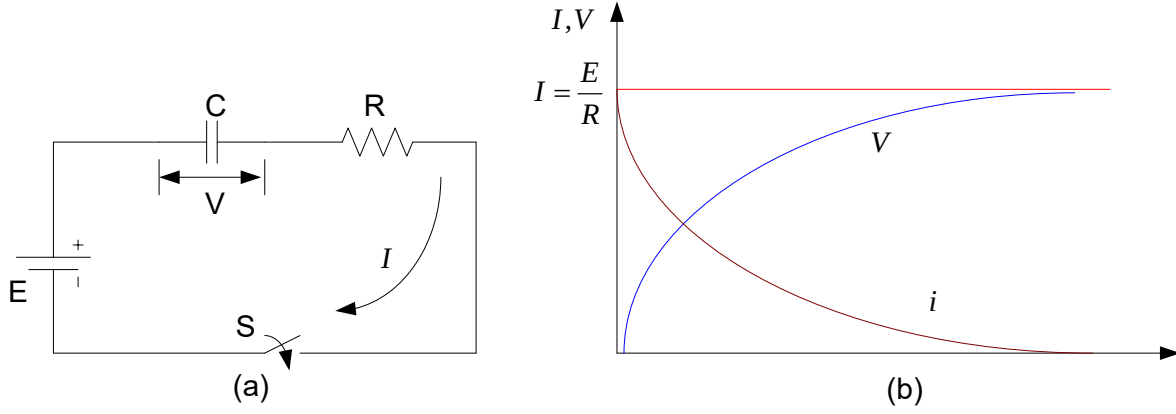


BÖLÜM:2

ZAMAN DEVRELERİ (Timing Circuits)

1. Seri RC devresi (Serial R.C Circuit)



Şekil1,a) Seri R – C devresi

b) Akım ve gerilimin zamanla değişimi

Başlangıçta $t=0$ iken $V=0$ olsun.

Çevre denklemi yazılırsa : $E = V + R \cdot i'$ dir. (1)

Kondansatörün tanım bağlantısından;

$$i = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad (2)$$

$$i = \frac{E - V}{R} = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad (3)$$

elde edilir. Bu eşitlik yeniden düzenlenir ve her iki tarafın integrali alınırsa;

$$\int \frac{dV}{E - V} = \int \frac{dt}{R \cdot C}$$

elde edilir.

$$-\ln|E - V| = \frac{t}{R \cdot C} + k$$

$t=0$ da $V=0$ başlangıç şartı için;

$$k = -\ln|E|$$

$$-\ln|E - V| = \frac{t}{R.C} - \ln|E|$$

$$\ln|E| - \ln|E - V| = \frac{t}{R.C}$$

$$\ln \left| \frac{E}{E - V} \right| = \frac{t}{R.C}$$

$$\ln \left| \frac{E}{E - V} \right| = \ln.e^{t/RC}$$

Logaritmaları eşit olan ifadelerin kendileri de eşit olacağından;

$$\frac{E}{E - V} = e^{t/RC}$$

$$E = (E - V)e^{t/RC}$$

$$E = E.e^{t/RC} - V.e^{t/RC}$$

$$V.e^{t/RC} = E.e^{t/RC} - E$$

$$V = E \left(1 - e^{-t/RC} \right) \quad (7)$$

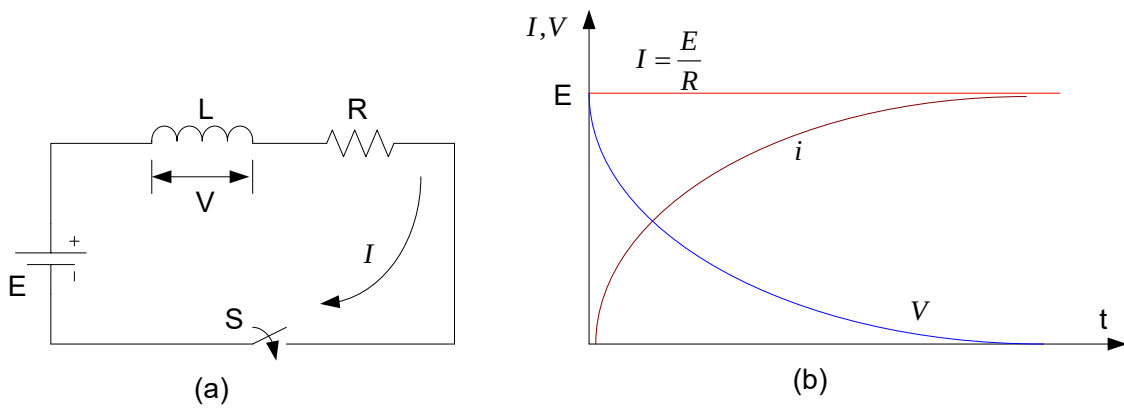
Bu eşitlik bir kondansatörün doğru akımla dolma ifadesidir.

$$t = 0 \text{ için } V = 0$$

$$t = \infty \text{ için } V = E$$

NOT: $t=4\tau$ veya 5τ süre sonunda %99.5 oranında dolmuş olacaktır. ($\tau = R.C$)

2. Seri RL Devresi



Şekil2: a:Seri R – L devresi

b: Akım – gerilimin zamanla değişimi

Çevre denkleminde:

$$E = R.i + V_L \quad (8)$$

Bobininin tanın bağlantısından:

$$V = L.\frac{di}{dt} \quad (9)$$

$$R.i = E - L.\frac{di}{dt}$$

elde edilir. Eşitlik yeniden düzenlenip iki tarafından integrali alınırsa;

$$\int \frac{di}{E - Ri} = \int \frac{dt}{L} \quad (10)$$

$$-\frac{1}{R} \ln|E - Ri| = \frac{t}{L} + k$$

$t = 0$ ve $i = 0$ başlangıç şartlarında;

$$k = -\frac{1}{R} \ln E \text{ elde edilir.}$$

$$-\frac{1}{R} \ln|E - Ri| + \frac{t}{L} - \frac{1}{R} \ln E \quad (12)$$

$$\frac{1}{R} \ln E - \frac{1}{R} \ln|E - Ri| = \frac{1}{L} \cdot t$$

$$\frac{1}{R} \left[\ln \left(\frac{E}{E - Ri} \right) \right] = \frac{1}{L} \cdot t$$

$$\ln \left(\frac{E}{E - Ri} \right) = \frac{R}{L} \cdot t \rightarrow \ln \frac{E}{E - Ri} = \ln e^{R/L t}$$

$$\frac{E}{E - Ri} = e^{R/L t} \rightarrow E = E \cdot e^{R/L t} - R \cdot i e^{R/L t}$$

$$R \cdot i e^{R/L t} = E \left(e^{R/L t} - 1 \right)$$

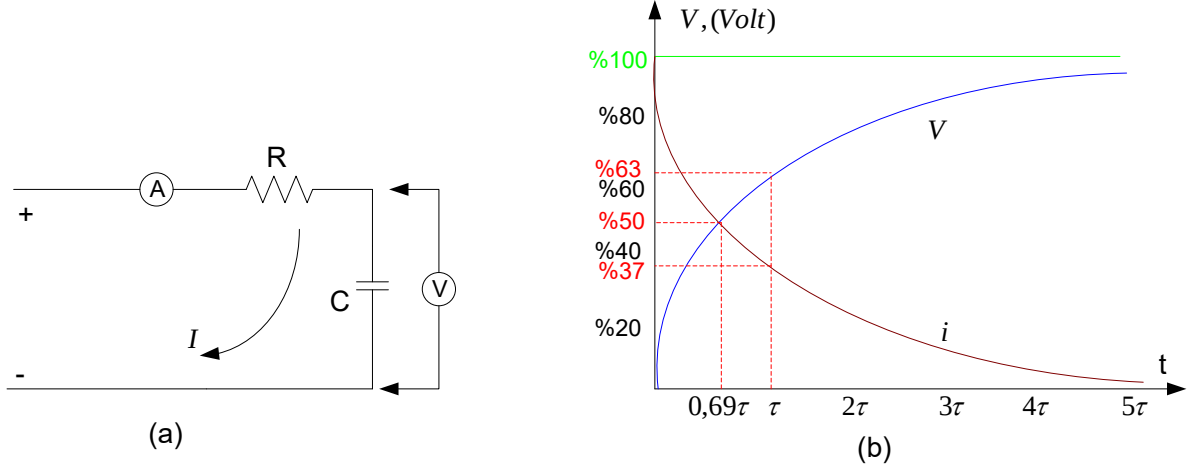
$$R \cdot i = E \left(1 - e^{R/L t} \right)$$

$$i = \frac{E}{R} \left(1 - e^{R/L t} \right) \quad (13)$$

Seri R – L devresinin zaman sabiti

$$\tau = \frac{L}{R} \text{ dir.}$$

BİR KONDANSATÖRÜN DOLMASI (Charging of a Capacitor)

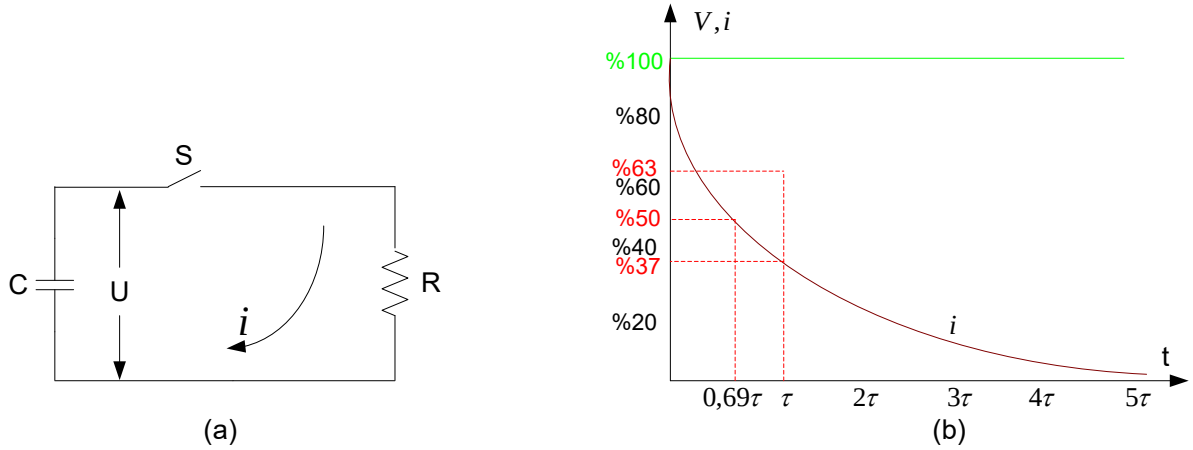


Şekil3.a) Bir kondansatörün dolma devresi

b) Bir kondansatörün dolma akım – geriliminin değişimi

Sabit akımla dolmuş olsaydı T süresinde dolmuş olacaktı. Burada C uçlarındaki gerilim kaynağa göre EMK meydana getirir.

BİR KONDANSATÖRÜN BOŞALMASI(Deşarjı)



Şekil 4

a: Bir kondansatörün R direnci üzerinden boşalması

b: Bir kondansatörün boşalma karakteristiği

Şekil 4.a daki devreden çevre denklemi:

$$U + R \cdot i = 0 \quad (1)$$

$$U = -R \cdot i \text{ yazılır.}$$

$$i = C \cdot \frac{dU}{dt} \quad (2) \text{ tanım bağıntısı yerine konulursa;}$$

$$U = -R \cdot C \cdot \frac{dU}{dt} \quad (3)$$

Bu eşitlik düzenlenip her iki tarafın integrali alınırsa:

$$\int \frac{dU}{U} = - \int \frac{dt}{RC} \rightarrow \ln U = -\frac{t}{RC} + k$$

t=0 için V=U başlangıç şartı yerine konduğunda:

$$k = \ln V \quad \text{elde edilir.}$$

$$\ln U = -\frac{t}{RC} + \ln V$$

$$\frac{t}{RC} = \ln \frac{U}{V}$$

$$\ln e^{t/RC} = \ln \frac{U}{V}$$

$$e^{t/RC} = \frac{U}{V}$$

$$V = U \cdot e^{-t/RC} \quad (4)$$

Boşalma Akımı:

$$\left. \begin{array}{l} i = \frac{dq}{dt} \\ i = C \cdot \frac{dU}{dt} \end{array} \right\} \quad \begin{array}{l} q = C \cdot U \\ \frac{dq}{dt} = C \cdot \frac{dU}{dt} \end{array}$$

$$i = -\frac{U}{R} \cdot C \cdot e^{-t/RC}$$

$$i = -\frac{U}{R} \cdot e^{-t/RC} \rightarrow -I e^{-t/RC}$$

ÖRNEK: t=τ anında kondansatör gerilimin, uygulanan gerilimin %63'üne eşit olduğunu gösteriniz?

$$U_C = U \left(1 - e^{-t/RC}\right) \quad t = \tau \rightarrow \tau = R \cdot C$$

$$U_c = U \left(1 - e^{-t/\tau} \right) = U(1 - e^{-1}) = U \left(1 - \frac{1}{e} \right)$$

e=2,718 yerine konulduğunda;

$$U_c = U \left(1 - \frac{1}{2,718} \right) = U(1 - 0,3679)$$

$$U_c = U.0,63 \text{ elde edilir.}$$

ÖRNEK2: C=4 μF'lık bir kondansatör R=100kΩ'luk bir direnç üzerinden U_B= 60V'luk bir kaynağa bağlanmıştır. t=0.6s sonunda kondansatörün uçlarındaki gerilimi bulunuz?

$$V = E \left(1 - e^{-t/RC} \right)$$

$$V = 60 \left(1 - e^{-0,6/100.10^3.4.10^{-6}} \right)$$

$$V = 46,612V$$

CEBİRSEL METODLA ZAMAN HESABI

Tanım bağlantısı;

$$C[F] = \frac{Q[C]}{U[V]}$$

$$Q[C] = I[A].t[s] \rightarrow C = \frac{I}{U}.t \rightarrow \frac{t}{R}$$

$$t = C.R = \tau$$

BÖLÜM3

DİYOTLAR

ÖZEL MAKSATLI DİYOTLAR

1. Doğrultucu (Yüksek Akımlı) Diyotlar

Güç kaynağı doğrultucu uygulamalarında kullanılan diyotlardır. İletim yönünde maksimum akım iletme kapasitesi ve tıkama yönündeki gerilimleri genellikle diğer diyotlara göre daha yükseltir. Tipik bir doğrultucu diyot ortalama 1A akım taşıyabilmeli ve 100V veya daha fazla ters ters yönde bir gerilime sahip olabilmelidir. 100A ve 1kV'un üzerinde değere sahip diyotlar mevcuttur. Daha büyük tipler ise vida tipi bir şase şeklinde yapılır. Şase genellikle katoda bağlanır. Ters yönde kutuplamada akım kaçışı yüksek olabileceği ve cevap süresi uzun olabileceği için bu tip diyotlar düşük genlikli ve hızlı değişen işaret uygulamaları için elverişli olmayabilir.

2. Kompüter Diyotları (switching diodes)

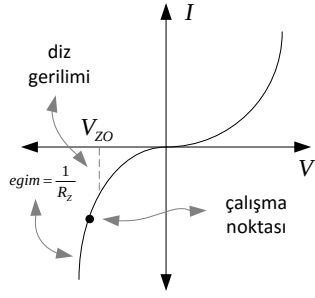
Yüksek hızlı anahtarlama uygulamaları için kullanılan diyotlardır. Diyotlar genellikle giriş işaretine aniden cevap veremezler. Çünkü sonlu bir süre veya eklem potansiyelini meydana getirmek için eklem civarındaki yükü kaldırmak gerekir. Bu olaya yük depolaması (charge storage) ve yükü kaldırmak için gerekli süreye depolama süresi (stage times) denir. Bu olay aynı zamanda tıkama süresi (t_{off}) veya (τ_{off}) olarak isimlendirilir.

İletim süresi(on time) ters yönde kutuplamadan iletim yönünde kutuplamaya geçiş esnasındaki süredir. Ve yük enjeksiyonuna bağlıdır. Ve genellikle toff dan daha kısa sürelidir. ToN ve toff yaklaşık 4ns. seviyesindedir.

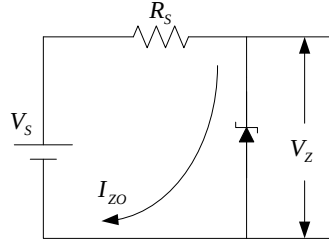
Yüksek hızlı diğer diyotlar özellikle yüksek frekans detektörü olarak kullanışlı olan PIN(P–Insulated-N) diyotlardır.

3. Regülatör Diyotlar

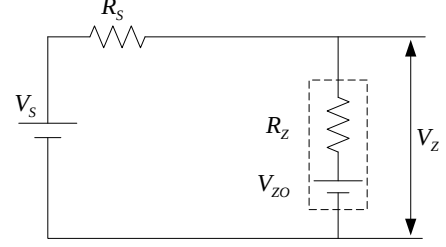
Ters yönde kırılma gerilimi bölgesinde çalışmak üzere kutuplanmış olan bu diyotlar gerilim regülatörü, zener diyotu veya çığ (avalanche) diyotu diye isimlendirilir.



(a) Akım – gerilim karakteristiği



(b) Zener diyotlu basit bir regülatör



(c) Küçük işaretler eşdeğer devresi

Şekil 6: Zener diyot karakteristikleri

Zener direnci R_Z , belirli bir çalışma noktasındaki (V_{ZO} , I_{ZO}) eğimin tersi olarak tanımlanır.

Mesela 10V luk bir V_{ZO} zener diyotu 20mA lik bir akımda (I_{ZO}) çalıştırılırsa DC veya büyük işaret direnci ohm kanununa göre $R_Z = 10V/20mA = 500\Omega$ dur.

$r_z = 10\Omega$ luk bir dirence sahip olabilir.

Pratik bir devrede $R_S \gg r_z$ dir. I_Z , zener diyotun belirli bir çalışma noktasındaki değişim direncidir. Bu nedenle ;

$$I_Z = \frac{(V_S - V_{ZO})}{R_S} \quad (1)$$

Çıkış gerilimi veya zener diyotun uçlarındaki gerilim ise;

$$V_Z = V_{ZO} - R_Z \cdot I_Z \quad (2) \text{dir.}$$

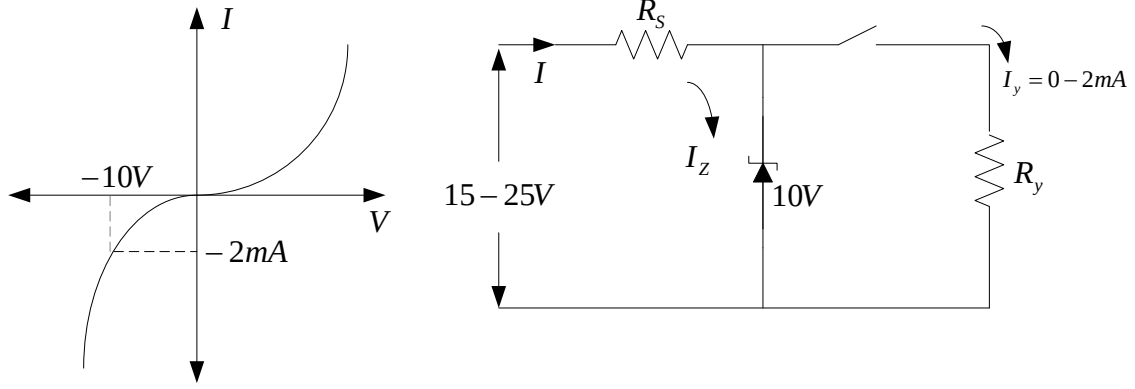
P_D (dissipation power – harcanan güç)

$P_D = I_Z \cdot V_Z$ değerini aşan bir güç olmamalıdır.

Tipik olarak zener diyotlar gücü 0,4W dan 1W a kadar 2,7V dan başlayarak yaklaşık %20 lik artışlarla 200V a kadar kırılma gerilimi olan zener diyotlar vardır.

- | | |
|-----------------------------|-----------------|
| 1. Zener gerilimi (V_Z) | } verilmelidir. |
| 2. Zener akımı veya gücü | |

ÖRNEK 1: Giriş gerilimi 15 – 25V arasında değişen ve çıkış gerilimi 10V, çıkış akımı $I_Y = 0 - 2mA$ arasında değişen bir regülatör yapılmak isteniyor. Bu regülatörü tasarlayınız? ($I_{Zmin} = 2mA$ olsun)



1. Giriş gerilimi en düşük değerde ve devrede yük varken zenerden minimum akım geçer.
2. Giriş gerilimi en büyük değerde ve devrede yük yok iken (anahtar açık) zenerden maksimum akım geçer.

$$R_y = \frac{V_z}{I_z} = \frac{10}{2mA} = 5k\Omega$$

$$I_{zmin} = 2mA \text{ ise;}$$

$$I = I_y + I_{zmin} = 2mA + 2mA = 4mA$$

$$R_s = \frac{V_{grmin} - V_z}{I} = \frac{15 - 10}{4mA} = 1,25k\Omega$$

$V_{giriş}=25V$ olduğunda R_s üzerindeki gerilim düşümü;

$$V_{R_s} = V_{gr} - V_z = 25V - 10V = 15V \text{ olur.}$$

$$I_{zmax} = I_{max} = \frac{15V}{1,25k\Omega} = 12mA$$

Maksimum zener gücü $P_z=335mW=0,335W$ ise bu zenerden akıtılabilecek maksimum akım;

$$I_{zmax} = \frac{P_z}{V_z} = \frac{0,335W}{10V} = 33,5mA \text{ olabilir.}$$

$12mA < 33,5$ olduğundan zener rahatlıkla çalışır.

ZENER DİRENCİ

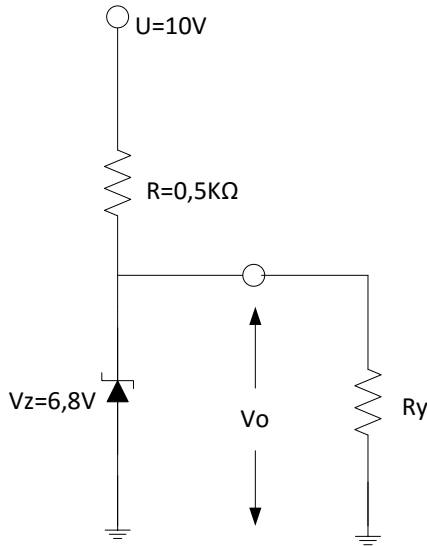
V_z , I_z çalışma noktasında I_z akımı ΔI_z kadar küçük bir miktar değişirse uçlardaki gerilim V_z de ΔV_z kadar değişir.

$$\Delta V_z = r_z \cdot \Delta I_z$$

r_z nin değeri akım –gerilim eğrisinin çalışma noktasındaki eğrisinin tersine eşittir. (yani $r_z = V_z / I_z$ değildir.)

I_z nin tipik değeri 10Ω lar mertebesinde dir. Fakat akım azalırken artar ve akım gerilim eğrisinin diz (bükülme) noktasında yüksek bir değere erişir. r_z artarken regülatörü olarak bir zener diyot daha az etkili hale gelir.

ÖRNEK 2:



Devrede önce R_y yük direncinin olmadığı durum göz önüne alınırsa $U=10V$ iken zener akımı;

$$I_z = \frac{(10 - 6,8)V}{0,5k\Omega} = 6,4mA$$

Bu akımda r_z zener direncinin 50Ω olduğunu kabul edelim U gerilimi %10 artarak $11V$ olsun. Buna karşılık zener girişindeki değişiklik;

$$\Delta V_z = \Delta U \cdot \frac{r_z}{r_z + R} \text{ den hesaplanır.}$$

$$\Delta V_z = 1V \cdot \frac{50}{50 + 500} \cong 91mV \text{ değişir.}$$

REGÜLASYON YÜZDESİ

$$\frac{\Delta V_z}{V_z}$$

$$\frac{\Delta V_z}{V_z} = \frac{91mV}{6800mV} \%100 = \%1,3$$

Giriş gerilimindeki %10 luk artışa karşılık, regüleli gerilim %1,3 oranında değişir ve bu oran gerilim regülasyonu yüzdesi diye adlandırılır.

ÖRNEK3: Bu örnekte 1N5235 zener diyotun bir regülatör olarak iki uygulamada kullanışı gösterilecektir.

ÇÖZÜM3: 1N5235 diyodu $I_z=20mA$ lik bir zener akımı ve $I_z=5\Omega$ luk bir zener direnci ile $V_z=6,8V$ luk bir besleme devresinde kullanılmaktadır. Bu devre;

$$R_s = \frac{9V - 6,8V}{20mA} = 110\Omega \text{ luk bir seri direnç gerekir.}$$

Giriş işareti $\pm 1V$ luk dalgalanırsa çıkışa;

$$\Delta V_z = \pm 1V \frac{5\Omega}{5\Omega + 10\Omega} = \pm 43mV \text{ olarak aktarılır.}$$

Regülasyon yüzdesi;

$$\frac{43mV}{6800mV} \%100 = \%0,63$$

$I_z=0,25mA$ lik bir zener akımı ve $r_z=750\Omega$ luk bir zener direnci için;

$$R_s = \frac{9V - 6,8V}{0,25mA} = 8,8k\Omega$$

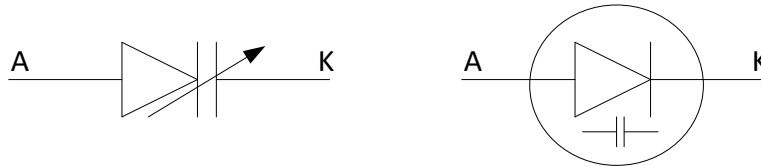
Sonuçta $\pm 1V$ luk değişmeyi çıkış geriliminde;

$$\Delta V_z = \pm 1V \frac{750\Omega}{50\Omega + 8800\Omega} \%100 = \%79mV \text{ olarak aktarılır.}$$

Regülasyon yüzdesi;

$$\frac{79mV}{6800mV} \%100 = \%1,2 \text{ regülasyon demektir.}$$

4. VARAKTÖR DİYOTLARI



Aynı zamanda varikap, VVC (variable voltage capacitance) VVC (gerilimle değiştirilebilen kapasite)

Değişken gerilimli kondansatör gerçekte ters yönde kutuplanmış bir diyottur. Çalışması ters yönde kutuplandığında p-n eklemince mevcut kapasiteye bağlıdır.

Ters yönde uygulanan gerilimi artırma uzay yükünün genişliğini artırır. Böylece geçiş kapasitesi C_T azalır.

İleri yönde kutuplamada (V_d pozitif) W azalır ve C_T artar.

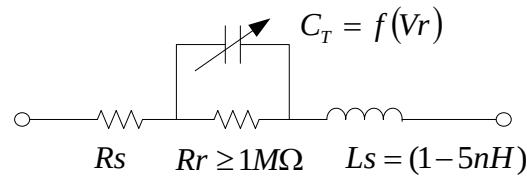
$$C_T = \epsilon \frac{A}{Wd}$$

Burada;

ϵ : Yarı iletken malzemenin geçirgenliği

A : p – n eklemine alanı

Wd : Boşaltılmış bölgenin genişliği

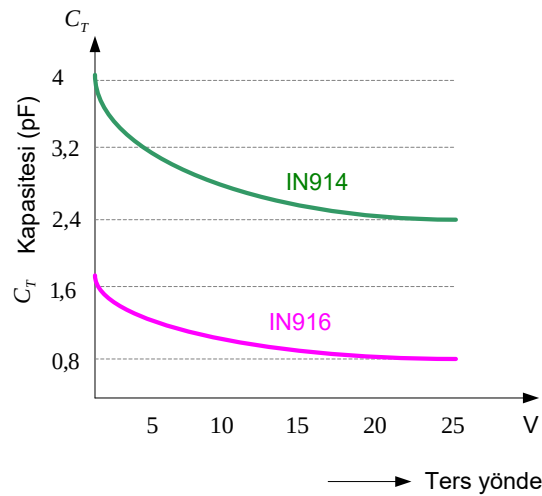


Şekil 7: Ters yönde kutuplanmış varaktör diyotun devre modeli

R_s : diyotun seri omik direnci

R_r : diyotun ters yöndeki direnci ve $1M\Omega$ veya daha büyüktür ve genellikle ihmal edilir.

C_T ve R_s 'nin 4V luk ters yönde kutuplanma geriliminde tipik değerleri 20pF ve $8,5\Omega$ dur.



Şekil 8: IN914 ve IN916 silisyum diyotların engel kapasitesinin ters yönlü uygulanan gerilimle değişimi

$$C_T = \varepsilon \frac{K}{(V_t + V_r)^n} \quad (4)$$

Burada:

K : Yarı iletken malzeme ve yapının tekniğine bağlı bir sabit

V_t : İletim yönünde eşite gerilimi

V_r : Ters yönde uygulanan gerilim

N : Alaşım eklemi için 1/2

Difizyon eklemi için 1/3

Varaktör Diyotların Kullanım Alanları:

1. LC rezorans devrelerinin otomatik akordunda (tuning)
 2. Osilatörlerin frekans modülasyon devrelerinde
 3. Kendi kendini dengeleyen köprü devrelerinde
 4. Parametrik amplifikatörler denilen özel kuvvetlendiricilerde
- NOT: yüksek (radyo) frekanslarda diyot bir kondansatör gibi kullanılır.

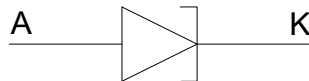
5. PIN DİYOTLARI

PIN diyotlar p-tipi ile n- tipi yarı iletkenin arasına has yarı iletken tabakasının (intrinsic-I) dar bir yalıtım bölgesi konularak gerçekleştirilebilir. Ve bu özelliği ile normal bir diyottan farklı olur.

Yüksek frekans karakteristikleri normal yüksek hızlı anahtarlama diyotlarından genlik bakımından daha iyidir. 100MHz 'in üstünde hatta 16Hz 'de çalışabilirler.

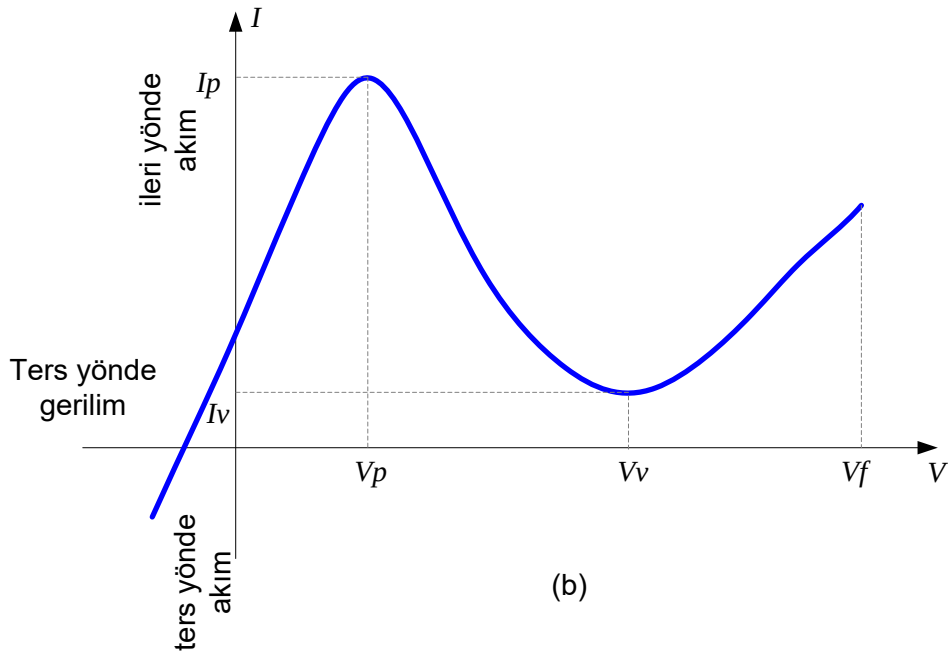
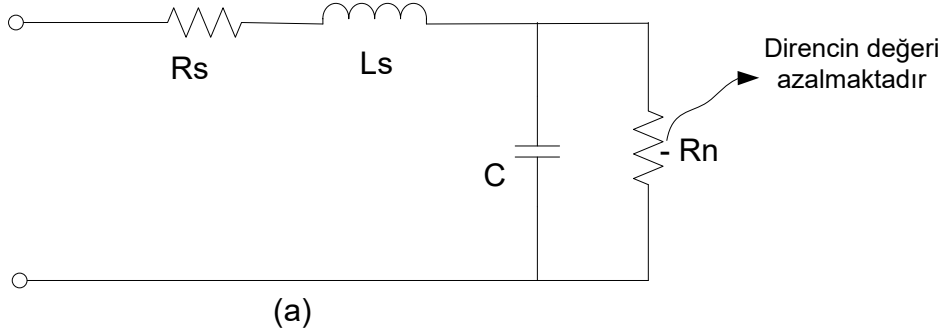
PIN diyot, yüksek frekanslarda mükemmel bir doğrultucu veya demodülatördür. İletim yönünde kutuplanmadığında bir PIN küçük işaretler için "**akım kontrollü bir direnç**" gibi kullanılabilir. AC direnci 10kΩ dan 1Ω a kadar değişebilir. Bu nedenle yk. Fr 'lurda zayıflatıcılar (attenvatörler) genellikle PIN diyotlarla birlikte kullanılır.

6. TÜNEL DİYOTLARI



Tünel diyodun sembolü

İlk defa 1958 de Japon Leo Esaki tarafından geliştirilmiştir. Esaki diyotu diode adlandırılır. Esaki aynı zamanda tünel diyotun akım- gerilim karakteristiğini doğru bir teorik açıklamasını da yapmıştır. **“Negatif direnç özelliği gösterir.”** Tünel diyotları, osc. yüksek. fr. larda kullanılırlar.



ŞEKİL9: a)Tünel diyotun negatif direnç bölgesinde küçük işaretler modeli

b)Akım-gerilim karakteristiği

Şekildeki akım-gerilim karakteristiğinde tünel diyotun tıkama yönünde mükemmel bir iletken olduğu görülmektedir.

İletim yönünde küçük gerilimlerde (Ge için 50mV ‘ a kadar)Ip tepe akımında karakteristiğın eğimi;

$$\frac{dI}{dV} = 0 \text{ dir.}$$

Gerilim V_p 'nin ötesinde artarsa akım azalır. Sonuç olarak dinamik iletkenlik;

$$g = \frac{dI}{dV} \text{ negatiftir.}$$

Tepe akımı I_p ile vadi akımı diye adlandırılan akımın minimum değeri I_v arasında tünel diyot "**negatif direnç**" özelliği gösterir V_v vadi vadi noktasında iletkenlik tekrar "0" dır.

Bu noktanın ötesinde direnç meydana gelir. Ve değeri pozitif kalır. İleri yönde ki tepe gerilimi V_F gerilimi akım tekrar I_p değerine erişir. I_v ve I_p arasındaki akımla için eğrinin 3 değeri vardır. Çünkü aynı değerdeki bu akımların her biri farklı gerilimlerde elde edilmektedir. Bu çok değerli olma özelliği tünel diyodu darbe devreleri ve dijital devreler için faydalı bir eleman yapar. Negatif direnç bölgesinde çalışmada küçük işaret modelindeki $-R_n, I_p$ ve I_n arasında eğrinin dönüm noktasında bir minimuma sahiptir. Seri direnç R_s omiktir. Seri endüktans L_s bacak uzunluğunda ve diyot maketinin geometrisine bağlıdır.

Eklem kapasitesi C kutuplamaya bağlıdır. Ve genellikle vadi noktasında ölçülür. Bu parametrelerin $I_p=10\text{mA}$ 'lık tepe akımındaki tipik değerleri $-R_n = -30\Omega$ $R_s=1\Omega$, $L_s=5\text{nH}$ ve $C=20\text{pF}$ dır.

Tünel diyotun önemli bir özelliği çok yüksek hızlı bir anahtar olarak kullanılmasıdır. Nanosaniye mertebesinde anahtarla süreleri mümkündür. 50ps ye kadar küçük değerler elde edilmiştir.

Tünel diyotun ikinci bir uygulamasında yüksek frekans (mikrodalga) osilatörü olarak kullanılmasıdır.

Ticari olarak elde edilebilir diyotların en çok kullanılanlar Ge ve GeAs dan yapılmış olanlardır.

Tünel diyodun avantajları

- Düşük fiyatlı
- Düşük gürültülü
- Basit yapılı
- Yüksek hızlı
- Ortam etkenlerine karşı muafiyet
- Düşük güçlü olmasıdır.

Dez avantajları

- ✓ Çıkış gerilimi dalgalanmasının küçük olması
- ✓ İki uçlu bir düzen olmasıdır. Bu özelliğinden dolayı giriş ve çıkışı arasında izolasyon yoktur. Ve bu durum devre tasarımını güçlendirir.

Tablo 1: Tipik diyot Parametreleri

	Ge	GaAs	Si
I_p/I_n	8	15	3,5
V_p(V)	0,055	0,15	0,065
V_v(V)	0,35	0,5	0,42
V_E(V)	0,5	1,1	0,7

V_E: iletim yönünde alabileceği en büyük gerilim değeri

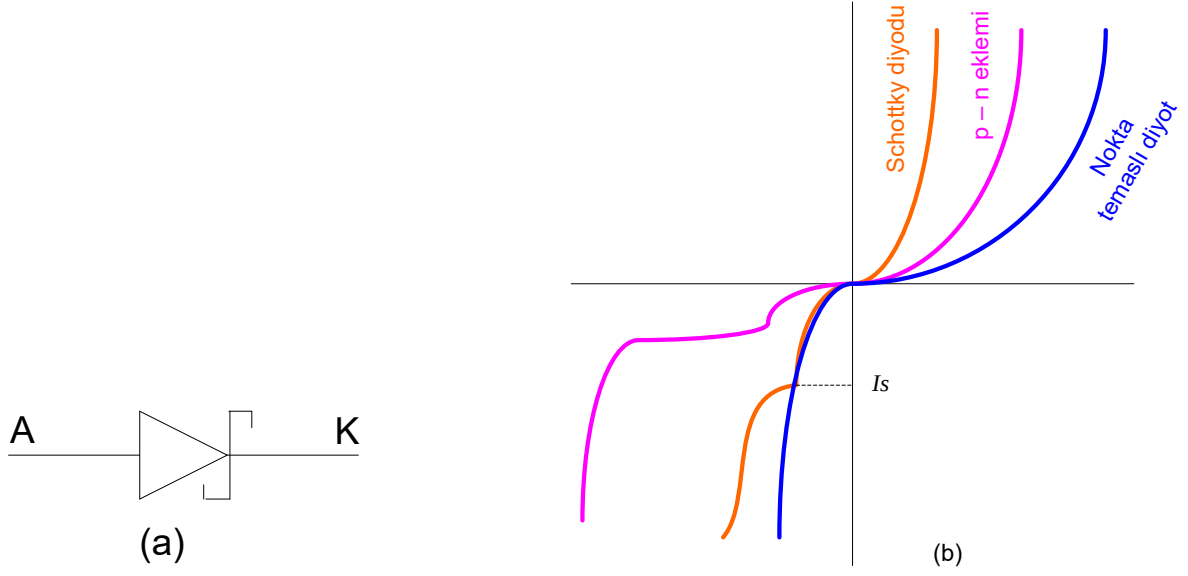
7. GUNN ETKİSİ DÜZENLERİ

Mikrodalga frekanslarda yarı iletken üzerindeki elektrik alan şiddeti kritik bir değeri aştığı zaman (300-350 V/m) n-tipi Galyum Arsenid (GaAs) indiyum- Fosfat (InP)ve Cadmiyum Tellür (CdTe) yarı iletkenleri üzerinde enerji darbeleri üretilir. Bu düzenlerin çalışması şöyle açıklanabilir. İletim e⁻ ları iletim bandında veya uydu bandında bulunabilirler. İki band arasında minimum enerji seviyeleri 1eV'un ($1V \cdot 1,602 \cdot 10^{-19}C$) kadar fark eder. Bu yüzden iletim bandındaki elektronlar, uydu bandında ki elektronlardan daha büyük bir hareketliliğe sahiptir. Elektrik alan şiddeti kritik değeri aşınca bazı elektronları uydu bandına geçerler. Ve karakteristikte bir negatif direnç bölgesi meydana gelir. Bu anda artık kristal içinde ki elektrik alanı artık homojen kalmaz. Ve yüksek alan şiddetli küçük alanlar meydana gelir.

Bu alanda 10⁸mm/s lik bir hızla malzeme içinde hareket ederek yürüyen domen etkisine (wolking damein) sebep olur bu şekilde üretilen mikrodalga osilasyonların frekansı domenlerin geçiş süresine bağlıdır. Ve 10GHz lik bir asilatör için bir örneğin uzunluğu 10mm.dir.

8. SCHOTTKY ENGEL DİYOTLARI **(SCHOTTKY ENGEL BARRIER / HOT CARRIER DIODES)**

Bu diyotlarda doğrulama bir metal - yarı iletken eklemine meydana gelir. Au, Mo, Ti, Cr, Ni,NiCr,Al gibi birkaç çeşit metal N- tipi ve- tipi yarı iletkenlerle kullanılabilir. Özellikle N- tipi yarı iletken yüksek hareket kabiliyetine sahip olan elektronların daha yüksek çalışma frekansına çıkabilmesinden dolayı daha çok kullanılır.



Şekil 10: a: Devre Sembölü

b: Akım – gerilim karakteristiğinin p-n eklemi ve nokta temaslı diyot ile karşılaştırılması

p-n eklem diyodu ile schottky diyotunun karakteristikleri aynı şekildedir. Aralarındaki iki önemli fark:

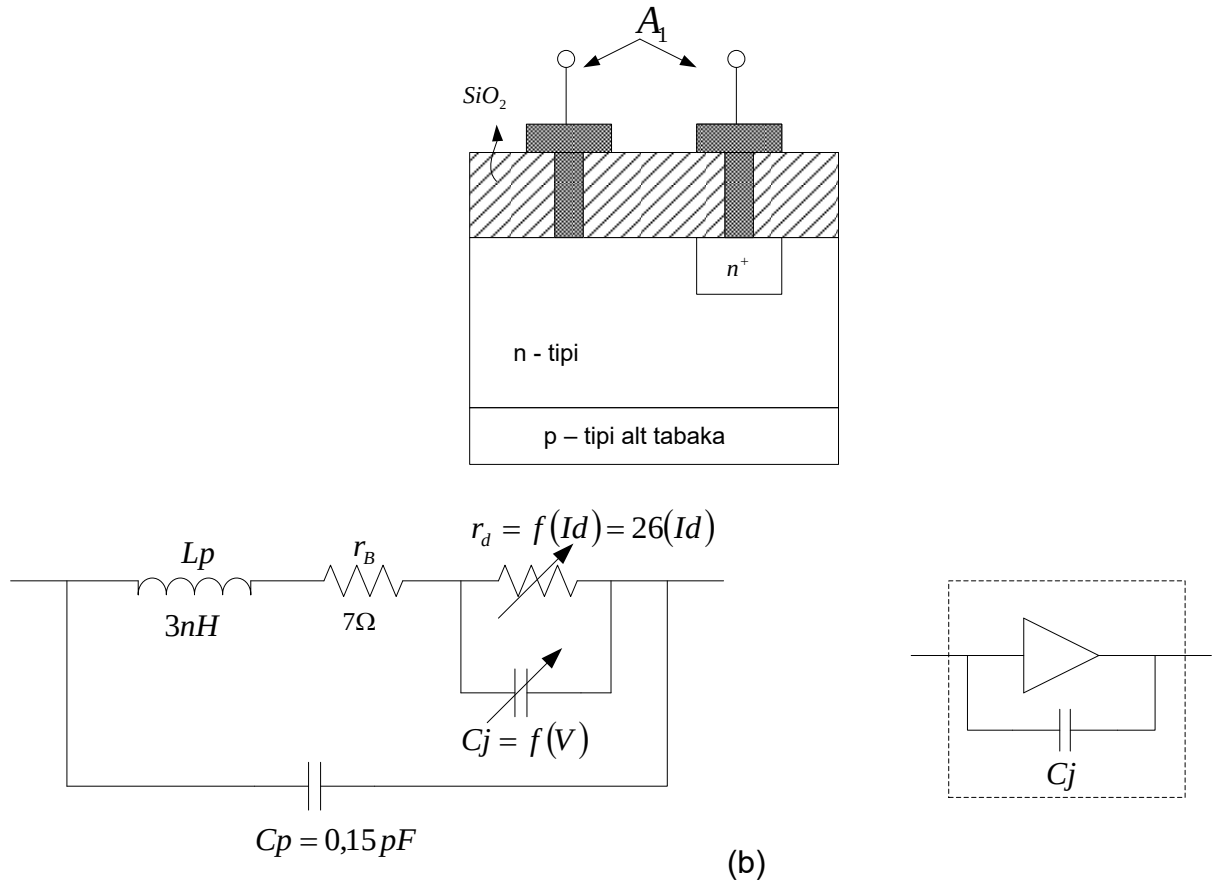
1. Schottky diyotunun eşik gerilimi V_s daha fazladır.
2. Ters yönde doyma akımı daha büyüktür.

Her iki özellikte metallerdeki elektron yoğunluğunun yüksek olmasından kaynaklanır.

Kullanım alanı başlangıçta nokta temaslı diyota alternatif olarak çok yüksek frekans aralığı ile sınırlı idi. Yüksek frekanslarda önemli olan daha kısa tepki süresinde daha düşük bir gürültü değerine sahiptir.

Ancak son yıllarda düşük gerilimli, yüksek akımlı güç kaynakları ile ACIDC dönüştürücülerde giderek daha fazla kullanılmaktadır. Diğer uygulama alanları olarak;

- Radar sistemleri
- PC için Schottky TTL mantığı
- Haberleşme cihazlarında mixerler
- Detektörler
- Cihazlar(instrumentation)
- Analog digital converterler



Şekil 11a)Schottky diyotun fiziksel yapısı

b)eşdeğer devresi ve yaklaşık eşdeğer devresi

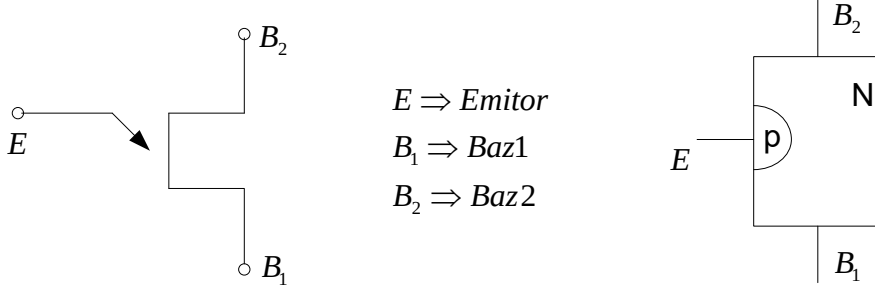
Şekil 11' de 1. kontak schottky engeli 2. kontak ise omik (doğrultucu olmayan) bir kontak. Bu iki uç arasında anodu 1 nolu olan bir metal-yarı iletken diyotu mevcuttur. Schottky diyotun fabrikasyonu gerçekte bir p-n diyotunun imalatından basittir. İletim yönünde kutuplanmada iletim yönünden-tipi Si-dan elektronlar eklemi geçerek elektronların çok sayıda olduğu metale geçerler. Bu nedenle bu düzen çoğunluk taşıyıcılı bir düzendir.

Birçok uygulamada yaklaşık devre modeli rahatlıkla kullanılabilir.

BÖLÜM-4

TEK EKLEMLİ TRANZİSTÖRLER

(UNI JUNCTION TRANSİSTÖRLER, UJT)



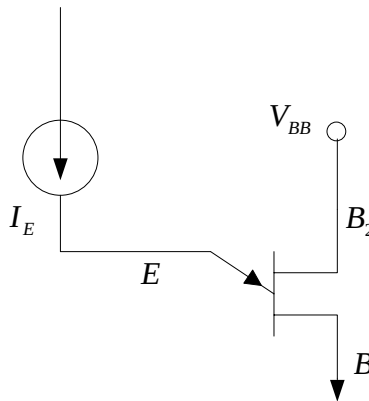
Şekil: a) devre sembolü

b) Fiziksel yapısı

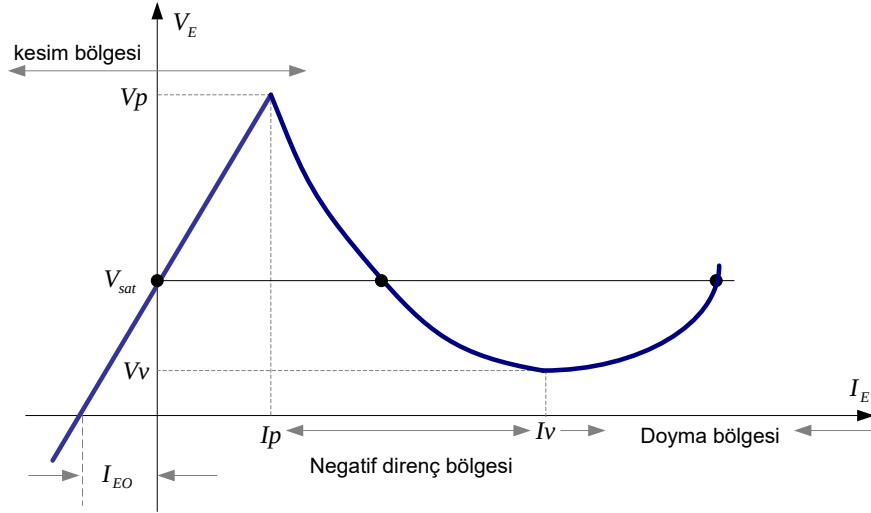
Klasik iki eklemli npn ve pnp transistörlerden farklı olarak bir p-n eklemiyle gerçekleştirilen transistörlerdir. Tünel diyotta olduğu gibi tek eklemli transistörlerde **negatif direnç özeliği** gösterir. Bu özelliklerin UJT lerin osilatör devrelerinde kullanılmasını sağlar. Relaksosyon osilatörleri 2 tipte gerçekleştirilir. Birincisi testere dişli (sawtooth) gerilim üreten UJT 'li osilatörler, diğeri ise kare dalga üreten UJT'li kararsız çok titreşimli (absorble multivibratör) osilatördür. Transistörlü devrelerle karşılaştırıldığında UJT kullanarak daha az sayıda elemanla anahtarlama devreleri gerçekleştirmek mümkündür.

Şekil 1b de görüldüğü gibi az katkılanmış n- tipi Si- bir çubuk baz gibi davranır. Ve p- tipi katkı maddesi beyze enjekte edilerek bir p-n eklemi elde edilir. Bu p-n denklemini bilinen klasik diyot özeliği gösterir. Dolayısıyla emiter bir doğrultucu kontaklıdır. B_1 ve B_2 ise doğrultucu olmayan omik kontaklıdır.

UJT' NİN KARAKTERİSTİKLERİ



Şekil 2: UJT'nin baz kutuplanması



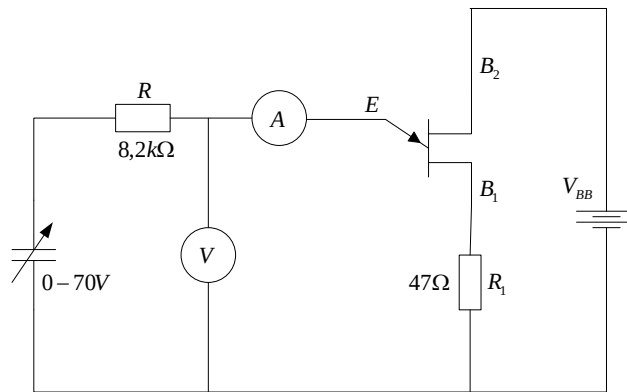
Şekil 3: UJT'nin I – V karakteristiği

Negatif direnç bölgesinde $V_E - I_E$ eğrisinin eğimi negatiftir.

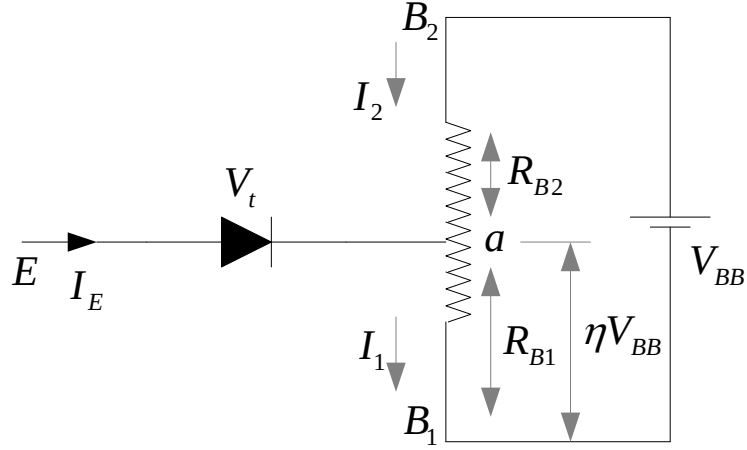
“UJT akım kontrollü bir elemandır.” Emiter akımıyla kontrol edilir. Emiter akımının hiçbir değerinde bir emiter gerilimi karşılık fakat Şekil 3 de emitör gerilimi ile emitör akımı arasındaki bağıntı (statik karakteristik) V_E düşey eksen ve I_E yatay eksen olarak çizilmiştir. $V_E=0$ dan itibaren $V_E= V_P$ ye kadar olan bölgede UJT kesimdedir. Diyot bu bölgede ters kutuplanmıştır. Ve diyotun ters yönde akıtacağı çok düşük bir akım hariç emiter akımı akamaz. Bölgede akımın tipik değeri 1-10 mA arasındadır.

Emiter geriliminin V_E değeri tepe noktası gerilimi aşınca gerilim azalır. Akım ise artmaya başlar. Bu bölge “negatif direnç” bölgesidir. Ve vadi noktasına (V_V, I_V) kadar devam eder. Bu bölgede akımın tipik değeri 10 mA mertebesinde 30 mA mertebesine kadardır.

Vadi noktasının ötesinde emitör akımı (I_E) V_E ile artar. Bu bölge doyma bölgesidir. (saturation region) ve pozitif direnç özelliği gösterir. Doyma gerilimi (V_{sat}) nın tipik değerleri 3-5V arasındadır. Belirli bir emiter akımında (genellikle 50 mA de) emiter ile beyz 1 ucundan ölçülür.



Şekil 4: UJT 'nin karakteristik eğrisinin elde etmeye yarayan ölçme devresi



Şekil5: UJT'nin pratik eşdeğer devresi

UJT' NİN ÇALIŞMA PRENSİBİ

Burada V_{BB} , B_2 ve B_1 uçları arasında bağlanmış kutuplama gerilim kaynağıdır. Emiter açık devre ise B_2 - B_1 direncinin toplamı sadece bu Si çubuğun direncidir. Ve bu direnç (interbasa resistance) diye adlandırılır. R_{BB} boz boz arası direnç (interbaseresistance) diye adlandırılır.

R_{B2} , B_2 ile a arasında direnç, R_{B1} , B_1 ile a arasındaki dirençtir. dolayısıyla $R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$ dir.

V_T diyotun eşik gerilimi (threshold diodes): emiter açı devre iken : $I_E = 0$ ve $I_1 = I_2$ dir. Böylece baz akımı ohm kanunu ile ifade edilebilir.

$$I_1 = I_2 = \frac{V_{BB}}{R_{BB}}$$

A noktasının potansiyeli:

$$V_a = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{BB}$$

Bu gerilim bölme oranına yapısal gerilim bolme oranı (instrinc stonofd ratial denir. Öyleki ;

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \text{ olur ve } V_a = \eta \cdot V_{BB}$$

Yapısal gerilim bölme oranı (η) UJT nin bir özelliğidir. Ve daima 1 den küçüktür ve $0,4 < \eta < 0,85$ aralığında değişir.

$I_E = 0$ olduğu sürece (açık devre) devre bir gerilim bölücü olarak davranır şimdi bir emiter besleme kaynağı kullanarak V_E 'nin sıfırdan itibaren yavaş yavaş artırıldığını düşünelim diyot ters yönde kutuplanmış durumdadır. Ve V_E gerilimi diyotiletim yönünde kutuplanınca ya kadar önemli bir akım akıtmaz.

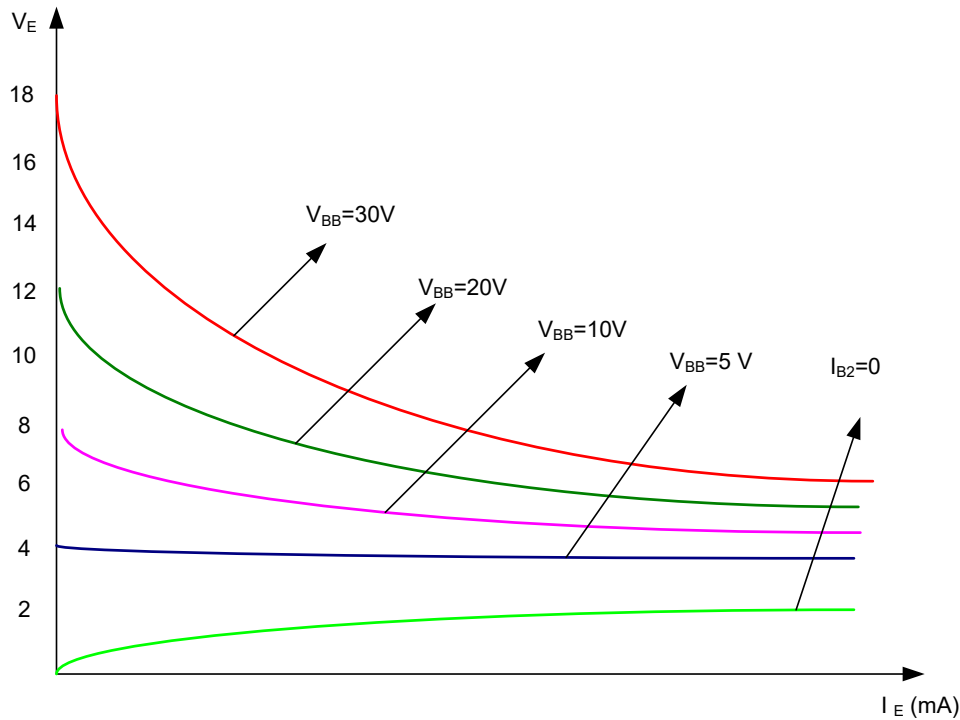
$V_E = V_a + V_t$ olduğu anda emiter akımı akmaya başlar. Diyotu ilettime geçiren V_E 'nin bir diğeri tepe noktası (peak point) gerilimi diye adlandırılır. Ve

$$V_p = V_t + \eta \cdot V_{BB} \text{ dir.}$$

Bu gerilim değeri aşıldığında p- tipi emiterden delikler n- tipi baza enjekte olurlar. Delikler B_1 e doğru hareket ederek yollarını tamamlamak için V_{EE} nin negatif ucundan tekrar girerlerki bu bölgedeki yük taşıyanlarının (elektronlar ve delikler) sayısı artmış demektir. Dolayısıyla R_{B1} iletkenliği I_E akımı ile değiştirilebilen (modüle edilen) değişken bir direnç gibi düşünebilir. Bu yüzden I_E artar, R_{B1} , η , V_a azalır. R_{B1} in tipik değerleri $5k\Omega$ ($I_E=0$ iken / 50Ω a kadar değişir. ($I_E=\max$)

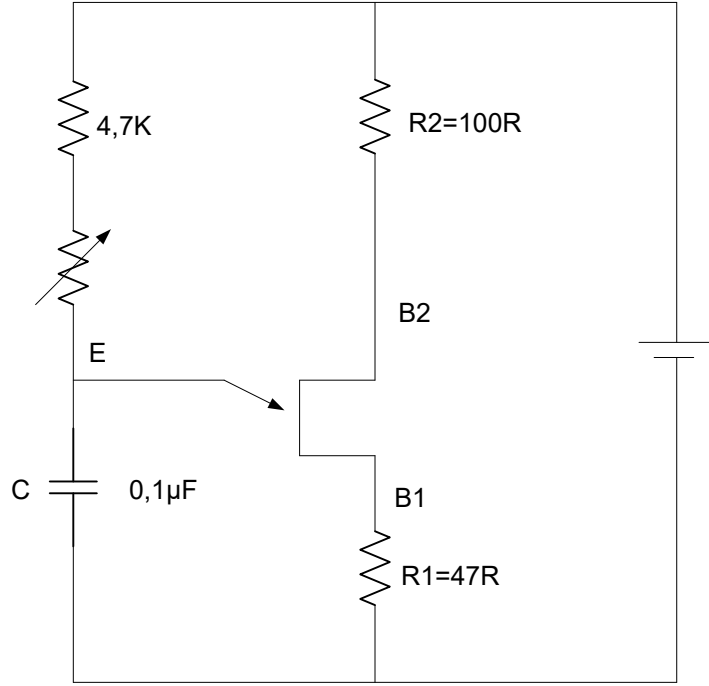
η , R_{B1} e bağlı olduğundan R_{B1} in azalması η azalmasına sebep olur. Böylece I_E artarken R_{B1} , η , V_a azalır. V_a daki azalma daha fazla emiter akımının akmasına sebep olur. Ki buda R_{B1} η ve V_a 'da daha fazla azalma demektir.

Bu işlem tekrarlanmalıdır. Ve I_E artarken hem V_a hem de V_E azalır. Burada R_{B1} 'in değer olarak azalmasına rağmen daima pozitif değerli bir direnç olduğunu belirtmek gerekir. Tepe ve vadi noktaları arasındaki negatif direnç sadece dinamik (değişken) dirençtir.

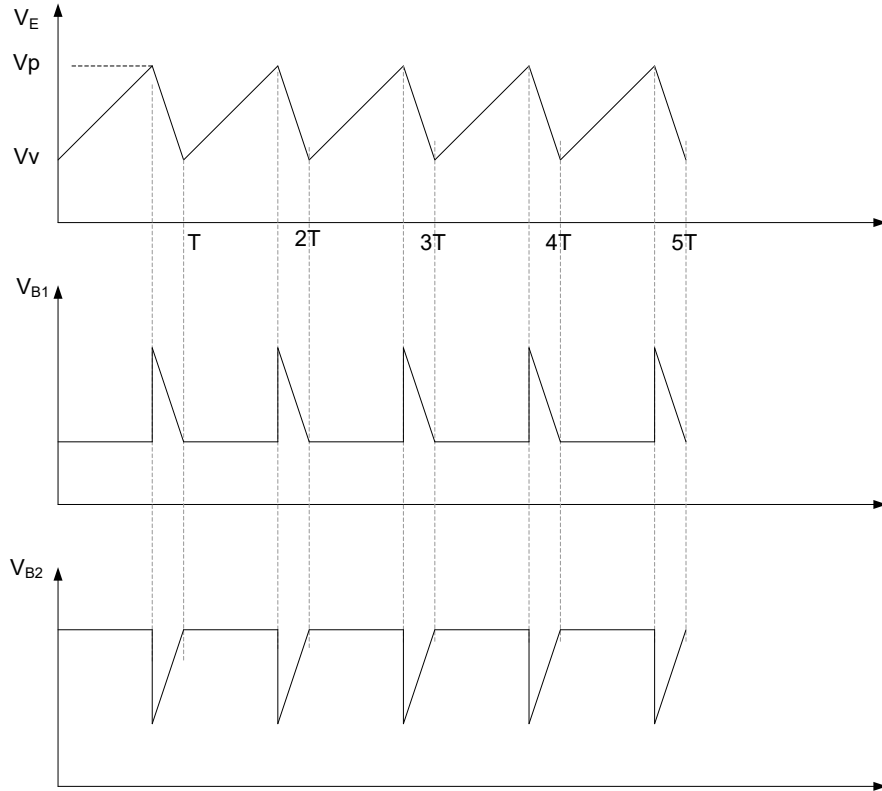


Şekil 6: UJT'nin tipik statik emiter karakteristik eğrisi

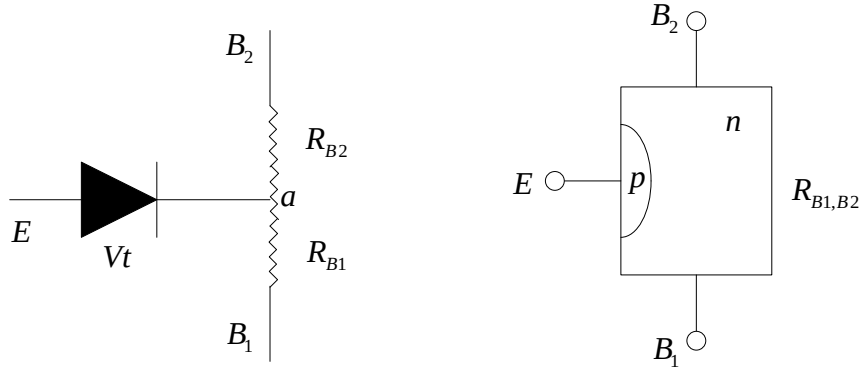
UJT'Lİ RELAXASYON OSİLATÖRÜ



Şekil 7: UJT'li relaxasyon osilatörlü devresi



Şekil 8: UJT'li osilatörün dalga şekilleri



$$V_E = 0 \quad I_E = 0$$

$$V_E < V_t + V_a$$

Şekil -7 deki devrede, devreye gerilim uygulandığı andan itibaren C kondansatörü R direnci üzerinden e gerilimi değerine doğru dolmaya başlar. Kondansatörün uçlarındaki gerilim $T=R.C$ zaman sabiti ile üstel olarak artar. $V_E < V_p$ olduğu sürece diyot ters yönde kutuplanmış olarak kalır. Kondansatörün gerilimi tetikleme gerilimine eriştiği anda diyot iletişime geçer. R_{B1} azalır C kondansatöründe bu azalan B_{B1} direnci üzerinden boşalır.

Kondansatörün gerilimi V_E hızla vadi noktası değerine düşer V_E , $V_a + V_t$ 'nin altına düştüğü andan itibaren diyot artık iletimde değildir. V_E bir önceki duruma dönmüştür. Kondansatör tekrar E gerilimine doğru dolmaya başlar.

T periyodu için V_E 'nin sıfırdan V_p 'ye ulaştığı ana kadar geçen süre olarak yaklaşıklık yapılabilir.

$R_{BB} \gg R_1 + R_2$, $V_{BB} \approx E$ ve $V_p \approx \eta.E$ olduğu müddetçe kondansatör geriliminin üstel ifadesi;

$$V_E = E \left(1 - e^{-t/RC} \right)$$

Bu eşitlikte $t=T$, $V_E = V_p \approx \eta.E$ için değerler yerine koyulursa;

$$\eta.E = E \left(1 - e^{-T/RC} \right)$$

$$\eta = 1 - e^{-T/RC}$$

$$e^{-T/RC} = \frac{1}{1 - \eta} \Rightarrow \frac{T}{RC} = \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right)$$

$$T = RC \cdot \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right) \Rightarrow K = \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right)$$

$$T = R.C.K$$

Osilasyon frekansı ise;

$$f_o = \frac{1}{T} = \frac{1}{R.C.K} = \frac{1}{R.C.ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}$$

ÖRNEK: Şekil 7'deki devrede $f_o=1\text{kHz}$, de osilasyon yapıyorsa ve $R=10\text{k}\Omega$, $\eta=0,65$ için ($K=0,15$) $C=?$

$$f_o = \frac{1}{T} = \frac{1}{R.C.K}$$

$$\Rightarrow C = \frac{1}{f_o.R.K} = \frac{1}{10 \times 10^3 \times 1 \times 10^3 \times 1,05} = 0,095 \mu F \cong 0,1 \mu F$$

UJT ' nin B_1 ucunda elde edilen pozitif giden impulsların ileriki bölümlerinde görülecek olan tristör ve triyak gibi kontrol elemanlarının yüke aktardıkları gücün kontrolünde bu elemanların tetiklenmesinde edilen impulsların süresini kondansatörün boşalma süresi belirler. R_1 çok küçük ise kondansatörün çabuk boşalır. Ve baz uçlarını her birinde meydana gelen impulslar çok dardır. $R_1 = 0$ ise B_1 noktasında bir impuls meydana gelmeyecektir. $R_2 = 0$ ise B_2 de bir impuls meydana gelmeyecektir. Onun için R_1 direnci akımla orantılı bir gerilim meydana gelmeyecektir. Onun için R_1 Direnci akımla orantılı bir gerilim meydana getirmek için kullanılmıştır. R_1 çok büyük ise UJT nin negatif direncini bastırır. Ve UJT iletime geçtikten sonra tekrar kesime gitmesini önler. R_2 direncide B_2 noktasında impuls üretmekten başlıca UJT nin tepe noktası gerilimin (V_p) termik dengesini sağlamak için kullanılır. Sıcaklık artarken V_T azalır. (diyodun eşik gerilimi) R_{BB} nin sıcaklık sabiti ise pozitiftir. R_2 sıcaklıktan bağımsızdır. Bu nedenle η . V_{BB} sıcaklıkla artarken R_2 direncinin aynı oranda V_T azalacak şekilde seçmek mümkündür.

Şekildeki devrede UJT iletime geçmeden önce R direnci sadece kondansatörün şarj akımını sağlar. Fakat tepe noktası gerilimine erişince tepe noktası akımı da sağlamalıdır. Bu nedenle R den akacak olan akım tepe noktası akımından biraz daha büyük olmalıdır. $I_R > I_p$ Buradan;

- $\frac{E-V_p}{R} > I_p$ olmalıdır. Buradan: $R_{(max)} < \frac{E-V_p}{I_p}$ olmalıdır. UJT iletime geçince V_E gerilimi V_v vadi gerilimine kadar azalır. I_E nin vade noktasını ötesine geçmemesi için $I_E \leq I_v$ olmalıdır.
- $\frac{E-V_v}{R} < I_v$ ve $R_{(min)} > \frac{E-V_v}{I_v}$ olmalıdır.

Bu değerler R direncinin üst ve alt sınır değerleridir.

$$\frac{E - V_v}{I_v} < R < \frac{E - V_p}{I_p}$$

ÖRNEK: 2N489 UJT si için $V_{BB} = 20\text{V}$, $I_p = 20\text{mA}$ ise R değeri için uygun bir aralık belirleyiniz?

2N489 UJT'sinin karakteristiklerinden $V_p \approx 12,5V$, $V_v = 3V$, $I_v = 10mA$ bulunur. $V_{BB} \approx E$ olduğundan;

$$R < \frac{E - V_p}{I_p} \Rightarrow R < \frac{20 - 12,5}{20\mu A} = 375\Omega$$

$$\frac{E - V_v}{I_v} < R \Rightarrow \frac{20 - 3}{10mA} = 1,7k\Omega$$

$$375\Omega < R < 1,7k\Omega$$

UJT nin Karakteristik Değerleri

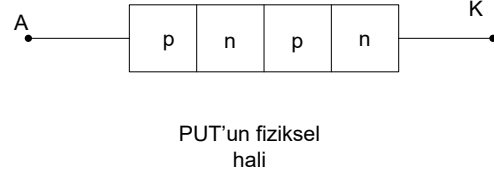
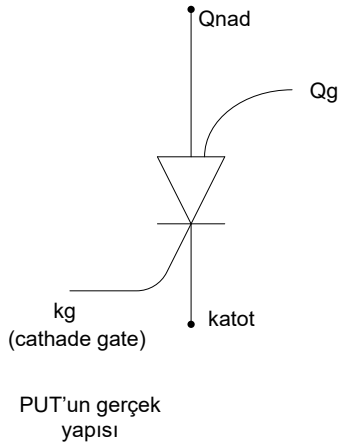
- **Mutlak max nominal değerleri** (25 °C da)
 - Güç sarfiyatı 300m W
 - Emeter akımının ortalaması 50mA .
 - Emeter akımın tepe değeri 2A .
 - Ters yönde uygulanabilen emitör gerilimi 30V .
 - Çalışma sıcaklığı aralığı - 65 °C - + 125 °C
 - Saklama sıcaklığı aralığı -65 °C - + 150 °C

- **Elektriksel Karakteristikleri**

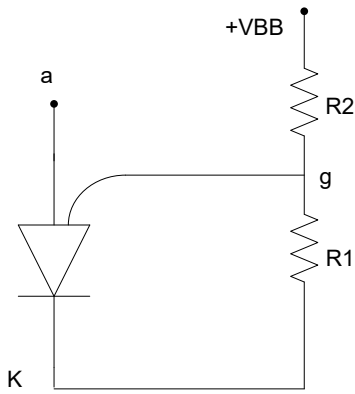
	<u>min</u>	<u>Tipik</u>	<u>max</u>
→ Yapısal gerilim bölme oranı ($V_{BB}=10V$)	0,56	0,65	0,75
→ Bazlar arası direnç ($V_{BB}=3V$, $I_E=0$)	7	9,1	
→ Emeter doyma gerilimi ($V_{BB}=3V$, $I_E=0$) V_{Esat}		2	
→ Ters yönde alınabilen emiter akımı		0,05	12
→ Tepe noktası emeter akımı ($V_{BB}=25V$, $I_p=(\mu A)$)		0,04	5
→ Vadi noktası akımı ($V_{BB}=20V$, $I_v=(mA)$)	4	6	

UJT	Grup	$P_{tot}(W)$	$U_{B1,B2}(V)$	$U_{EB2}(V)$	$r_{bb}(k\Omega)$	$I_p(\mu A)$	η_i	$I_v(mA)$
BSV57A	A	0,24	35	35	4,7 – 9,1	-30	0,56- 0,75	>4
BSV57B	B	0,24	35	35	4,7 – 9,1	-30	0,68- 0,82	>4
BSV57C	C	0,24	35	35	4,- 12	-30	0,47- 0,82	>4

PUT (PROGRAMMABLE UNIJUNCTION TRANSİSTÖR)



Gerçek yapısı ve çalışma şekli ismindeki benzerliğe rağmen UJT'den çok farklıdır. Karakteristikleri ve uygulamaları aynıdır.

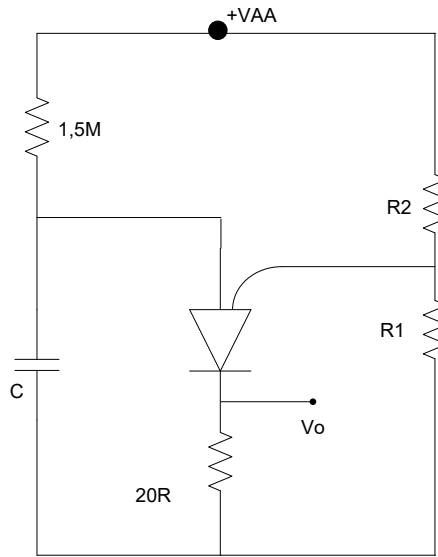


BRY-39 pnpn tipi bir tetikleme düzenidir.

$$\eta = \frac{R1}{R1 + R2}$$

I_p , I_v ve n dışında bağlanan $R1$ ve $R2$ dirençleri ile değişir.

Kullanılma frekansları 0,01Hz – 10KHz arasındadır.



PUT'un osilatör olarak kullanılması

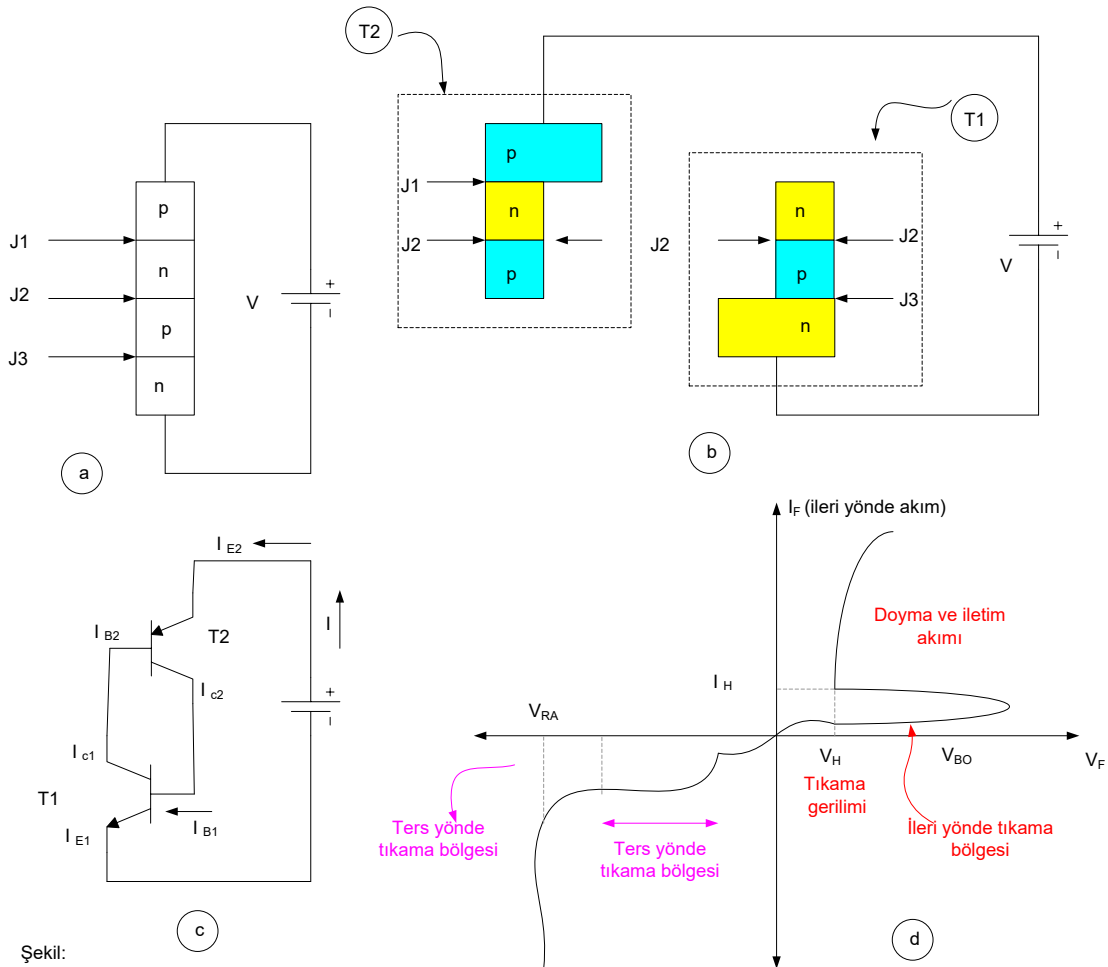
BÖLÜM 5

TRİSTÖRLER (THYRİSTORS)

SCR (SİLİCON CONTROLLED REFTİFLER)

4 katlı yarı iletken bir düzen olup genellikle güç kontrolünde kullanılır. Yapısı ve çalışma prensibi tristöre benzediğinden önce 4 katlı diyot inlenecektir.

1. 4 KATLI DİYOT



Şekil:

- A) 4 katlı p-n-p-n diyodu
- B) 4 katlı diyodun 2 tristör şeklinde gösterilmesi
- C) b'nin tristör sembolleriyle gösterilmesi
- D) 4 katlı diyodun akım-gerilim karakteristiği

Uygulanan V gerilimini J1 ve J3 eklemlerinde eklemlerini iletim, J2 eklemine ise tıkama yönünde kutuplanır. Bu yüzden bu p-n-p-n düzeninden çok küçük kaçak akımlardan başka akım akmaz. V geriliminin yönü değiştirilirse bile gerilimini J1 ve J3 eklemleri tıkama yönünde kutuplanacağından yine önemli miktarda bir akım akmaz.

Bu yapıda V gerilimi J2 eklemine dayanma sınırına kadar arttırılırsa p-n-p-n düzeninden akım akmaya başlar ve I_{E1} akımı ve dolayısıyla I_{C1} artar $I_{C1}=I_{B2}$ olduğundan I_{B2} akımı dolayısıyla I_{E1} ve I_{C1} akımları daha fazla artar.

Pozitif geri beslemeden dolayı akan akımdaki artma aynı akımda daha fazla bir artış meydana getirir. Bu artış sonsuz değildir. p-n-p-n düzeninden direnci ve dışarıdan bağlanan dirençle akım max değere hemen ulaşır. 2 transistör de doymaya girer ve p-n-p-n düzeninin uçlarındaki gerilim küçük bir değere düşer p-n-p-n üzerinde dolaşan akım;

$$I = \frac{I_{CO2} - I_{CO1}}{1 - \alpha_1 - \alpha_2} = \frac{I_{CO}}{1 - \alpha_1 - \alpha_2}$$

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CO}$$

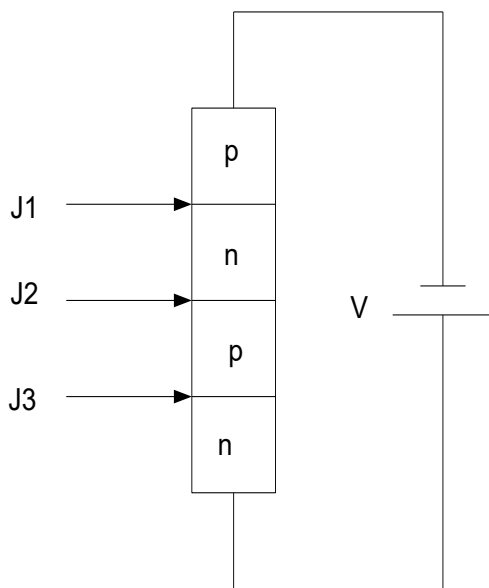
I_E = emetör akımı

I_{CO} = ters yönde doyma akımı

α = ortak bazlı kısa devre ileri yönde akım kazancı

V_{BO} (kırılma) gerilimine kadar pnpn düzeninden çok az düzeni tam iletime (doyma) gider. Doyma gidince uçlarındaki gerilim azalır. İletim başladığı andaki “tutma akımı” I_H (holding current) denir.

Bu pnpn düzenine ters yönde gerilim uygulanırsa J1 ve J3 eklemleri ters yönde kutuplanır. J2 ise iletim yönünde kutuplanır.

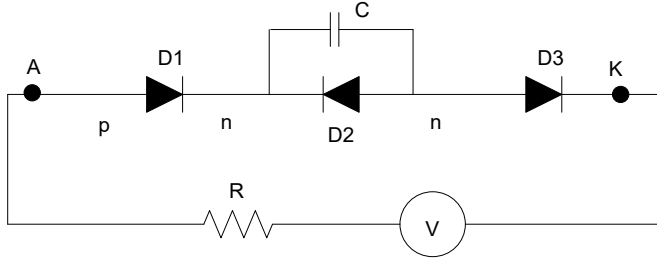


Ters yönde uygulanan büyük gerilimlerde bu eklemlerde dayanma sınırı meydana gelir.

1. V_{BO} gerilim pnpn düzenin tipine göre 10V'lar mertebesinde 100V kadar olabilir.
2. V_{BO} gerilimine karşılık olan I_{BO} akımı ise genellikle birkaç yüz mikroamper mertebesinde.
3. Kesim bölgesinde pnpn düzeninin direnci Megaohm lar mertebesinde.
4. Tutma akımı I_H birkaç miliamperle birkaç yüz mili amper düzeyindedir.
5. Tutma gerilimi V_H 0,5 ile 20V arasındadır.
6. İletim bölgesinde pnpn düzeninin direnci 10 ohm mertebesinde. Ve akımın artmasıyla bu direnç azalır.

pnpn düzenini iletme geçiren gerilim uygulanan işaretin değişim hızına bağlıdır. Bu bağlılığa hız etkisi (rate effect) denir.

Tıkamadaki bir pnpn düzeninin eşdeğer devresi şekil2 deki gibi gösterilmiştir.

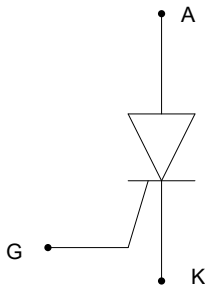


Şekil 2: hız etkisini açıklamak için tıkamadaki (OFF) pnpn düzeninin diyotla gösterimi

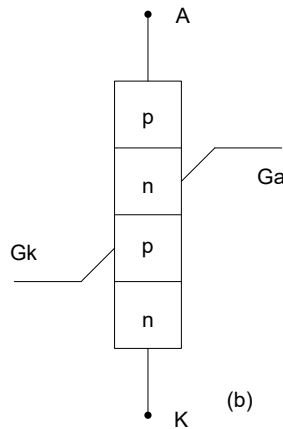
Şekil 2 de görüldüğü gibi pnpn düzeni seri bağlı 3 diyot ile gösterilmiştir. bu gösterilişte ters yönde kutuplanmış D2 diyotunun geçiş kapasitesi C de eklenir. Uygulanan gerilimin değişim

hızı $\frac{dV}{dt}$ küçük ise C kapasitesinden geçen akımda;

$$i = C \frac{dV}{dt} \text{ de } \underline{\text{küçük olur.}}$$



(a)



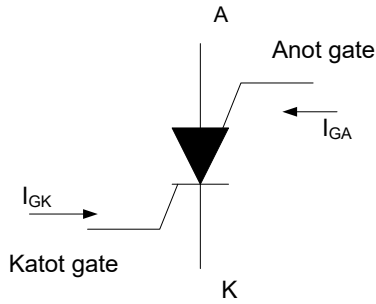
(b)

Şekil 3:
(a) tristörün sembolü
(b) tristörün basit yapısı

pnpn düzeninin iletme geçmesi için D2 den(dolayısıyla D1 ve D3 ten akımın $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ şartı sağlanıncaya kadar artması gerekir. Gerilimin değişim hızı büyük ise kapasiteden akan akım D1 ve D3 den akan akıma eklenir. Ve pnpn düzenini V_{BO} dan daha küçük bir gerilimde iletme geçer. C kapasitesinin değeri $10\mu F$ 'lardan $100\mu F$ 'ların üzerine çıkabilir. Anahtarlama (tetikleme) gerilimindeki azalma ise

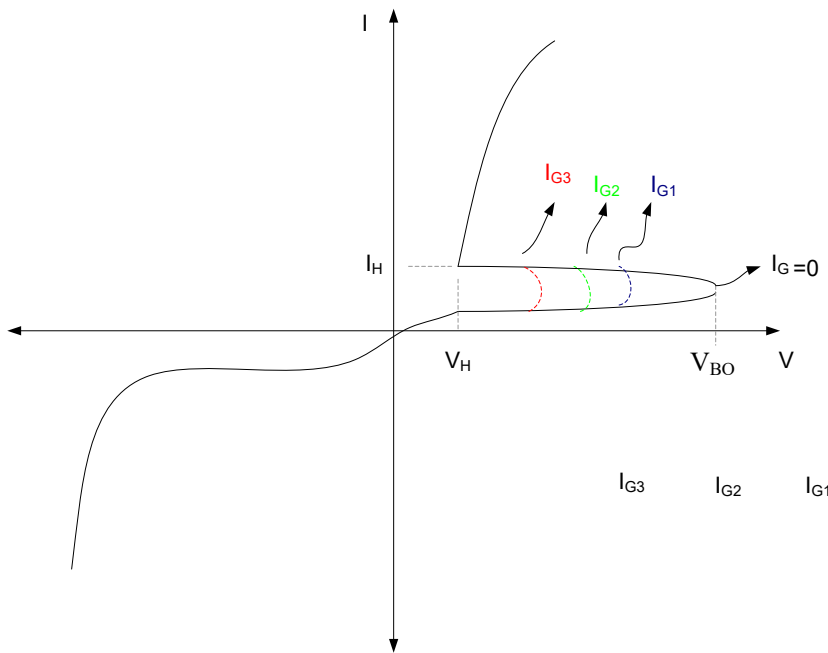
$$\frac{dV}{dt} = 10V / \mu s \text{ mertebesindedir.}$$

TRİSTÖR



Tristörde anod gate kullanılmaz buna karşılık sadece katod gate kullanılır.

Gate uygulanan işaretlerle anod – katod ateşleme gerilimi kontrol edilir. Geçide uygulanan akımdan dolayı dış eklemdaki akım artar. Akımın artmasından dolayı α artar ve dolayısıyla ateşleme gerilimi küçülür.



Şelil 4: Değişik geçit (gate) akımları için tristörün akım – gerilim karakteristiği

Anot ve katodu arasında arasına bir yük bağlanan tristörün uçlarına bir gerilim uygulandığında bu gerilim ateşleme geriliminden küçük ise tristör tıkalıdır. (OFF)

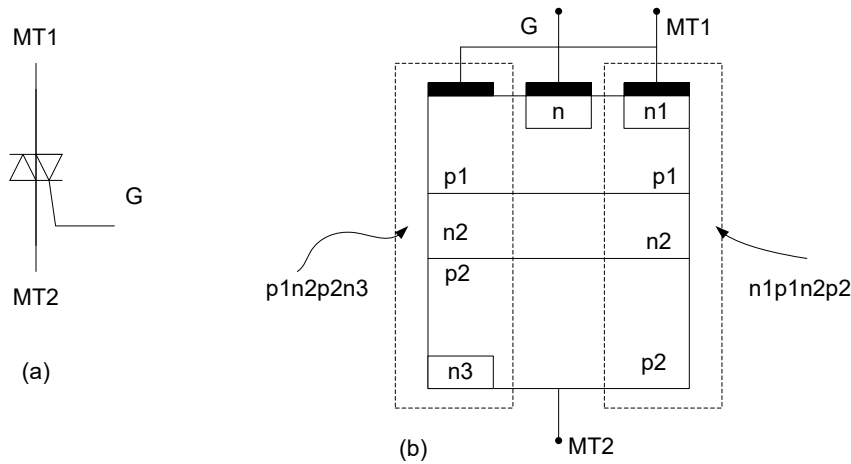
Geçide uygun bir tetikleme akımı veya gerilimi uygulanarak tristör daha düşük ateşleme gerilimde ilettime geçirilebilir.

Tristör ilettime geçtikten sonra tekrar tıkama durumuna geçirmek için anot geriliminin tutma geriliminin V_H 'ın altında düşmesi veya anot akımının I_H 'nın altına düşmesi gerekir.

Bugünkü teknolojiyle çalışma akımı 2000A ve çalışma gerilimi 1800V'a ulaşan ve mega wattlar mertebesinde büyük güçlü tristörler yapılmıştır. Anot akımının geçit akımına (I_{gate}) oranı birkaç binder mertebesinde olabilir. Mesela 50mA'lık bir geçit akımı 100A'lık bir tristörü ilettime geçirebilir.

TRİYAK (TRIAC)

Uygulanan pozitif veya negatif gerilimde ilettime geçen ve 2 yönlü anahtar özelliği (tristör tek yönlü bir anahtar özelliği gösterir.) gösteren silisyumlu 3 uçlu bir düzendir. Bu uçlar; temel uç1, temel uç2 ve geçit (gate) uçlarıdır.



Şekil 5:
(a) triyakın sembolü
(b) triyakın fiziksel yapısı

Geçit, pozitif veya negatif geçit gerilimi temel uç (+) veya (-) iken triyakı ilettime sokacak şekilde tasarlanmıştır. (4 durum)

O halde triyak alternatif akımın her iki yarım periyodunda ilettime sokabilen bir alternatif akım anahtarı demektir.

Triyakta ilettime geçtikten sonra geçit artık triyakı kontrol edemez. Triyak temel uçlar arasındaki gerilim tutma geriliminin altına düşünceye kadar iletimde kalır. Triyakın uçlarındaki gerilimin yönünü değiştirmek triyakı tıkamaz.

Fonksiyonel olarak bir triyak ters ve paralel bağlanmış 2 tristöre eşdeğerdir diye düşünülebilir. 2 tristör kullanmak yerine 1 triyak kullanıp alternatif akımın her iki periyodunda kullanmış oluruz.

Triyakta geçit(gate) tetikleme darbesinin işareti genellikle temel uç 1(MT1) göre belirlenir. (Tristörde bunu katot belirler.)

Triyak 5 katlı tabakadan meydana gelir. n_1, p_1, n_2, p_2 ve n_3 dır. n_1, p_1, n_2, p_2 ve p_1, n_2, p_2 ve n_3 gibi ters bağılı iki kısımdan meydana gelir. Ayrıca bir n tabakası her iki kısım için geçit görevi görür. Triyakta pozitif ve negatif geçit darbeleri temel uç2/temel uç1 e göre pozitif veya negatif iken triyaki iletme sokabilir.

Temel uç2/temel uç1

Geçit/Temel uç1 gerilimi

Pozitif

Pozitif

Pozitif

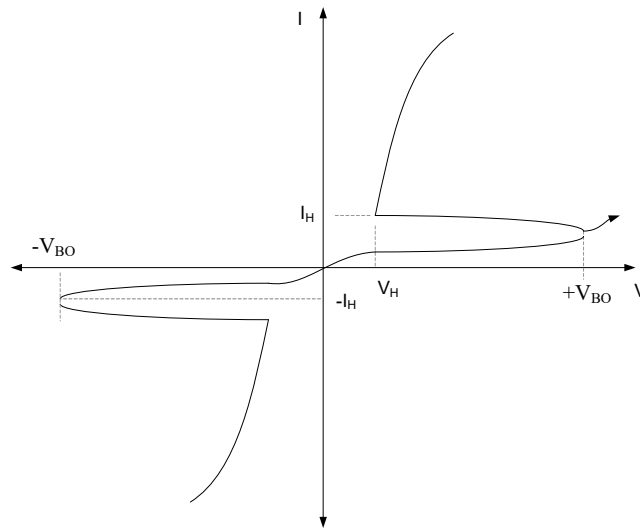
Negatif

Negatif

Pozitif

Negatif

Negatif



Şekil 6: Triyakın akım – gerilim karakteristiği

Yukarıdaki şekilde SRC'nin anot voltajı olarak AC şebeke gerilimi kullanılmıştır. Anahtarlama düzeni kontrol ucu geçite seri bağlanmıştır. Kontrol gerilimi V_c tetikleme kırılma gerilimini (V_B) aştığında D anahtarlama düzeni düşük direnç durumuna geçer ve SRC'nin geçit (gate) ucuna doğru akan akım SRC'yi iletme (ON) geçirir. V_B anot potansiyelinden bağımsızdır.

SRC üzerindeki gerilim düşümü akımdan bağımsız(iletimde) düşük bir değerde sabit kalır.

Bu gerilim düşümü $V_H=1V$ mertebesinde dir. Saf omik R_y yükünden akan akım SRC'nin iletim durumu esnasında;

$$i_y = \frac{V_m \sin \omega t - V_H}{R_y} \text{ olur.}$$

ϕ açısına erişildiği anda akım aniden yükselir, ondan sonra sinüzün değişimini takip eder. Besleme gerilimi V_i , $\pi - \phi_0$ açısında V_H 'nin altına düşene kadar bu durum devam eder.

Bir sonraki periyotta ϕ geçikme açısına erişinceye kadar akım sıfır kalacaktır. Anot akımını(yük akımı) ortalama değeri;

$$\begin{aligned} I_{y_{dc}} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi-\phi_0} i_y d\alpha = \frac{V_m}{2\pi R_y} \int_{\phi}^{\pi-\phi_0} \sin \alpha - \frac{V_H}{V_m} \alpha \\ &= \frac{V_m}{2\pi R_y} [\cos \alpha + \cos \phi_0 - \frac{V_H}{V_m} (\pi - \phi_0 - \phi)] \end{aligned}$$

Burada $\alpha = \omega t$ ve ϕ_0 , $V_H = V_m \sin \phi_0$ ile belirlenen en küçük açıdır. Eğer $\frac{V_H}{V_m}$ çok küçük ise $\cos \phi_0 = 1$ alınabilir. $\phi_0 = 0$ alınabilir ve eşitlik;

$$I_{y_{dc}} = \frac{V_m}{2\pi R_y} (1 + \cos \phi) \quad \text{Şekli ni alır.}$$

BÖLÜM 6

MOTORLARIN ELEKTRONİK KONTROLÜ

Motorların Elektronik Kontrolü denilince akla motorların **devir sayısının ve dönüş yönünün** değiştirilmesi gelir. Endüstride doğru akım(dc) ve alternatif akım (ac) motorları kullanılır. Doğru akım kaynağından beslenen motorlara “Doğru akım motoru” alternatif akım kaynağından beslenen motorlara “**alternatif akım motoru**” denir.

Bir doğru akım motoru iki kısımdan oluşur. Duran kısma endüktör(inductor), dönen kısma endüvi(armature) denir. Bir d.a. motorunun endüktörü bir dc kaynak ile uyarılır ve doğru akımla beslenir.

Motorlar özelliklerine göre motorlardan belirli bir devir sayısı elde edilir. Bir doğru akım motorunun devir sayısını veren ifade;

$$n = \frac{U - RI}{\frac{p}{a} N \phi} \quad (1)$$

Bu ifadede;

n= devir sayısı (devir/saniye)

U=endüviye uygulanan gerilim (V)

R.I=endüvideki gerilim düşümü (V)

p=endüvinin kutup sayısı

a= endüvinin paralel kol sayısı

N=endüvinin sarım sayısı

Φ =uyarma akısı(endüvi akısı)

Yukarıdaki formülde R.I değeri U geriliminden küçüktür ve ihmal edilebilir. Motorun paralel kol ve sarım sayısı olduğu göz önüne alınırsa ve bu değerler;

$$k = \frac{a}{p \cdot N}$$

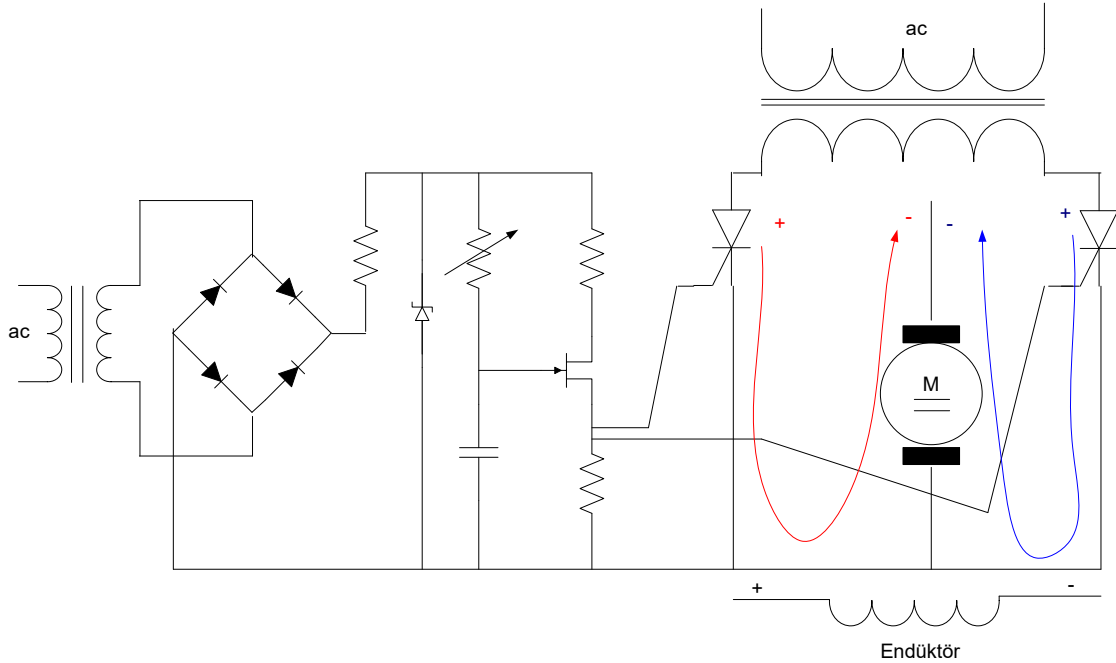
Bir sabitle gösterilirse yukarıdaki eşitlik;

$$n = k \cdot \frac{U}{\phi} \quad (2) \text{ şeklini alır.}$$

Endüktör uyarma akımı sabit ise (motorun devir sayısı kontrol işleminde bu yapılır.) Φ akısı değişmeyecektir. K ve Φ sabit olduğuna göre U gerilimi artarsa devir sayısı artar, U gerilimi azalır devir sayısı azalır.

Aşağıdaki şekil 1'a da bir d.a. motorunun tristörle elektronik kontrolü (devir sayısının değiştirilmesi) görülmektedir.

NOT: D.A. motorunun a.c. devresinden nasıl bağlanıldığına dikkat edin!!!



Şekil 1 a= bir d.a. Motorunun elektronik kontrolü

Şekildeki devreye göre motor endüvisinde tam dalga doğrultulmuş gerilim bulunur. UJT ye bağlı değişken R direnci ile tristörlerin ateşleme açıları değiştirilir. Bu şekilde tristörlerde doğrultulan gerilimlerin ortalama değerleri değiştirilmiş olur. Motorun endüktörü ayrı bir dc akım kaynağı ile sabit olarak beslendiği için endüvi gerilimini değiştirmekle motorun devir sayısını değiştirilmiş olur.

Aşağıdaki örnekte trsitörlerin tetikleme açıları değiştirilerek motor endüvisindeki gerilimlerin değerleri hesaplanacaktır.

ÖRNEK1: Şekil 1a daki devrede tristörleri besleyen transformatörlerin ortak ucu ile yan uçları arasındaki gerilimin efektif değeri 120V'dur. Tetikleme açıları sırayla 0, 30, 75 derece ise endüvi uçlarındaki gerilimlerin değerleri ne olur?

ÇÖZÜM: Çıkıştaki motor endüvisi uçlarındaki doğru gerilimin ortalama değeri;

$$V_{y_{dc}} = \frac{1}{T} \int_0^{2\pi} V_m \sin(\omega t) (d\omega t)$$

$$V_{y_{dc}} = \frac{1}{T} 2V_m \int_0^{\pi} \sin(\omega t) (d\omega t)$$

$$\frac{2V_m}{T} [-\cos(\omega t)]_0^{\pi} = \frac{2V_m}{T} (-\cos \pi + \cos(0)) \Rightarrow \Rightarrow \frac{2V_m}{\pi}$$

Elde edilen bu bağıntı θ , tetikleme açısına bağlı olarak ifade edilirse;

$$V_{y_{dc}} = \frac{1}{T} V_m \int_0^{\pi} \sin(\omega t) (d\omega t) = \frac{1}{2\pi} V_m [-\cos(\omega t)]_0^{\pi} = \frac{1}{2\pi} V_m (1 + \cos \theta) = \frac{\sqrt{2}V_{eff}}{\pi} \cdot \frac{1 + \cos \theta}{2}$$

$\frac{V_m}{\pi}$ değeri $\theta = 0^\circ$ olduğundaki $V_{y_{dc}}$ dir. O halde ;

$$V_c = V_{c_o} \frac{(1 + \cos \theta)}{2} \quad (4) \text{ elde edilir.}$$

Elde edilen bu formül 0° dereceden 180° dereceye kadar bütün θ açıları için geçerlidir.

$$V_{c_o} = \frac{2V_m}{\pi}$$

$0^\circ = \theta$ için $\cos \theta = 1$

$$= \frac{2\sqrt{2} \cdot 120V}{\pi} = 108,03V$$

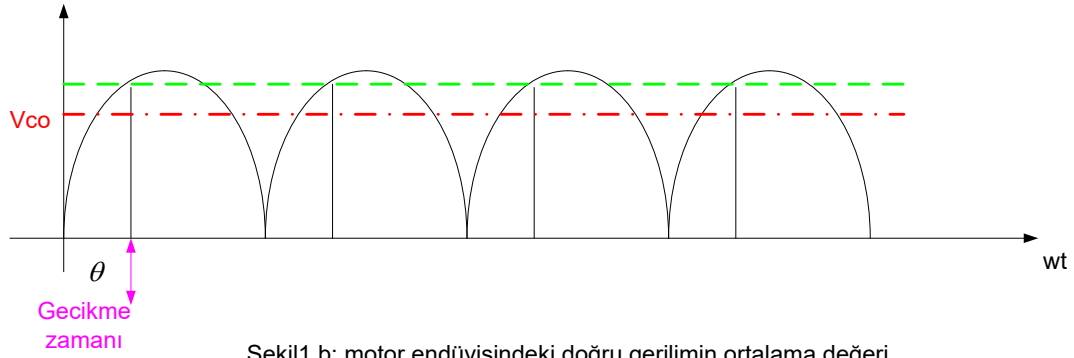
$$V_c = V_{c_o} \cdot \left(\frac{1 + \cos 0}{2} \right) = 108,03V$$

$$\theta = 30^\circ \text{ için } \cos \theta = \cos 30 = 0,866$$

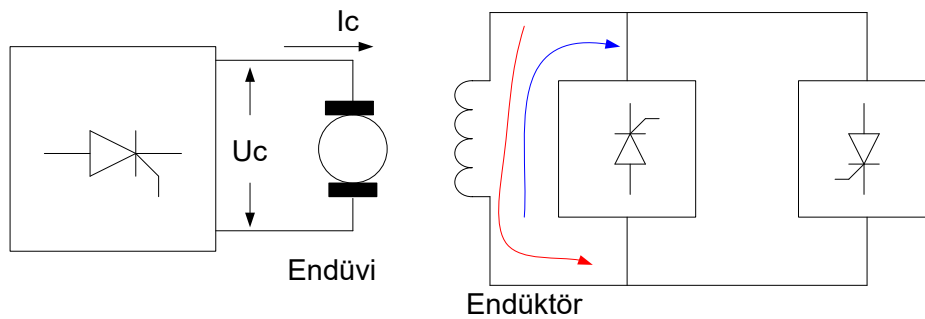
$$V_c = 108,03V \left(\frac{1 + 0,866}{2} \right) = 100,79V$$

$$\theta = 75^\circ \text{ için } \cos \theta = \cos 75 = 0,2588$$

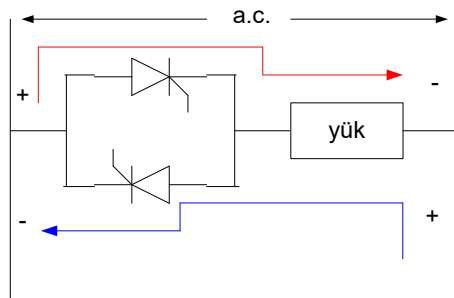
$$V_c = 108,03V \left(\frac{1 + 0,2588}{2} \right) = 67,99V \approx 68V$$



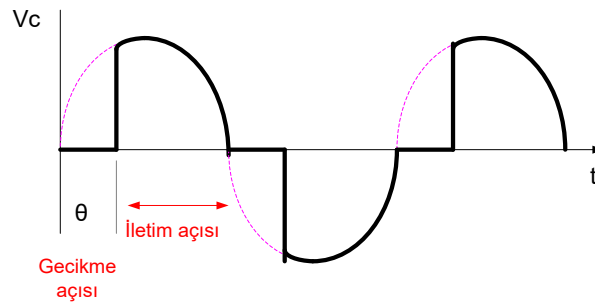
Doğru akım motorunun dönüş yönünü değiştirmek için ya endüvi akımının yönünü yada endüktör akımının yönünü değiştirmek gerekir. Her iki akımın yönünün değiştirilmesi motor dönüş yönünü değiştirmez.



ALTERNATİF AKIM MOTORLARI



Şekil 3a: tek fazlı ac de yükün tristörle kullanımı



(b) a.c. Yüke verilen gücün değişimi

Şekil3 a'da θ açısı istenildiği gibi değiştirilerek yükte şekil 3 b de görüldüğü gibi 0 ile max arasında ayarlanabilen değişken bir güç elde edilir. Şekilde yük yerine 1F'lı kolektörlü bir a.a. motoru bağlanacak olursa bu motorun devir sayısı ayarlanabilir.

ÖRNEK: Şekil 3a'da a.a. şebekesinin geriliminin efektif değeri 220V dur. Tristörler önce $\theta_1=45^\circ$ lik v sonra $\theta_2=96^\circ$ lik bir gecikmeyle ateşlenirse yükün uçlarındaki gerilimin efektif değeri kaç volt olur?

ÇÖZÜM: yükün uçlarındaki gerilimin dalga şekli şekil3b'deki gibi olacağından efektif değerinin tanım bağlantısından hareket edilerek önceki örnekte olduğu gibi gerilimin efektif değeri θ gecikme açısına göre elde edilecektir.

AC işaretin ani değeri karesinin bir tam periyot için ortalamasının karekökü olduğu hatırlanırsa;

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U^2(t).dt}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{max}^2 \sin^2(\omega t).(d\omega t)} \quad (5)$$

Trigonometriden $\cos 2x = 1 - 2\sin^2 x$ ve $\sin^2 x = \frac{1}{2}(1 - \cos 2x)$ elde edilir. $\sin^2 x$ yerine bu eşitliği kullanırsak;

$$\begin{aligned}
U_{eff} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} 2V_{\max}^2 \int_0^\pi \frac{1 - \cos 2(wt)}{2} (dw)} \\
U_{eff} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} 2U^2 \max \int_0^\pi \frac{1 - \cos 2(wt)}{2} d(wt)} \\
&= \sqrt{\frac{U^2 \max}{\pi} \left[\int_0^\pi \frac{1}{2} d(wt) - \frac{1}{2} \int_0^\pi \cos 2(wt) d(wt) \right]} \\
&= \sqrt{\frac{U^2 \max}{\pi} \left[\frac{1}{2} (\pi - \theta) - \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} (\sin 2\pi - \sin 2\theta) \right]}
\end{aligned}$$

$$\sqrt{U^2 \max} = U_{\max} = \sqrt{2} U_{eff_0} \text{ olduğundan;}$$

$$\begin{aligned}
U_{eff} &= U_{eff} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{2} (\pi - \theta) - \frac{1}{4} (0 - \sin 2\theta) \right]} \\
&= U_{eff_0} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{2} (\pi - \theta) - \frac{1}{4} \sin 2\theta \right]}
\end{aligned}$$

$$U_{eff} = U_{eff_0} \sqrt{1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin 2\theta}{2\pi}} \text{ genel ifade elde edilir. (6)}$$

Burada;

$U_{eff} = \theta$ kadar gecikmeli tetiklemede elde edilen efektif değer.

$U_{eff_0} = \theta = 0$ iken yani şebeke geriliminin efektif değeri

$$\theta = 0 \text{ iken } U_{eff} = U_{eff_0} = 220V$$

$$\theta = 45^\circ \text{ iken } \sin 2\theta = \sin 90^\circ = 1$$

$$U_{eff_1} = U_{eff_0} \sqrt{1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin 2\theta}{2\pi}} = 220V \sqrt{1 - \frac{45^\circ}{180^\circ} + \frac{1}{2}} = 209,77V$$

$$\theta = 90 \text{ iken } \sin 2\theta = \sin 192 = -\sin 12 = -0,207$$

$$V_{eff_2} = V_{eff_0} \sqrt{1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin 2\theta}{2\pi}} = 220V \sqrt{1 - \frac{96^\circ}{180^\circ} - \frac{0,207}{6,28}} = 144,88V$$

ÜÇ FAZLI A.A. MOTORLARINDA DEVİR SAYISI

$$n = \frac{60f}{p} \quad \text{veya} \quad f = \frac{n.p}{60} \quad (7)$$

Genel formülünden hesaplanır.

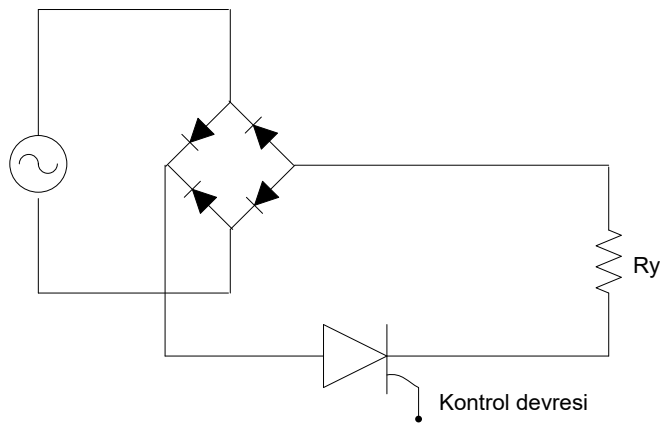
n= devir sayısı (dev/dk)

f= frekans

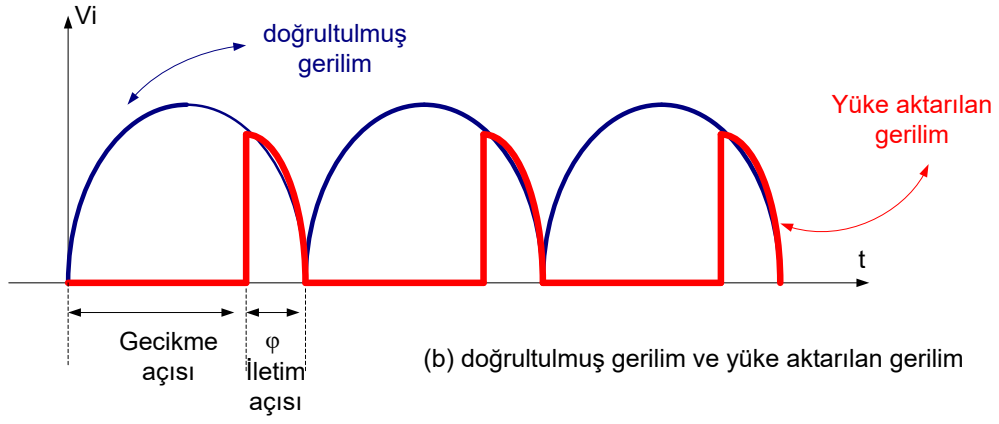
p= motorun kutup sayısı

NOT: AA motor uçlarında doğru gerilim olmaz efektifi alınır. DC motor uçlarında efektif olmaz doğru gerilim alınır.

TAM DALGA DOĞRULTUCU GÜÇ KONTROLÜ



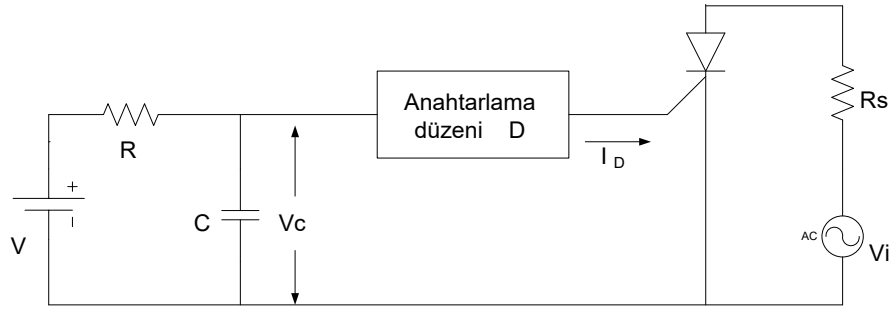
(a) Tam dalga doğrultucu güç devresi



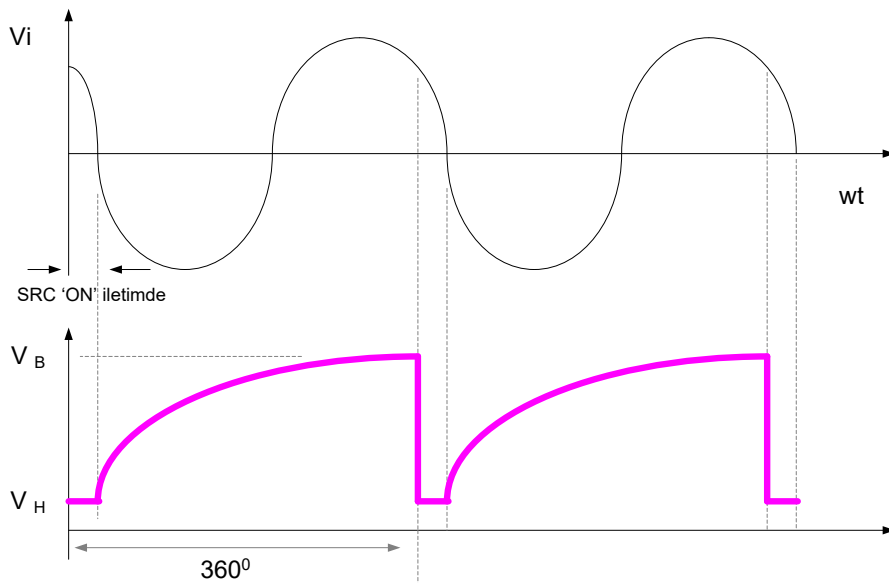
KONTROL DEVRESİ:

$$V_C - V_H = (V - V_H) \cdot (1 - e^{-t/R \cdot C})$$

V_H : Tutma gerilimi



(a) SRC'li relaxasyon osilatörlü faz kontrol devresi



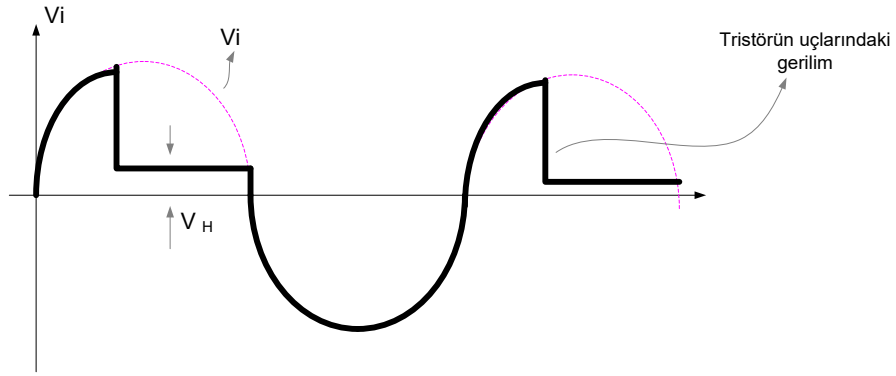
GÜÇ KONTROLÜ

Kontrollü bir akım gerektiren birçok uygulama vardır. Mesala elektrik kaynağı, aydınlatma – kontrol tesisleri motor – hız kontrolü ve diğer birçok endüstriyel kontrol uygulamalarında yüke verilen akımın miktarı;

1. Transformatörün sekonder gerilimi kontrol ederek
2. Çıkış devresinde bir kontrol direnci ilave ederek.

değiştirmek mümkündür. Fakat bu metodların 2 side elverişli değildir. 1. metot pahalı bir yardımcı ekipman gerektirir. 2 ise verimin düşük olmasıyla karakterize edilir. Aynı zamanda verimlide düşürür.

Tristörün uçlarındaki gerilim ise;

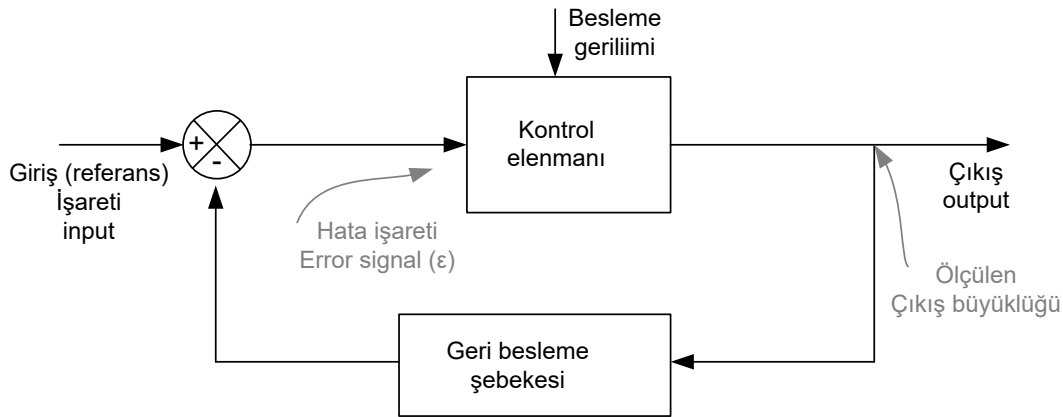


BÖLÜM 7

KAPALI ÇEVİRİM KONTROL SİSTEMLERİ

(CLOSED – LOOP CONTROL SYSTEMS)

Kapalı Çevrim Kontrol; Kapalı çevrim kontrol sistemleri negatif geri beslemeli kuvvetlendirici ailesinin bir kısmıdır. Ve birçok durumda kapalı çevrimde elektriksel olmayan elemanlar bulundurulur. Tek çevrimli bir sistem aşağıdaki şekilde gösterilmiştir.



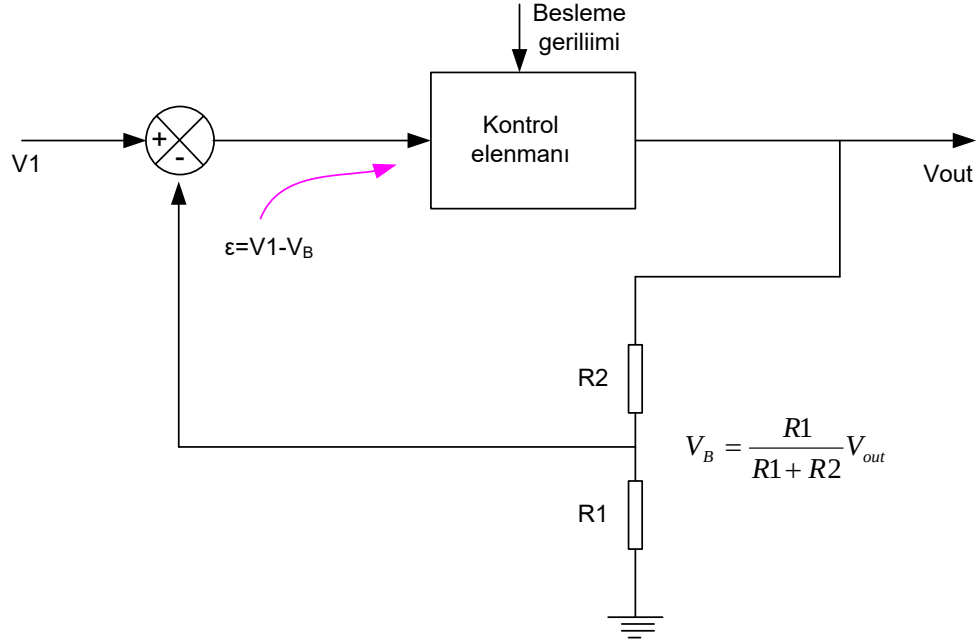
Şekil 1: Tek çevrimli bir kontrol sisteminin blok diyagramı

Görünürde karmaşık olan kontrol sistemlerinin birçoğunun blok diyagramlarını bu şekilde indirmek mümkündür.

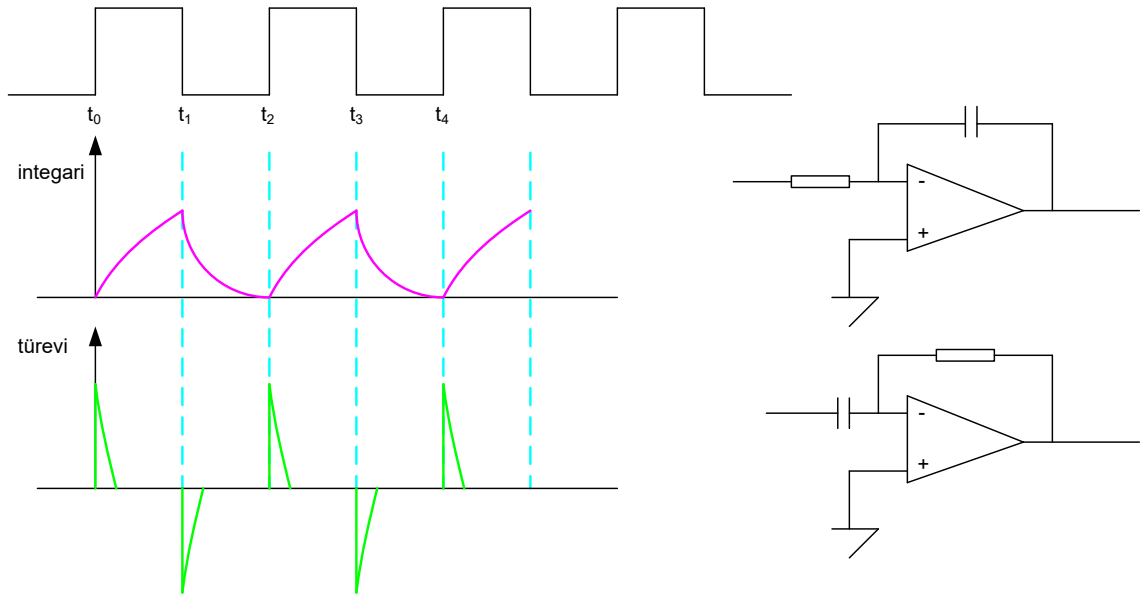
Bir kontrol sistemini kurulmasındaki gerekli elemanlar;

1. çıkış büyüklüğünü ölçmek için bir transdüser veya sensör
2. geri besleme veya β şebekesi
3. bir giriş işareti
4. geri besleme işareti ile referans işareti karşılaştıran karşılaştırma elemanı veya hata detektörü
5. hata işaretini kuvvetlendiren ve gerekli seviyeye dönüştüren kontrol elemanı

Ölçülebilen her şeyin kontrol edilebileceğini söylemek mümkündür. Çok geniş aralıkta çalışma özelliği gösteren transdüserler, sistem değişkenlerini ölçmek için kullanılırlar. Çoğunlukla ölçülen büyüklükle orantılı bir işaret üreten analog transdüser kullanmak mümkündür. Bazı durumlarda özellikle analog düzenlere göre gelişmiş performansa sahip digital transdüserler kullanılır.



Elektronik geri beslemeli kuvvetlendiricilerin bir çok şekilde olduğu gibi geri besleme devresi dirençli gerilim bölücü olabilir. Bazı uygulamalarda geri besleme işaretini değiştirmek (düzeltmek) arzu edilir. Mesela işareti entegre etmek veya diferansiyelini(Türevini) almak gerekli olabilir.



İşareti düzeltmek için gerekli compenatlar geri besleme devresine uygun bir şekilde ilave edilebilir.

Referans işareti, gerilim veya akım olabilir. Stabilize bir kaynaktan elde edilir. ve geri besleme devresinden gelen işaretle hata detektöründe karşılaştırılır. Bu iki işaret arasındaki fark **“hata işareti”** veya “sapma(deviation)” diye isimlendirilir. **Kontrol elemanı** hata işaretinin güç kaynağı ile sistemin çıkışı arasında güç akışını kontrol için kullanıldığı bir kuvvetlendiricidir.

KAPALI ÇEVİRİM SİSTEM TİPLERİ

Kapalı çevrim kontrol sistemleri

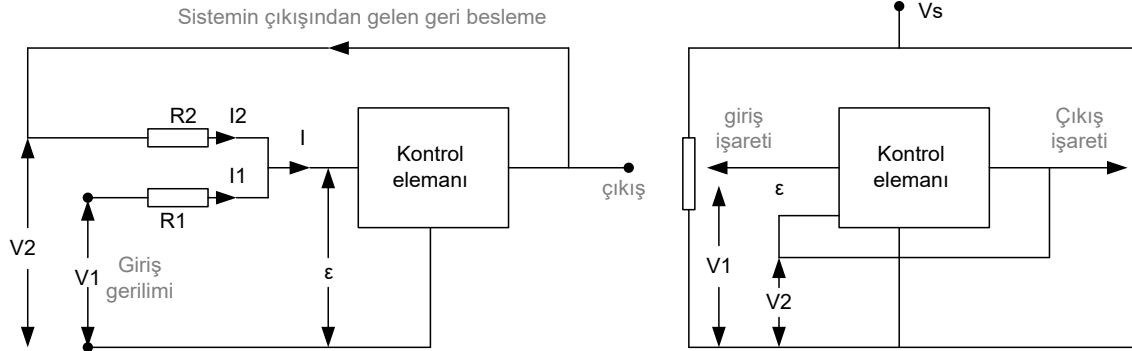
- a) Servomekanizma veya servolar
- b) Regülatörler olmak üzere iki geniş gruba ayrılabilir.

Servomekanizma, mesela, makine tarım endüstrisinde bulunan pozisyon kontrol sistemlerinin bütün tiplerini kapsar. Bu sistemlerde çıkış bir shaftın açılal pozisyonu şeklinde veya bir makinenin taban levhası veya tespit plakasının pozisyonu şeklindedir. Kontrol edilen nesne en son nihai (steady – state=sürekli hal) pozisyonuna erişince (NŞA) **Servomekanizmalarda sürekli halde hata işareti sıfırdır.**

Regülatörler ise hız, sıcaklık, gerilim vbnin kontrolü için kullanılan endüstriyel kontrol sistemlerinin bir çok şeklini kapsar. Servomekanizmalar ile regülatörler arasındaki önemli fark sürekli hal hata işaretinin servolardaki sıfırla karşılaştığında regülatörlerde temel şekillerinde sonlu (sıfırdan farklı) olmasıdır.

HATA DETEKSIYON DEVRELERİ

Kullanılmakta olan cazip devrelerin ikisi; şönt geri besleme devresi ve seri geri besleme devresidir.



Şekil (a) paralel geri besleme devresi

Şekil (b) seri geri besleme devresi

Şekil 2: Voltaj karşılaştırma devreleri

Paralel geri besleme devresinde kuvvetlendiricinin giriş akımını (I) sıfır olduğunu kabul edersek (giriş direnci çok büyük değilse bile, bu kabulün doğru olduğu birazdan görülecektir.)

$$I = I_1 + I_2 = 0 \text{ olur.}$$

$$\frac{V_1 - \varepsilon}{R_1} + \frac{V_2 - \varepsilon}{R_2} = 0$$

Bu ifade ε için çözülürse;

$$\varepsilon \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \text{ elde edilir.}$$

V_1 = giriş gerilimi

V_2 = çıkıştan geri beslenen işaret

ε =hata işareti

Yukarıdaki eşitlikten hata gerilimi V_1 ile V_2 arasındaki gerilim ile orantılı ise V_1 ile V_2 birbirine ters polariteli olması gerekir. Yani V_1 pozitif ise V_2 negatif veya tam tersi (vice-versa) potansiyel olması gerekir.

NŞA'da eğer kazanç çok yüksek ise hata gerilimi çok düşüktür. Öyle ki yukarıdaki eşitlik;

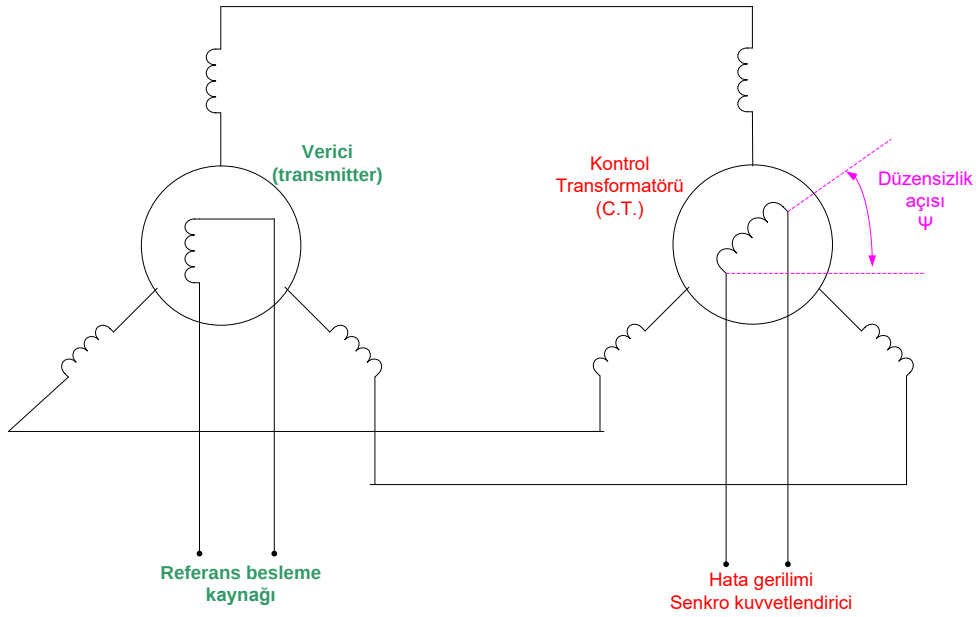
$$\frac{V_1}{R_1} = -\frac{V_2}{R_2} \text{ ye indirgenir.}$$

Seri geri besleme devresi şekil2 (b) durumunda diferansiyel bir giriş kuvvetlendiricisi kullanmak gerekir. Bu devrede ortak bir besleme kaynağı kullanılmıştır. Öyle ki V_1 ile V_2 aynı potansiyele sahiptir. Bu gerilimler kontrol amplifikatörünün birinci katına fark (diferansiyel) olarak uygulanmıştır. Yani;

$$\varepsilon = V_1 - V_2$$

Şekil2 (b) deki bu devre **“uzaktan pozisyon kontrolü(remote position control)”** servo sistemini gösterir ki çıkış şaftına kuple edilmiş (bağlanmış) bir potansiyometrenin kontak temas ucundan alınmıştır. Servo sistem dengelendiğinde $V_1 = V_2$ ve $\varepsilon = 0$ olur. Sistemin dış kolları bir weston köprüsüne benzer ve şekildeki gibi bir sisteme **“kendi kendini dengeleyen köprü sistemi”** (self balancing bridge system) denir.

AC (uzaktan pozisyon kontrolü) servosistemi ile kullanılan pozisyon duyarlık transdüserinin çok kullanılan bir şekillide şekil 3 de görünen senkrosistemdir.



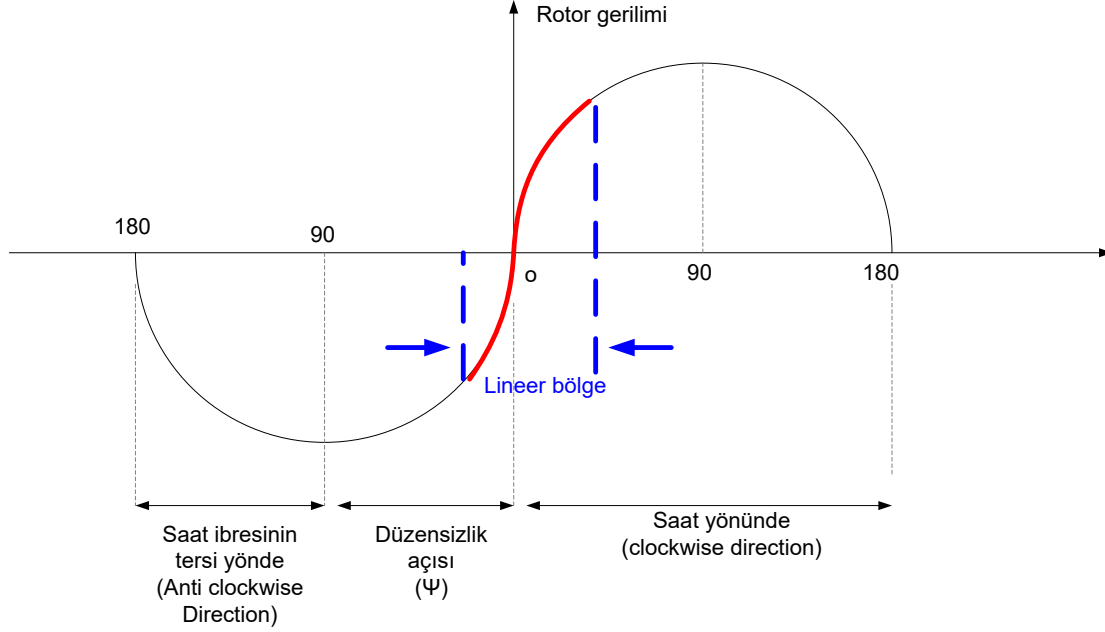
Şekil 3: Senkron hata deteksiyon sistemi

Senkron verici (synchro transmitter) stator etrafındaki yarıklara(slot) dağıtılmış üç grup sargıyı taşıyan stator denilen sabit kısımdaki bu grupların açıları 120 şer derecedir. (faz farkı) rotor veya döner kısım 50 – 115V arasında gerilimli 50 – 400Hz frekans aralığında bir AC referans kaynağı ile enerjilenen (beslenen) bir bobin taşır. Rotorun açısal pozisyonuna bağlı olarak stator sargılarında farklı gerilimler endükler.

Bu gerilimler tabi olarak tek fazlıdır, öyle ki stator gerilimleri referans gerilim ile ya aynı fazda yada zıt fazdadır. Rotor döndüğünde stator sargı geriliminin bağlı genlikleri değişir fakat birbirlerine göre ya aynı fazda yada ters fazda kalır.

Senkron hata deteksiyon düzeni kontrol transformatörü olarak bilinir. Ve vericinin genel yapısıyla aynıdır.

Vericinin stator sargıları kontrol transformatörünkilere şekil 3 deki gibi bağlanırsa bunlarda dolaşan akım CT'nin manyetik devrelerinde darbeli bir manyetik alan meydana getirir. CT deki alan manyetik eksen, vericinkisiyle aynı yönde olur.



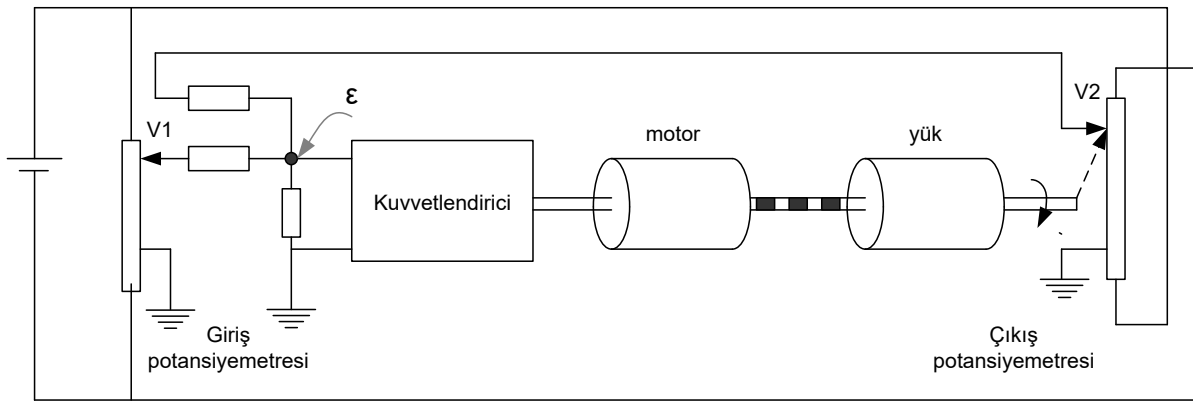
Şekil 4: Senkro hata deteksiyon sistemlerinin karakteristiği

Sonuçta CT'nin rotor sargısında endüklenen EMK vericinin rotorundaki gerilime oranla kendi pozisyonunun bir göstergesini verir. Bu iki sargı elektriksel olarak aynı düzlemde(aligned) olduğunda CT'nin sargısında endüklenen EMK'nın efektif değeri max dur. Elektriksel olarak birbirlerine dik olduklarında rotor sargılarında indüklenen gerilim sıfırdır.

Senkro sistemler, kontrol sistemlerinde kullanıldıklarında giriş ve çıkış şartları mekanik olarak bir hizaya getirildiğinde iki rotor sargısı birbirine diktir ve kontrol sargısında, kontrol trafosunda rotor sargısında endüklenen gerilim sıfırdır.

Düzensizlik açısının genliği, CT'nin rotor sargısı geriliminin efektif değeri ile orantılıdır. Düzensizliğin yönü ise (saat yönü veya tersi) CT'nin rotor gerilimi ile referans gerilimi (vericinin rotor gerilimi) arasındaki faz ilişkisi ile belirlenir. Saat yönündeki düzenleme birbiriyle aynı fazda olan iki gerilim ile sonuçlanır. Saat yönünün tersi yönündeki düzenleme iki gerilimin zıt fazlı olmasıyla sonuçlanır. CT'nin çıkış geriliminin (rotor gerilimi) hem genliği hem fazı ölçülerek gerekli düzenleme işlemi sistem tarafından yapılır.

Basitleştirilmiş bir AC R.P.C (remote position control) (uzaktan pozisyon kontrol) servo sistemin diyagramı şekil 5 de gösterilmiştir.



Kontrol sisteminin pratik şekillerinin çoğu motor ile yük arasında hız azaltıcı bir vites kutusu bulundurur. Bu sayede yüksek hızlı servomotorlar kullanılabilir. Bazı büyük sistemlerde ise motor ve yük birbirine direkt olarak kuble edilir (birleştirilir). Fakat bu durum çok yaygın bir uygulama değildir.

Hibrid (karışık AC, DC) bir AC – DC kontrol sistemi ise şekil8’de gösterilmiştir.

Şekil 8: Hibrid bir AC – DC R.O.C. sistemi

Şekil 8 deki devrede PSR ile işaretlenen blok AC hata işareti ile orantılı bir DC data işareti veren faz duyarlıklı bir doğrultucuyu kapsar. DC hatanın polaritesi AC hata işareti ile AC referans işareti arası mevcut faz ilişkisine bağlıdır. mesela 2 ac işareti birbirine aynı fazda iseler işaretin polaritesi pozitifdir denir. Eğer bu iki işaret birbirine göre zıt fazda iseler hata gerilimi negatiftir. Şekil 8de kullanılan DC motor yarık olan tipidir. Ve alan sargısı simetrik iki sargıdır. Sargının iki yarısında akan akımın yönü birbirine terstir. Bir DC makinenin temel denklemi;

$$T \propto \phi I_a$$

T: meydana getirilen şaft(döndürme) momenti

ϕ : net manyetik akı

I_a: Armatür akımı (kol akımı)

İncelenen sistemde I_a sabit bir akım devresi aracılığı ile sabit bir değerde tutulur. Sonuçta moment (torque) denklemi;

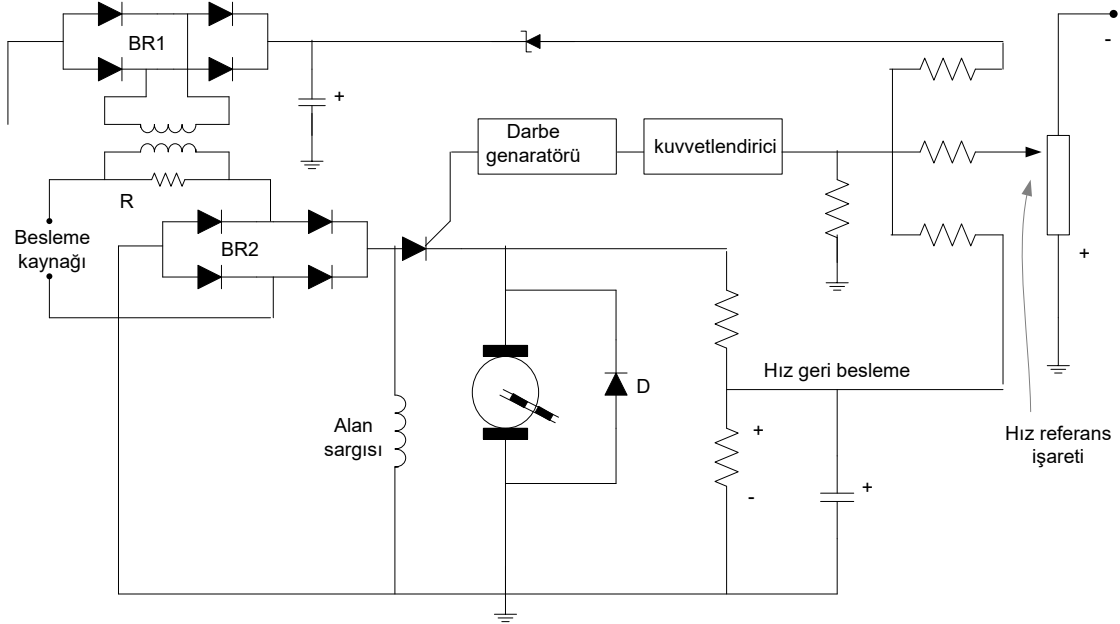
$$T \propto \phi, T \propto (I_1 - I_2) \text{ ye indirgenmiştir.}$$

Hata işareti sıfır olduğunda motorun alan sargısının iki yarısında akan akım birbirine eşit ve meydana getirilen moment sıfırdır. Ve armatür(kol) durmaktadır.

Hata işareti uygulanması I₁ ve I₂ arasında bir dengesizlik meydana getirir. Ve motor armatörü çıkış şaftını v hatayı sıfıra indirecek yönde kontrol trafosunun rotorunu sürmek üzere bir moment meydana getirir. Bu hareket sonunda I₁ ve I₂ arasındaki dengesizliği sıfıra indirir. Bu süre zarfında yük şaftı giriş şaftının pozisyonu ile aynı açısal seviyeye erişir.

5: REGÜLATÖRLER

Hız kontrolünün cazip bir şekli şekil 9 da gösterilmiştir.



Şekil 9: Tristör kullanılan bir hız kontrol sistemi

Hız referans işareti arttığında tristöre uygulanan darbeler daha fazla akım sağlamak için ileri yönde aynı faz gelirler ki bu durum hızın artmasına sebep olur. Hata gerilimi yeni hızın muhafaza edildiği seviyeye düştüğünde sürekli hal şartlarına erişilir. Şekil 9 daki devre akım sınırlaması olmasını da kapsar.

Şekildeki devrede $R_a I_a$ (harcanan güç) gerilim düşümünden önemsiz olduğu kabul edilmiştir.

Birçok durumda bu böyle değildir. Ve makinanın şaftına uygulanan bir yük çıkış hızının düşmesine veya azalmasına sebep olur. Armatör voltajı geri beslemeyle hızın azalması gibi uygulanmadığı durumdakineden daha azdır. Bu eksikliğin giderilmesi için bir metod kapalı çevrime az miktarda bir pozitif akım geri beslemesi ilave etmektir. Bu işlem “armatör voltaj düşümü kompanzasyon” diye bilinir. Devredeki R_1 ve R_2 dirençleri armatör voltaj işareti için β – devresi olarak işlem görür. R_2 nin uçlarındaki gerilim βV dir. Burada;

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ dir.}$$

V ise armatör gerilimidir. **B** noktasının **A** noktasına göre gerilimi;

$$V_{BA} = \beta V - I_a R$$

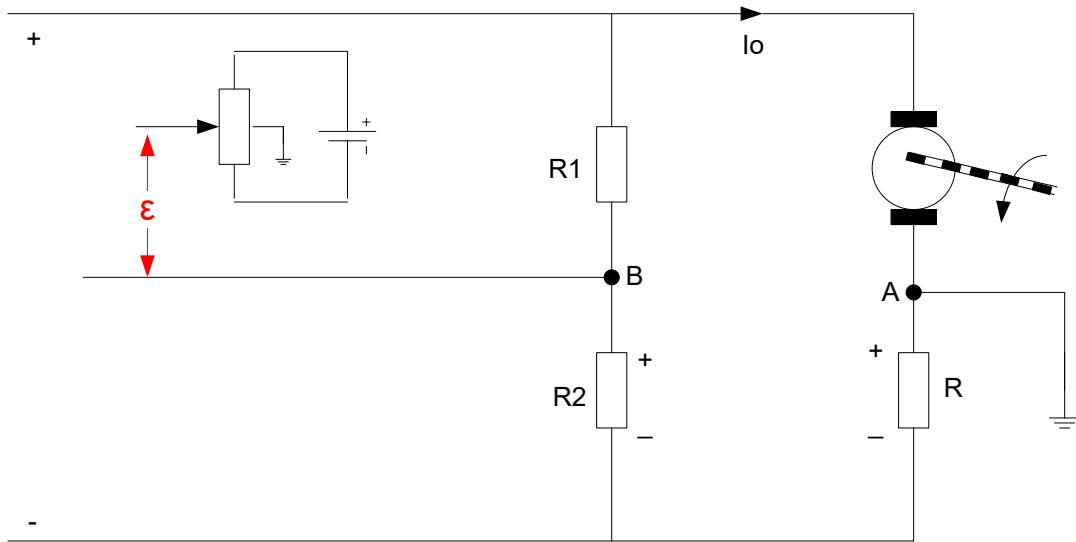
Armatür gerilimi;

$$E = V - I_a.R_a$$

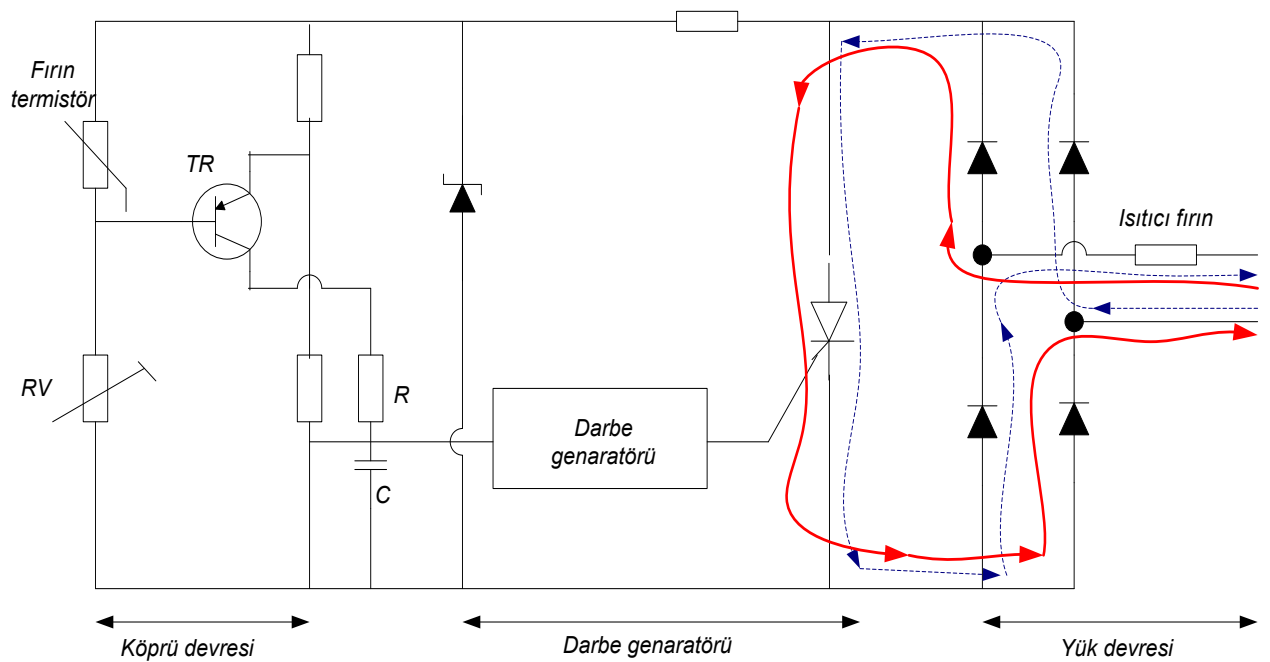
R_a : armatür sargı direnci

Bunun β ile çarpımı;

$$\beta.E = \beta V - \beta I_a.R_a \text{ dır.}$$



Şekil 10: Armatür voltaj düşümü kompanzasynu



Bir diğ er reg ulator tipi şekilde görülen fırının sıcaklık kontrol devresidir. Sıcaklığa duyarlık elemanı şeklin sol tarafında ki köprü devresinde ilave edilen termist rd r.

(NTC: negatif sıcaklık katsayısı – PTC: pozitif sıcaklık katsayısı)

Bu devrede yük doğrultucunun AC tarafındadır. Tristör ise DC tarafındadır. Fırın sıcaklığı düşük ise termistörün direnci yüksektir. Bu termistörün emiter ekleminin iletim yönünde kutuplanması demektir. Sonuçta tristörler doymaya gider. Darbe genarat r n n RC devresine max gerilim uygulanır. Kondansatör yüksek bir hızla yüklenir ve darbe genarat r  tekrarlanma oranı yüksek bir darbe dizisi üretir. Sırayla bir periyot süresince tristörü tetiklemeye sebep olur. Ve fırın çabuk ısınır.

Fırın sıcaklığı yükselirken termistör direnci azalır. Transistör akımının azalmasına sebep olur. Ve tristör gate darbelerinin faz olarak geri kalmasına sebep olur.

Fırında sabit bir sıcaklığı muhafaza edebilmek için darbeler yeteri kadar geri fazda tutulduğunda sürekli hal çalışma durumuna eri ir. Fırın sıcaklığının ayarı değişen değişken direnç ayarlanarak kontrol edilir.

ELEKTRİKLİ FIRINLAR

Endüstride ısıtma, eritme, arıtma ve her türlü ısıl işlemleri için tercihen elektrikli fırınlar kullanılır. Elektrikli fırınların diğ erlerine nazaran üstünlük sebepleri;

1. Alevsiz ve yakıcı olmayan bir ısı dolayısıyla fırın atmosferi temizdir.
2. Çalışma sıcaklığı istenilen seviyelere ayarlanabilir.
3. İşletme ve teknik özelliklerine göre fırın şekli istenilen şekilde yapılabilir.
4. Yüksek değerdeki ısı enerjisi fırının istenilen yerinde toplanabilir.
5. İşletme emniyeti ve sıcaklık ayarı basit cihazlara en hassas şekilde yapılabilir.
6. Seri imalatta fırın içinde rahat bir çalışma ortamı temin eder.
7. Kolay enerji temin edilir. Yakıt depolama problemi yoktur.

Tablo 1: Elektrikli ısıtma  ekilleri

Isıtma Cinsi	Kullanım Alanları
1. Endüksiyonlu Isıtma 2. Dielektrik Isıtma 3. Ark ile Isıtma 4. Dirençli Isıtma	Eritme ve iletken malzemelerinin ısıl termikleri Yalıtkan malzemelerin ısıl işlemleri Eritme ve inceltme Isıl işlemler

Tablo 2: Isıl işlemlerde kullanılan frekanslar ve kaynağı

Isıtma Cinsi	Kullanım Frekans	Akım Kaynağı
1. Endüksiyonlu Isıtma (Metallerin alçak frekanslarda ısıtılması, parlatılması)	(60 - 600) Hz	Dönen generatör
2. Metallerin tavlama ve eritilmesi	600Hz - 10kHz	Dönen generatör
3. Metallerin sertleşmesi için tavlama	10 - 200KHz 100 - 500KHz	Ark Konvertör
4. Küçük parçaların ısıtılması	400 - 1000KHz	Osilatör
5. Dielektrik Isıtma	1 - 50MHZ	Osilatör

BÖLÜM 8

KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI(UPS)

Genellikle şebeke geriliminin kesilmesi durumunda dalga şekli kaybolmadan inverterin çabucak devreye girmesi gerekir.

KGK'nın GÖREVLERİ:

1. Şebeke kesintilerini köprülemek(yükü elektriksiz bırakmamak),
2. Şebeke gerilimi ve frekans dalgalanmalarını dengelemek,
3. Şebeke gerilimine eklenen gerilimleri ve darbeleri yüke aktarmamaktır.

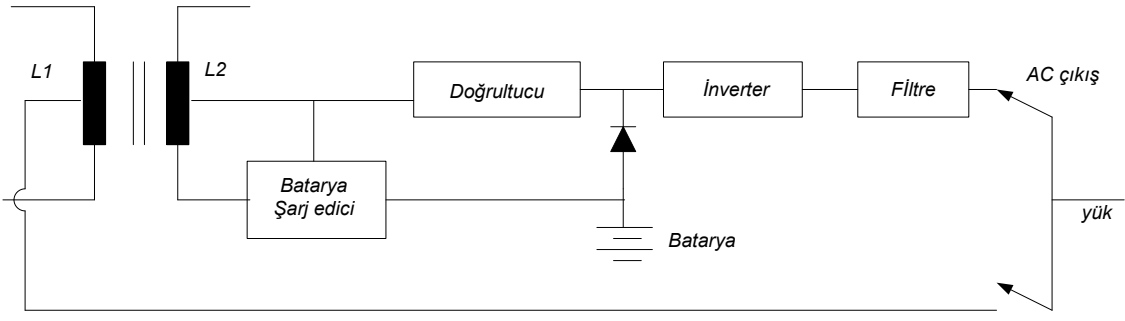
KULLANIM ALANLARI:

1. Bilgi İşlem Tesisleri
2. Proses kontrolü
3. Enerji santrallerinin otomasyonu
4. İtfaiye ve polis gibi alarm tertibatı
5. Tıbbi ve laboratuvar aletlerinin enerji ihtiyaçları

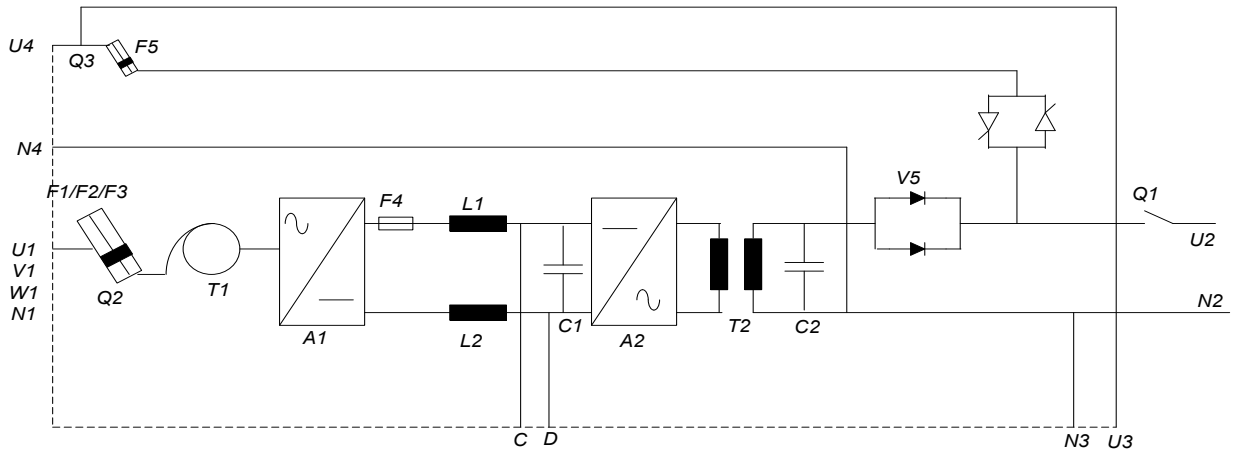
İnverter kullanılması özelliği çıkış gerilimi seviyelerinin bir miktar kontrolü ile sabit bir frekans için sinüzoidale yakın bir çıkış gerilimi dalga şekli elde etmektir. Efektif çıkış geriliminin şekli kare dalga olabilir. Fakat düşük dereceli harmonikleri ortadan kaldırmak için büyük filtreler gerekecektir. Diğer bir yol ise filtre olmadan darbe genişlik modülasyonu tekniği kullanmaktır. Bu dalga şeklinde düşük dereceli harmonikler olmayacağı için filtre ihtiyacını önemli ölçüde azaltır.

STATİK UPS'LERİN ÖNEMLİ ÖZELLİKLERİ

1. Verimleri yüksektir.
2. Minimum bakım gerektirir.
3. Montajları basittir.
4. Gürültü seviyesi düşüktür.
5. Kullanılması kolaydır.



Şekil 1: Kesintisiz İnverter Sistem



Güç katının devre prensip şeması

A1: 3 fazlı tam dalga kontrol doğrultucu

A2: Tristörlü inverter

C1: Ara devre kondansatörü

C2: Filtre kondansatörü

F1, F2, F3: giriş sigortaları (doğrultucu)

F4: doğrultucu çıkış sigortası

F5: giriş sigortaları

L1: Filtre bobini

Q1: Seçici şalter

Q3: Giriş

T1: Giriş trafosu

T2: Çıkış trafosu

V5: Tristör şalteri

U1, U4, N1: doğrultucu şebeke bağlantısı

U2, N2: Yük bağlantısı

U3, N3: Paralel blok veya deney yükü için bağlantı

C,D: Batarya bağlantısı

3 fazlı 4 iletkenli (nötrü olan) kaynaklar için yerel inverterler sekonderlerinin birer ucu 3 fazlı kaynağın nötrünü meydana getirmek üzere birleştirilen 3 adet tek fazlı transformatörün primerini besleyen 3 ayrı tek fazlı inverterden meydana gelir.

Normal şebeke gerilimi düşük empedanslı bir kaynaktır. Statik inverter motor startile ilgili aşırı yüklemeler ve kısa devre şartları altında sigorta atmasını önlemek gibi koruma taleplerini de yerine getirir.

Sistem Bileşenleri:

- Doğrultucu
- Inverter
- Direk geçiş devresi (statik by – pass)
- El ile kumanda (manuel by – pass)

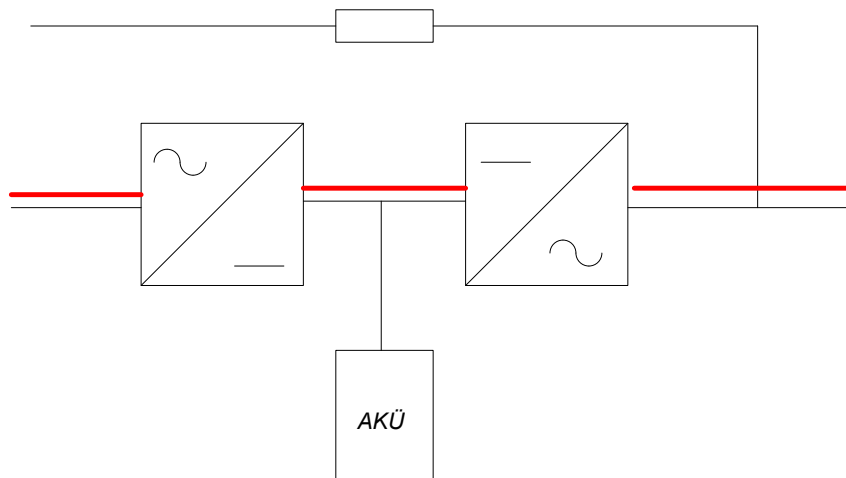
Bu bileşenlerin tümü kusursuz bir çalışma için gerekli olan;

- ✓ Kumanda ve kontrol
- ✓ Koruma ve denetleme
- ✓ Şalt cihazları
- ✓ Gösterge(monitör) ve kullanma elemanlarına sahiptir

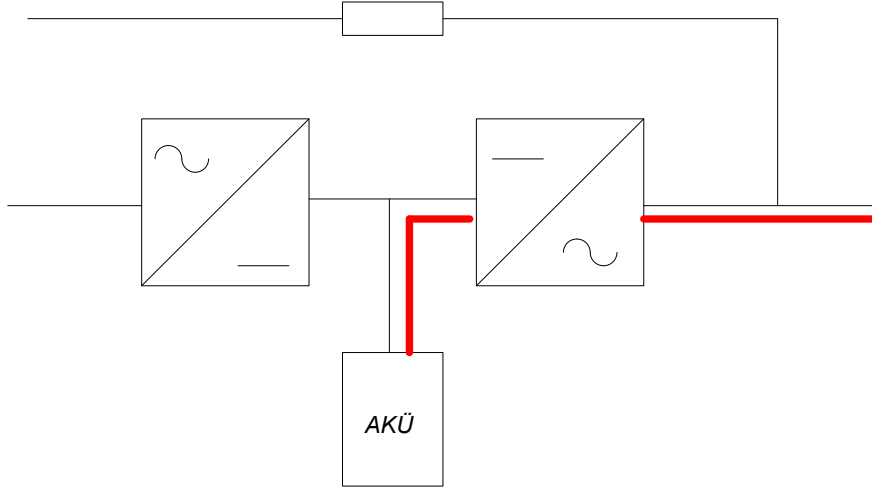
Çalışma sırasında ortaya çıkan ısı tabii hava akımıyla dışarı atılır. (kendi kendine soğutmalı)

ÇALIŞMA ŞEKİLLERİ (Operation Modes)

1. Normal Çalışma:



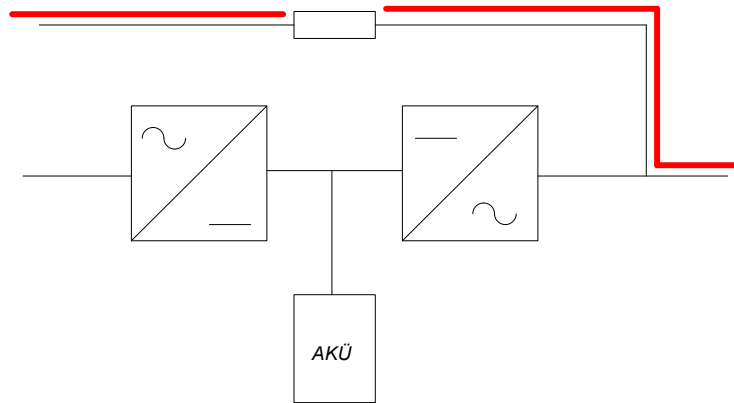
2. Batarya ve Inverter ile Beslenme



Şebeke gerilimi kesildiği durumlarda ona devrede enerji depo etmiş bataryalar inverter için gerekli gücü sağlarlar. Böylece inverter çıkışındaki yük tamamen kesintisiz olarak ek bir işleme gerek kalmadan beslenmiş olur.

Şebeke geriliminin geri gelmesiyle veya şebeke yerine başka bir yedek gerilim kaynağını devreye girmesiyle doğrultucu otomatik olarak işlevini yüklenerek inverteri beslemeyi ve aynı zamanda bataryaları doldurmaya başlar.

3. Direk Geçiş Devresi Üzerinden Şebekeden Çalışma



Aşırı yükleme durumunda veya kesintisiz güç kaynağına bir arıza ortaya çıktığında direk geçiş devresi yükü otomatik ve kesintisiz olarak şebekeye aktarır. Yük normale döndüğünde otomatik ve kesintisiz olarak inverter yeniden devreye girer. Ayrıca manuel by – pass kumansa sistemi yardımıyla tesis – bakım ve onarım amaçlarıyla devreden çıkartılabilir. Bu durumda yük devreye bağlanmış olur.

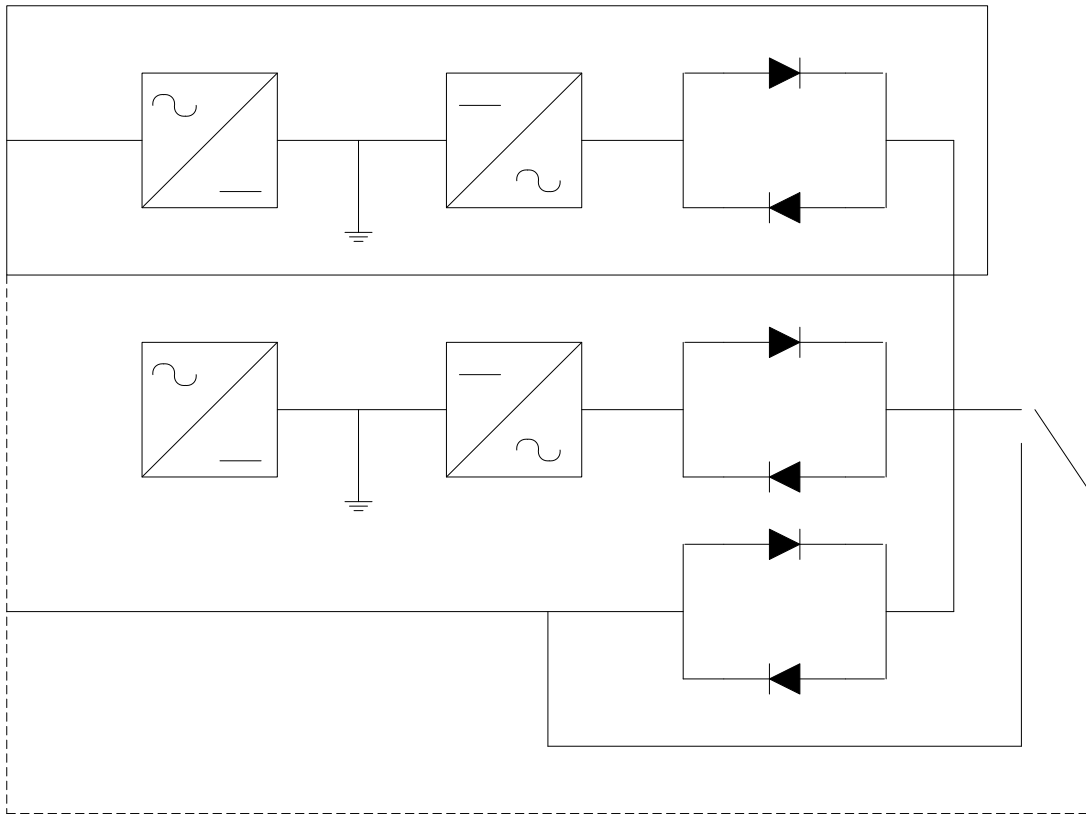
ÖZEL ÇALIŞMA ŞARTLARINDAKİ DAVRANIŞ

AŞIRI YÜKTE ÇALIŞMA: Inverter anma (nominal) gücünün %150sine 10sn, %120sine 30dk süre ile verebilir.

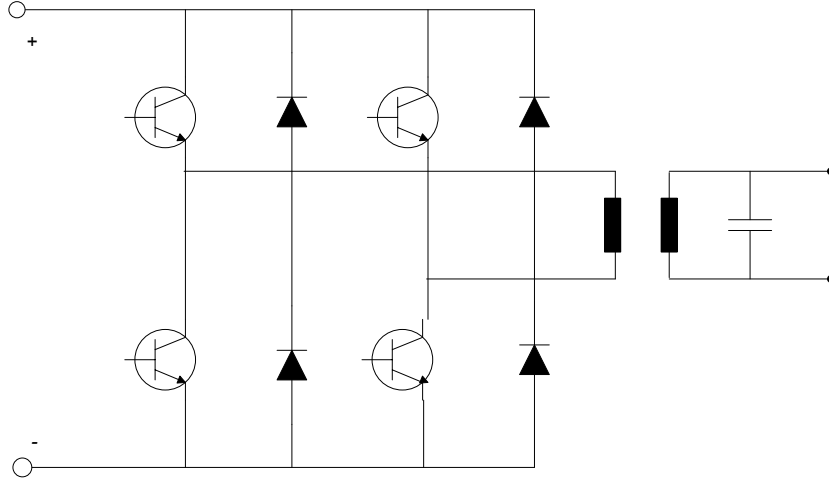
YÜKÜN KISA DEVRE OLMASI: Inverter kısa devreye karşı korunmuştur. Yük tarafında sürekli kısa devreye karşı çıkış akımının iki katı ile sınırlanmıştır. Yaklaşık 10 sn den sonra kontrol devresindeki inverterin çalışmasını durdurur.

AŞIRI SICAKLIK DURUMU: Inverter çalışma esnasında açığa çıkan sıcaklığı kontrol eden bir sisteme sahiptir. Böyle bir durumda cihazın sadece ihbar vermesi veya otomatik olarak çalışmasını kesmesi seçme anahtarı ile elektronik kontrol devresine önceden bildirilir. Çalışma otomatik olarak kesildiğinde direk geçit devresi yükü kesintisiz olarak şebekeye aktarır.

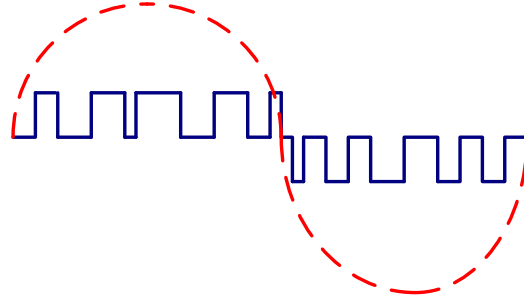
İKİ BLOKLU SİSTEMLER



UPS'in güvenilirliğini arttırmak için güçleri eşit olan iki blokun paralel bağlanmasıyla yedekli bir sistem oluşturur. Normal çalışma sırasında her cihaz yükün %50sini karşılar. Cihazların birinde arıza olması halinde diğeri gerilim toleransı sınırları içinde kalmak şartıyla kesintisiz ve otomatik olarak yükün tümünü üzerine alır.



Şekil: İnverterin prensip şeması



Şekil: Darbe genişlik modülasyonlu (Pulse width Modulation) ile çıkış geriliminin oluşturulması

TEKNİK VERİLER (TECHNICAL DATA)

Giriş:	Nominal Gerilim:	3/N 38W $\pm$ 10%
	Nominal Frekans:	50Hz veya 60Hz $\pm$ 5%
Çıkış	Nominal Gerilim:	1/N AC 220V
	Nominal Frekans:	50Hz veya 60Hz
	Distorsiyon (bozulma):	<%3 (doğrusal güçte)
	Nominal güç:	5 – 30kVA
	Aşırı yüklenebilme:	10sn süre ile nominal yükün 1,5 katı
		10dk süre ile nominal yükün 1,2 katı
	Kısa devre akımı:	10sn süre ile nominal akımın 2 katı
	Soğutma sınıfı:	Kendi kendine soğutma
	Çalışma sıcaklığı:	0°C – 40°C arasında
	Tavsiye edilen ortam sıcaklığı:	20°C – 30°C

GÜÇ DÜZENLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

	HVT	J-FET	MOS	THY	GTO	IGBT (slow)	IGBT (fast)	BİRİMİ
V(ON)	1	10	5	1,5	3	2	4	V
Pozitif sürme ihtiyacı	-	+	+	+	+	+	+	+gerçekleştirmek basit
Kapanma (Turn - off) gereği (ihtiyacı)	-	-	+	(- -)	-	+	+	
Sürücü devresinin karmaşıklığı	-	-	+	-	-	+	+	
Teknolojisinin karmaşıklığı	+	-	-	+	-	-	-	-karmaşık
Düzenin Korunması	-	-	+	+	-	-	+	-karmaşık
Gecikme süresi (ts, tq)	2	0,1	0,1	5	1	2	0,5	µs
Switching loses (Anahtarlama kayıpları)	-	++	++	--	-	-	-	+ = iyi
Akım yoğunluğu (Current density)	56	12	20	200	100	50	50	A/cm ²
Max dV/dt (Vin=0 iken)	3	20	10	0,5	1,5	3	10	V/ns
dI/dt	1	10	10	1	0,3	10	10	A/ns
Vmax	1500	1000	1000	5000	4000	1000	1000	V
I_{max}	100	10	10	5000	3000	400	400	A
Aşırı akım faktörü	5	3	5	15	10	3	3	

HVT : High voltage Transistör (Yüksek gerilimli transistör)

J – FET : J tipi alan etkili transistör

MOS : Metal oxide transistör

THY : Thyristor

GTO : Gate turn – off device

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistör

TRİSTÖRLERİ İLETİME SOKMA (TURN-ON)METODLARI

SCR normalde gate'ine uygulanan bir darbe ile ilettime geçirilir. Bunun üç alternatif yolu daha vardır. Bunlar;

1. İleri yöne kırılma gerilimi (V_{BO}) ile,
2. Kaçak akım meydana getiren aşırı ısı ile,
3. Eklem boyunca dV/dt seviyesinin (izin verilebilir gerilim değişikliği/zaman değişikliği oranı) aşılmasıyla gerçekleşmesidir.

Bir SCR nin ilettime geçirilmesi için bu üç alternatif metot **SCR' nin istenmediği zaman ilettime geçmesini önlemek için kontrol edilebilmesini gerektirir.**

1)Tristörün ileri yönde kırılma geriliminin aşılarak ilettime geçirilmesi

Her SCR ileri yönde kutuplamada aşılması gereken bir seviyeye sahiptir. Çünkü bu durumda gateye bir iş uygulamadan bile derhal ilettime geçer. Anottan akım akar iletim yönündeki bu aşırı gerilim normal değerine dönse bile tristör iletimde kalır bu durum ani kontrolsüz bir ileri yönde aşırı gerilim tristörün ilettime sokabilir. ve tristör kesime girinceye kadar iletimde kalır. V_{BO} devre geriliminden yeteri kadar büyük olmalıdır. Bazı devrelerde varistör (variable restotör)gibi ilave yarı iletken düzenler kullanılarak ileri yönde istenmeyen gerilim impulslarının (spikes) V_{BO} değerini aşmaması sağlanır. Varistör devrede aşırı gerilimi şöntleyerek SCR nin ilettime geçmesini önler.

2) Tristörün kaçak akımla (Leakage Current) ilettime sokulması

SCR nin eklemi genellikle bir ısı meydana gelmesine maruz kalır. Bu ısı harcanmaz veya kontrol edilmezse eklem sıcaklığının eklemde bir kaçak akımın akmasına sebep olacak bir noktaya kadar artmasını sağlar. Kaçak akım yeterli bir seviyeye ulaşırsa SCR ilettime geçer ve ileri yöndeki akımın iletimi sağlar. Bu durum aynı zamanda ileri yöndeki akımın SCR yi kesime kadar iletimde tutmayı sağlar. (commutotion) bu yüzden max eklem sıcaklığı SCR nin özellikleri arasında belirtilmelidir. (J_{max}) ($Si=175C^0$ - $Ge=125C^0$)SCR den ısıyı uzaklaştırma metotlarıyla(soğutma) kontrol edebilir. Soğutucular (heat-sink)veya fonlar kullanılarak gerçekleştirilebilir.

3)Tristörün dv/dt oranı ile ilettime sokulması

SCR deki p-n eklemi bütün p-n eklemlerinde olduğu gibi yapısında olan bir kapasite eklemin büyüklüğü ile orantılıdır. Anot-katot arasına gerilim uygulandığında kapasitesi eklemde yükselmeye başlayan küçük bir akım akıtır. dv/dt oranının aşılmasına izin verilirse SCR ilettime geçer ve iletimde mandallanır. dv/dt Δt zaman değişikliği süresince meydana gelen ΔV gerilim değişikliğidir. Bu akım;

$$i_c = C \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad \text{'den hesaplanır.}$$

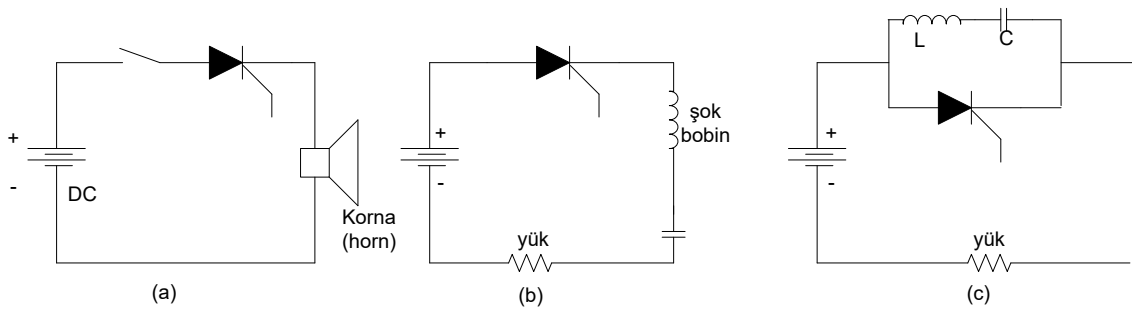
TRİSTÖRLERİN TIKAMA METODLARI

(Commutating Methods of SCRs)

SCR bir defa iletme geçtiğinde(turn-on) tıkamaya geçinceye kadar(commutatede-tuned off) iletmeye devam edecektir. Toplam akım kazancı birin altına düştüğünde ancak tıkama (kesim) meydana gelecektir. Bu durum, anot- katot devresindeki akımın minimum (sıfıra yakın) altına düşmesi veya anot- katot arasına ters yönde bir akım uygulanması demektir. AC sinüz iş. 180 civarında bu şartları sağladığına göre SCR'yi kesime sokmanın esas metodu besleme gerilimi olarak AC gerilim kullanmaktır. 50 Hz'lik şebekede bu durum her 20 ms veya 60 Hz'de 16,6 ms'de meydana gelecek demektir. SCR nin kesime sokulduğunu her defasında ateşleme açısına bağlı olarak farklı bir noktada tetiklenmesi mümkündür. Buda SCR yi 50-180 arasında (pozanternasto) kontrol etme imkânını sağlayacaktır. AC gerilim kullanırken esas problem besleme gerilimi olarak yk tok gerilim kullanırken ortaya çıkmaktadır. SCR nin kesime (turn-off) geçmesi için yaklaşık 3-4 ms'nin gerekli olduğu bilinmelidir. Onun için max frekans kesime geçme süresine bağlıdır.

SCR bir DC gerilim devresinde kullanılıyorsa benzeri kesime sokma metotları gerçekleştirilebilir. DC gerilimin darbelenmesi filtrelenmeden önce AC gerilimin doğrultulmasından elde edilebilir. Bazı durumlarda SCR eklem diyotları yerine AC gerilimi doğrultmak için kullanılır ki hem akımı kontrol etmek hem de gerilimi doğrultmak imkanı verir.

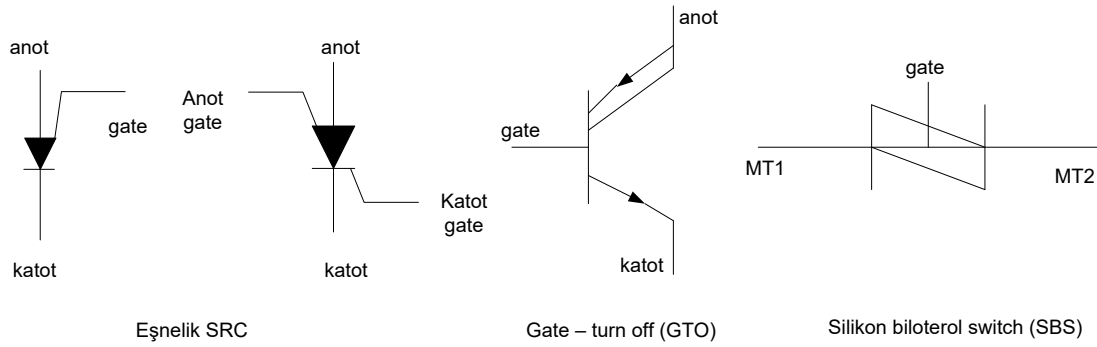
SCR saf bir DC gerilim devresinde kullanılmışsa SCR yi kesime sokacak bir yol tasarlamalıdır. AŞ. Şekillerde SCR bir DC devrededir ve anahtar anot katot devresine seri yerleştirilmiştir.



- (a) Bir DC devresinde akım akışını keserek SCR nin kesime gitmesi için bir anahtarın kullanılması. Bu tip bir devre alarmlarda veya acil dc voltaj aydınlatma devrelerinde kontrol gerçekleştirmek için kullanılır.
- (b) Seri bir R-L rezonans devresinin SCR yi kesime sokmak için kullanılması.
- (c) Parelel bir R-L rezonans devresinin SCR yi kesime sokmak için kullanılması.

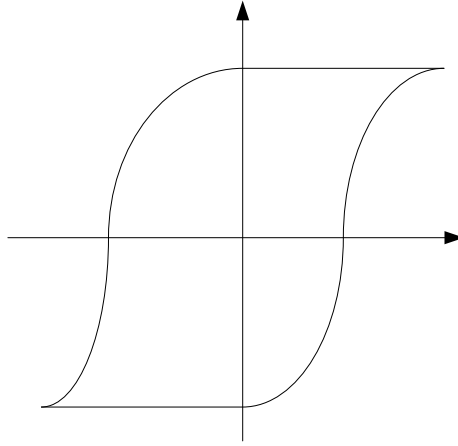
EŞLENİK SCR'LER, SİLİSYUM KONTROLÜ ANAHTARLAR,GATE TURN-OFF **(KESİM) DÜZENLERİ VE DİĞER TRİSTÖRLER**

SCR'deki eksiklikleri gidermek için SCR'nin değişik şekilleri üretilmiştir. Bu yarı iletken düzenler SCR'den farklı şekilde akımı kontrol etme imkanı sağlarlar. Bunlar eşlenik SCR, silisyumlu kontrol edilebilir anahtar (SCS) Gate turn off düzenleri (GTO'lar) ve ışık uyarmalı SCR ler (Light Activate Silicon Controlled Rectifiers - LASCRs)

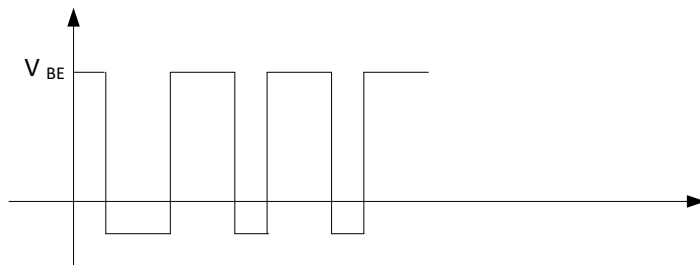
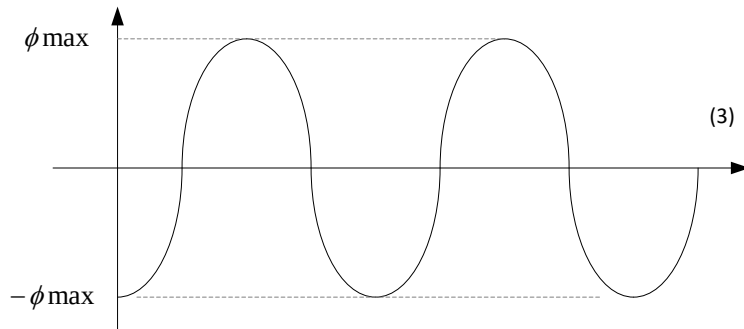
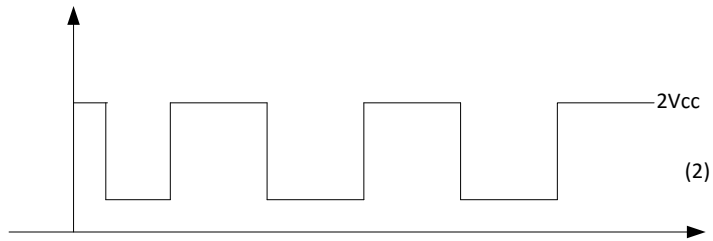
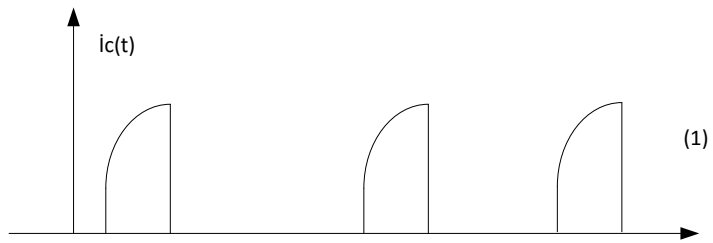


Eşlenik SCR pozitif darbe yerine (-)gate darbesi kullanılır. Bu özellik devrenin katot tarafından gatenin darbelenmesi devrelerinde kullanılmak için uygundur. bazı durumlarda düzenin gate turn- off özelliğini kontrol etmek önemlidir. SCS'ler ve GTO'lar bu iş için kullanılır. SCS iki gate terminali düşük güçlü bir tristördür. Anot-katot akımı 4mA den daha az ise Gc (katot Gate) kullanılır. Bu düzendeki akım 4mA den daha büyük ise anot gate kullanılır. Bu düzende gateler düzeni off'a (kesime) anahtarlama için kullanılırlar. Gate torn-off düzenleri ise 100 KHz e kadar yüksek farklı devrelerde kullanılır.

Bu mümkündür. Çünkü Gate, SCR yi hem "off" hem de "ON" a döndürmek için kullanılır. GTO OFF' a zorlanırsa bu düzen SCR akım akışından daha çabuk akımı keser. Bu ise GTO bir sonraki periyodu daha hızlı (önce) turn-on yapmak için hazır olacak demektir.



b) Doymalı çekirdeğin karesel histerisiz çevrimi



(c) Dalga Şekilleri

İŞLEMİN TEORİSİ

Bir konvektörün temel devresi şekil (1.a) daki gibidir.

Şekil (1-b) de gösterilen karakteristik eğriye sahip karesel şekildeki transformatör üzerine girişine manyetik olarak kuple edilmiştir. Devrenin çalışmasını açıklamak için devrenin osilasyon yaptığını kabul edelim Q_1 transtörü iletimde ise besleme gerilimi (V_{CC}) transformatörün primer sargısı N_1 üzerine düşer. Ve akım değişim oranı;

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{V_{CC}}{N_1 \times 10^{-8}} \quad (1)$$

Eşitliğinin gösterdiği gibi doğrusaldır.(lineerdir).

$$e = -N \frac{d\phi}{dt}$$

Faradayın endüksiyon yazısı

Burada $\frac{d\phi}{dt}$ çekirdekteki akımın zamana göre değişimini wb/s

V_{CC} : Besleme gerilimi volt

N : Pirimerin toplam sargı sayısını yarısı bir uçtan orta uca kadar.

(1) Denkleminde açıklamayı basitleştirmek için transistörün doyma gerilimi ve N . Deki reaktif gerilim düşümü ihmal edilmiştir.

Çekirdekte değişen bu iki bobinlerle polaritesi Noktalarla gösterilen ve genliği sarım sayıları ile orantılı olan bir endükleyecektir. Onun için Q_1 transistörü negatif bağ gerilimi ile iletimde ve Q_2 ise pozitif gerilimle kesimde kullanılmıştır. Çekirdek doymaya yaklaştığında endüklenen gerilimler azalır. O yüzden sürmesi azalır. Q_1 transistörü kesime girmekte olduğundan N sargısının uçlarında endüklenen gerilimi yön değiştirir. Bu durum ters yönde bir kutuplamaya sebep olur ve Q_2 transistörü iletime geçerken Q_1 transistörü kesime girer. Bundan sonra çevrim tekrarlanarak devam eder. Şekil 1.a da Q_1 transistörü iletimde iken Q_2 transistörünün N_1 sargısı polaritesi besleme gerilimine sahiptir. Bu nedenle kesimdeyken bir transistörün uçları arasında besleme geriliminin 2 katı kadar gerilim vardır.

Transformatörün İncelenmesi

Konvertörün çalışmasını tanımlayan temel eşitlik,(1) eşitliğinden çıkartılır ve

$$V = 4B_m fN_1 S.A.10^{-8} \quad (2)$$

Burada:

V:doymalı çekirdeğin pirimerinin N_1 sargısındaki kare dalga geriliminin tepe değeri(V)

B_m = Doymalı çekirdeğin max akım yoğunluğu (gauss)

F=osilasyon frekansı(Hz)

N_1 = iletimdeki (ON) transistörün yük akımını taşıyan doymalı çekirdeğin primer sarım sayısı

A= Doymalı çekirdeğin alanı (cm^2)

S=Çekirdeğin yığın faktörü (stacking factor)

Temel bir konverter devresinde - tek transformatörlü şekil - transformatörün iki fonksiyonu yerine getirdiği görülür. Sadece standart güç transformasyonu değil bununla beraber osilasyon frekansında belirler. Tristötlerin fonksiyonu ise basitçe DC beslemeyi simetrik primerin bir yarısından diğer yarısına anahtarlamaktır.

Böylece meydana gelen kare dalga AC gerilim sekondere transforme edilmesine imkan verilir. Transformatörün tasarımı yalıtım miktarı ve tipi tel uzunluğu ve sargılar için pencere aralığı bakımından standart transformatör ile farkı yoktur çekirdek boyutu, frekans ve besleme gerilimi arasındaki ilişkiyi belirlemede yukarıdaki 2 nolu eşitliğin temel bir önemi vardır.

Tranzistörün İncelenmesi

Belirli bir konverter için transtörler 2 temel ihtiyaca cevap vermelidir.

- (1) Primer akımın max değeri ile belirlenen bir akım seviyesinde kullanılabilir bir h_{FE} ye sahip olmalıdır.
- (2) Kolektör –emetör uçları arasında uygulanacak max gerilimi karşılamaya uygun olmalıdır. (karşılayabilmelidir.)

Bu gerilim, besleme geriliminin iki katı olacaktır. Çünkü eğer gerilim sıçramaları (spikes) kısa süreli büyük genlikli darbeler ve kesimdeki (OFF) transistörün uçları arasında bulunacaktır. Genel olarak ifade edilirse bu maximum kolektör – emiter gerilimini Transistörün BV_{CES} oranından daha küçük bir değerle sınırlandırmak en iyisidir.

BAŞLATMA

Başlatma devresinin en yaygın tipi şekil 1 de görüldüğü gibi R_s başlatma direnci (starting resistans) üzerinde her iki transistöre az bir miktarda gerilim (yani ön gerilim – kutuplama) uygulanmıştır. R_s in değeri yükün ve transistörlerin h_{FE} sinin fonksiyonudur. Başlatma için en kötü durum h_{FE} nin minimum olduğu, düşük sıcaklıklarda ve büyük yüklerde meydana gelir. Çünkü başlangıçta bu büyük yük başlatmayı güçleştirebilir, filtre kapasiteleri mümkün olduğu kadar küçük olmalıdır. Başlatma direncinin değeri genel olarak en iyi deneme yanılma yoluyla belirlenir. Fakat yaklaşık değer;

$$V_1 = \frac{V_{cc} \cdot R_B}{R_s + R_B} \quad (3)$$

İfadesinden bulunabilir ki burada;

$$V_1 \cong 0,3V(Ge_transistor_icin)$$

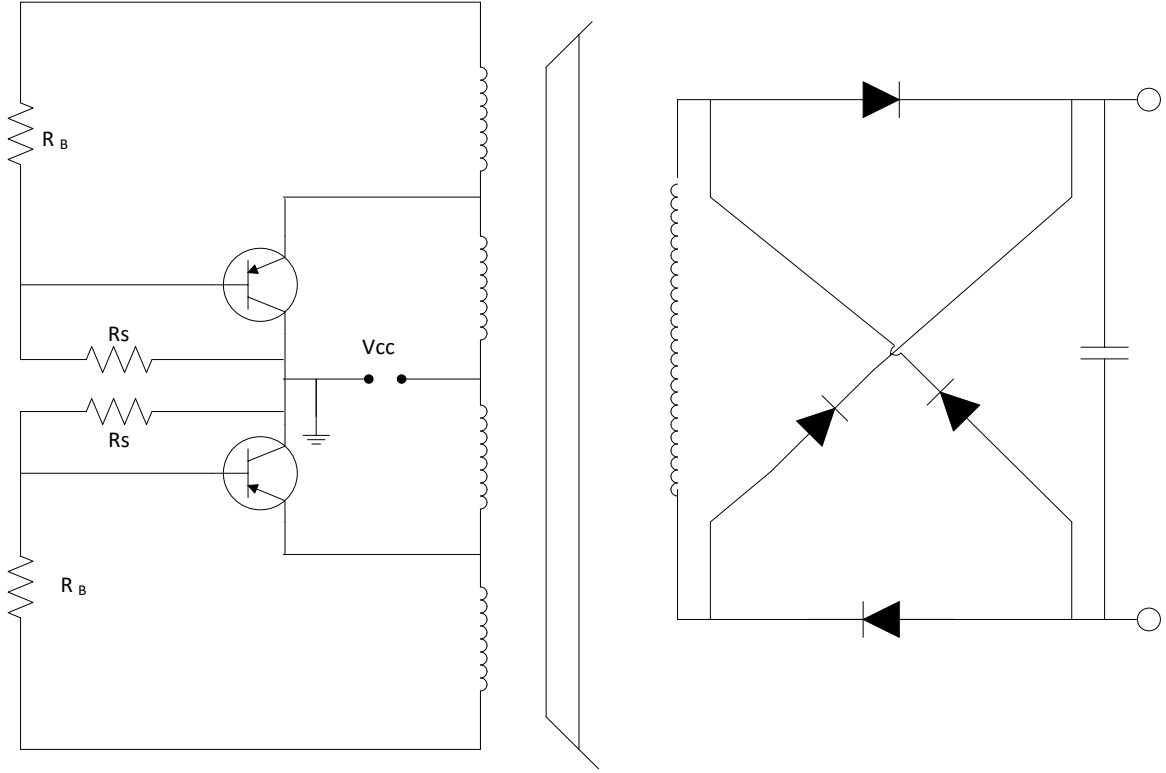
$$V_1 \cong 0,5V(Si_transistor_icin)$$

Kayıpları azaltmak için R_B yerine bir diyot kullanılabilir. Bu diyot öyle kutuplanır ki beyaz akımı iletim yönünde akabilir.

Osilasyonlar başlayıncaya kadar diyot açık devre olarak gözükeceğinden R_s in değeri artırılabilir.

DEVRE ŞEKİLLERİ

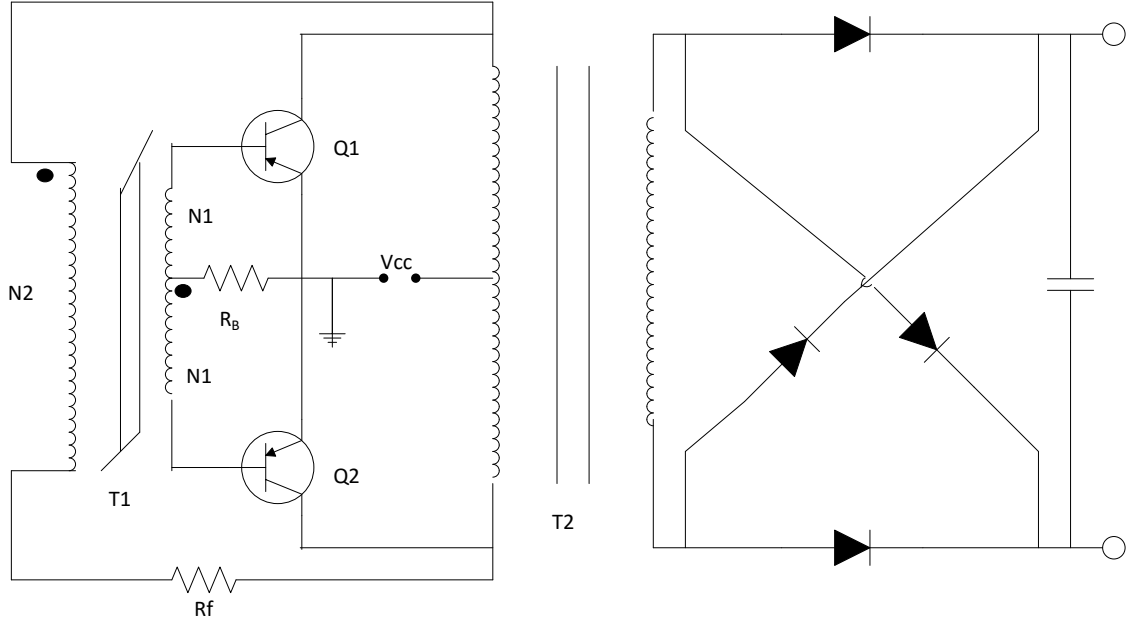
En çok kullanılan devre şekilleri şekil 1 de gösterilen O-E li devre şekli ile şekil 3 de gösterilen O-C lü ototransformatör ile şeklidir.



Şekil 3: O – C lü ototransformatör şekli

O-C lü ototransformatör şeklinin O-E lü şekle üstünlüğü;

Transistörlerin şaseleri yalıtım pulları kullanmadan doğrudan doğruya bir ortak soğutucuya monte edilebilir. Bir dezavantajı ise ilave R_B ve R_S (beyaz ve boşlatma dirençleri) ye ihtiyaç göstermesidir. Şekil 4 te gösterilen çift transformatörlü şekli ise tek transformatörlü şekle göre birçok avantajı sahiptir.



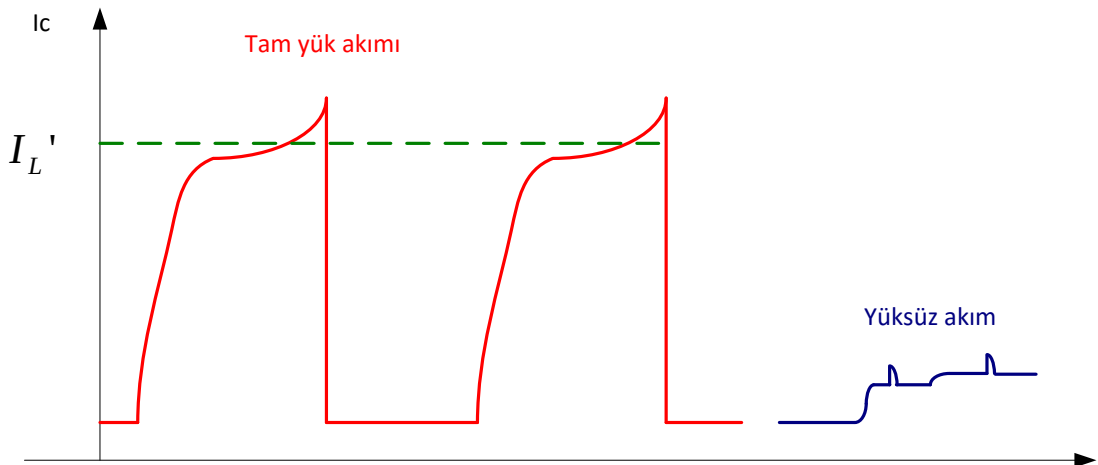
Şekil 4: Temel çift transformatörlü konverter devresi

Yüksüz ve tam yükte iken her iki şeklin tipik kolektör akımlarının karşılaştırılması şık 5ve 6 da gösterilmiştir. İki trafolu konverterde trafo doymaya gidince kolektör akımı $h_{FE} I_B$ çarpımını aşmaya yönelinceye kadar, yani iletimdeki (ON) Transistörü doymadan çıkarır. Tasarım genellikle h_{FE} nin değeri için yapılır yani;

$$I_L' \leq h_{FE(min)} \cdot I_B \quad (5)$$

Burada:

I_L =primere yansıyan max yük akımıdır.



Şekil 5: Çift transformatörlü konverter tipik kolektör akımları



Şekil 6: Tek transformatörlü konverter tipi kollektör akımları

Bir çok transistörün 3:1 oranında h_{FE} li transistörlerde gerçek kolektör tepe akımı değeri akseden yük akımından 3 kat daha büyük olabilecektir. Çift trafolu Şekil klasik konvrtörler fark eder. Bu konverterde anahtarlama küçük ve doymalı şerit sargılı traidal (tape- wound toroidal) transformatör tarafından belirtilirken, daha büyük ve doymasız güç transformatörü geri besleme ve çıkış güç transformasyonunu gerçekleştirir.

Çıkış transformatörü doymaya girmediği için anahtarlama iletimde olan transistörün doymadan çıkaran artan mıknatıslanma akımıyla belirlenmez. Bunun yerine iletimdeki transistör toroidal transformatör doyuma girdiğinde meydana gelen beyz akımında ki azalma ile doymadan çıkartılır. Çekirdek doymaya yaklaşıırken artan mıknatıslanma akımı (R_f) geri besleme direnci üzerinden ilave bir gerilim düşümüne sebep olur. Böylece doymaya giden transformatörün primeri, üzerinden daha az bir gerilim düşümüne sahiptir. Ve bu durum sekonderdeki azalmayı veya beyz sürme gerilimindeki azalmayı etkiler.

PRATİK DEVRELER

<u>Konverter</u> <u>Çıkış gücü(W)</u>	<u>Giriş</u> <u>Gerilim(V)</u>	<u>Çıkış</u> <u>Gerilim(V)</u>	<u>Transistör</u> <u>tipi</u>
15	12	300	2N1038
30	12	300	2N1042
55	12	100	2N546
100	12	300	2N511
150	12	500	2N512
200	12	300	2N513
250	12	500	2N514
500	28	300	2N514A

Performans Kriterleri

Çıkış gerilimi, çıkış gücü, frekans ve verimin yük akımı ile değişimi farklı konverterler için çizilmiştir. Bütün konverterlerin verimi belirtilen yükte %80 in üzerindedir. Bütün konverterlerde çıkış dalgalanması belirtilen yükten %4 ten daha azdır.

Tasarım Örneği

200W'lık iki (dual) trafolu bir konverterin adım adım tasarımı;

VERİLENLER

Çıkış gücü	:	Po=200W
Besleme gerilimi	:	Vcc=12V
Çıkış gerilimi	:	Vo=300V
Çekirdek	:	Toroidal
Frekans	:	400Hz
Devre Şekli	:	Ortak Emiterli B – tipi konverter
Verim	:	%80

%80 lik verim için giriş gücü;

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{200W}{P_{in}} = 0,80 \Rightarrow P_{in} = \frac{200}{0,80} = 250W$$

Her bir transformatörün kolektör akımı;

$$I_C = \frac{P_{in}}{V_{CC}} = \frac{250W}{12V} = 20,8A$$

Besleme gerilimi (Vcc=12V) ve max kolektör akımı ve max kırılma gerilimi göz önüne alındığında bu değerler için 2N513 transistörü seçilebilir.

$$V_{CE} = 2V_{CC} \Rightarrow 2 \times 12 = 24V \text{ olmalıdır. (kesimdeyken)}$$

Her bir transformatörün baz akımı;

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}(\min)} = \frac{20,8}{20} = 1,04A$$

$h_{FE}(\min)$: belirli bir Ic'de minimum kısa devre akım kazancıdır.

Baz emiter gerilimi 2V bulunur. (katalogdan) transistörler arasında V_{BE} 'deki değişikliğin etkisini azaltmak için baz – emiter geriliminin iki katı alınarak baz sürme (base drive) gerilimi belirlenir.

Baz sürmesi için gerekli güç;

$$P_D = V_D I_B = 4V \times 1,04A = 4,16W$$

P_D =Sürme gücü

V_D =Sürme gerimi

Sürücü trafo için %90lık bir verim öngörülürse sürücü trafonun primerine verilmesi gereken güç;

$$\eta_2 = \frac{P_D}{P_2} \Rightarrow P_2 = \frac{P_D}{\eta_2} = 4,6W$$

Sürücü trafonun dönüştürme oranı 4:1 seçilirse bu sürücü trafonun primer gerilimini 16V'a ayarlar demektir. **Sürücü trafonun primer akımı;**

$$I_2 = \frac{P_2}{V_2} = \frac{4,6}{16} = 288mA$$

Bundan sonra primer ve sekonder sargıları için tel uzunlukları seçilir

N2 (primer)	AWG no:26
N1(sekonder)	AWG no:20

Daha sonra sürücü trafo için troidal çekirdek seçimi yapılır.

Tasarım R_B R_s R_F ve transformatörün belirlenmesiyle tamamlanır.

R_B baz direnci 4V'luk beslemenin yarısı üzerinde düşecek şekilde seçilir. Başlatma direnci R_s kayıpları minimuma indirecek ve güvenilir bir başlatmayı sağlayacak şekilde mümkün olduğu kadar büyük seçilir.

Geri besleme direnci R_F belirtilen yükte trafonun primerine 16V düşecek şekilde seçilir.

200W'lık güç trafosunun belirtilen yükte çekirdek kaybı 10W hesaplanmıştır. Primer ve sekonder sargılarının kayıpları ise yaklaşık 2W'tır. (her biri için) Trafonun giriş empedansı yük direncinin yaklaşık 40 katı yapılmış olur.

İNVERTERLER

İnverterler bir DC kaynaktan AC çıkış sağlayan devrelerdir. En basit bir transistörlü bir inverterde AC çıkış kare dalgadır. Bir çok cihaz kare dalga gerilim ile tatmin edici bir şekilde çalışabilir. Fakat bazı durumlarda istenmeyen harmonikleri bastırmak için sekanderdex bir filtre gerekir. Bir kare dalganın temel harmonik bileşeni aynı frekanslı bir sinüz dalgasıdır. Temel harmonik bileşeni kare dalganın 1,11'e bölünen max değeridir. Eğer 220V efektif gerilimli bir sinüz dalgası gerekiyorsa trafonun çıkışı 244,2V tartı filtredeki gerilim düşümü olacaktır.

$$\Rightarrow \text{Biçim katsayı(şekil faktörü)} \quad k = \frac{\text{efektif değer}}{\text{mutlak değer ortalaması}} \quad (\text{sinüs için})$$

$$\frac{\frac{Vm}{\sqrt{2}}}{\frac{2Vm}{\pi}} = \frac{Vm}{\sqrt{2}} \times \frac{\pi}{2Vm} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$$

Bir konverterde osilasyon frekansının tam değeri ve onun yükle ve gr. gerilimi değişiklikleri ile değişmesi genellikle önemli değildir.

Bununla birlikte bir inverterde bu özellikler önemli olabilir. Çok yaygın olarak kullanılan devreleri osilasyon frekansı doymalı çekirdekli bir osc ile ayarlanır. Ve temel konverterve inverter eşitliği ile gösterilen gerilime bağlıdır.

$$E = 4 \cdot Bm \cdot f \cdot N_1 \cdot S \cdot A \cdot 10^{-8} \quad (1)$$

Burada;

E: simetrik primer sapının bir yarısında endüklenen kare dalganın tepe gerilimi (V)

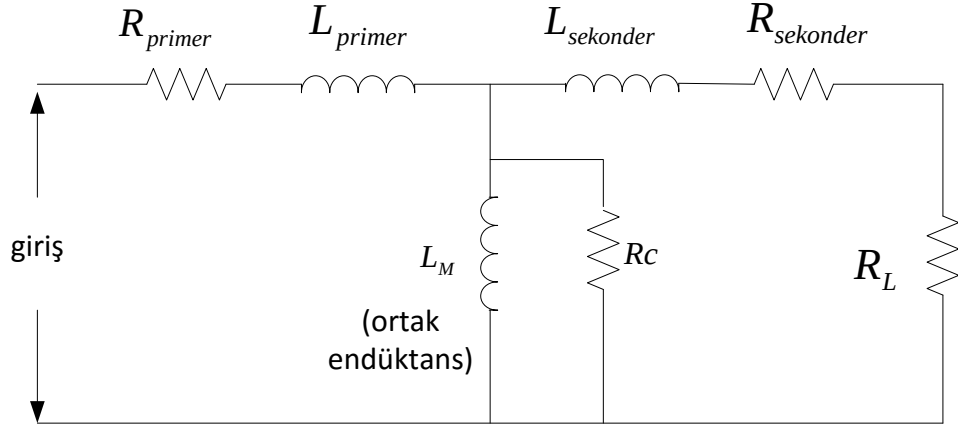
f: osilasyon frekansı (Hz)

N1: doymalı çekirdekteki toplam primer sargıları yarısı

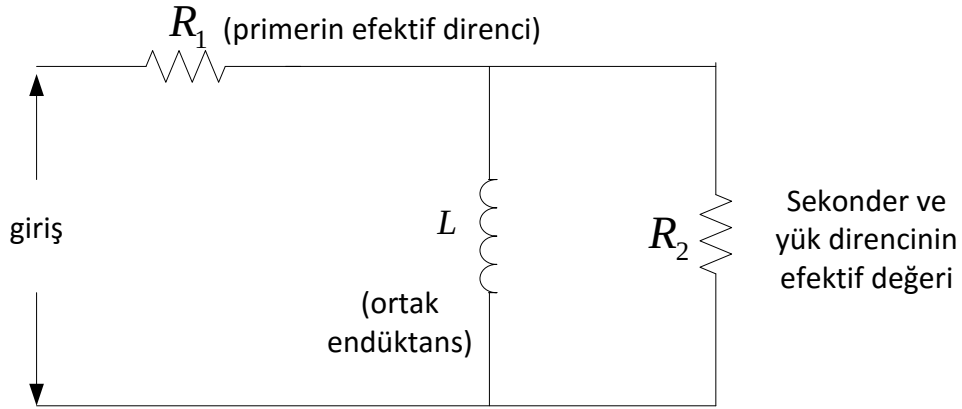
A: doymalı çekirdektekinin alanı (cm²)

S: çekirdeğin yığın faktörü

(1)eşitliği özel bir çekirdek için diğer bütün parametreler sabit olduğundan dolayı frekansın gerilime bağlı olduğunu gösterir. Onun için frekans gr. Gerilimini kontrol etmek suretiyle kontrol edilebilir.



(a)



(b)

Şekil 1: Transformatörün yaklaşık eşdeğer devreleri

$$U = L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{U}{L} \Rightarrow \int di = \frac{1}{L} \int U \cdot dt$$

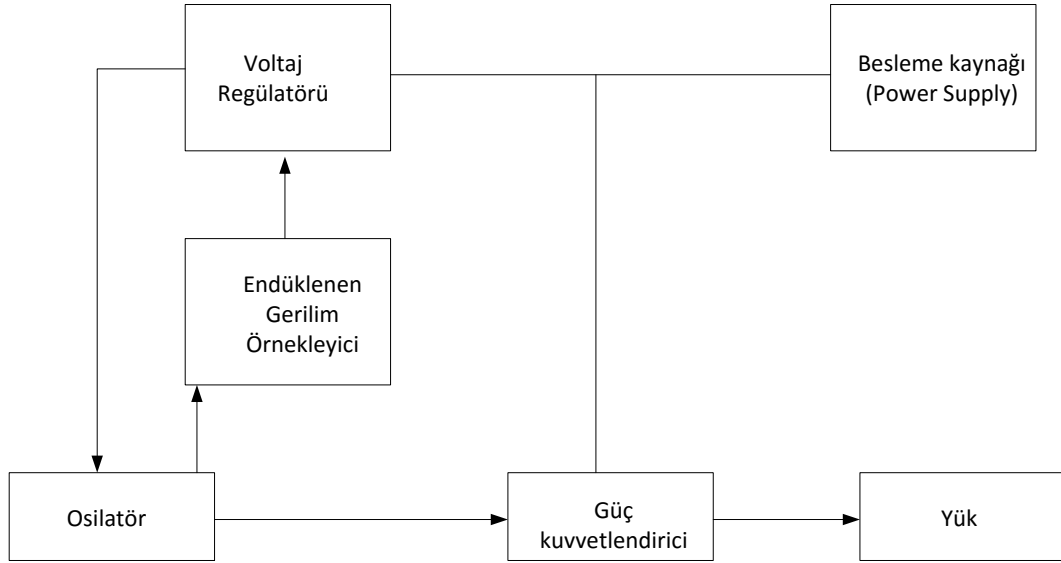
$$E_i = \frac{E_A \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

E_i : endüklenen gerilim

E_A : uygulanan gerilim (applied)

Yukarıdaki ifadede idealde R_1 sıfır olmalı ya da R_2 göre çok düşük olmalıdır. Uygulanan ve endüklenen gerilim arasındaki farkı minimuma indirmenin bir yolu primerde kalın tel kullanılmaktadır. Öyle ki E_i , E_A' ya yaklaşır. Fakat bu transistörün doyma gerilimindeki akımla

değişikliği kompone etmez(gidermez) ki bu yük frekansta bir değişikliğe sebep olur. Eğer geri gerilimi regüleli ise frekans doymalı çekirdekli trafonun primerinde çok kalın iletken kullanmak suretiyle yaklaşık $F, \%2$ ye kadar kontrol edilebilir.



Şekil2: 50 Hz' lik bir güç inverterin blok diyagramı

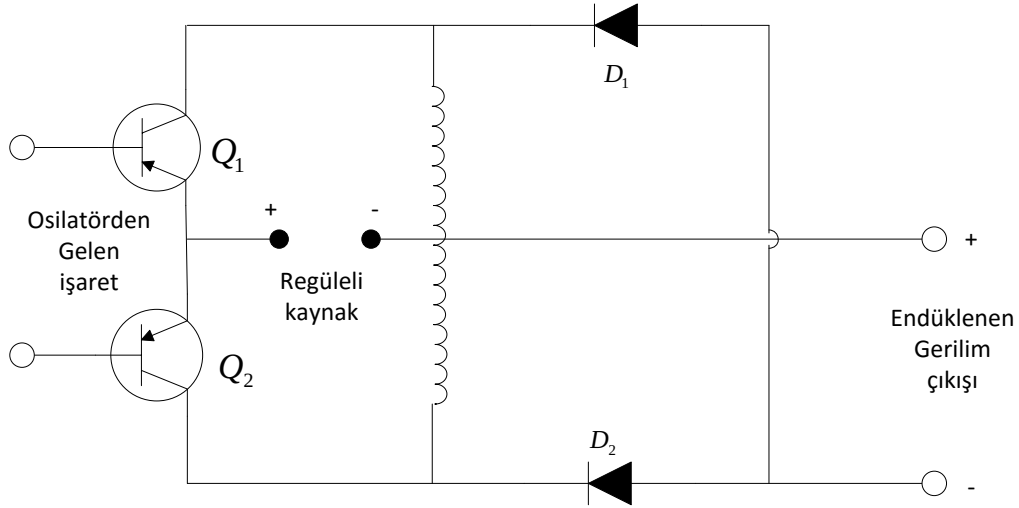
1) Frekans stabilizesi

Eğer çok yakın bir (sıkı) frekans kontrolü gerekli ise endüklenen gerilim değişimini ölçen bir metot kullanılmalıdır. Öyle ki osilatörün besleme gerilimini ayarlamak suretiyle kompanzasyon elde edilebilir. Şekil2 frekansı kararlı (stable) bir güç inverterini blok diyagramını gösterir. Doymalı çekirdekli osilatörün çalışma frekansı endüklenen doymalı transformatörün endüklenen gerilimine bağlıdır. Endüklenen bu gerilim trafonun endüklenen gerilimini sabit tutmak için regülatörün çıkış gerilimini değiştiren bir duyarlık devresi (sensing circuit) ile algılanır. (dedekte edilir) Ve bununla frekansı stabilize eder. Osilatör güç kuvvetlendiricisine transformatör kuplajlıdır. Güç kuvvetlendiricisi ise yüke güç sağlar sadece osilatör regüleli kaynak gerilimi gerektirir. Böylece güç kuvvetlendiricisi direkt olarak güç kaynağına bağlanır.

Doymalı Çekirdekli Osilatör

Doymalı bir trafo kullanan bir inverterdir. Devresi ful konverter devresinin aynısıdır. (doğrultucusuz)

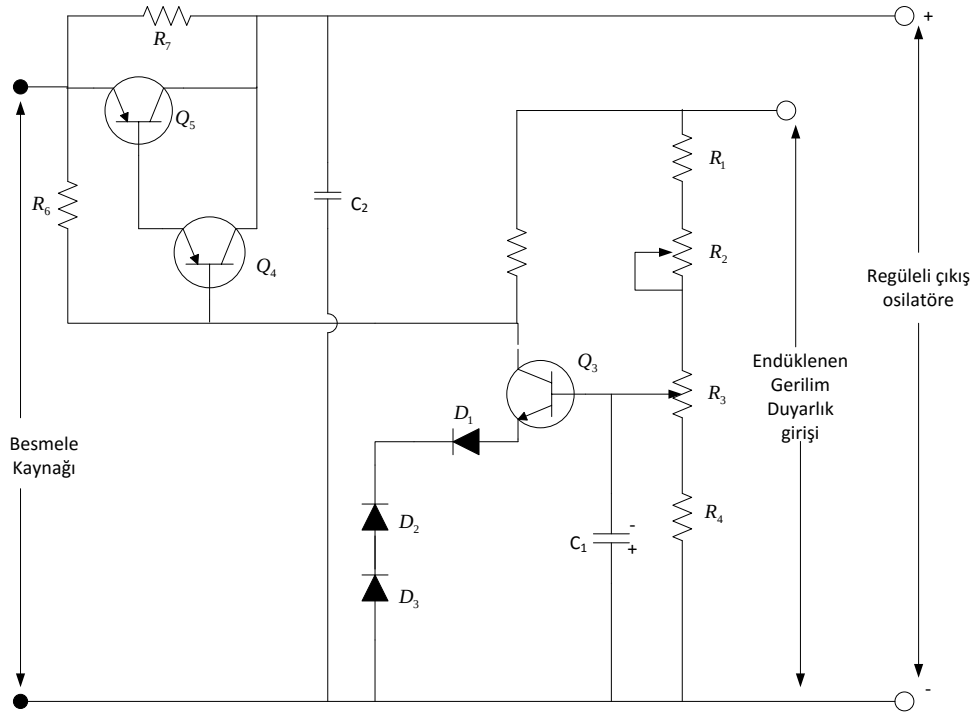
Endüklenen gerilim duyarlık devresi;



Şekil3: Endüklenen gerilim duyarlık devresi

Şekildeki duyarlı devresi OFF (kesim) periyodu esnasında osilatörün her bir primerine bağlanır. Duyarlılık devresi tarafından görülen gerilim regülatörün giriş devresinin yüksek empedansından dolayı endüklenen gerilim ile hemen hemen aynıdır.

GERİLİM REGÜLATÖRÜ

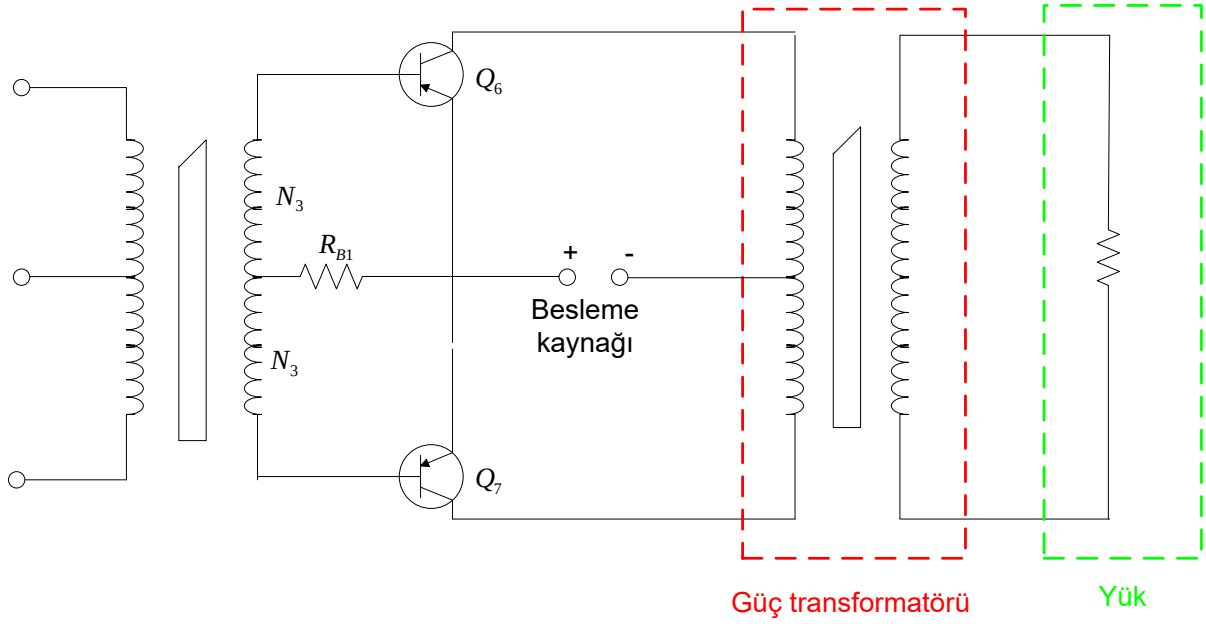


Şekil 4: Inverter regülatör devresi

Endüklenen gerilim, kaynağın negatif ucunca göre negatiftir. Ve Q_3 transistörünün bazını sürer. Eğer endüklenen gerilim azalırsa Q_3 için sürme gerilimli emiterdeki referans gerilimin baza uygulanan gerilimin oranı ile artar.

Seri regülatör Q_5 , doymalı çekirdekli osilatöre beslenen gerilimi artırır sonuçta endüklenen gerilim yaklaşık olarak başlangıçtaki değerine yükselir. D_2 ve D_3 diyotları, D_1 çıkış diyotu ve Q_3 transistörü için sıcaklık kompozisyonu sağlarlar. C_1 kondansatörü regülatör kuvvetlendiricinin yüksek frekans cevabını azaltır. R_7 ise başlangıçta güç uygulandığında, osilasyonları başlatmak için yeterli regülatör çıkış gerilimini sağlar.

2. Güç Kuvvetlendirircisi



Şekil 5: Sürülen güç kuvvetlendiricisi

Şekil 5 teki güç kuvvetlendiricisi osilatör tarafından süzülür ve doğrudan doğruya güç kaynağından beslenir. Eğer regüleli çıkış gerilimi gerekli ise transformatörlü bir regülatör, kaynak ve bu kuvvetlendirici arasına konulabilir.

Güç trafosu istenilen frekansta kara dalga çıkış gerilim üretmek için yeteri kadar sarım sarılmalıdır. Güç trafosunun tepe akımı yansıtılan yük akımının tepe değeri olacaktır. Bu trafonun çekirdeği doymaya girmeyeceği için mıknatıslanma akımı küçük olacaktır.