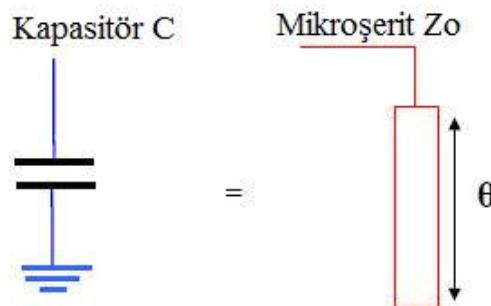
$$\omega_L = Z_0 \cdot \sin \theta \quad (52)$$



Şekil-11 Mikroşerit shunt indüktör

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

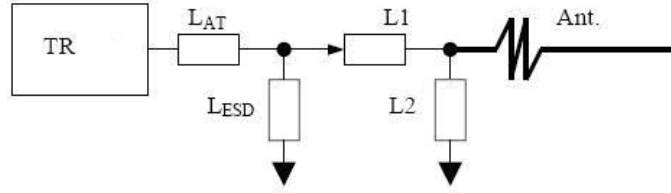
$$\omega_L = Z_0 \cdot \tan \theta \quad (53)$$



Şekil-12 Mikroşerit shunt kapasitör

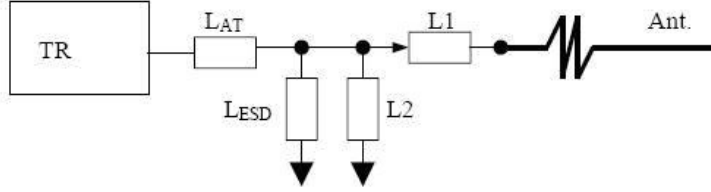
Mikroşerit shunt indüktörün açılal frekansının sonucunu veren 6.6 numaralı denklem $\theta < 90^\circ$ koşulunda geçerlidir ve $90^\circ = \lambda/4$ dır. ω_L indüktörün açılal frekans, Z_0 karakteristik empedansdır. λ ise sistemin çalışma frekansındaki dalga boyu olarak tanımlanmaktadır.

$$\omega_c = \frac{\tan \theta}{Z_0} \quad (54)$$

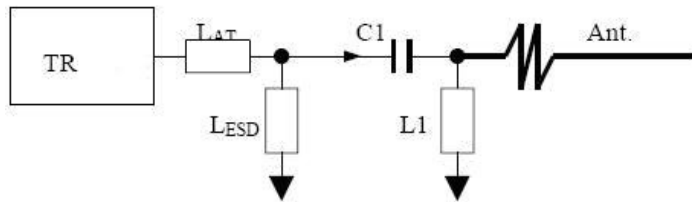


Şekil-13 Empedans eşlemesi için seri L1 indüktör bağlanması.

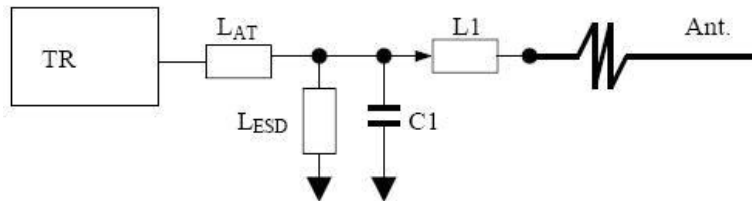
Devrede L_{AT} indüktörü TR şebekesinin empedansını 50 ohma eşler. L_{ESD} ise ayarlamalara etki etmeyecek kadar büyük bir değere sahiptir.



Şekil-14 Empedans eşlemesi için L2 shunt indüktör bağlanması.



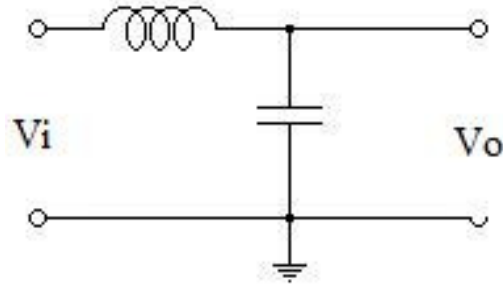
Şekil-15 Empedans eşlemesi için seri C1 kapasitör bağlanması.



Şekil-16 Empedans eşlemesi için C1 shunt kapasitör bağlanması.

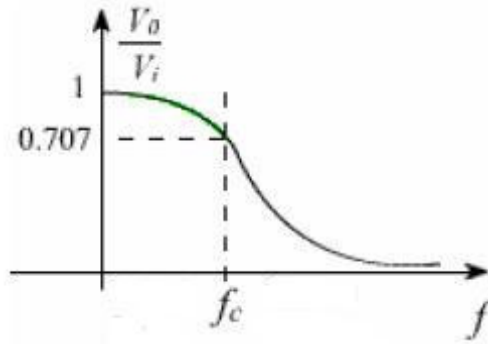
Alçak Geçiren Filtreler

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



Şekil-17 Alçak geçiren filtre devresi.

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-18 Alçak geçiren filtrenin çalışma frekans aralığı.

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

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} = \infty \Omega \quad (55)$$

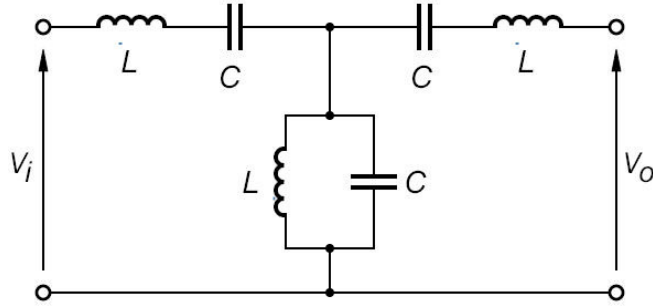
Reaktansın sonsuz değer alması durumunda kapasite açık devre gibi davranır çıkış gerilimi giriş gerilimine yani $V_0 = V_i$ ye eşit olur. Çok yüksek frekanslarda ise reaktans;

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} = 0 \Omega \quad (56)$$

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

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-19 Band geçiren filtre devresi.

Alçak geçiren filtrenin kesim frekansı, yüksek geçiren filtreninkinden büyük seçilmelidir. 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 (57) ve (58) de belirtilmiştir.

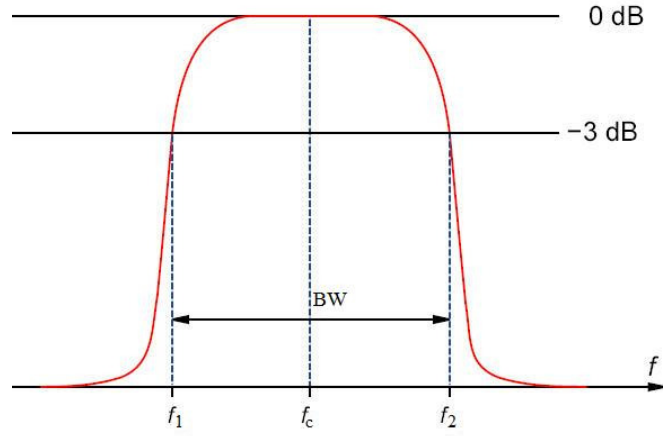
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (57)$$

$$X_L = 2\pi f_c L \quad (58)$$

Devrenin band genişliği ise denklem (59) den bulunur. Denklemdaki Q_c kalite faktörü, f_c ise devrenin rezonans frekansıdır.

$$BW = \frac{f_c}{Q_c} \quad (59)$$

Denklem (59) de görüldüğü gibi kalite faktörünün artması band genişliğini üzerinde sınırlandırıcı bir etki yaratır.

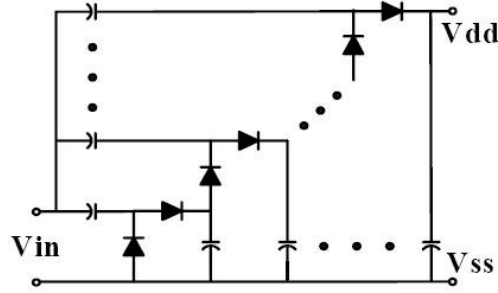


Şekil-20 Band geçiren filtrenin çalışma frekans aralığı.

Yüksek geçiren filtre alçak frekansları f_1 frekansına kadar geçişini engeller. Rezonans frekansından sonra ise alçak geçiren filtre devreye giriyor ve f_2 ye kadar ki frekanstaki sinyalin geçişine izin verir. Daha yüksek frekanslı sinyalleri ise geçirmez.

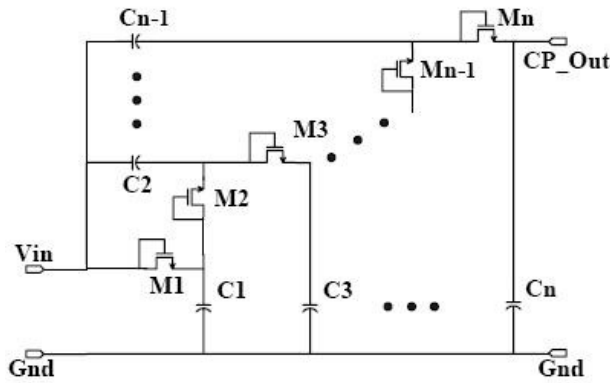
Düşük Gerilim Akım Pompası Devreleri

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.



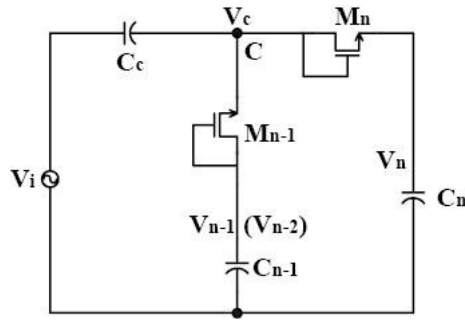
Şekil-21 Kapasitörler ve diyotlardan oluşan Schottky-diyot akım pompası.

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.



Şekil-22 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 de ultra düşük eşik gerilimi olan NMOS FET lerin diyot gibi bağlanması ile oluşturulmuş AC/DC akım pompası devresi gösterilmiştir. Şekilde 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 sağlamış olur.



Şekil-23 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;

$$V_c = V_{n-1} - V_{dn-1} \quad (60)$$

$$V_c = V_n + V_{dn} \quad (61)$$

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

$$V_{dn} = V_{dn-1}; \therefore V_c = (V_n + V_{n-1}) / 2 \quad (62)$$

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

$$\Delta V = V_i - V_d, \therefore (V_n + V_{n-1}) / 2 + \Delta V = V_n \quad (63)$$

$$V_n = V_{n-1} + 2\Delta V \quad (64)$$

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

$$\therefore V_n = V_{n-2} + 2\Delta V \quad (65)$$

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]

$$V_n = V_{n-4} + 4\Delta V = V_{n-6} + 6\Delta V \quad (66)$$

Sonuç olarak V_n gerilimi denklem (67) de belirtilmiştir. Buradaki n NMOSFETin sayısını ve aynı zamanda devrenin kaç katmanlı olduğunu belirtir.

$$V_n = n\Delta V = n(V_i - V_d) \quad (67)$$

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 (68) deki gibidir. V_{DS} drain ile source arasındaki gerilim farkı, V_{GS} gate ile source arasındaki gerilim farkı, V_{th} eşik gerilim değeridir.

$$V_d = V_{ds} = \sqrt{2I_{ds} / \beta} + V_{th} \quad (68)$$

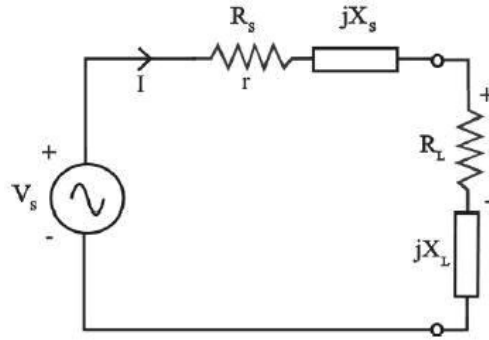
Burada $\beta = \mu_n C_{ox} W/L$ dir. Sabit çıkış akımı I_{ds} , büyük W/L oranı ve küçülmüş V_d değeri daha büyük çıkış gerilimi elde edilmesini sağlar. Pratikte 0 eşik gerilimine yakın transistörler kullanılarak performans artırımına gidilir. Akım pompasının çevrim hassasiyeti tanımlayan denklem (69) deki parametreler P_i giriş gücü, P_o çıkış gücü, P_{loss} devrenin güç kaybıdır.

$$\eta = P_o / P_i = 1 - P_{loss} / P_i \quad (69)$$

VERİMLİLİK ANALİZİ

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 empedasının kompleks eşleniğine eşit olmasıyla sağlanır. Bunun anlamı şekildeki devredeki $R_L = R_s$ ve $jX_L = -jX_s$ olmasıdır. ancak bu şekilde devre eşlenik olarak uyumludur.



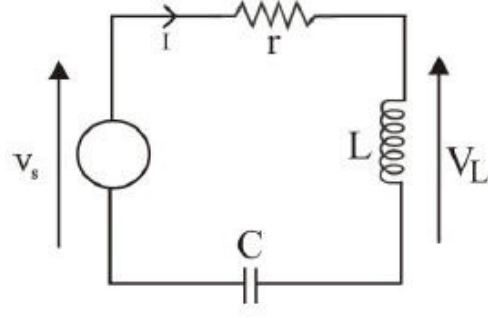
Şekil-24 Maksimum güç tranferinin anlatımında kullanılan devre

Şekildeki devrede V_s sinüsoidal kaynak, dahili empedans $Z_s = R_s + jX_s$, yükün empedansı ise $Z_L = R_L + jX_L$ dir.

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,

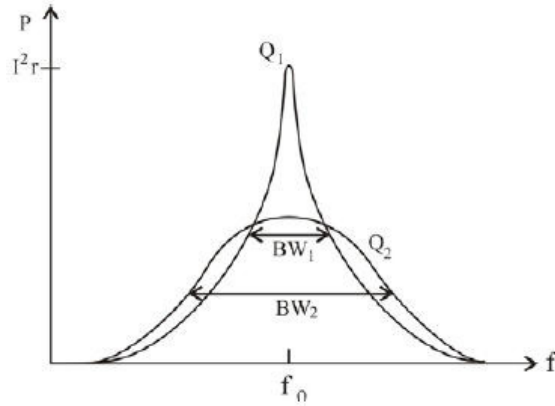
$$Q = 2\pi \frac{\text{rezonans durumunda depolanan enerji}}{\text{her döngüde israf edilen enerji}} \quad (70)$$



Şekil-25 Seri rezonans devresi.

Şekilde 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 (71)de gösterilmiştir. Denklemden X_L indüktör elemanının reaktans değeridir.

$$Q = \frac{2\pi f_0 L}{r} = \frac{X_L}{r} \quad (71)$$



Şekil-26 Kalite faktörü ve band genişliği arasındaki ilişki.

Şekilde 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,

$$BW = \frac{f_0}{Q} \quad (72)$$

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.

Kaskat şekilde yerleştirilmiş yükseltici ve doğrultucu katmanları devrenin giriş empedansına önemli bir etkide 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 artıktıkça kalite faktörü düşer.

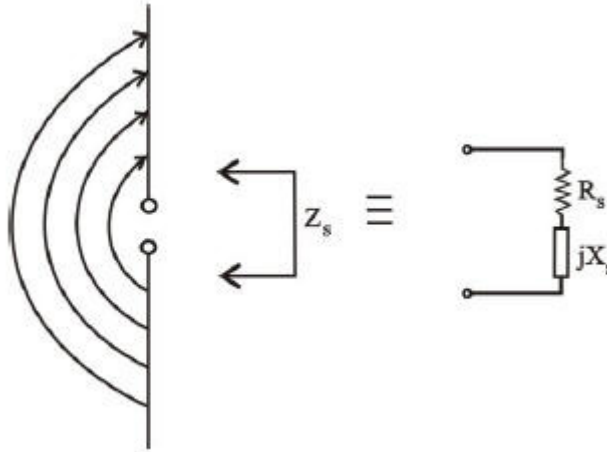
Eğer çok az sayıda yükseltici ve doğrultucu katmanları kaskat yapılırsa çıkış gerilimi devre tarafından beslenen cihazı operasyona sokacak kadar yüksek olmaz. Yükseltici ve doğrultucu katmanların sayısı optimal noktaya gelene kadar artırıldığında DC çıkış gerilimi de doğru orantılı şekilde artar. Optimal 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 yapacak olan yüksek kalite faktörü değerini sağlayacak katman sayısının belirlenmesi hayati önem taşır.

Antenin kalite faktörü

Antenin kalite faktörü aynı zamanda ışımaya kalite faktörü olarak adlandırılır. Işıma kalite faktörünün (Q) hesaplanması Denklem (73) te gösterilmiştir.

$$Q = \frac{\text{Re zonans durumdaki indüktör yada kapasitörün empedansı}}{\text{Antenin ışımaya direnci}} \quad (73)$$

Şekilde gösterilen dipol anten devresinin kalite faktörü denklem (74)den hesaplanır.



Şekil-27 Dipol anten devresi

Denklem (74)de R_s ışıma resistansı X_s ise rezonans durumdaki reaktansı göstermektedir.

$$Q = \frac{|X_s|}{R_s} \quad (74)$$

Kaynaklar

- 1) Liao, S., 1977. Measurements and Computation of Electric Field Intensity and Power Density, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-26, no. 1.
- 2) Cole, P. H., Ranasinghe D. C. and Jamali B., 2003. Coupling Relations in RFID systems II: Practical Performance Measurements.
- 3) Yao, Y., Shi, Y. and Dai, F. F., 2005. A Novel Low-Power Input-Independent MOS AC/DC Charge Pump