

ELEKTRONİK DEVRELER DERS NOTLARI

Prof. Dr. Bülent ÇAKMAK

Ders içeriği:

I. YÜKSELTEÇLERİN FREKANS CEVABI

- Desibel kavramı
- Yukselteçlerin frekans-kazanç eğrileri (Bode diyagramları)
- Yukselteçlerin alçak ve yüksek frekans cevabı
- Çok katlı yükselticelerde frekans cevabı

II. REGÜLATÖRLER VE GÜC KAYNAKLARI

- Zener diyon ve transistör ile regülasyon
- Gerilim regülasyonlu güç kaynağı
- IC gerilim regülatörleri
- Anahtarlamalı (Switch-mode) güç kaynakları

III. AKTİF FİLTRELER (ACTIVE FILTERS)

- Pasif ve aktif filtreler
- İkinci dereceden alçak ve yüksek geçiren filtreler
- Band geçiren ve band durdurulan aktif filtreler

IV. GERİLİM KONTROLLÜ OSİLATÖRLER VE FAZ KİLİTLEMELİ ÇEVİRİM

- Op-Amp'lı gerilim kontrollü osilatörler (kare ve üçgen dalga üreteçler)
- 566 fonksiyon üreteci
- Faz kilitlemeli Çevrim (Phase Locked Loop-PLL) ve uygulamaları

V. GERİ-BESLEMELİ (FEED-BACK) YÜKSELTEÇLER

- Geri-besleme kavramları
- Geri-besleme bağlantı türleri
- Pratik geri-besleme devreleri

VI. YÜKSELTEÇLERDE OSİLASYON KAVRAMI

- RC osilatörler
- Wien köprü osilatörler
- Colpits ve Hartley osilatörler
- Kristalli osilatörler

1. YÜKSELTEÇLERİN FREKANS CEVABI

BJT ve FET'lerin frekans cevabına konusuna grimededen önce bu devrelerin frekans analizlerinde sıkça karşımıza çıkacak olan desibel kavramı üzerinde öncelikle duralım.

1.1 DESİBEL:

Telefon kullanılmaya başlandığında ilgili kurumlar bir iletim birimi bulmak/kullanmak sorunu ile karşılaşmışlardır. Doğal olarak o zaman iletim ya da haberleşme denince akla çoğunlukla telefon gelmekte idi.

Bu konudaki ilk öneri, Alexander Graham Bell tarafından telefonun bulunmasından iki yıl sonra 1887'de W. H. Pierce tarafından ortaya atılmıştı. O zaman Amerika ve Avrupa'da kullanılmaya başlayan telefon standartları arasında bir uyum yoktu. Amerikalı ve Avrupalı telefon şirketlerinin kendi kıtaları için daha uygun olacağını düşündükleri ve ısrar ettikleri birkaç birim üzerinde uzlaşmalar oldu. Eylül 1927'de İtalya'da tam olarak bir uzlaşma sağlanamasa da iki adet birim üzerinde karar verildi. Birinci birimde "e" doğal logaritmanın tabanını ve üst kuvvetleri oranını temel alan birim ile 10 sayısının güçleri oranını temel alan birim kaldı. Birinci birimde doğal logaritma kullanıldığı için bulucusu John NAIPER onuruna "neper" denmesi önerildi. İkinci birimde ondalık logaritma kullanılıyordu ve bu birime de telefonu bulmuş olan Alexander Graham BELL onuruna "Bell" denilmesi önerildi. İşte **desibel** sözcüğü buradan doğmuş oldu.

Bir sinyal bir noktadan başka bir noktaya iletilirken birçok işleminden geçebilir. Bu sinyal kimi zaman kat kat amplifikasyona tabi tutulur, kimi zaman da zayıflamaya uğrar. Bu iletişim hattı üzerinde bulunan katların (amplifikatörler, filtreler, kablolar vs.) bir kazançları ve kayipları vardır. Bu kazanç ve kayiplar desibel (dB) ile ifade edilir. **Desibel iki güç arasındaki oranın logaritmik ifadesidir.** Daha belirgin bir ifadeyle çıkış gücünün giriş gücüne oranının 10 tabanına göre logaritmasının 10 ile çarpımıdır.

Güç Kazancı :

$$\text{Gain (dB)} = 10 \log \frac{\text{Çıkış gücü}}{\text{Giriş gücü}}$$

Örnek: Bir amplifikatörün girişine 50 W uyguladığımızda çıkışından 250 W güç alırsak kazancımız:

$$\text{Kazanç (dB)} = 10 \log(250/50) = 10 \log 5 = 10 \cdot 0,698 = 7 \text{ dB}$$

Örnek: Şayet bir filtrenin girişine 50 W uyguladığımızda çıkışından 45 W güç alıyorsak kaybımız:

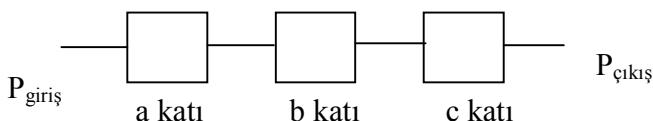
$$\text{Kazanç (dB)} = 10 \log(45/50) = 10 \log(0,9) = 10 \cdot (-0,045) = -0,45 \text{ dB}$$

Sonuç olarak çıkışın girişe olan oranında çıkan desibel değeri pozitif ise kazanç vardır. Sonuç negatif olduğunda ise kayıp vardır denilir. Kazanç birimi olarak desibel, amplifikatörlerde ve filtrelerde kullanıldığı gibi elektronik gürültü ölçümlerinde, ses şiddetine, iki ayrı sinyalin izolasyon ölçümlerinde vs. kullanılır. Anlaşılacağı gibi bu değer mutlak bir ölçüm değeri değil logaritmik oransal bir ölçüdür.

Örnek: Bir amplifikatörün girişine uygulanan güç, çıkıştan 4 kat kuvvetlendirilmiş olarak elde edilirse kazancımız ne olur?

$$\text{Kazanç (dB)} = 10 \times \log(P_{\text{çıkış}}/P_{\text{giriş}}) = 10 \cdot \log(4) = 10 \cdot 0,6 = 6 \text{ dB}$$

Örnek: Peşpeşe 3 ayrı amplifikatör ile bir amplifikasyon yapılıyorsa toplam kazanç ne olur?



Toplam kazancı bulmak için her katın çıkışları dB cinsinden toplanır. Bu arada her bir katın belli bir kazancı olduğunu farz edersek,

Örneğin: $a = 2 \text{ dB}$, $b = 8 \text{ dB}$ ve $c = 4 \text{ dB}$

$$\text{Toplam kazanç} = a + b + c = 2 + 8 + 4 = 14 \text{ dB} \text{ olur}$$

Örnek: Bir filtrenin girişine 40 W güç uygulandığında filtrenin araya girme kaybı (insertion loss) 1 dB ise filtre çıkışından kaç watt elde edilir?

$$\text{Gain (dB)} = 10 \times \log(P_{\text{çıkış}}/P_{\text{giriş}})$$

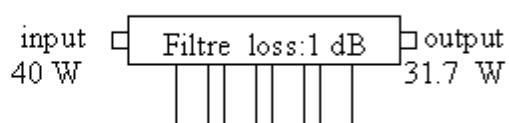
$$-1 = 10 \times \log(P_{\text{çıkış}}/40)$$

$$-0.1 = \log(P_{\text{çıkış}}/40)$$

$$P_{\text{çıkış}}/40 = 0.794$$

$$P_{\text{çıkış}} = 40 \times 0.794$$

$$P_{\text{çıkış}} = 31.76 \text{ W.}$$



Örnek: Bir amplifikatör çıkışı bir spektrum analizör ile ölçülmek isteniyor. Analizörün girişinde maksimum 100 mW müsaade ediliyor. Amp. çıkış gücü = 10 W. Bu amplifikatörü ölçmek için araya minimum kaç desibel bir zayıflatma koymamız gerekiyor?

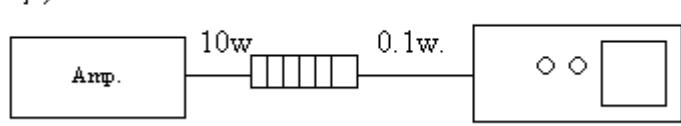
$$\text{Gain (dB)} = 10 \times \log(P_{\text{çıkış}}/P_{\text{giriş}})$$

$$\text{dB} = 10 \times \log(0.1/10)$$

$$\text{dB} = 10 \times \log 0.01$$

$$\text{dB} = 10 \times -2$$

$$\text{dB} = -20$$



Gerilim Kazancı:

Buraya kadar güç kazancı ve güç kaybını inceledik. Ayrıca AC devrelerde (ses, frekans vs.) gerilim kazancı ve kaybı söz konusudur. Bir devrenin çıkış geriliminin giriş gerilime oranının 10 tabanına göre logaritmasının 20 ile çarpımı gerilim kazancı ve kaybını belirler.

Çıkış direncinin giriş direncine eşit olması durumunda:

$$\text{Gain(dB)} = 20 \cdot \log \frac{\text{Çıkış gerilimi}}{\text{Giriş gerilimi}}$$

veya diğer bir deyişle;

$$G_v = 10 \log \frac{P_\varphi}{P_g} = 10 \log \frac{V_\varphi^2 / R_i}{V_g^2 / R_i} = 10 \log \left(\frac{V_\varphi}{V_g} \right)^2 = 20 \log \left(\frac{V_\varphi}{V_g} \right)$$

Örnek:

Bir cihazın giriş gücü 1000 V'da 10 kW'dır. Çıkış gücü ise, çıkış empedansı 20Ω iken 500 W 'tir. Buna göre;

- a) dB cinsinden güç kazancını bulunuz.
- b) dB cinsinden gerilim kazancını bulunuz
- c) (a) ve (b) şıklındaki sonuçların neden uyuşmadığını bulunuz.

Çözüm:

a) $G_{dB} = 10 \cdot \log(P_\varphi/P_g) = 10 \log(500/10000) = -13.01 \text{ dB}$ (kayıp var)

b) $G_v = 20 \log \left(\frac{V_\varphi}{V_g} \right) = 20 \log \left(\frac{\sqrt{P_\varphi R_\varphi}}{V_g} \right) = 20 \log \left(\frac{\sqrt{500 \cdot 20}}{1000} \right) = 20 \log \left(\frac{1}{10} \right) = -20 \text{ dB}$

c) $R_i = V_g^2 / P_g = 10^6 / 10^4 = 100 \Omega$

Gördüğü gibi giriş direnci 100Ω olup 20Ω 'luk çıkış direncinden farklıdır. Bu nedenle a ve b şıklındaki sonuçlar uyuşmamaktadır.

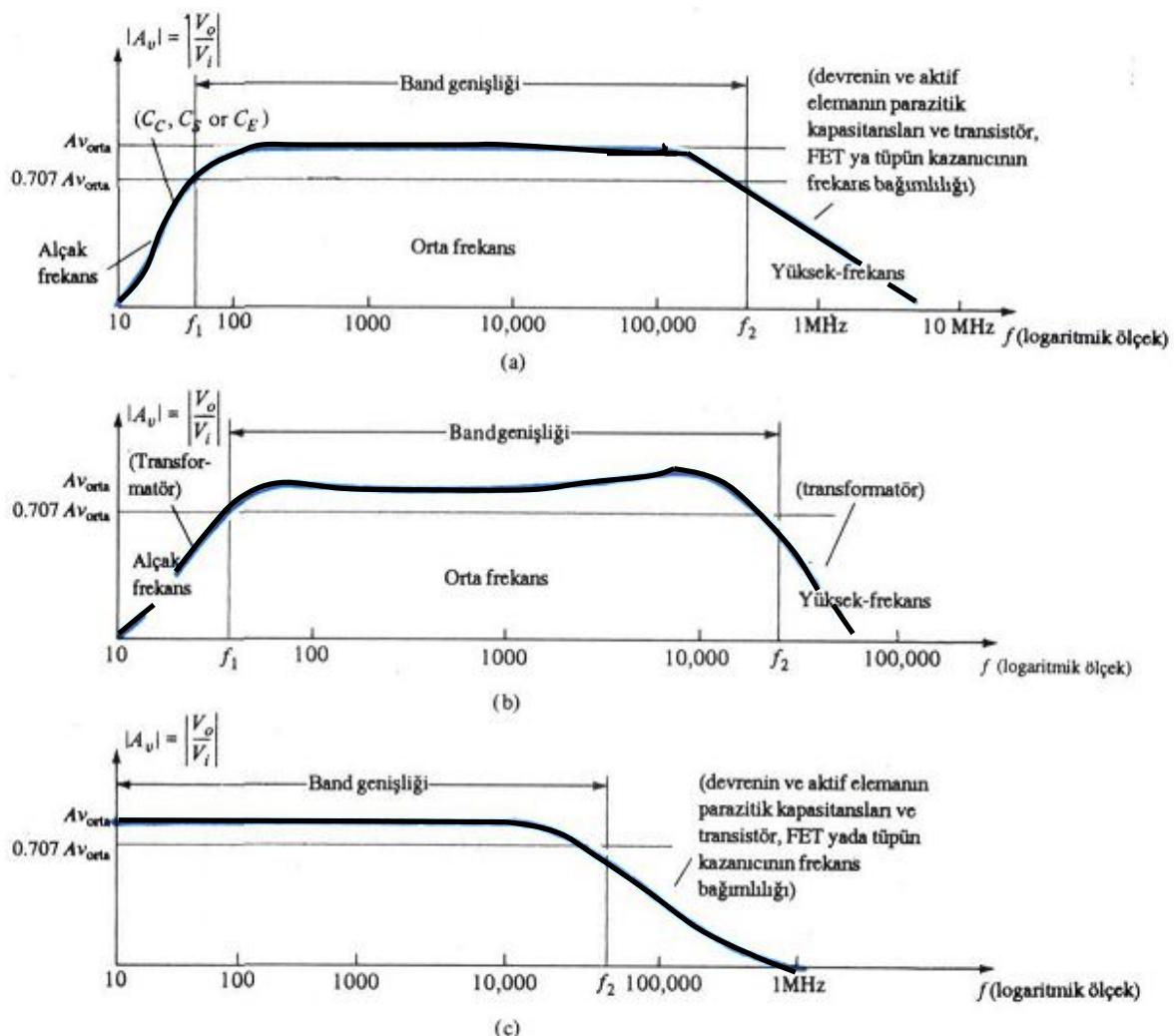
ÇALIŞMA SORUSU: 40 W çıkışlı bir yükselteç 10Ω 'luk bir hoparlöre bağlanmıştır.

- a) Güç kazancı 25 dB ise tam güç sağlamak için gereken giriş gücünü bulunuz.
- b) Yükseltecin gerilim kazancı 40 dB ise nominal çıkış için giriş gerilimini hesaplayınız.

1.2 Yükselteçlerin Frekans Cevabı

Analog elektronik dersinde yükseltelerin orta frekans bandı civarındaki çalışmaları incelenmişti. Bu frekans bandında koplaj ve köprüleme kondansatörleri AC çalışmada kısa devre edilmiştir. Öte yandan, düşük frekanslarda bu kapasitörlerin reaktansında meydana gelen değişme nedeniyle kısa devre yaklaşımı kullanılamaz. Yüksek frekanslarda ise aktif elemanın (transistör) ve devrenin kaçak kapasitif etkileri (**parazitik kapasitans**) sistemin yüksek frekans tepkisini sınırlayacaktır. Ardışık (kaskat) bağlı bir sistemin kat sayısındaki artış hem alçak hem de yüksek frekans tepkisini sınırlayacaktır.

RC koplajlı, doğrudan-koplajlı ve transformatör-koplajlı bir yükseltecin genlik kazanç eğrileri, diğer bir deyişle **Bode eğrileri**, **Şekil 1.1'de** verilmektedir. Yatay eksen, alçak frekans bölgelerinden yüksek frekans bölgelerine uzanan bir grafik çizebilmek için logaritmik ölçekte verilmektedir.



Şekil 1.1 Yükseltecin frekans kazanç eğrileri (**Bode eğrileri**); **a)** RC koplajlı, **b)** transformatör koplajlı, **c)** Doğrudan koplajlı.

RC kuplajlı bir yükselticede düşük frekanslardaki düşüşün nedeni, C_C , C_S veya C_E 'nin artan reaktansıdır. RC kuplajlı devrenin yüksek frekans sınırı ise transistörün parazitik kapasitif etkileri ile belirlenir.

Transformatör kuplajlı devrede ise düşük frekanslarda oluşan frekans tepkisi, endüktif reaktansın ($X_L=2\pi fL$) kısa devre etkisinden kaynaklanmaktadır. Yüksek ferakans tepkisi ise, primer ve sekonder sargıları arasındaki kaçak kapasitans tarafından oluşturulmaktadır.

Doğrudan kuplajlı yükseltece, herhangi bir kondansatör elemanı olmadığı için düşük frekanslarda düşüre neden olabilecek bir etki de söz konusu olmayacağıdır. Yüksek frekanslarda ise transistörün parazitik kapasitans etkileri bir düşüre neden olmaktadır.

Şekil 1.1'deki devrede nispeten yüksek olan kazancın frekans sınırlarını sabitleştirmek için kazanç kesim seviyesi olarak $0,707 \cdot A_{\text{orta}}$ seçilmiştir. Bunlara karşılık gelen f_1 ve f_2 frekansları ise **kesim (cut-off) frekansları** olarak adlandırılır. $0,707$ çarpanının seçilme nedeni, bu seviyede çıkış gücünün orta band güç çıkışının yarısı kadar olmasıdır. Şöyle ki,

$$P_{0orta} = \frac{|V_0^2|}{R_0} = \frac{|A_{Vorta} V_i|^2}{R_0}$$

Yarım-güç frekansında (Half-Power Frequency / HPF):

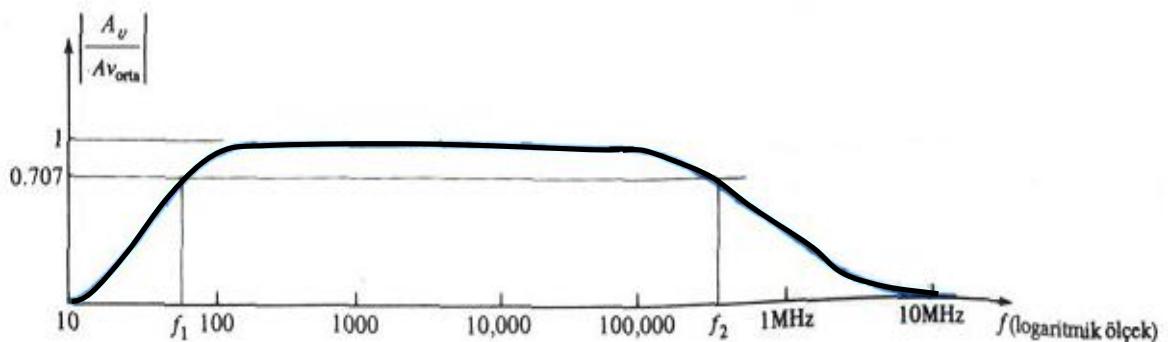
$$P_{0HPF} = \frac{|0.707A_{Vorta}V_i|^2}{R_0} = 0.5 \frac{|A_{Vorta}V_i|^2}{R_0} = 0.5P_{0orta}$$

Sistemlerin band genişliği f_1 ve f_2 frekansları ile belirlenir. Buna göre;

Band genişliği (BW) = $f_2 - f_1$

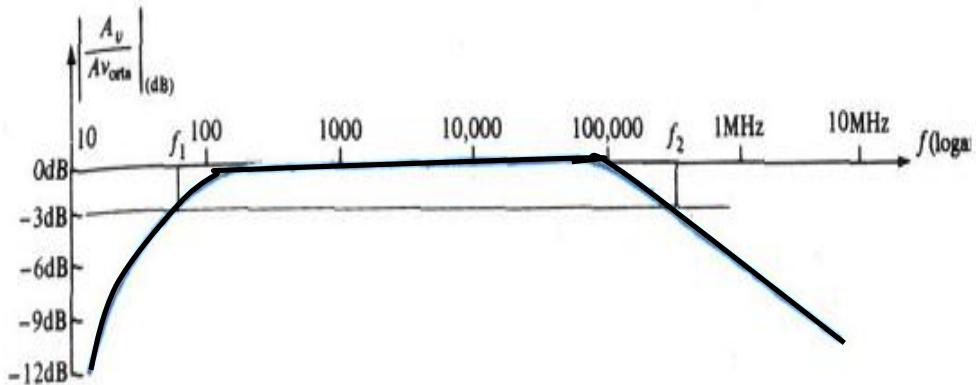
Haberleşme alanındaki uygulamalarda kazancın frekansa göre desibel cinsinden grafiği daha kullanışlıdır. Normalize edilmiş kazanç eğrisi, denklem 1'de gösterildiği gibi formülüze edilmiş ve **Sekil 1.2**'deki gibi gösterilmiştir.

$$\left| \frac{A_V}{A_{Vorta}} \right|_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{A_V}{A_{Vorta}} \right| \dots \text{denklem (1)}$$



Şekil 1.2 Normalize edilmiş kazanç (Bode) eğrisi

Orta band frekanslarında $20\log_{10}(1) = 0$ ve kesim frekanslarında $20\log_{10}(1/\sqrt{2}) = -3$ dB'dir. Bu durum **Şekil 1.3**'deki dB eğrisinde gösterilmiştir.

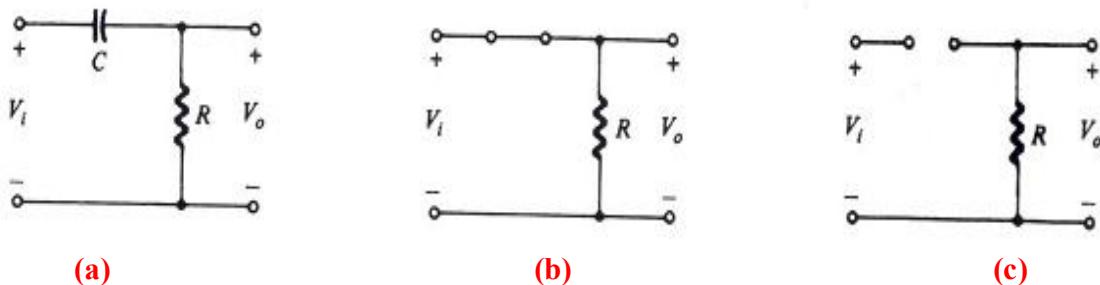


Şekil 1.3 Normalize edilmiş frekans-kazanç (Bode) eğrisinin dB cinsinden grafiği.

2.2.1 RC tepkisi:

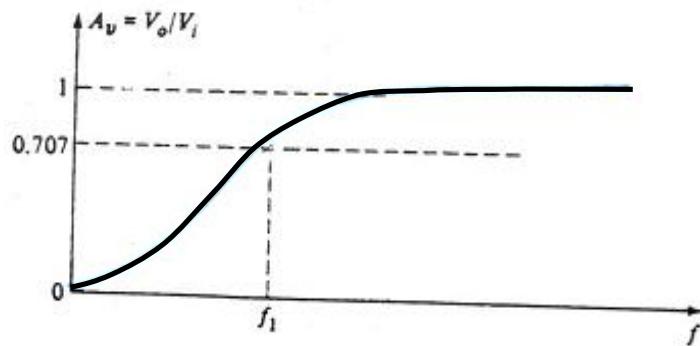
Evvela uygulanan frekansın temel bir RC devresi üzerindeki etkisini inceleyelim.

$X_C = \frac{1}{2\pi f_1 C}$ olduğundan çok yüksek frekanslarda kondansatörün reaktansı 0 (sıfır) olurken, çok düşük frekanslarda ise, örneğin $f=0$ Hz'de, ∞ (sonsuz) olacaktır (**Şekil 1.4**).



Şekil 1.4 (a) Temel RC devresi, (b) Çok yüksek frekanslarda yaklaşık eşdeğer, (c) Çok düşük frekanslarda yaklaşık eşdeğer.

Kazanç, $A_v = V_o/V_i$ oranı **Şekil 1.5**'deki gibi olacaktır.



Şekil 1.5 RC devresinin kazanç eğrisi.

Cıktı ve giriş gerilimleri arasında şu şekilde bir ilişki vardır:

$$V_o = \frac{RV_i}{R + X_C} = \frac{RV_i}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

$X_C = R$ olduğu zaman:

$$V_o = \frac{1}{\sqrt{2}} V_i \Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$$

Diğer bir deyişle, $X_C = R$ 'yi sağlayan frekansta çıkış, **Şekil 1.5'de** gösterildiği gibi girişin %70.7'si olacaktır.

$$X_C = R = \frac{1}{2\pi f_1 C} \Rightarrow f_1 = \frac{1}{2\pi R C}$$

f_1 frekansı BJT transistöründe alçak kesim frekansını göstermektedir.

Eğer kazanç denklemi aşağıdaki gibi yazılırsa:

$$A_V = \frac{V_0}{V_i} = \frac{R}{R-jX} = \frac{1}{1-j(X/R)} = \frac{1}{1-j(1/2\pi f CR)}$$

$$\Rightarrow A_V = \frac{1}{1-j(f_1/f)}$$

Genlik ve faz terimleriyle;

$$A_V = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1+(f_1/f)^2}} \angle \tan^{-1}(f_1/f)$$

↓ ↓

A_V'nin genliği V₀ ile V_i arasındaki faz açısı

f=f₁ olduğu zaman;

$$A_V = \frac{1}{\sqrt{1+1}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \Rightarrow -3 \text{ dB}$$

dB cinsinden kazanç:

$$A_V|_{dB} = 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1+(f_1/f)^2}} = -20 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{f_1}{f} \right)^2 \right]^{1/2} = -10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{f_1}{f} \right)^2 \right]$$

f<<f₁ veya (f₁/f)²>>1 olan frekanslar için yukarıdaki denklem şu şekilde yazılabilir:

$$A_V|_{dB} = -20 \log_{10} \frac{f_1}{f}$$

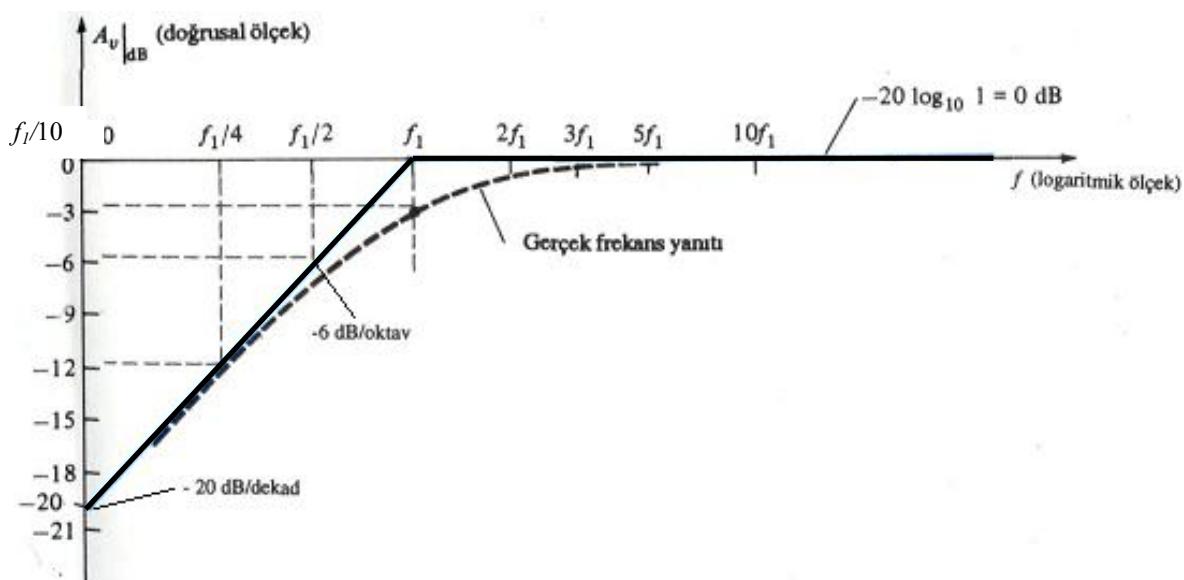
$$f = f_1 \text{ 'de : } \frac{f_1}{f} = 1 \text{ ve } -20 \log_{10} 1 = 0 \text{ dB}$$

$$f = \frac{1}{2}f_1 \text{ 'de : } \frac{f_1}{f} = 2 \text{ ve } -20 \log_{10} 2 \equiv -6 \text{ dB}$$

$$f = \frac{1}{4}f_1 \text{ 'de : } \frac{f_1}{f} = 4 \text{ ve } -20 \log_{10} 4 \equiv -12 \text{ dB}$$

$$f = \frac{1}{10}f_1 \text{ 'de : } \frac{f_1}{f} = 10 \text{ ve } -20 \log_{10} 10 = -20 \text{ dB}$$

Yukarıda verilen değerleri kullanarak dB cinsinden kazanç-frekans eğrisi **Şekil 1.6**'daki çizilebilir.



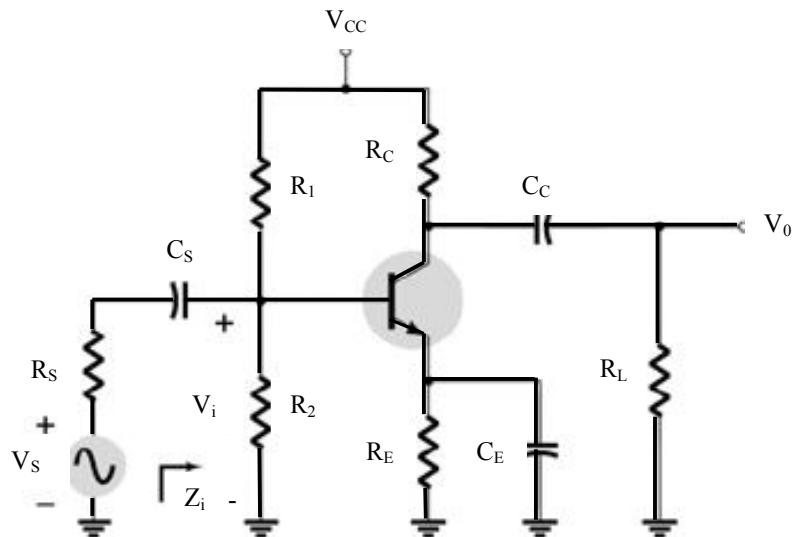
Şekil 1.6 dB cinsinden kazanç-frekans (Bode) eğrisi ($-20\log f_1/f$ eşitliğinden elde edilmişdir)

Logaritmik ölçekte çizildiği zaman eğrinin düz bir çizgi şeklinde çıktıgı görülmektedir. Bu düz çizgili parçalar asimptotlar olarak adlandırılır. Bununla birlikte $f=f_1$ olduğu zaman kazançta 3 dB'lik bir düşüş olduğu daha önce söylemişti. Böylece, grafikte gösterildiği gibi kesikli çizgi ile gösterilen gerçek frekans eğrisi elde edilir.

Bu tip eğriler, **Bode eğrisi** olarak adlandırılır ve Bode eğrisi bir yükseltecin frekans cevabını gösterir. Grafikten, frekansta 1 oktavlık (2 kat daha az) değişmenin kazançta 6 dB'lik bir değişimeye neden olduğu görülmektedir. Frekansta 10 katlık (dekad) bir azalma ise kazançta 20 dB'lik bir düşüşe neden olmaktadır.

1.2.2 Düşük frekanslarda yükselteç (BJT) cevabı

Şimdi de C_s , C_c ve C_e kondansatörlü bir BJT'nin alçak frekans tepkisini inceleyelim. **Sekil 1.7'de** böyle bir yükselteç devresi görülmektedir.



Sekil 1.7 Kuplaj ve köprüleme kondansatörlü yükselteç devresi.

C_s 'nin etkisi:

Yukarıdaki devrede giriş direnci: $Z_i = R_1 // R_2 // h_{ie}$

C_s tarafından belirlenen düşük kesim frekansı:

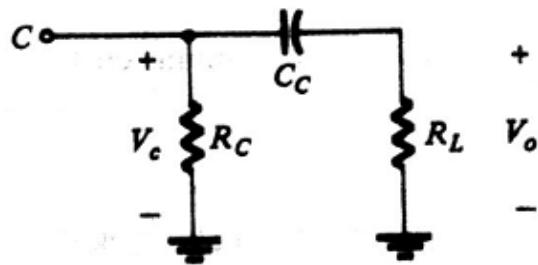
$$f_{Ls} = \frac{1}{2\pi(R_s + Z_i)C_s}$$

V_i gerilimi ile V_s gerilimi arasında şu ilişki vardır:

$$V_i = \frac{Z_i V_s}{R_s + Z_i - jX_{CS}}$$

C_c 'nin etkisi:

C_c için ac eşdeğer devre;



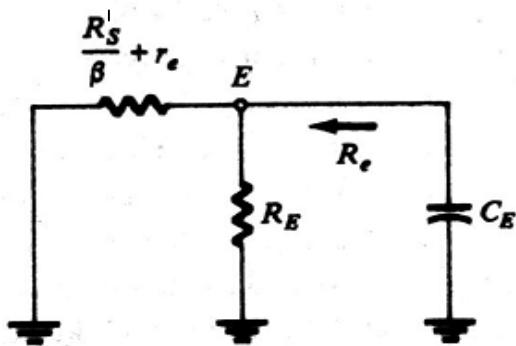
Şekil 1.8 C_C için ac eşdeğer devresi.

Bu durumda kesim frekansı şu formülle ifade edilir.

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_C}$$

C_E 'nin etkisi:

C_E kondansatörünün harici eşdeğer devresi;



Şekil 1.9 C_E için ac eşdeğer devre.

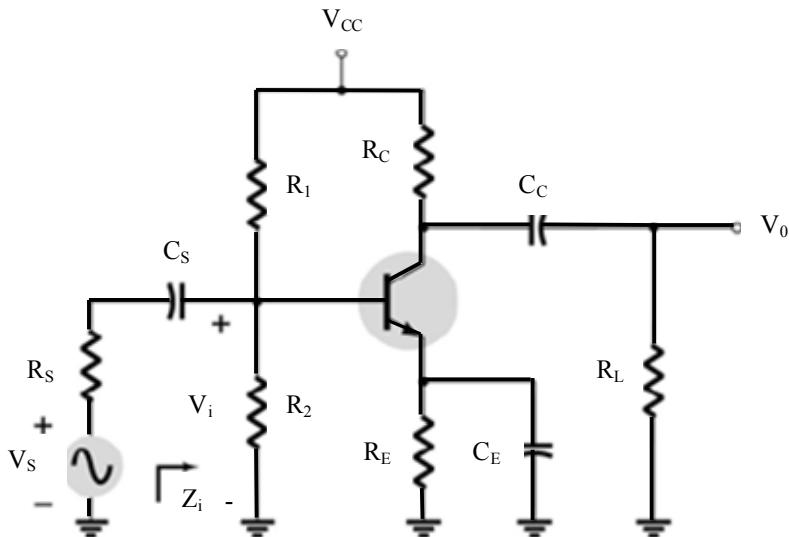
$$R_e = R_E // \left[\frac{R'_s}{\beta} + r_e \right] = X_{CE} \quad \text{Burada; } R'_s = R_s // R_1 // R_2$$

Yukarıdaki R_e formülü emetör köprüleme kondansatörü ile belirlenen kesim frekansını tanımlar.

$$f_{LE} = \frac{1}{2\pi R_e C_E}$$

C_S , C_C ve C_E kondansatörlerinin belirledikleri kesim frekanslarının alçak frekanslar için olduğu unutulmamalıdır. Orta frekans bandında bu kondansatörlerin ac eşdeğer devre bulunurken kısa devre edildiği unutulmamalıdır.

ÖRNEK:



Yandaki devrede;

$V_{CC}=20$ V, $\beta=100$, $R_1=40$ k Ω , $R_2=10$ k Ω , $R_C=4$ k Ω , $R_E=2$ k Ω , $R_L=2.2$ k Ω , $R_S=1$ k Ω , $C_S=10$ μ F, $C_C=1$ μ F ve $C_E=20$ μ F olduğuna göre alçak kesim frekansını belirleyiniz ve Bode eğrisini çiziniz. Frekans eğrisine karşı gerçek kazanç hesabınızı yapınız.

ÇÖZÜM:

Thevenin eşdeğerinden düğüm noktasındaki gerilim:

$$V_B = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{200}{50} = 4 \text{ V}$$

Buradan;

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4 - 0.7}{2} = 1.65 \text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{1.65 \text{ mA}} = 15.76 \Omega$$

$$h_{ie} = \beta \cdot r_e = 100 * 15.76 = 1.576 \text{ k}\Omega$$

Orta band kazancı şu şekilde verilebilir:

$$A_{V_{orta}} = \frac{V_0}{V_s} = \frac{V_0}{V_i} \frac{V_i}{V_s}$$

Kazanç,

$$A_V = \frac{V_0}{V_i} = \frac{-(R_C // R_L)\beta}{h_{ie}} = -90$$

$$Z_i = R_1 // R_2 // h_{ie} = 1.32 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{V_i}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_S} = \frac{1.32}{1.32 + 1} = 0.569$$

Böylece;

$$A_{V_{orta}} = \frac{V_0}{V_s} = \frac{V_0}{V_i} \frac{V_i}{V_s} = (-90)(0.569) = -51.21$$

C_S'nin belirlediği kesim frekansı:

$$f_{Ls} = \frac{1}{2\pi(R_s + Z_i)C_s} = \frac{1}{2\pi(1k + 1.32k)(10 * 10^{-6})} = 6.86 \text{ Hz}$$

C_C'nin belirlediği kesim frekansı:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_C} = \frac{1}{2\pi(4k + 2.2k)(1 * 10^{-6})} = 25.68 \text{ Hz}$$

C_E'nin belirlediği kesim frekansı:

$$R'_s = R_s // R_1 // R_2 = 1 \text{ k} // 40 \text{ k} // 10 \text{ k} = 1 \text{ k}\Omega$$

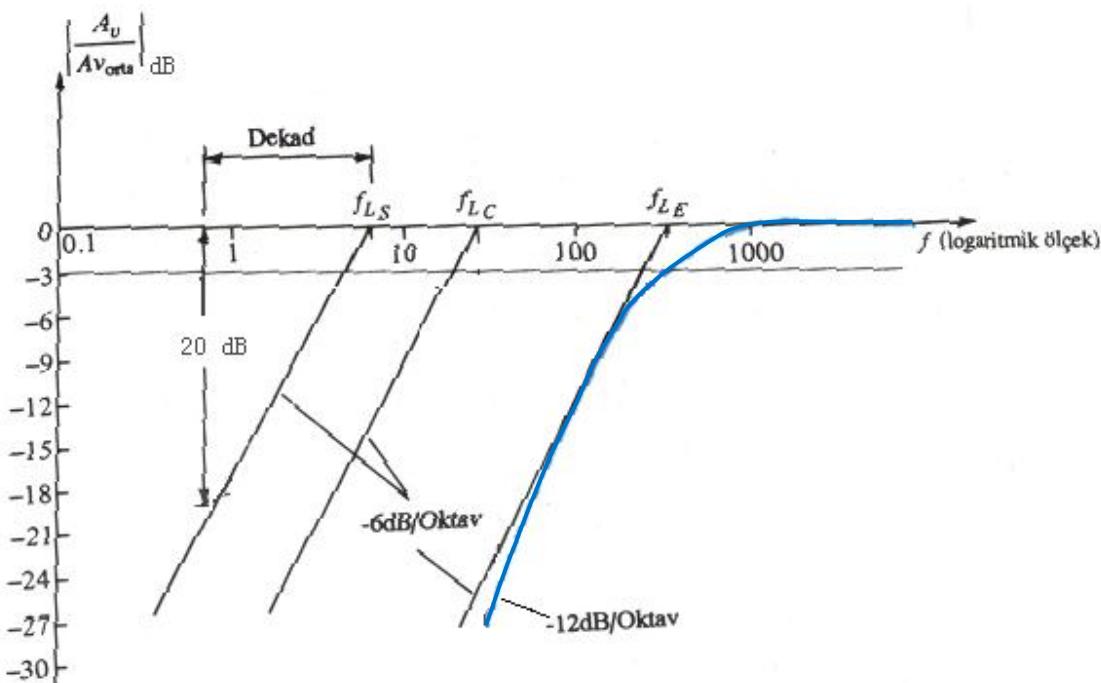
$$R_e = R_E // \left[\frac{R'_s}{\beta} + r_e \right] = 2k // \left(\frac{1k}{100} + 15.76 \right) = 25.76 \text{ }\Omega$$

$$f_{LE} = \frac{1}{2\pi R_e C_E} = \frac{1}{2\pi(25.76)(20 * 10^{-6})} = 309.1 \text{ Hz}$$

f_{LE} 'nin diğerlerinden oldukça büyük olması, bunun tüm sistemin alçak frekans tepkisinin belirlenmesinde daha ağırlıklı olduğunu göstermektedir. Diğer bir deyişle C_C ve C_S , yalnızca 100 Hz'in altındaki frekanslarda etkili olacaktır.

Şimdi dB cinsinden kazanç-frekans eğrisini (Bode eğrisi) çizelim.

Orta band kazancı -51.21 bulunmuştur. Orta band bölgesinde $|A_v/A_{vorta}|_{dB} = 1$ olacaktır. **Şekil 1.10'da** gösterildiği gibi $20\log_{10}(51.21/51.21) = 0$ dB olacaktır. Kesim frekansında, $|A_v/A_{vorta}| = 0.707 * 51.21 = 36.21$ olacaktır.



Şekil 1.10 Örnek devre için elde edilen kazanç-frekans (Bode) eğrisi.

Şekil 1.10'da gösterilen Bode eğrisi, her bir kesim frekansında -6 dB/oktav'lık ya da -20 dB/dekad'lık bir asimptot çizerek elde edilir. C_E ile tanımlanan kesim frekansının genellikle devre band genişliğini tanımlamak için kullanılan -3 dB noktasını belirleyeceğinin açıklarıdır. Band genişliği içinde kalan frekanslar için mevcut maksimum gücün en azından yarısı yüze ulaşacaktır.

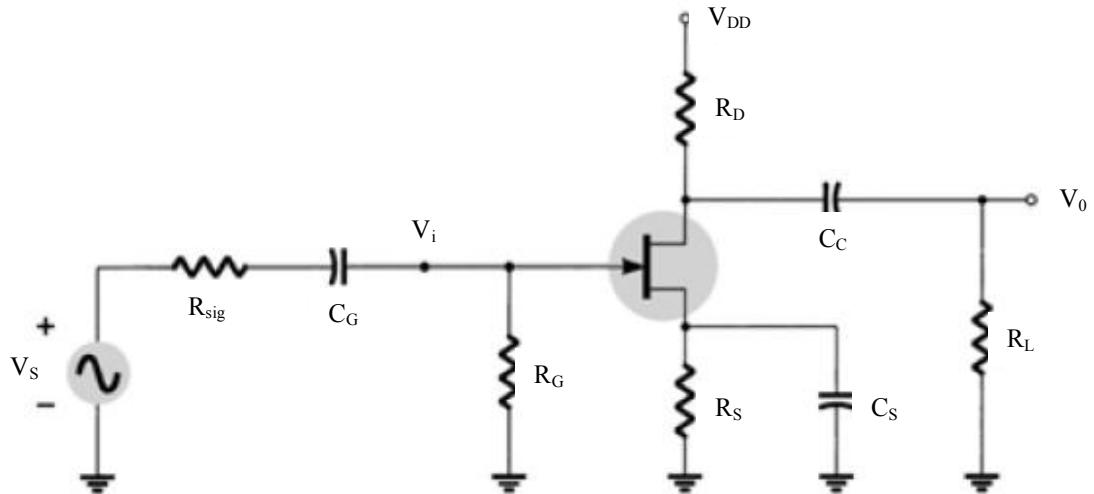
$V_s = 0.707 * V_{max}$ olduğundan;

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{(0.707 * V_{max})^2}{R_L} = 0.5 P_{max}$$

Gerçek frekans tepkisini çizmek için kullanılan asimptot eğimi -12 dB'e düşmektedir.

2.2.3. FET'in alçak frekans cevabı

FET'lerde de BJT'lere benzer bir durum söz konusudur.



Sekil 1.11 JFET'li yükselteç devresi

C_G tarafından belirlenen kesim frekansı:

$$f_{LG} = \frac{1}{2\pi(R_{sig} + R_i)C_G}$$

Burada $R_i=R_G$

C_C tarafından belirlenen kesim frekansı:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi(R_o + R_L)C_C}$$

Burada,

$$R_o = R_D \parallel r_{ds}$$

C_S tarafından belirlenen kesim frekansı:

$$f_{LS} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_S} \quad R_{eq} = R_s // \frac{1}{g_m} \Big|_{r_d \approx \infty}$$

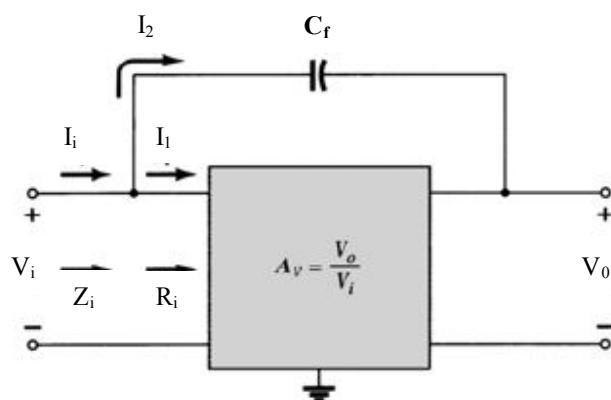
FET yükselteçlerde de BJT'ler için elde edilen Bode eğrileri geçerlidir.

1.2.4 Yükselteçlerin yüksek frekans cevabı:

1.2.4.1 Miller kapasitansı

p-n ekleminin bir kapasitansı olduğu bilinmektedir. Bir ortak emetörlü (common emitter-CE) BJT yükseltedekte, bu kapasitans yüksek frekanslarda baz-kollektör ekleminde etkin olmaktadır. Ortak kaynaklı (Common source-CS) FET'lerde ise, yine yüksek frekanslarda Geçit-Savak (gate-drain) ekleminde etkin olmaktadır. İşte bu kapasitif etkiye **Miller kapasitansı** denilmektedir. Bu etki, giriş ve çıkış devrelerini etkilemektedir. Böylece, bu etkiler **Miller giriş ve çıkış kapasitansı** olarak adlandırılmaktadır.

Miller giriş kapasitansının (C_{MI}) etkisi, [Şekil 1.12'de](#) gösterilmiştir.

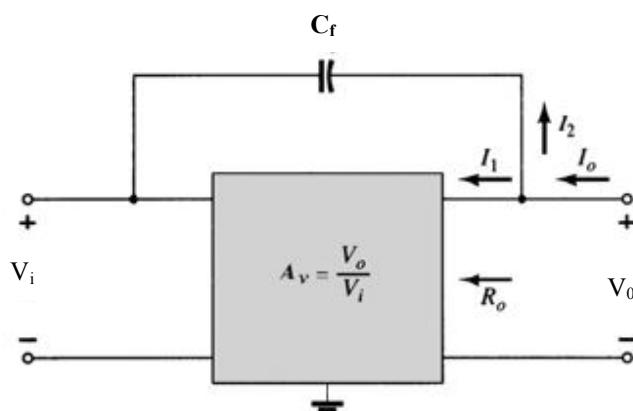


Şekil 1.12 Miller giriş kapasitansı

$$C_{MI} = (1 + |A_V|) C_f$$

Miller giriş kapasitansının miktarı, giriş ile çıkış arasındaki iç elektrot (inter-electrode) kapasitansına ve kazanca (A_V) bağlıdır.

Miller çıkış kapasitansı ise [Şekil 1.13'de](#) gösterilmektedir.



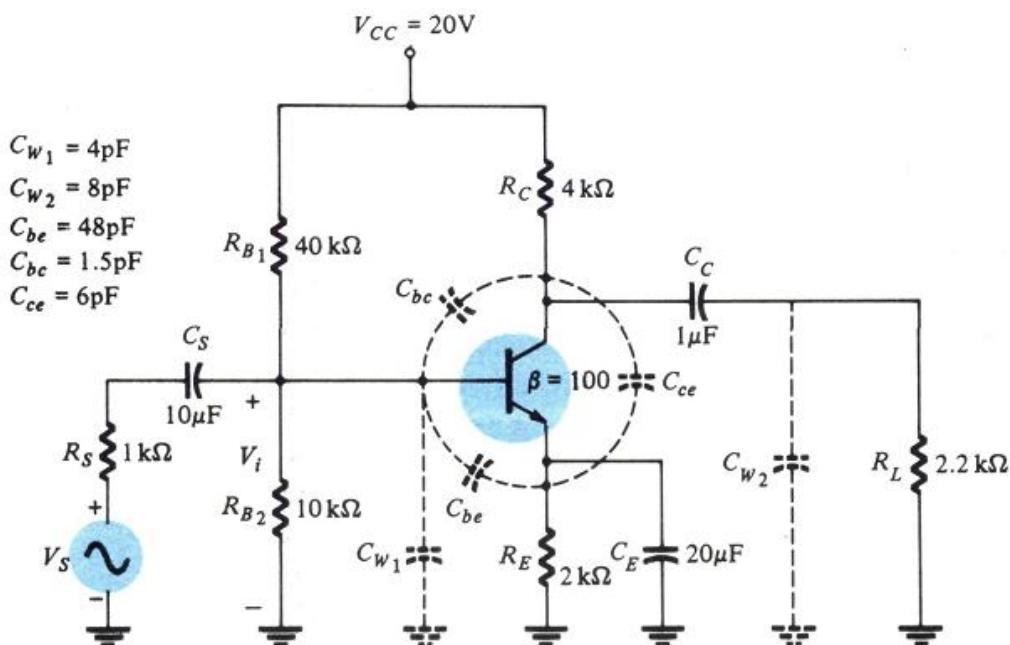
Şekil 1.13 Miller çıkış kapasitansının gösterimi

$$C_{MO} = \left(1 - \frac{1}{A_V}\right) C_f : \text{Miller çıkış kapasitansı}$$

Şayet kazanç $A_V \gg 1$ ise $C_{MO} \approx C_f$ alınabilir.

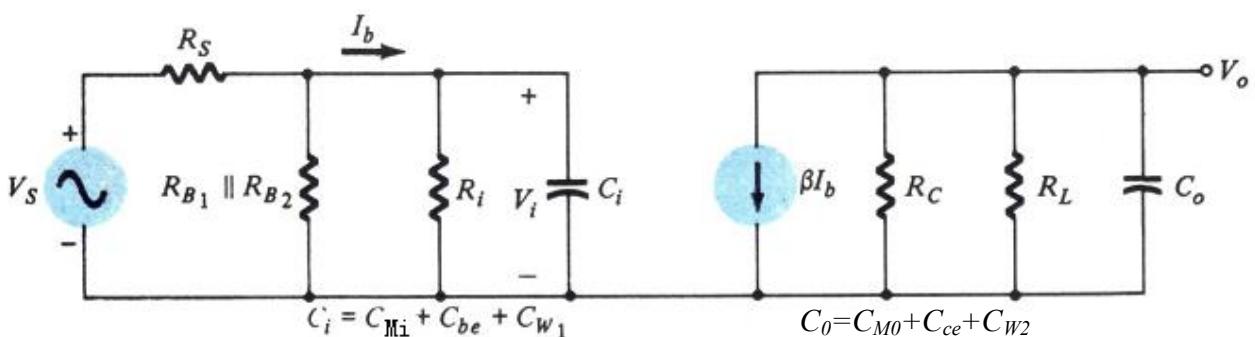
1.2.4.2 BJT'li yükselteçlerin yüksek frekans cevabı

Yüksek frekans durumunda BJT'lerde -3 dB noktasını belirleyen iki faktör vardır: (a) parazitik kapasitans ve bağlantı kablolarından dolayı oluşan devre kapasitansı, (b) $h_{fe}(\beta)$ 'nın frekansa bağımlılığı. **Şekil 1.14'de** BJT'nin parazitik kapasitansları (C_{be} , C_{bc} , C_{ce}) ile bağlantı kablolarının kapasitansları (C_{W1} ve C_{W2}) gösterilmektedir.



Şekil 1.14 Ortak emetörlü yükseltecin yüksek frekans cevabı

Şekil 1.14'deki devrenin yüksek frekans modeli **Şekil 1.15'de** verilmektedir.



Şekil 1.15 BJT'li yükseltecin yüksek frekans modeli

Bu modelde C_S , C_E ve C_C kondansatörleri bulunmamaktadır. Çünkü yüksek frekansta bunların kısa devre olduğu varsayılmıştır.

Giriş devresi için -3 dB kesim frekansı:

$$f_{H_i} = \frac{1}{2\pi R_{Th1} C_i}$$

Burada,

$$R_{Th1} = R_S // R_{B1} // R_{B2} // R_t$$

$$C_i = C_{W1} + C_{be} + C_{M1} = C_{W1} + C_{be} + (1 + |Av|) C_{bc}$$

Son denklemdeki,
 C_{W1} : Giriş kablolama kapasitansı,
 C_{M1} : Miller giriş kapasitansı

Şekil 1.15'de gösterildiği gibi, yüksek frekanslarda C_i azalacağından; R_{B1} , R_{B2} , R_t ve C_i paralel birleşiminin toplam empedansı da azalacaktır. Sonuçta, C_i uçlarındaki gerilim ve I_b akımı azalır. Net sonuç, sistemin toplam kazancının düşmesidir.

Çıkış devresi için kesim frekansı;

$$f_{H_o} = \frac{1}{2\pi R_{Th2} C_0}$$

Burada,

$$R_{Th2} = R_c // R_L$$

$$C_0 = C_{W2} + C_{ce} + C_{M0} = C_{W2} + C_{ce} + C_{bc}$$

Çok yüksek frekanslarda C_0 kapasitansı azalacağından, çıkış devresindeki empedans da azalacaktır. Sonuç olarak, V_0 da sıfıra doğru azalacaktır.

h_{fe} ya da β 'nın frekansa bağımlılığı:

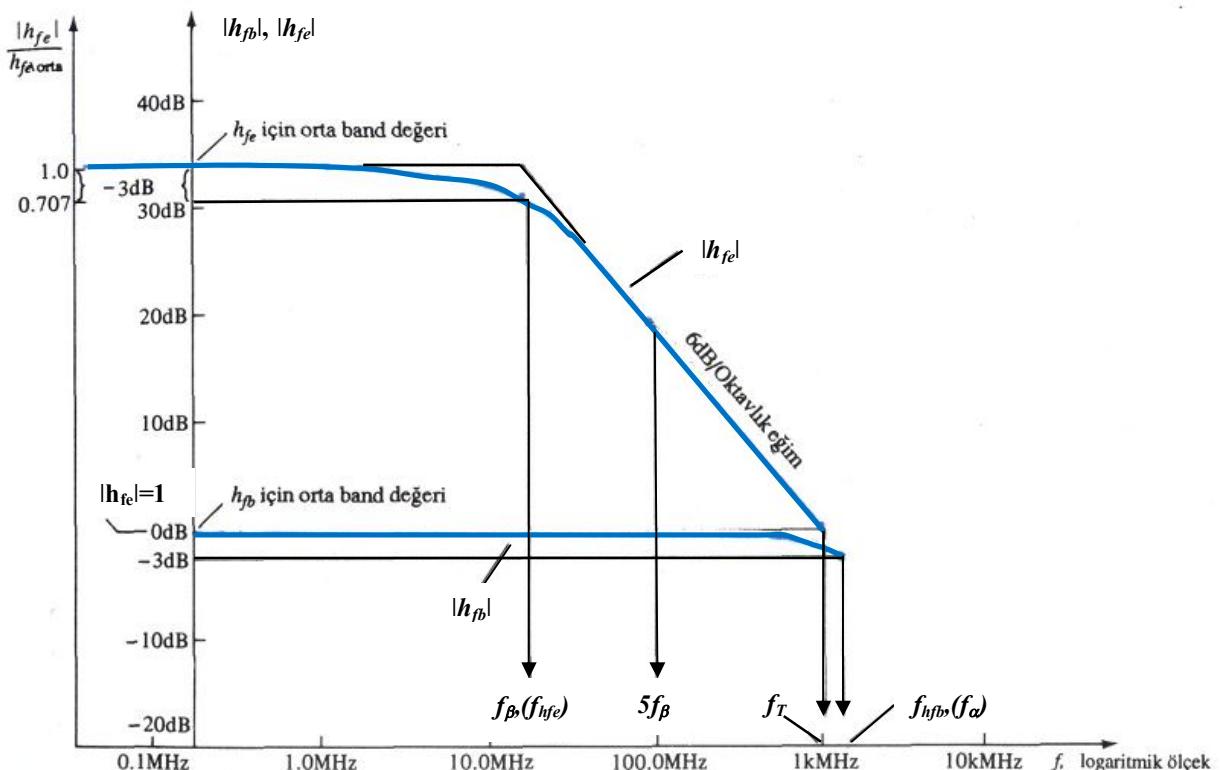
Yükseltecin yüksek kesim frekansının belirlenebilmesi için, h_{fe} (β)'nın frekansa bağımlılığını da irdelemek gerekir. β 'nın frekansla değişmesi yaklaşık olarak aşağıdaki ifade ile verilebilir:

$$f_\beta = f_{h_{fe}} = \frac{g_{be}}{2\pi(C_{be} + C_{bc})} = \frac{g_m}{\beta_{orta} 2\pi(C_{be} + C_{bc})}$$

Burada, $g_{be} = \frac{1}{r_{be}}$: Baz ve emetör arasındaki iletkenlik

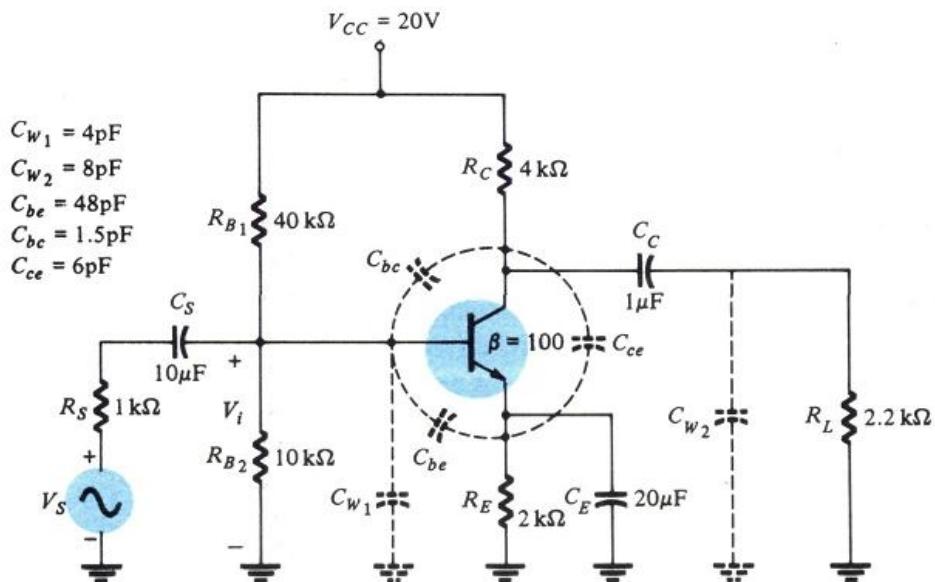
$$g_m = \frac{1}{h_{ib}} \text{ olarak da alınabilir.}$$

Yüksek frekans bölgesinde frekansa bağlı h_{fe} ve h_{fb} değişimleri [Şekil 1.16'da](#) gösterilmektedir.



[Şekil 1.16](#) Yüksek frekans bölgesinde frekansa bağlı h_{fe} ve h_{fb} değişimleri.

ÖRNEK:



Yukarıdaki devrede $g_{be}=10^{-3}$ S olduğuna göre,

- f_{Hi} , f_{HO} , f_β değerlerini hesaplayınız.
- Alçak ve yüksek frekans için Bode eğrisini çiziniz.
- Sistemin kazanç band genişliğini bulunuz.

ÇÖZÜM:

$$\text{a)} R_{Th1} = R_S // R_{B1} // R_{B2} // R_i = 1\text{k}\Omega // 40\text{k}\Omega // 10\text{k}\Omega // 1.576\text{k}\Omega$$

$$\begin{aligned} C_i &= C_{W1} + C_{be} + (1 + |A_V|)C_{bc} = 4 \text{ pF} + 48 \text{ pF} + (1+90).(1,5 \text{ pF}) \\ &= 188.5 \text{ pF} \end{aligned}$$

Burada kullanılan Av değeri Miller kapasitansındaki kazanç değeri ile ilgili olduğundan daha önceki örneğimizde bulduğumuz kazanç değerini kullandık.

$$\begin{aligned} f_{Hi} &= \frac{1}{2\pi R_{Th1} C_i} = \frac{1}{(6.28)(0.568 \times 10^3)(188.5 \times 10^{-12})} \\ &= \frac{1000 \times 10^6}{672.4} \cong 1.49 \text{ MHz} \end{aligned}$$

$$R_{Th2} = R_c // R_L = 4 \text{ k} // 2.2 \text{ k} = 1.419 \text{ k}$$

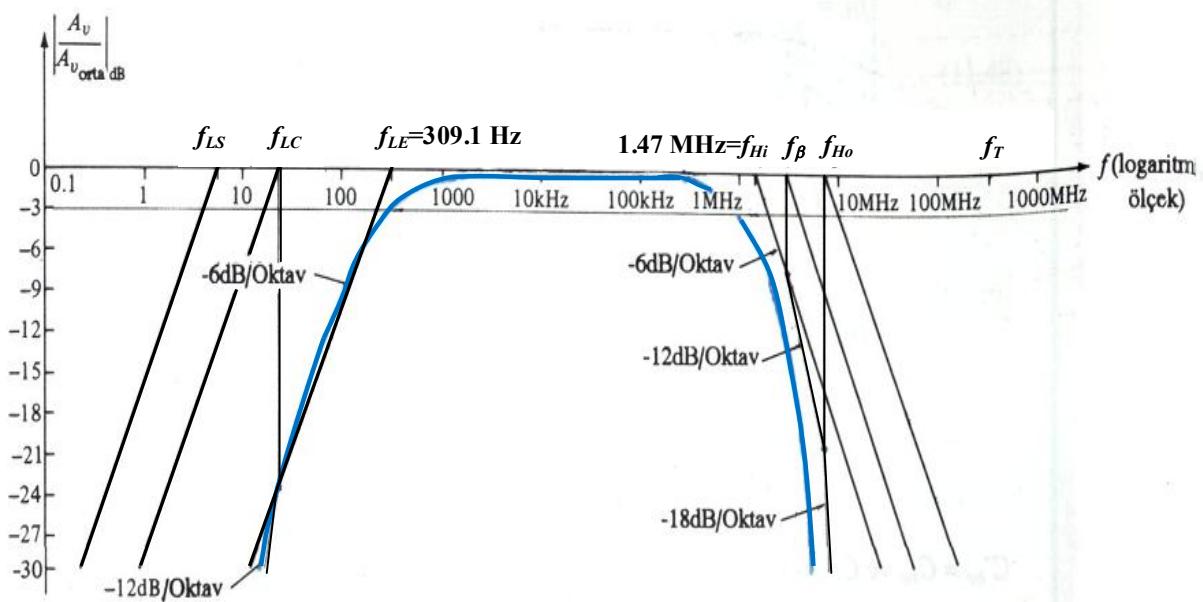
$$C_0 = C_{W2} + C_{ce} + C_{M0} = C_{W2} + C_{ce} + C_{bc} = 8 \text{ pF} + 6 \text{ pF} + 1.5 \text{ pF} = 15.5 \text{ pF}$$

$$\begin{aligned} f_{H0} &= \frac{1}{2\pi R_{TH2} C_0} = \frac{1}{6.28(1.419 * 10^3)(15.5 * 10^{-12})} \\ &= \frac{10^9}{138.12} \approx 7.24 \text{ MHz} \end{aligned}$$

$$f_\beta = f_{h_{fe}} = \frac{g_{be}}{2\pi(C_{be} + C_{bc})} = \frac{10^{-3}}{2\pi(49.5 * 10^{-12})}$$

$$\Rightarrow f_\beta = 3.217 \text{ MHz}$$

b) Aşağıdaki şekilde Bode eğrisi verilmektedir. Alçak, orta ve yüksek frekans bölgelerinde her bir kesim frekansının $-6 \text{ dB}/\text{oktav}$ 'lık bir asimptotu tanımlanmakta ve eğim, kesim frekansından her geçişde $-6 \text{ dB}/\text{oktav}$ artmaktadır.

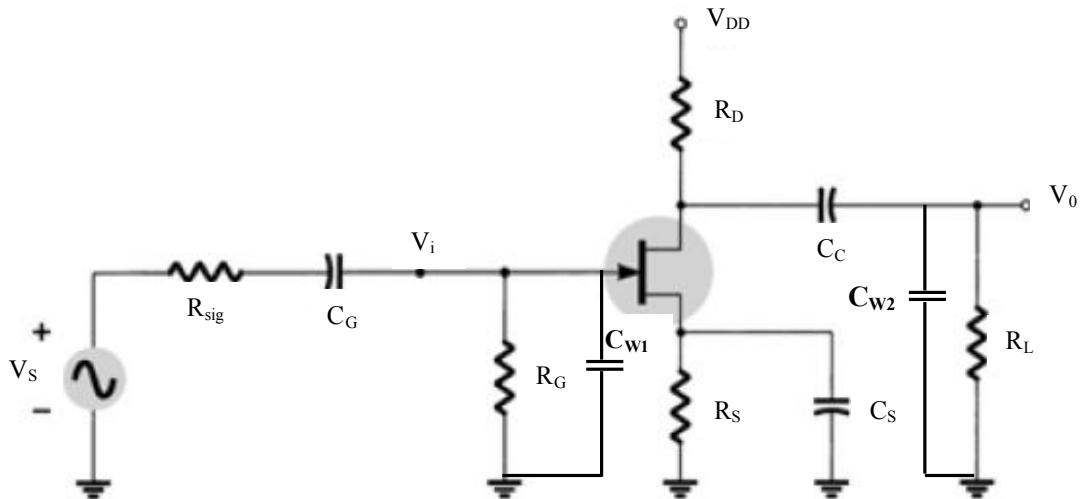


c) Band genişliği (BW) = $f_{hi} - f_{le} \approx f_{hi} = 1.49 \text{ MHz}$.

Daha önce $f_{le} = 309.1 \text{ Hz}$ bulunmuştur.

1.2.4.3 FET'li yükselteçlerin yüksek frekans cevabı

BJT'li yükselteçlerin yüksek frekans cevabı için geliştirilen model FET'li yükselteçlere de uygulanabilir (**Sekil 1.17**).



Sekil 1.17 FET'li yükseltecin yüksek frekans cevabı

C_{gd} : Savak (akaç) ile geçit arasındaki kapasitans

C_{gs} : Geçit ile kaynak arasındaki kapasitans

C_{ds} : Savak (akaç) ile kaynak arasındaki kapasitans

C_{w1} : Giriş kablolama kapasitansı

C_{w2} : Çıkış kablolama kapasitansı

Giriş devresi için:

$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi R_{Th1} C_i}$$

$$R_{Thi} = R_{sig} // R_G$$

$$C_i = C_{W1} + C_{gs} + C_{Mi}$$

$$C_{Mi} = (1 + A_V) C_{gd}$$

Cıkış devresi için:

$$f_{Ho} = \frac{1}{2\pi R_{Th2} C_0}$$

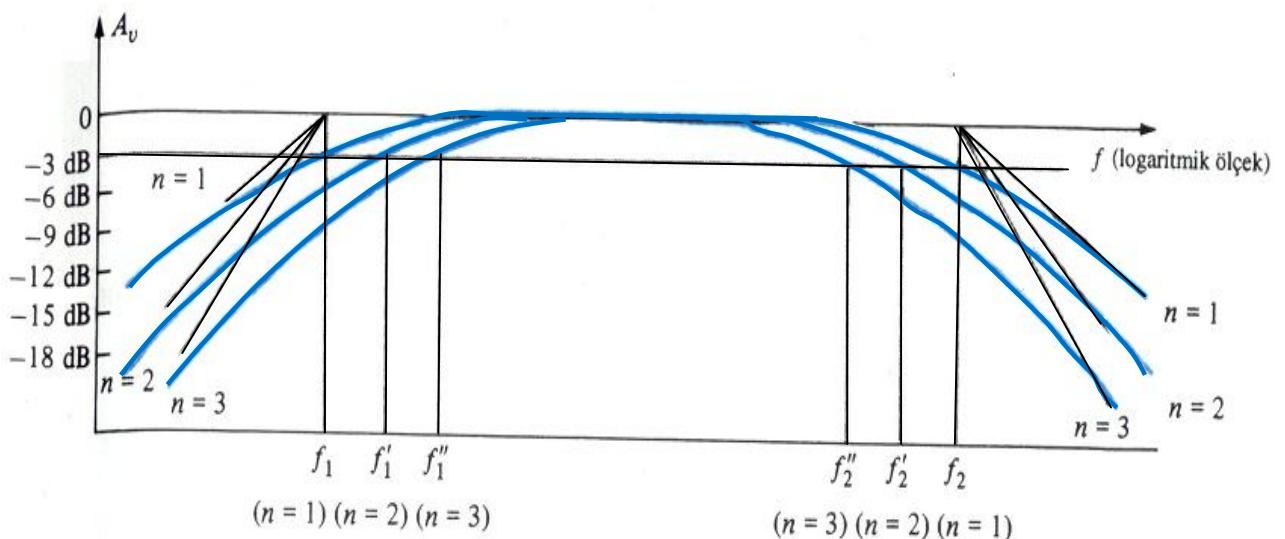
$$R_{Tho} = R_D // R_L // r_{ds}$$

$$C_o = C_{W2} + C_{ds} + C_{Mo}$$

$$C_{Mo} = \left(1 - \frac{1}{A_V}\right) C_{gd}$$

1.2.5 Çok katlı (Multistage) frekans etkileri

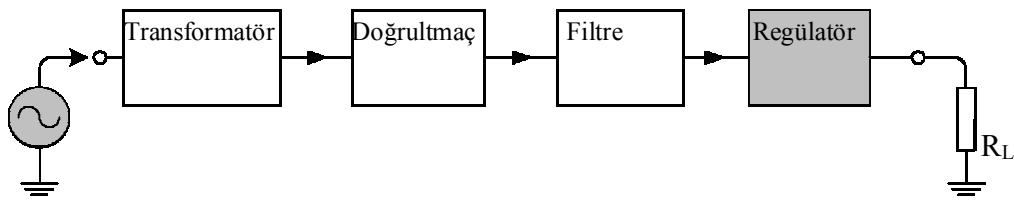
Çok katlı yükselteçlerde, her kat kendi frekans cevabına sahip olacaktır. Fakat, bir katın çıkışı bir sonraki katın kapasitansları tarafından etkilenecektir. Bu durum, özellikle yüksek frekanslarda söz konusudur. Örneğin, çıkış kapasitansının (C_0) bir sonraki katın giriş Miller kapasitansını (C_{M1}), bağlantı kapasitansını (C_{W1}) ve parazitik kapasitansı (C_{bc}) içermesi gereklidir. Ayrıca, ikinci kat nedeniyle ilave alçak frekans kesim seviyeleri olacaktır; bu da bu bölgedeki sistemin toplam kazancını daha da azaltacaktır. Bu durum, 3 katlı bir yükselteç sistemi için [Şekil 1.18](#)'de gösterilmiştir.



Şekil 1.18 Çok katlı bir sistemin frekans cevabı

2. DC GÜC KAYNAKLARI

Bilindiği gibi bütün elektronik cihazlar (radyo, teyp, tv, bilgisayar v.b gibi) çalışmak için bir DC enerjiye gereksinim duyarlar. DC enerji, pratik olarak pil veya akülerden elde edilir. Bu oldukça pahalı bir çözümüdür. DC enerji elde etmenin diğer bir alternatif ise şehir şebekesinden alınan ac gerilimi kullanmaktadır. Şebekeden alınan ac formdaki sinüsoidal gerilim, DC gerilime dönüştürülür. Bu işlem için DC güç kaynakları kullanılır. Temel bir DC güç kaynağının blok şeması [Şekil 2.1](#)'de görülmektedir. Sistem; **transformatör**, **doğrultucu**, **filtre** ve **regülatör** devrelerinden oluşmaktadır. Sistem girişine uygulanan ac gerilim (genellikle şehir şebeke gerilimi), bir transformatör yardımıyla istenilen gerilim değerine dönüştürülür. Transformatör çıkışından alınan bu ac gerilim, doğrultmaç devreleri kullanılarak doğrultulur. Doğrultulan gerilim, ideal bir DC geriliminden uzaktır ve az da olsa dalgalanmalar (rippl) içerir. Filtre devreleri tam bir DC gerilim elde etmek ve dalgalanma faktörünü minimuma indirmek için kullanılır. İdeal bir DC gerilim elde etmek için kullanılan son kat ise regülatör düzenekleridir. Sistemi oluşturan blokları sırasıyla inceleyelim.



Şekil 2.1 AC gerilimin DC gerilime dönüştürülmesi

2.1 Transformatör

Şehir şebeke gerilimi genellikle $220 \text{ V}_{\text{rms}}/50 \text{ Hz}$ 'dir. Bu gerilim değerinin belirlenen veya istenilen bir ac gerilim değerine dönüştürülmesinde transformatörler kullanılır. Bir transformatör silisyumlu özel saçtan yapılmış gövde (karkas) üzerine sarılan iletken iki ayrı sargıdan oluşur. Bu sargılara primer ve sekonder adı verilir. Primer giriş, sekonder çıkış sargasıdır. Primer ile sekonder sargıları arasında fiziksel bir bağlantı yoktur. Bu özellik, kullanıcıyı ve sistemi şebekeyinden yalıtarak güvenli bir çalışma sağlar.

Üreticiler çeşitli güç değerlerinde transformatör üretecek kullanıcının tüketimine sunarlar. Bir trafo'nun gücü artıkça boyutu ve fiyatı da artmaktadır. Enerji kayipları az olduğundan primerden uygulanan güç, çok az kayıpla sekondere aktarılır. Primer sargıları genellikle $220 \text{ V}_{\text{rms}}$ 'dir. Sekonder sargıları ise farklı gerilim değerlerinde üretilmektedir.

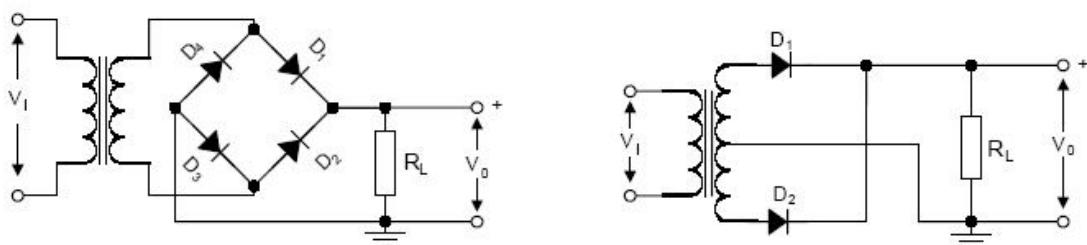
Transformatör seçiminde; primer ve sekonder gerilimleri ile birlikte gücüne de dikkat edilmelidir. Bir güç kaynağının tasarımında kullanılacak transformatörün toplam gücü; trafo üzerinde ve diğer devre elemanlarında harcanan güç ile yükte harcanan gücün toplamı kadardır. Transformatör her durumda istenen akımı vermelidir. Fakat bir transformatörden uzun süre yüksek akım çekilirse, çekirdeğin doyma bölgesine girme tehlikesi vardır. Bu nedenle transformatör seçimine dikkat edilmeli, tasarlanacak DC güç kaynağının gücüne uygun transformatör seçimi yapılmalıdır. [Şekil 2.2](#)'de örnek olarak farklı güçlerdeki bazı transformatör görüntüleri verilmiştir.



Şekil 2.2 Çeşitli güçlerde transformatörler

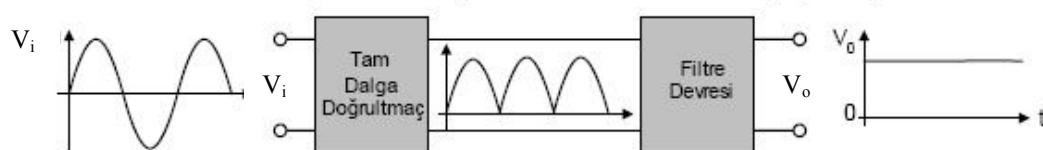
2.2 Doğrultmaç Devreleri

Şehir şebekesinden alınan ve bir transformatör yardımıyla değeri, istenilen seviyeye ayarlanan AC gerilimi DC gerilime dönüştürmek için ilk adım doğrultmaç devresi kullanmaktadır. Doğrultmaç devreleri, yarım dalga ve tam dalga olmak üzere iki tiptir. Yarım dalga doğrultmaç devresi kaliteli bir güç kaynağı tasarımlı için yeterli değildir. Çıkış gerilimi düşük ve darbelidir. İyi bir güç kaynağı tasarımlında mutlaka tam dalga doğrultmaç devresi kullanılmalıdır. Köprü tipi ve orta uçlu olmak üzere iki tip tam dalga doğrultmaç devresi tasarlanabilir. Tipik bir köprü tipi ve orta uçlu tamdalga doğrultmaç devresi **Şekil 2.3'de** verilmiştir.



Şekil 2.3 Köprü tipi ve orta uçlu tam dalga doğrultmaç devreleri

Doğrultmaç çıkışından alınan işaretin dalga biçimi, DC işaretten uzaktır ve çeşitli dalgalanmalar (ripple) barındırmaktadır. İşaret üzerindeki dalgalanmaları minimum düzeye indirip tam bir DC gerilim elde etmek amacıyla filtre devreleri kullanılır. Çeşitli tip filtre devreleri (RC, C, LC, π vb.) vardır. En pratik ve ekonomik filtre işlemi kondansatörlerle yapılır. **Şekil 2.4'de** tam dalga doğrultmaç çıkışından alınan işaret ve filtre işlemi grafiksel olarak gösterilmiştir. Doğrultmaç ve filtre devrelerinin çalışmaları ve özellikleri üzerinde fazla durmayacağımız. Bu konuların detayları için analog elektronik ders notlarına müracaat edilebilir.



Şekil 2.4 Tam dalga doğrultmaç devreleri çıkış dalga şekilleri

2.3 Filtre Devreleri

Yarım dalga ve tam dalga doğrultmaç devrelerinin çıkışlarından alınan doğrultulmuş sinyal ideal bir DC sinyalden çok uzak olup darbelidir ve bir çok AC bileşen barındırır. Elektronik devrelerde ve günlük生活中 kullanıldığımız DC sinyal ise ideale yakın olmalıdır, ac bileşenler ve dardeler barındırmamalıdır. Şehir şebekesinden elde edilen doğrultulmuş sinyal çeşitli filtre devreleri kullanılarak ideale yakın bir DC gerilim haline dönüştürülebilir.

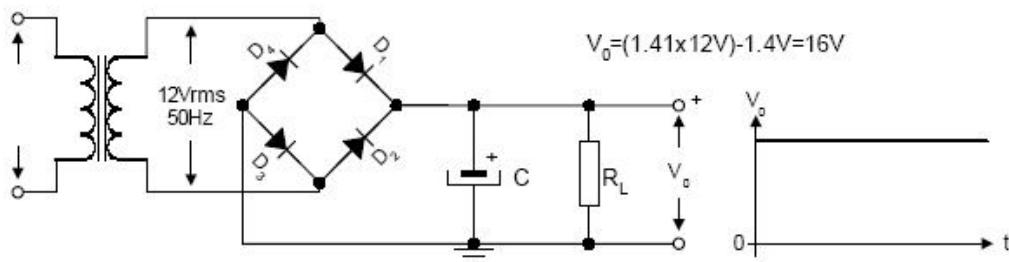
Filtre tipleri şunlardır:

- RC filtreler
- LC filtreler
- Π ve T tipi filtreler

En ideal filtreleme elemanları kondansatör ve bobinlerdir.

a-) RC filtre

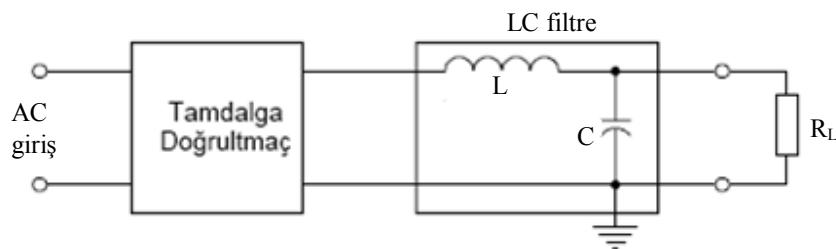
Şekil 2.5'de komple bir DC güç kaynağı devresi, çıkış işaretinin dalga biçimi ve alabileceği DC değer verilmiştir. Çıkışta filtre amacıyla kullanılan kondansatörün kapasite değeri önemlidir. Büyük değerli kapasiteye sahip kondansatör daha iyi sonuç verir.



Şekil 2.5 Köprü doğrultucu ve RC filtre devreleri

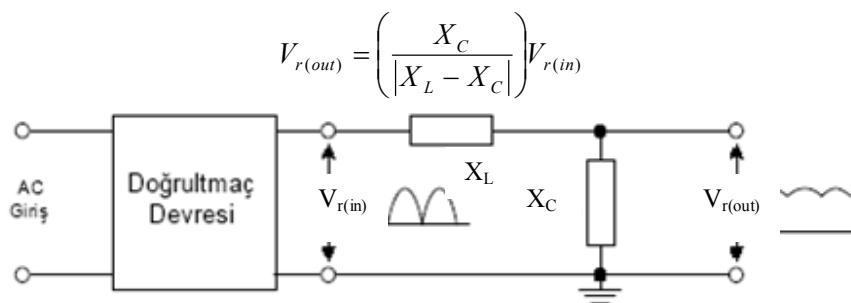
b-) LC Filtre

Doğrultmaç devrelerinde dalgalanma faktörünü minimuma indirmek için bir diğer alternatif, bobin ve kondansatörden oluşan LC filtre devresi kullanmaktadır. **Şekil 2.6'da** LC filtre devresi görülmektedir.



Şekil 2.6 Tam dalga doğrultmaç devresinde LC filtre

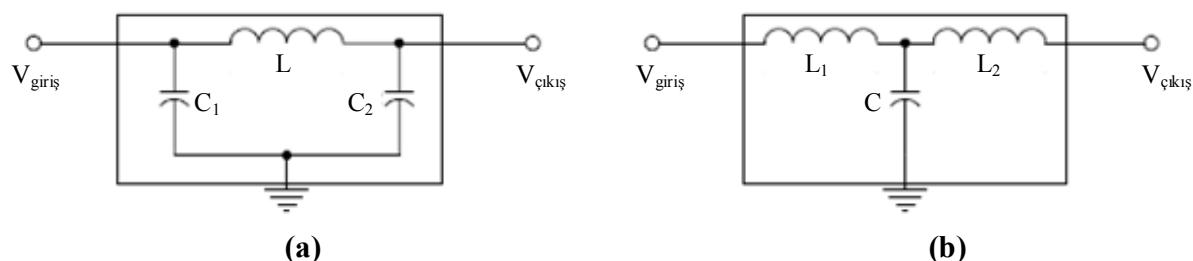
Bu filtre devresinde bobinin endüktif reaktansı (X_L) ve kondansatörün kapasitif reaktansından (X_C) yararlanılarak filtre işlemi gerçekleştirilir. Böyle bir filtre devresinde giriş ve çıkış işaretlerinin dalga biçimleri [Şekil 2.7'de](#) gösterilmiştir. Çıkış geriliminin alacağı değer ve dalgalılık miktarı aşağıda formüle edilmiştir.



Şekil 2.7 Tamdalga doğrultmaç devresinde LC filtre

c) π ve T Tipi Filtre

Yukarıda da belirtildiği gibi LC tipi filtre devreleri geliştirilerek kaliteli filtre devreleri oluşturulmuştur. Π ve T tipi filtreler bu uygulamalara iyi bir örnektir. Ripül faktörünün minimuma indirilmesi gereken çok kaliteli doğrultmaç çıkışlarında bu tip filtreler kullanılabilir. [Şekil 2.8'de](#) Π ve T tipi filtre devreleri verilmiştir.



Şekil 2.8 (a) π ve (b) T tipi filtre devreleri

2.4 Gerilim Regülatyonu ve önemi

Kaliteli bir güç kaynağının yapımında son aşama regülatyon işlemidir. Regülesiz bir güç kaynağı özellikle hassas cihazların beslenmesinde tercih edilmez. Regülesiz bir DC güç kaynağının sakıncaları aşağıda özetlenmiştir.

- Regülesiz bir güç kaynağından çekilen akım miktarı değişikçe (ya da) çıkış yükü değişikçe çıkış gerilimi sabit kalamayarak değişmektedir.
- Regülesiz kaynağın girişindeki AC gerilimin değişmesi, çıkış DC geriliminin de değişmesine neden olur.
- Regülesiz kaynakta doğrultma işleminde kullanılan yarıiletkenler ısından etkilenirler. Dolayısıyla ısızlığı değişimler çıkış DC gerilimini de değiştirebilir.

Belirtilen bu üç kusuru ortadan kaldırmak ve çıkıştaki dalgalanma oranını azaltmak amacıyla gerilim regülatyonu yapılır. Herhangi bir güç kaynağının gerilim regülatyonu (G.R) aşağıdaki gibi formüle edilebilir:

$$G.R = \% \frac{V_{yüksüz} - V_{tamyüküklü}}{V_{tamyüküklü}} \cdot 100$$

Örnek: Bir DC güç kaynağının çıkış gerilimi boşta (yüksüz: $I_L=0$ A) 12 V ölçülmüştür. Güç kaynağının çıkış gerilimi 10 mA'lık tam yükte ise 11.9 V ölçülmüştür. Kaynağın gerilim regülatyonunu bulunuz?

$$G.R = \% \frac{V_{yüksüz} - V_{tamyüküklü}}{V_{tamyüküklü}} \cdot 100 = \% \frac{12 - 11,9}{11,9} \cdot 100$$

$$\Rightarrow G.R = \%0,084$$

2.5 TRANSİSTÖRLÜ GERİLİM REGÜLATÖRLERİ

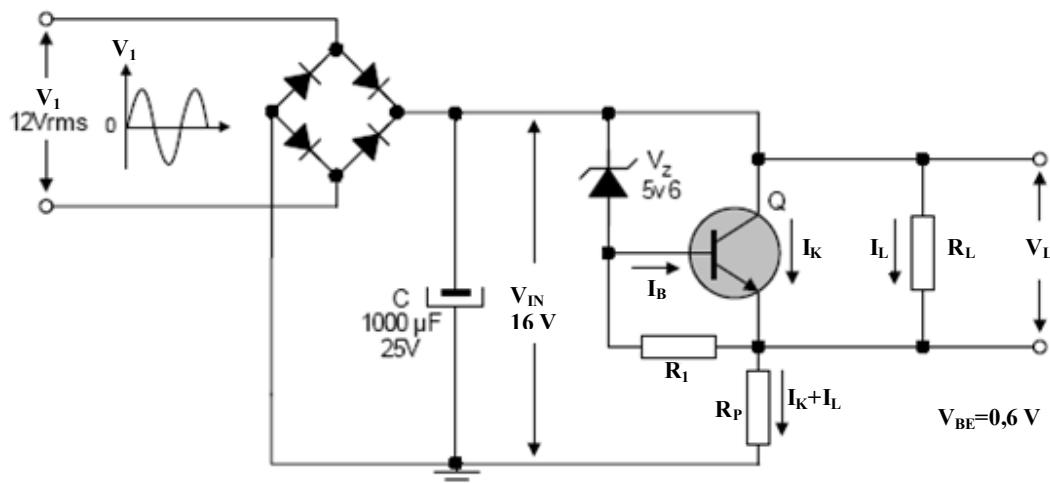
Kararlı ve düzenli bir DC gerilim elde etmek için gerilim regülatyonu kaçınılmazdır. Gerilim regülatyonu, gerilim regülatör devreleri kullanılarak yapılmaktadır. İlk gerilim regülatörleri zener diyon-transistör ikilisinin kullanımı ile geliştirilmiştir.

Regüle işleminin amacı belli bir elektriksel büyüklüğü dış etkilerden bağımsız olarak sabit tutabilmektir. Bunun için regüle edilecek büyülüklük (gerilim veya akım) sürekli olarak ölçümek zorundadır. Ölçülen bu değer (o andaki değer), olması istenen gerçek değerle karşılaştırılarak regüle işlemi yapılır. Regüle devrelerinde; olması istenen değer için bir referans gerilimi gereklidir. Bu değer zener diyonlarla sağlanır. Bununla birlikte, zener diyon regüle işlemi için tek başına yeterli değildir. Zener diyonla alınan referans değer, diğer bir takım elektronik devre elemanları ile geliştirilerek regüle işlemi yapılır. Regüle işlemi gerilim için yapıldığı gibi akım için de yapılabilir. Gerilim regülatörünün karakteristikleri, transistör gibi aktif elemanlar kullanılarak önemli ölçüde iyileştirilebilir (dc akım yükselmesi sağlanması).

Transistörlü gerilim regülatörleri seri ve paralel gerilim regülatörleri olarak ikiye ayrılmışlardır. Paralel regülatörde yükle paralel gerilim kontrolü yapılır. Seri regülatörde ise gerilim kontrolü yük ile seri olup akım yolu üzerindedir.

2.5.1 Paralel Gerilim Regülatörleri

Standart bir paralel gerilim regülatör devresi **Şekil 2.9'da** verilmiştir. Bu devrede, R_P direnci ve Q transistörü yardımı ile regüle edilmeye uygun bir gerilim bölücü oluşturulur. Çıkış gerilimi $V_L = V_0$, zener geriliminden transistörün V_{BE} eşik gerilimi kadar daha büyütür. Yani $V_0 = V_Z + V_{BE}$ olur. R_P ön direnci, transistörün maksimum akımı ve transistörde harcanmasına izin verilen maksimum güç kaybı aşılacak biçimde seçilmelidir.



Şekil 2.9 Paralel Gerilim Regülatör Devresi

Örneğin zener gerilimi $V_Z=5.6$ volt, regülesiz giriş gerilimi $V_{IN}=16$ volt değerinde ise, transistörden izin verilen maksimum $I_C=1$ A'lık akması halinde R_p direncinin değeri;

$$R_p = \frac{V_{IN} - (V_Z + V_{BE})}{I_C} = \frac{16 - 6,2}{1} = 9,8 \approx 10 \Omega$$

olarak elde edilir. Transistörün emiter ile kollektörü kısa devre edilirse, bu durumda giriş geriliminin toplamı R_p direnci üzerinde düşer. R_p direncinde harcanan toplam güç ise;

$$P_{RP} = \frac{V_{IN}^2}{R_p} = \frac{16^2}{10} = 25 W$$

olarak bulunur. O halde R_p direnci, 25 W'luk bir güçle yüklenebilecek şekilde seçilmelidir. Devredeki I_K kısa devre akımı ise;

$$I_K = \frac{V_{IN}}{R_p} = \frac{16}{10} = 1.6 A$$

olarak bulunur. Çıkış gerilimi V_0 , R_p direncindeki gerilimin V_i-V_Z farkından büyük oluncaya kadar

ve benzer şekilde yüksüz halde I_L akımı I_C akımından büyük oluncaya kadar kararlı kalır. Zener diyotundan akan akım değeri, zener kırılma akımı $I_{Z\min}$ değerinden daha küçük olursa kararlılık yok olur. Zener akımı $I_Z=0.02$ A olan bir zener diyot kullanıldığında $R_{I\min}$ değeri;

$$R_{I\min} = \frac{V_{BE}}{I_Z} = \frac{0.6\text{ V}}{0.02\text{ A}} = 30\Omega$$

olur. Burada dikkat edilmesi gereken husus, zener diyottan akabilecek maksimum akımın ($I_{z\max}$) bulunmasıdır.

$$I_{z\max} = I_Z + I_B = I_Z + \frac{I_L}{\beta} = 0.02\text{ A} + \frac{1}{50} = 40\text{ mA}$$

Zener diyotun gücü; $P_Z = V_Z \cdot I_Z \rightarrow P_Z = 5.6\text{ V} \times 0.04\text{ A} \rightarrow P_Z = 224\text{ mW}$

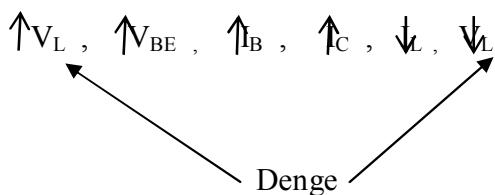
Paralel gerilim regülatörleri uygulamalarda pek kullanılmazlar. Çünkü bu tür gerilim regülatörlerinde yüksüz durumda dahi güç harcanması söz konusudur. Bu durum önemli bir dezavantajdır. Uygulamalarda bundan dolayı genellikle seri gerilim regülatörleri tercih edilir.

2.5.1.1 Bu devrede gerilim regülasyonu nasıl sağlanır?

$V_L = V_0 = V_Z + V_{BE}$ olduğu devreden görülmektedir.

Bu formülden $V_0 = 5.6 + 0.6 = 6.2$ V bulunur.

Giriş gerilimindeki dalgalanmalardan ve başka bir sebepten dolayı V_L çıkış geriliminin arttığını düşünelim. V_L arttığı zaman, yukarıdaki formül gereği V_{BE} de artacaktır (V_Z her zaman sabit olduğundan). Bu artışın anlamı, transistorün iletim düzeyinin artması demektir. Bu durumu şu şekilde özetleyebiliriz:

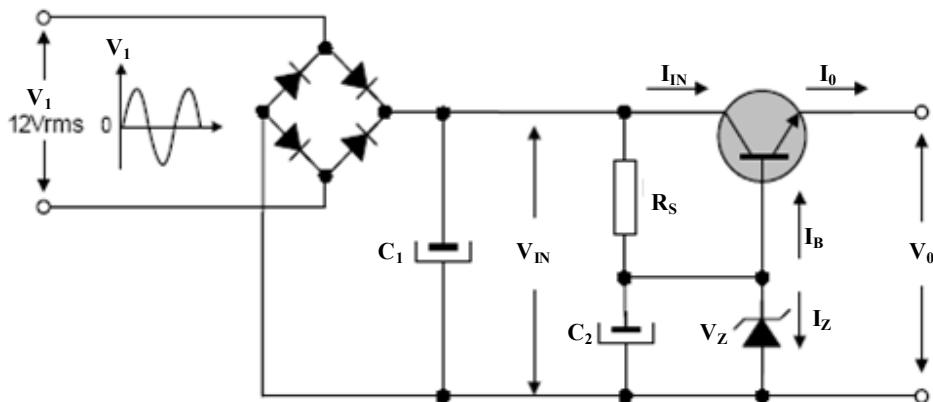


Çıkış gerilimindeki artış, V_{BE} geriliminin artmasına, bu da baz akımının ve dolayısıyla kollektör akımının artmasına; sonuçta da yük akımının ve dolayısıyla da çıkış geriliminin azalmasına neden olmuştur.

Yani özetle bu regülatör devresi ile çıkış gerilimindeki artış azaltılarak çıkış gerilimini sabit bir noktada tutmak mümkün olmuştur. Çıkış geriliminde azalma olduğu zaman da aynı şekilde (artış ve düşüşler yer değiştirerek) regülasyon işlemi gerçekleştirilecektir.

2.5.2 Seri Gerilim Regülatörleri

Seri gerilim regülatörlerinde, regülasyon transistörü yükle seri bağlanır. Çıkış gerilimi V_0 , zener gerilimi (V_Z) ile transistörün baz-emiter gerilimi (V_{BE}) farkına eşittir. **Şekil 2.10'da** seri regülatör devresi görülmektedir.



Şekil 2.10 Seri Gerilim Regülatörü Devresi

Çıkış gerilimi;

$$V_0 = V_Z + (-V_{BE})$$

Çıkış yük akımı ise, seçilen transistörün baz akımını sağlayabilmesi şartı ile;

$$I_{0max} = \beta(I_{Zmax} - I_{Zmin})$$

Burada transistörün kaldırabileceği maksimum güç kaybı da dikkate alınmalıdır. R_S direncinin bu durumda değeri;

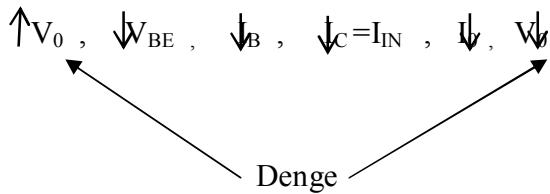
$$R_S = \frac{V_{IN} - V_Z}{I_Z + I_{Bmax}} ; \quad \text{burada} \quad I_{Bmax} = \frac{I_{0max}(I_{Cmax})}{\beta}$$

Önceki bölümlerde anlatılan gerilim regülatörleri uygulamada bu halleri ile yeterli degillerdir. Bu devrelerde çıkış geriliminin değeri kullanılan elemanların toleranslarına bağlıdır. Bu ise bir dezavantajdır. **Uygulamada; çıkış geriliminin istenilen değere ayarlanması, yüksek akım verebilmesi ve aşırı akım koruması gibi özellikler** iyi bir güç kaynağından istenilen özelliklerdir.

2.5.2.1 Bu devrede gerilim regülasyonu nasıl sağlanır?

$$V_0 = V_Z - V_{BE}$$

Çıkış gerilimi V_0 'nın arttığını düşünelim. V_0 arttığı zaman, yukarıdaki formül gereği V_{BE} azalacaktır (V_Z her zaman sabit olduğundan). Bu azalışın anlamı, transistörün iletim düzeyinin azalması demektir (kesme gitmesi değil, ilet, düzeyinin azalması). Bu durumu şu şekilde özetleyebiliriz:

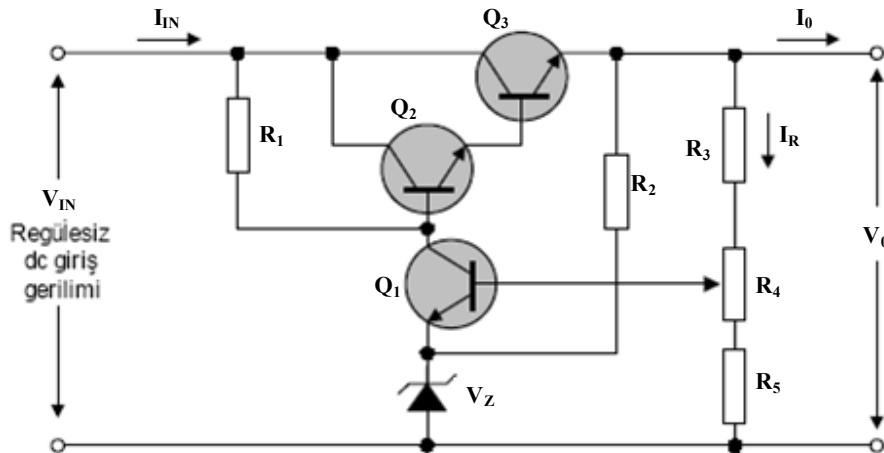


Cıkış gerilimindeki artış, V_{BE} geriliminin azalmasına, bu da baz akımının ve dolayısıyla kollektör akımının azalmasına; sonuçta çıkış akımının ve dolayısıyla da çıkış geriliminin azalmasına neden olmuştur.

Yani özetle bu regülatör devresi ile çıkış gerilimindeki artış azaltılarak sabit bir noktada tutulmuştur. Çıkış geriliminde azalma olduğu zaman da aynı şekilde (artış ve düşüşler yer değiştirerek) regülasyon işlemi gerçekleştirilecektir.

2.5.3 Çıkışı Ayarlanabilen Seri Gerilim Regülatörleri

Şekil 2.11'de, yukarıda sıralanan özelliklerden bazılarına cevap verebilen bir regülatör devresi çizilmiştir. Görüldüğü gibi bu devrede üç adet transistör kullanılmıştır. Çıkış yük akımı Q_3 transistörü üzerinden alınmaktadır. Q_2 transistörü ise Q_3 'ü sürmek amacıyla kullanılarak (Darlington montajı) β 'ya aşırı bağımlılık yok edilmiştir.



Şekil 2.11 Çıkışı Ayarlanabilen Kararlı Gerilim Regülatörü

Devrenin analizine gelince; toprağa göre Q_1 transistörünün kollektöründeki gerilim V_{CEQ1} ;

$$V_{CEQ1} = V_0 - V_Z + V_{BEQ3} + V_{BEQ2}$$

V_{CEQ1} geriliminin değeri, V_Z gerilimine bağlı olarak en az 2 volt olmalıdır. Böylece en küçük çıkış gerilimi belirlenmiştir. Örneğin $V_Z=5.6$ volt kullanılırsa;

$$V_{0min} = V_Z + V_{CEQ1} - (V_{BEQ2} + V_{BEQ3})$$

$$\Rightarrow V_{0\min} = 5.6 + 2 - (0.6 + 0.6) = 6.4 \text{ V}$$

Dolayısıyla bu devreden en az 6.4 V çıkış gerilimi elde ederiz. Daha küçük çıkış gerilimi elde etmemiz mümkün değildir.

Q3 transistöründe harcanabilecek maksimum güç P_{Q3} ;

$$P_{Q3} = (V_{0\max} - V_{0\min}) \cdot I_{L\max}$$

Devrede giriş gerilimi V_i , ayarlanabilecek çıkış gerilimi V_0 'dan daha büyük olmalıdır. Örneğin çıkış geriliminin maksimum değeri 24 volt, minimum değeri 6 V ve akımı ise 0.5 A olsun. Bu durumda P_{Q3} transistöründe harcanacak maksimum güç;

$$P_{Q3} = (V_{0\max} - V_{0\min}) \cdot I_{L\max} = (24 - 6) \times 0.5 = 9 \text{ W}$$

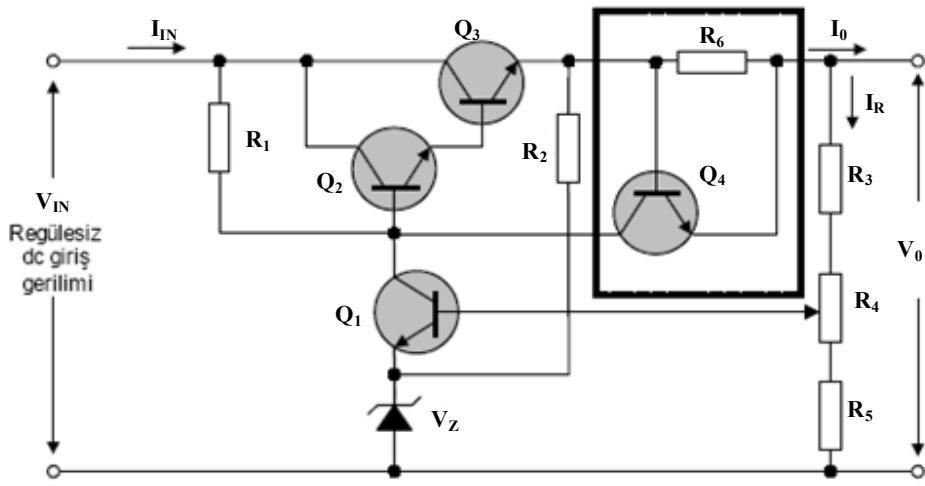
Kullanılacak transistör, bu güçe dayanabilecek güçte seçilmelidir. Devredeki diğer elemanların analizine gelince: Önce devrede kullanılan R3, R4, R5 gerilim bölücü dirençlerinin değerleri bulunur. Bunun için önce Q1'in baz akımını bulmamız gereklidir. BC107 transistörü kullandığımızı varsayırsak katalogdan bu transistörün baz akımı $I_{B\max} = 100 \mu\text{A}$ bulunur.

Devredeki direnç değerleri, ilgili akım ve gerilim denklemleri kurulduğunda şu şekilde elde edilir: $R_{1\max} = 20 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 680 \Omega$, $R_3 = 560 \Omega$, $R_4 = 620 \Omega$.

2.5.4 Aşırı Akım Koruması

Regüleli gerilim kaynaklarından istenen bir diğer özellik ise aşırı akım korumasıdır. Regüleli bir akım kaynağının çıkışından aşırı akım çekildiğinde veya kısa devre olduğunda regüle devresinin ve güç kaynağının zarar görmemesi için aşırı akım koruma devresi eklenir. **Şekil 2.12**'de böyle bir devre verilmiştir. Bu devrede, Şekil 2.11'deki devreye ilave olarak R6 ve Q4 transistörü ilave edilmiştir. Devrenin diğer kısımları aynıdır. Bu yeni elemanlar bize iki seçenek sunarlar:

- 1)** Çıkış akımı I_0 önceden belirlenen bir akım değerinde sınırlanır.
- 2)** Çıkış akımı I_0 önceden belirlenen bir değeri aşarsa çıkış gerilimi sıfıra indirilir.



Şekil 2.12 Aşırı Akım Korumasının Gerçekleştirilmesi

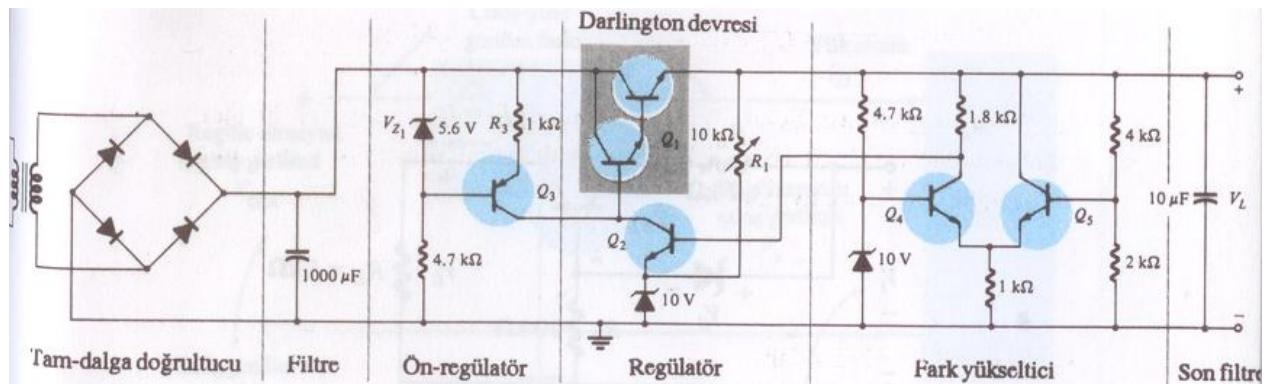
Devrenin çalışması kısaca şöyledir: Çıkıştan alınan I_0 akımı, R_6 direnci ve Q_3 transistörü üzerinden geçer. Bu anda I_0 akımı R_6 direnci üzerinde bir gerilim düşümüne neden olur. R_6 üzerine düşen gerilim, Q_4 transistörünün baz-emiter gerilimine ulaştığında Q_4 iletme geçer ve Q_3 transistörünün baz gerilimini sınırlar. Böylece akım sabit bir değerde kalır ve aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I_{0\max} = \frac{V_{BE4}}{R_6} = \frac{0.6\text{ V}}{R_6}$$

Böylece R_6 direncini istediğimiz değere ayarlayarak akım sınırlaması yapabiliriz. Aşırı akım ve kısa devre korumasında diğer elektronik devre elemanlarından da yararlanılabilir (SCR, Opamp, Flip-flop gibi). Bu tercihe bağlıdır.

2.5.5 Komple güç kaynağı:

Bir komple güç kaynağı devresi **Şekil 2.13**'de gösterilmektedir.



Şekil 2.13 Komple güç kaynağı devresi

Regülatörün V_L 'deki değişimelere karşı duyarlığını artırmak için Darlington devresi konmuştur. Şekilde gösterildiği gibi güç kaynağının bir bölümünü ön regülatör devresi gibi davranmaktadır.

$$I_{C3} \cong \frac{V_{Z1}}{R_3}$$

Regülatörün V_L 'deki değişimelere karşı duyarlığını daha da artırmak için bir fark yükselteç devresi kullanılmıştır. Çıkıştaki $10 \mu\text{F}$ 'lık kapasite besleme gerilimini daha iyi filtrelemek amacıyla kullanılmıştır.

2.6 LINEER TÜM DEVRE GERİLİM REGÜLATÖRLERİ

Lineer tümdevre gerilim regülatörleri; ayrik elemanlarla oluşturulan regülatörler göre hem daha ekonomik, hem de daha işlevseldirler. Bu tür regülatörler genellikle seri gerilim regülatörü gibi düşünülebilir. Lineer tümdevre gerilim regülatörleri; genellikle çıkış gerilimleri (sabit/ayarlı) kutuplama yönleri (pozitif/negatif) dikkate alınarak kendi aralarında sınıflandırılabilir.

- Sabit gerilim çıkışlı (pozitif/negatif)
- Ayarlanabilir gerilim çıkışlı (pozitif/negatif)

DC gerilimi, tüm etkilere karşı kararlı (regüleli) hale getirebilmek için regüle işleminin önemini olduğunu biliyoruz. Regüle işlemi ise regülatör devreleri kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Bir önceki bölümde; aktif ve pasif devre elemanları kullanarak regülatör yapımını gerçekleştirdik. Gelişen elektronik teknolojisi tek bir tümdevre (chip, ICs) içerisinde gerilim regülatörü üretimine imkan sağlamıştır. Günümüzde tek bir tümdevre içerisinde yüzlerce farklı tip ve özellikle gerilim regülatörü üretimi yapılmaktadır. Bu bölümde elektronik piyasasında yaygın olarak kullanılan birkaç farklı tip tümdevre gerilim regülatörünün tanıtımı yapılacak ve uygulama örnekleri verilecektir.

2.6.1 Sabit Gerilim Çıkışlı Lineer Tümdevreler

Tümdevre imalatçıları, çeşitli sabit gerilim değerlerinde regüleli çıkış gerilimi verebilen tümdevreler üreterek kullanıcıya sunmuşlardır. Sabit gerilim regülatörleri genellikle üç uçlu imal edilirler. Küçük boyutlu, kolay kullanımlı ve oldukça ucuzdurlar. Bu tür gerilim regülatörleri kendi aralarında pozitif ve negatif olmak üzere iki gruba ayrırlar.

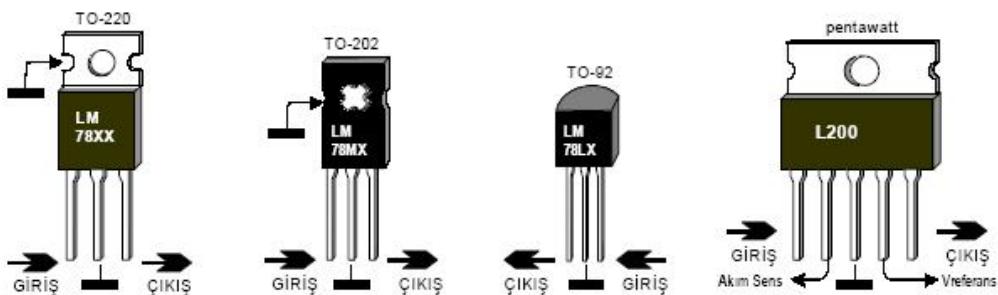
Tablo 2.1'de oldukça sık kullanılan; üç terminalli, sabit çıkışlı pozitif gerilim regülatörlerinin bazı önemli özellikleri verilmiştir. 78'li sayılarla kodlanan gerilim regülatörlerinde ilk iki rakam (78) regülatör tipini sonraki harf çıkış akımını, son rakamlar ise çıkış gerilimi değerini verir. Örneğin 7805 ile kodlanmış bir regülatör; +5V çıkış gerilimi ve 1A çıkış akımına sahiptir.

Tümdevre Tipi	Pozitif Sabit Gerilim Çıkışı Lineer Tümdevreler								Giriş Gerilimi (max)	Çıkış Akımı (max)	Tipik Sükünet Akımı	Kılıf Tipi
	5V	6V	8V	9V	12V	15V	18V	24V				
78.....	X	X	X	X	X	X	X	X	35	1A	4.2mA	TO220
78M....	X	X	X	X	X	X	X	X	35	500mA	3mA	TO202
78L....	X	X	X	X	X	X	X	X	35	100mA	3mA	TO92
LM309K	X								35	1A	5.2mA	TO3
LM323	X								20	3A	12mA	TO3
LM340K	X	X	X	X	X	X	X	X	35	1.5A	4.2mA	TO3
LM317T				1.2V.....37V Ayarlanabilir.					40	1.5A	50µA	TO220
L200				2.85V.....36V Ayarlanabilir.					40	2A	4.2mA	pentaw

Not: Tüm Gerilim Regülatörlerinde Giriş Gerilimi, Tümdevre çıkış Geriliminden en az 2V fazla olmalıdır.

Tablo 2.1 Tümdevreli Pozitif Gerilim Regülatörleri

78M15 şeklinde kodlanmış bir gerilim regülatörü ise +15 V çıkış gerilimine ve 500 mA çıkış akımına sahiptir. Pozitif veya negatif sabit gerilim regülatörleri kullanarak regülatör yapmak için Tablo 2.1'de belirtilen sınır değerlere uymak gerekir. Örneğin; tümdevre gerilim regülatörünün girişine uygulanacak regülesiz gerilim değeri, regülatör geriliminden en az 2V daha büyük olmalıdır. Tümdevre gerilim regülatörlerinin pek çoğunun çıkışları ıslık korumalıdır. Çıkıştan aşırı akım çekildiğinde ıslık duyarlı koruma devresi etkinleşerek tümdevreyi aşırı akıma karşı korur. Pozitif sabit gerilim regülatörlerinin terminal bağlantıları ve kılıf tipleri ise [Şekil 2.14'de](#) verilmiştir.



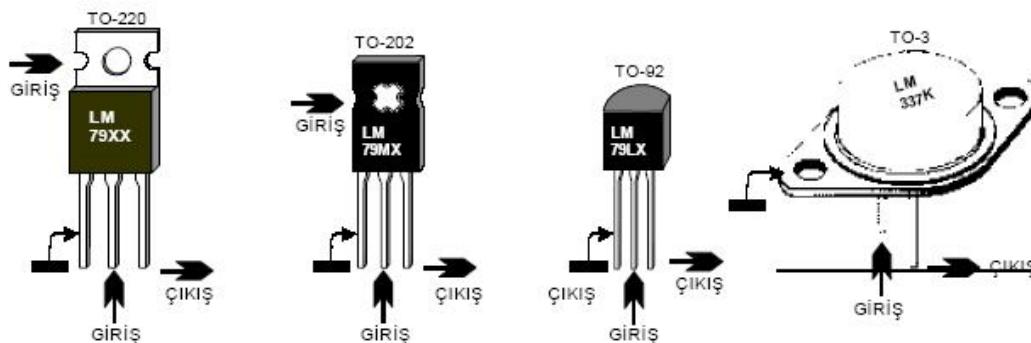
Şekil 2.14 Tümdevre pozitif gerilim regülatörlerinin kılıf tipleri ve pin bağlantıları

Negatif çıkışlı sabit gerilim regülatörleri ise 79'lu sayılarla (7912, 79L15, 79M09 v.b gibi) kodlanırlar. [Tablo 2.2'de](#) ise negatif gerilim regülatörleri özellikleri ile birlikte verilmiştir. Tümdevreli negatif gerilim regülatörlerinin kılıf tipleri ve terminal bağlantıları [Şekil 2.15'de](#) verilmiştir. Negatif gerilim regülatörlerinin terminal bağlantıları, pozitif regülatörlerden farklıdır. Bu duruma devre tasarımları ve montajında dikkat edilmelidir.

Negatif Sabit Gerilim Çıkışlı Lineer Tümdevreler												
Tümdevre Tipi	Çıkış Gerilimi								Giriş Gerilimi (max)	Çıkış Akımı (max)	Tipik Sükunet Akımı	Kılıf Tipi
	5V	6V	8V	9V	12V	15V	18V	24V				
79.....	X	X	X	X	X	X	X	X	35	1A	4.2mA	TO220
79M...	X	X	X	X	X	X	X	X	35	500mA	3mA	TO202
79L....	X	X	X	X	X	X	X	X	35	100mA	3mA	TO92
LM345K	X								20	3A	1mA	TO3
LM320K	X	X	X	X	X	X	X	X	35	1.5A	2mA	TO3
LM337	1.2V.....37V Ayarlanabilir.								40	1.5A	65µA	TO220

Not: Tümdevre girişinden uygulanacak gerilim, tümdevre çıkış geriliminden en az 2V fazla olmalıdır.

Tablo 2.2 Tümdevreli Pozitif Gerilim Regülatörleri

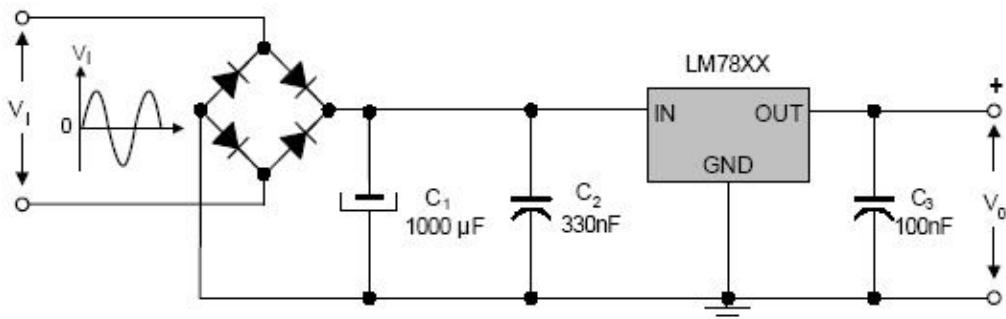


Şekil 2.15 Tümdevre negatif gerilim regülatörlerinin kılıf tipleri ve pin bağlantıları

2.7 PRATİK REGÜLELİ ve TÜM DEVRELİ GÜC KAYNAKLARI:

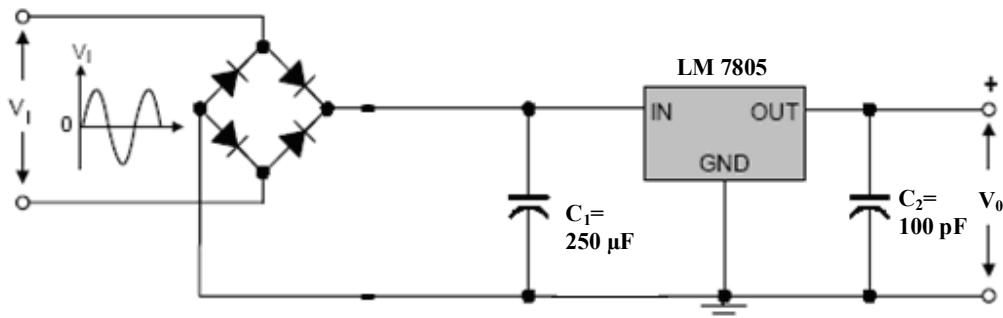
Üç uçlu sabit pozitif gerilim regülatörü ile yapılan temel uygulama devresi [Şekil 2.16](#)'da çizilmiştir. Bu bağlantı tipiyle yapılan devre montajında; doğrultucu, regülatör ve beslenecek devre birbirlerine yakın iseler, C₁ ve C₂ kondansatörlerine gereksinim olmaz. Ancak bağlantı kablolarının boyları birkaç santimden uzun olduğunda yüksek frekanslarda titreşimi önlemek için bu kondansatörler mutlaka kullanılabilir. C₂ kondansatörü ayrıca çıkış geriliminin kararlılığını sağlamada ve regülasyon hızını iyileştirmede kullanılmaktadır.

- **Sabit gerilim regülatörleri:**

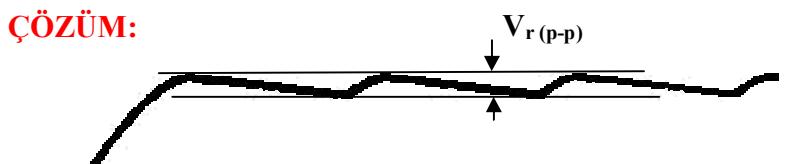


Şekil 2.16 Üç uçlu pozitif gerilim regülatörünün temel bağlantı şeması

ÖRNEK: Aşağıdaki devrede LM7805 entegresi kullanılarak 5 V'luk sabit çıkış gerilimi elde edilmektedir. Buna göre, bu DC güç kaynağı devresinin çalışmasını **a)** 150 mA ve **b)** 300 mA'lık yük akımlarında inceleyiniz. **Not:** 7805 elemanın özelliklerinde, şebeke regülasyonunu korumak için kabul edilebilir giriş gerilimi 7.3 V olarak verilmiştir.



ÇÖZÜM:



Tam dalga ve küçük yüklerde dalgalılık gerilimi (V_r) aşağıdaki formülle verilebilir:

$$V_r(rms) \cong \frac{2.88I_{dc}}{C} = \frac{2.88V_{dc}}{R_L C}$$

Burada I_{DC} miliampere, C mikrofarad ve R_L kohm'dur.

Buna göre yukarıdaki ömeğimize dönecek olursak:

$$\text{a)} V_r(\text{tepe}) = \sqrt{2} V_r(rms) = \sqrt{2} \cdot \frac{2.88I_{dc}}{C_1} = \sqrt{2} \cdot \frac{2.88(150)}{250} = 2.44 \text{ V}$$

250 μ F'lik filtreleme kapasitesi üzerindeki DC gerilim:

$$V_{DC} = V_m - V_r(\text{tepe}) = 15 \text{ V} - 2.44 \text{ V} = 12.56 \text{ V}$$

Giriş, bu DC gerilim civarında dalgalanacağı için minimum giriş gerilimi aşağıdaki değere kadar düşebilir:

$$V_{\text{giriş(min)}} = V_m - 2V_r(\text{tepe}) = 15 \text{ V} - 2(2.44) \text{ V} = 10.12 \text{ V}$$

Bu değer 7.3 V anma değerinin üzerinde olduğu için çıkış gerilimi +5 V düzeyinde kalacaktır.

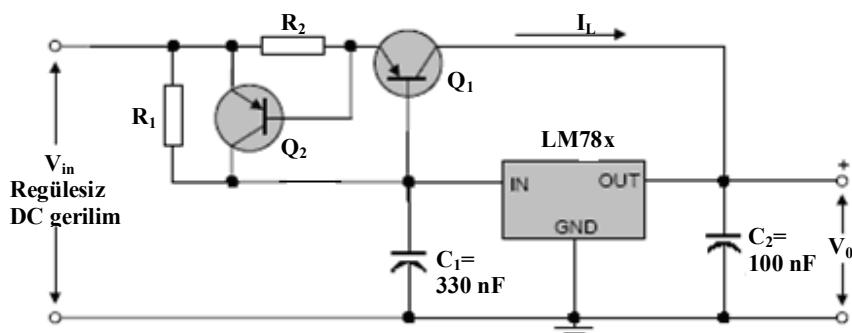
b) Yukarıdaki hesaplamalar $I_L = 300 \text{ mA}$ için yapıldığı zaman :

$$V_{\text{giriş(min)}} = V_m - 2V_r(\text{tepe}) = 15 \text{ V} - 2(4.88) \text{ V} = 5.24 \text{ V} \text{ bulunacaktır.}$$

Bu ise kabul edilebilir minimum giriş gerilimi olan 7.3 V'un altındadır. Regülasyon, 150 mA'in altındaki yük akımlarında korunurken, 300 mA'in üstündeki yük akımlarında gerçekleşmez.

- Aşırı akım korumalı yüksek çıkış akımlı regülatör devresi:

Sabit gerilim regülatörlerinin çıkış akımları istenirse yükseltilabilir ([Şekil 2.17](#)).



Şekil 2.17 Aşırı akım korumalı yüksek çıkış akımlı regülatör devresi

Bu devrede regülatörün çıkış akımını artırmak için tümdevreye bir PNP güç transistörü (Q1) bağlanmıştır. Devrede R_1 direnci ve LM78XX'den akan yük akımı (I_L), R_1 üzerinde Q1 transistörünü süren bir gerilim düşümü oluşturur. LM..'den akan akım ne kadar büyükse R_1 'deki gerilim düşümü ve Q1'den akan akım da o kadar büyük olur. Bu durumda I_L akımı, LM.. ve transistör üzerinde ikiye bölünür. Böylece, devrenin çıkış akımı LM..'ye zarar vermeden yükseltilmiş olur. Devre çıkışından transistörün gücüne bağlı olarak yüksek akımlar alınabilir. Çıkış gerilimi sabittir.

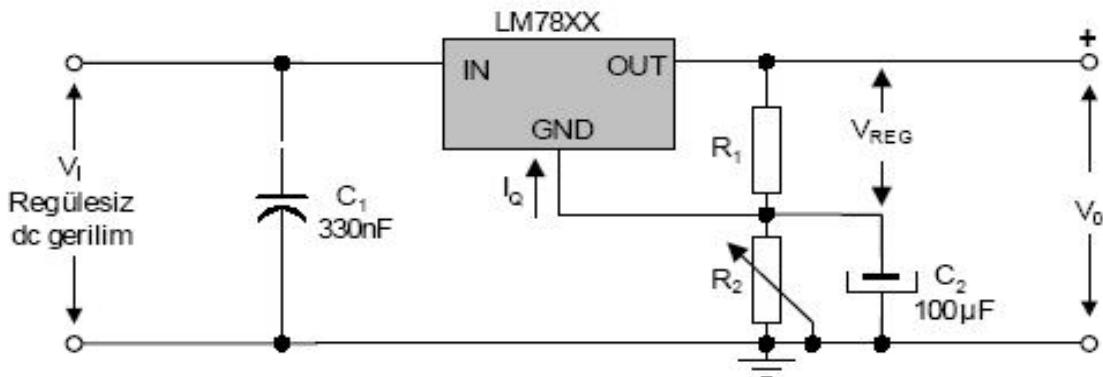
LM.. entegresi içten aşırı akıma karşı korumalı olmakla birlikte Q1 transistörünü de aşırı akıma karşı korumak için devreye Q2 transistörü ile R_2 direnci bağlanmıştır. Devrede R_2 üzerinden geçen yük akımı (I_L), R_2 üzerinde bir gerilim düşümüne neden olur. Bu gerilim değeri Q2 transistörünün eşik gerilimi ($V_{BE}=0.6 \text{ V}$) değerine ulaştığında Q2 iletme geçer, Q1 ise kesime gider. Dolayısıyla LM entegresi ve Q1 transistörü aşırı akımdan korunmuş olur.

Devrede aşırı akım koruması R_2 direnci ile sağlandığından değeri uygun bir biçimde seçilmelidir.

$$R_2 = \frac{V_{BE}}{I_{L\max}} = \frac{0.6 V}{I_{\max}}$$

- Ayarlı gerilim regülatörleri

Sabit gerilim regülatörlerinin çıkış gerilimleri istenirse ayarlanarak istenilen değerlerde çıkış gerilimi vermesi sağlanabilir. Çıkış gerilimi istenilen bir değere ayarlanabilen bir devre örneği **Şekil 2.18'de** verilmiştir.



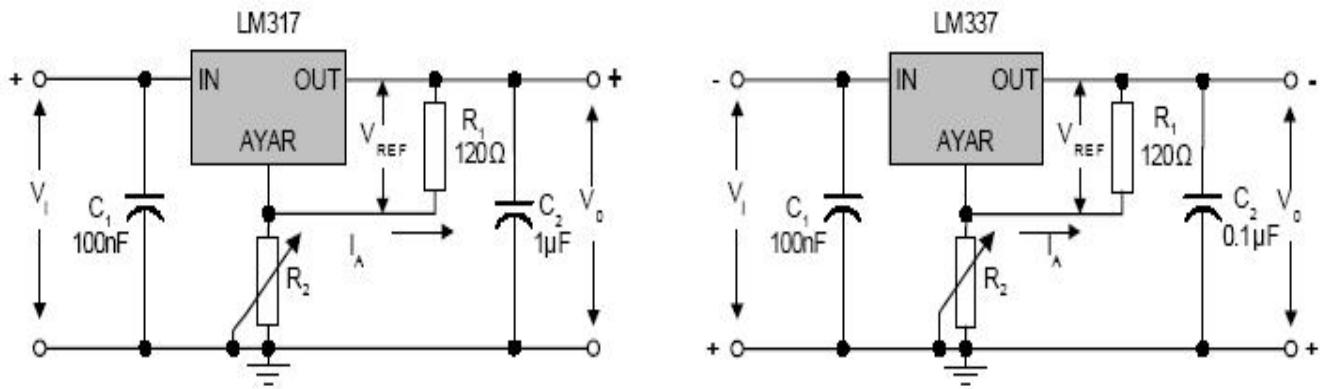
Şekil 2.18 Çıkış Gerilimi Ayarlanabilen Regülatör Devresi

Bu devrede tümdevre çıkışına R_1 ve R_2 dirençleri bağlanmıştır. Regülatörün çıkış gerilimi V_0 ;

$$V_0 = V_{REG} + R_2 I_Q$$

formülü ile bulunur. Formülde kullanılan I_Q akımı, R_2 direncinden akan sükünet akımıdır ve değeri 5 mA ile 10 mA arasında değişir. Devrenin çıkış geriliminin dalgalılık oranı oldukça büyüktür. Dalgalılık oranını azaltmak amacıyla çıkışa 100 μ F'lık bir kondansatör bağlanmıştır. Çıkış dalgalılık oranı buna rağmen ancak 20 mV'a kadar düşürülebilmiştir.

Şekil 2.19'da ayarlanabilir çıkış veren pozitif ve negatif gerilim regülatörleri verilmiştir. Her iki devrede de çıkış gerilimi R_2 ayarlı direnci tarafından ayarlanmaktadır. R_2 değerine bağlı olarak çıkış geriliminin alabileceği gerilim değerleri ise tablo olarak verilmiştir.



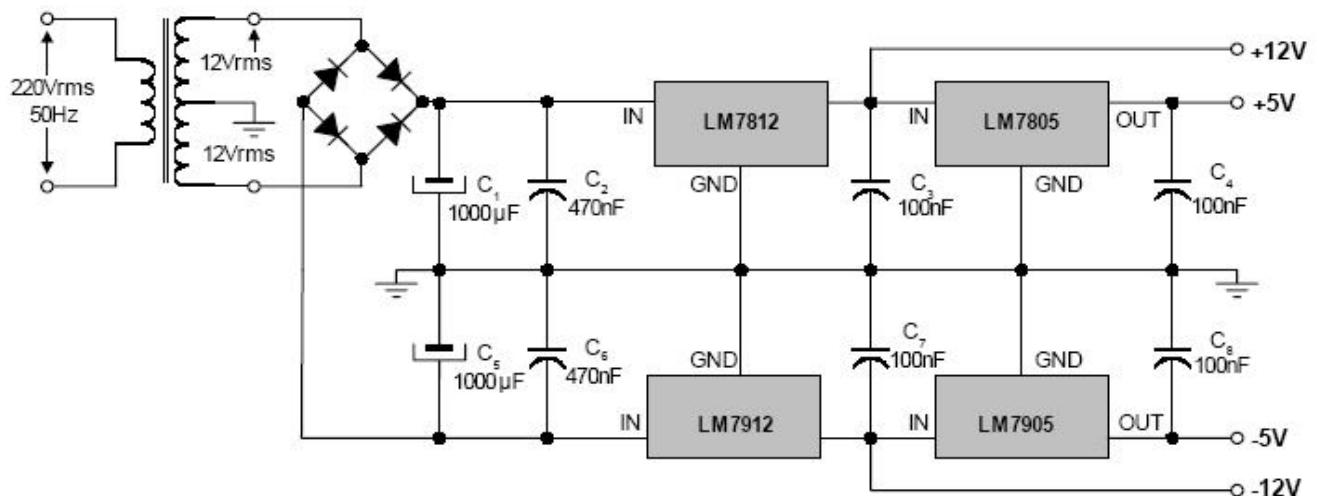
Şekil 2.19 Ayarlanabilir pozitif ve negatif gerilim regülatörleri

$V_I = +40V$ veya $-40V$	V_o
0Ω	1.25V
120Ω	2.5V
360Ω	5V
1032Ω	12V
2184Ω	24V
2760Ω	30V

NOT: LM 79... serisi ile gerçekleştirilen negatif gerilim regülatörlerinin de devre bağlantı şemaları pozitif gerilim regülatörleri ile aynıdır.

- Simetrik çıkışlı sabit gerilim regülatörleri

Pozitif ve negatif gerilim regülatörleri birlikte kullanılarak simetrik çıkışlı sabit gerilim regülatörleri yapılabilir. **Şekil 2.20'de** böyle bir devre verilmektedir. Bu tip regüleli gerilim kaynakları yapılrken kondansatörlerin polaritelerine ve tümdevre bacak bağlantılarına dikkat edilmelidir.



Şekil 2.20 Sabit Simetrik çıkışlı regüleli güç kaynağı

2.8 ANAHTARLAMALI GERİLİM REGÜLATÖRLERİ (SWITCHING VOLTAGE REGULATORS)

Kullanım alanı ve önemine bağlı olarak çeşitli tiplerde güç kaynağı ya da dc besleme kaynaklarının tasarımu yapılmaktadır. DC güç kaynakları genel olarak; **regülesiz**, **regüleli** ve **anahtarlamalı** olarak başlıca üç ana kategoride sınıflandırılır.

Düşük güçlü dc güç kaynaklarının tasarımında genellikle lineer (doğrusal) tümdevre gerilim regülatörleri tercih edilmektedir. Tercih nedeni olarak; basit yapıları, yük değişimlerine hızlı cevap vermeleri, gürültüsüz çalışmaları ve düşük maliyetleri gibi etkenleri sıralayabiliriz. Fakat bu tip regülatörlerde verim çok düşük ve güç kaybı fazladır. **Yüksek güçlü dc kaynakların tasarımında verimleri çok daha fazla olan anahtarlamalı gerilim regülatörleri (switching regulators) kullanılmaktadır.** Anahtarlamalı gerilim regülatörlerinin kullanım alanları teknolojik gelişmelere paralel olarak son yıllarda oldukça artmıştır.

Güç kaynaklarının tasarımında dikkat edilmesi gereken önemli faktörlerden birisi verimlilikdir. Doğrusal (lineer) tümdevre gerilim regülatörlerinde verimlilik oldukça düşüktür ve yaklaşık olarak %25 ile %60'lar seviyesindedir. Bu durumda ac'den dc'ye dönüştürme işleminde yaklaşık olarak %50'ler seviyesinde bir enerji kaybı söz konusudur. Düşük güçlü (10 W altı) dc güç kaynaklarının tasarımında önemsenmeyecek boyutlarda olan bu kayıp özellikle yüksek güçlerde sorunlara neden olmaktadır. Doğrusal (lineer) bir regülatörde güç kaybı yaklaşık olarak şu formülle ifade edilir:

$$P_{REG} = (V_i - V_0) \cdot I_L \cong V_{CE} \cdot I_C$$

Dolayısıyla kayıpların tümüne yakını kontrol elemanı olarak kullanılan ve aktif bölgede çalıştırılan transistör üzerinde oluşturmaktadır.

Anahtarlamalı Gerilim Regülatörlerinin avantajları:

- Anahtarlamalı güç kaynaklarının verimleri diğer güç kaynaklarına nazaran oldukça yüksektir.
- Anahtarlamalı gerilim regülatörlerinin çalışma frekansları şehir şebekesinden çok yüksektir (kHz). Bu nedenle tasarımlarında kullanılan bobin ve transformator v.b gibi devre elemanlarının fiziksel boyutları oldukça küçüktür.
- Doğrusal regülatörlerde; regülesiz giriş gerilimi daima çıkış geriliminden büyük olmalıdır. Anahtarlamalı regülatörlerde ise çıkış gerilimi girişten büyük yapılmaktadır.
- Anahtarlamalı gerilim regülatörlerinde birden fazla çıkış elde edilebilmekte ve çıkış geriliminin kutupları değiştirilebilmektedir. Bu özellik doğrusal regülatörlerde söz konusu değildir.

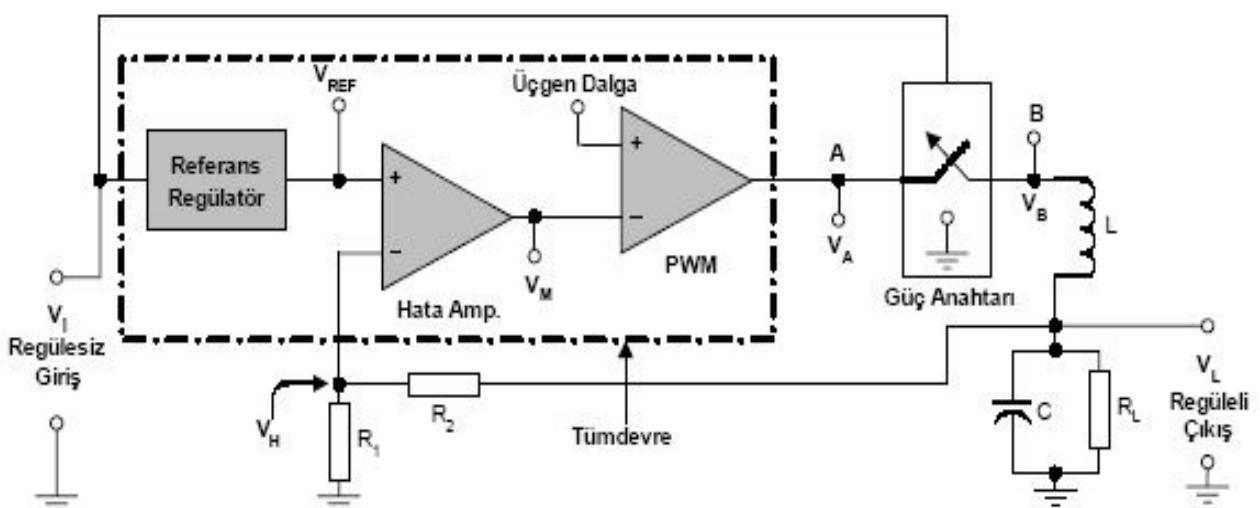
Anahtarlamalı Gerilim Regülatörlerinin dezavantajları:

- Yapıları doğrusal (linear) regülatörlere göre daha karmaşıktır. Bu nedenle tasarımları zor ve maliyetleri yüksek olup düşük güçler için kullanımı ve tasarımını pek tercih edilmez. Yüksek güçlü dc kaynaklarının tasarımında ise anahtarlamalı gerilim regülatörü kullanmak neredeyse zorunluluktur.
- Çıkış gürültü seviyeleri ve dalgalılık oranları daha yüksektir. İlave filtre devreleri kullanımına gereksinim duyulur. Bu durum maliyeti artırır.
- Yük akımlarında ve giriş gerilimlerinde meydana gelen değişimleri algılama ve tepki verme süreleri daha uzundur.
- Anahtarlamalı gerilim regülatörleri yapılarından dolayı, elektromanyetik ve radyo frekanslı (EMI-RFI) girişimlere sebep olurlar. Bu nedenle özel filtre devrelerine ve ekranlama işlemeye gereksinim duyarlar.

2.8.1 Anahtarlamalı Gerilim Regülatörünün çalışma prensibi:

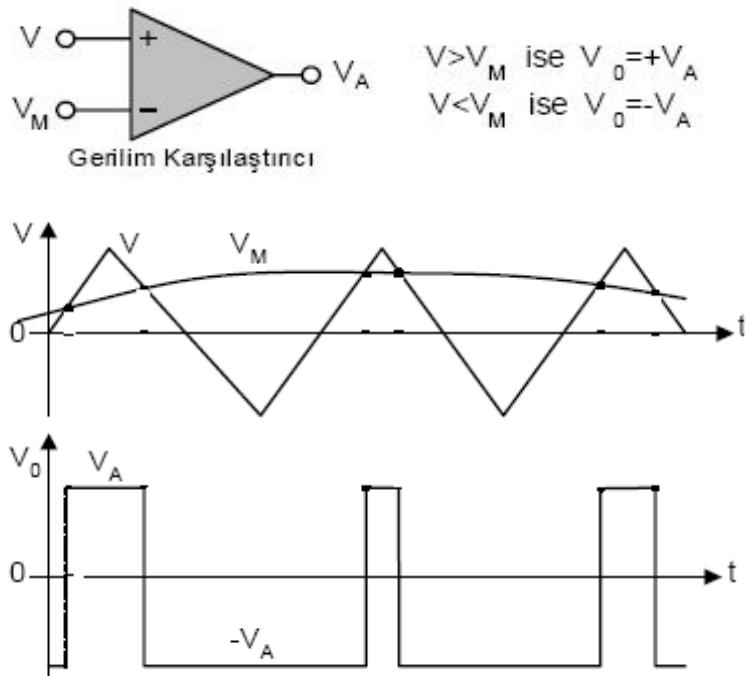
Anahtarlamalı gerilim regülatörünün temel çalışma prensibi, girişine uygulanan dc işaretin yüksek frekanslarda anahtarlanarak çıkışa aktarılmasına dayanmaktadır. Bu işlem için giriş gerilimi kıymakta ve darbe-periyot oranı değiştirilmektedir. Kısaca darbe genişliği modülasyonu (Pulse Width Modulation=PWM) yapılmaktadır. Bu işlem; regülatör çıkışını giriş geriliminde oluşan değişimlerden bağımsız hale getirir.

Ayrıca devrede kullanılan elemanlar (yarıiletkenler) kesim/doyum modunda anahtarlamalı olarak çalışıkları için güç kayıpları minimumdur. Anahtarlamalı bir güç kaynağının blok olarak temel yapısı [Şekil 2.21](#)'de verilmiştir.



[Şekil 2.21](#) Anahtarlamalı DC gerilim regülatörünün blok diyagramı

Blok diyagramı verilen anahtarlamalı gerilim regülatörünün temel çalışma ilkelerinden olan darbe genişliği modülasyonunun (PWM) temel prensibi ise [Şekil 2.22](#)'de gösterilmiştir.



Şekil 2.22 Anahtarlamalı dc gerilim regülatöründe dalga biçimleri

Anahtarlamalı gerilim regülatörünün blok diyagramının da görüldüğü gibi hata amplifikatörünün eviren girişindeki gerilim (V_M), geri beslemeden dolayı;

$$V_H = V_0 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Opamp'ın ideal olduğu kabul edilirse (eviren ve evirmeyen girişleri arasında gerilim farkı yoktur), evirmeyen girişteki V_{REF} değeri;

$$V_H = V_0 \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \Rightarrow V_0 = V_L = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Elde edilen çıkış geriliminin devre giriş gerilimi V_i 'den ve yük akımı I_L 'den bağımsız olduğu görülmektedir. Devrede $R_2=2 \cdot R_1$ ve $V_{REF}=10$ V olarak seçilirse, devrenin çıkış gerilimi V_0 ;

$$V_0 = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 10 V \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1} \right) = 30 V$$

Dolayısı ile çıkış geriliminin maksimum değeri V_I kadar olduğundan bu devre $V_0 < V_I$ olacak şekilde kullanılabilir. **Sekil 2.21**'de verilen gerilim karşılaştırıcının çıkışındaki V_A geriliminin periyodu T 'dir. Buna göre darbe-periyot oranı (D);

$$D = \frac{\text{Darbe süresi}}{\text{Periyot}} = \frac{\tau}{T}$$

Göründüğü gibi darbe periyot oranını (D); V_A geriliminin periyodu (T) belirlemektedir. V_A gerilimi ise **Şekil 2.21**'de görüldüğü gibi karşılaştırıcı girişine verilen V_M değerine bağlıdır. Dolayısıyla sistemin lineer bir darbe periyot modülatörü (PWM) gibi çalıştığını söyleyebiliriz.

$$D = \frac{\text{Darbe süresi}}{\text{Periyot}} = \frac{\tau}{T} = 0.5 \left(1 - \frac{V_M}{V} \right)$$

Devrede (Şekil 2.21) PWM modülatörü çıkışından alınan V_A gerilimi darbe (pulse) işaretidir (Not: Darbe işaretinin kare dalgadan farkı, pozitif alternansın süresi negatif alternansın süresinden farklıdır). Bu gerilimin gücü, bir güç anahtarlarından geçirilerek yükseltilmektedir. Dolayısıyla güç anahtarı çıkışından alınan V_B gerilimi de darbe işaretidir. Bu gerilimde bulunabilecek yüksek frekanslı harmonik bileşenleri zayıflatmak için bir LC alçak geçiren filtre devresi kullanılır. Bu işlem için $X_L \gg X_C$ seçilmelidir. Bu durumda devre çıkışından alınacak V_0 çıkış gerilimi, V_B 'nin ortalama değerine eşittir.

Anahtarlamalı regülatör devresinde kullanılan güç anahtarı ise (power switch) bir grup transistörle gerçekleştirilen özel bir anahtardır. Bu devrede transistörler aktif bölgede çalıştırılmaz. Kesim ve doyum bölgelerinde bir anahtar gibi çalıştırılır. Bu yüzden güç kayıpları çok azdır. Güç anahtarı devresinde verimliliği artırmak amacıyla kollektör-emiter doyum gerilimi ($V_{CE(sat)}$) düşük ve anahtarlama hızı yüksek transistörler tercih edilir.

Regülasyon İşlemi Nasıl Sağlanır?

- Regülatör çıkış geriliminin (V_L) herhangi bir sebeple azalması, V_H geriliminin azalmasına dolayısıyla opamp'ın eviren girişindeki gerilimin azalmasına neden olur.
- Bu durumda opamp'ın çıkışı yükseleceğinden PWM bloğu vasıtıyla darbe süresi de artar ve regülatör çıkış gerilimdeki azalmaya izin verilmez. Devrede gerilim regülasyonu bu şekilde sağlanmış olur.

2.8.2 Anahtarlamalı Gerilim Regülatör Çeşitleri:

Günümüzde pek çok farklı tip anahtarlamalı gerilim regülatörü tasarımları yapılabilmektedir. Bunların içerisinde en yaygın olarak kullanılanlar ise genellikle 3 tiptir. Bunlar;

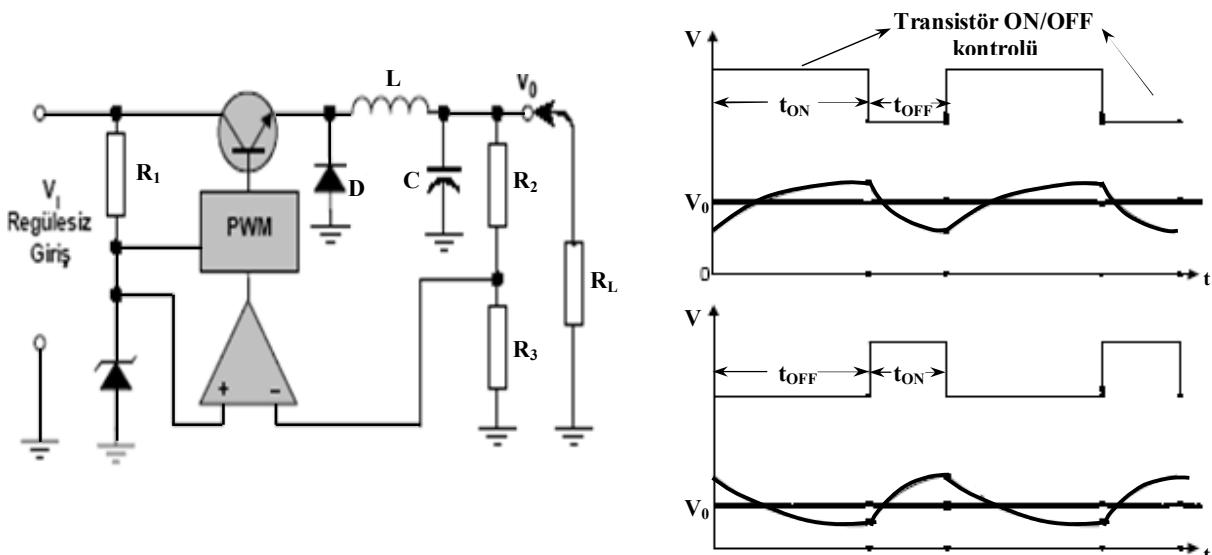
- Aşağıya doğru (step-down veya buck) anahtarlamalı regülatör

- Yukarıya doğru (step-up veya boost) anahtarlamalı regülatör
- Yön çeviren (inverting veya boost) anahtarlamalı regülatör

a) Aşağıya doğru (step-down veya buck) anahtarlamalı regülatör:

Aşağı doğru anahtarlamalı regülatörlerin çıkışından alınan regülesiz giriş geriliminden daha küçüktür. **Şekil 2.23**'de anahtarlamalı gerilim regülatörünün devresi ve devrede kullanılan transtörün kesim-doyum (on-off) aralıkları gösterilmiştir. Devrede kullanılan C kondansatörünün şarj süresi t_{ON} , deşarj süresi ise t_{OFF} olarak şekil üzerinde tanımlanmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi t_{ON} süresinin artırılması V_0 çıkış gerilimini artırmakta, t_{OFF} süresinin artırılması ise çıkış gerilimini azaltmaktadır. Transtör kesim veya doyum modunda anahtarlamalı çalıştırılarak t_{ON} ve t_{OFF} süreleri kontrol edilmektedir. Bu devrenin çıkış gerilimini formüle edersek;

$$V_0 = D \cdot V_i = \frac{t_{ON}}{T} \cdot V_i = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \cdot V_i$$

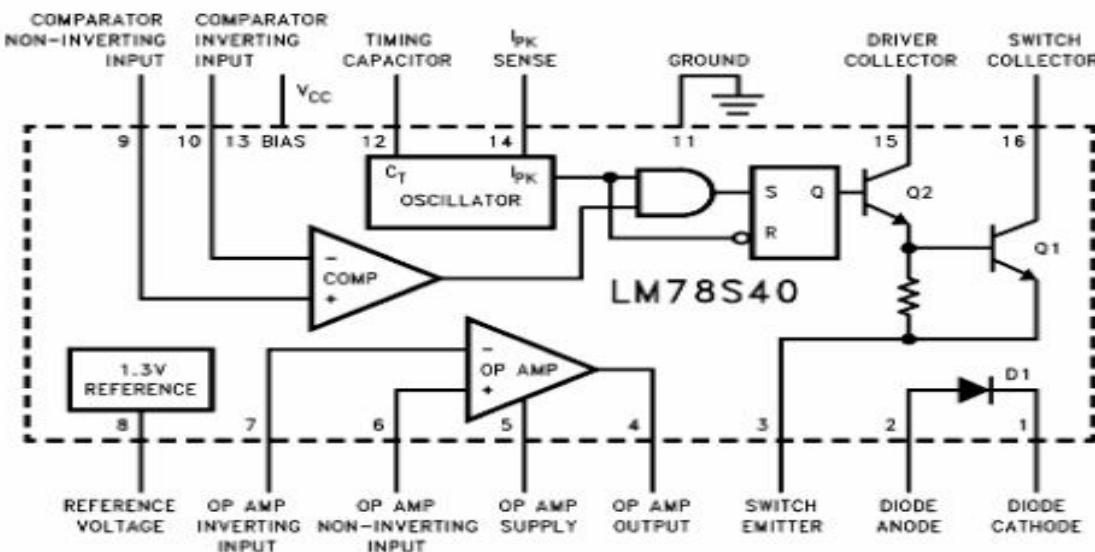


Şekil 2.23 Aşağı doğru anahtarlamalı gerilim regülatörü ve gerilim dalga biçimleri

Devrede regülasyon işlemi şu şekilde sağlanmaktadır: Regülatör çıkış geriliminin (V_0) herhangi bir sebeple azalması, R_3 direncinde oluşan gerilimin azalmasına dolayısıyla op-amp'ın eviren girişindeki gerilimin azalmasına neden olur. Bu durumda op-amp'ın çıkışı yükseleceğinden PWM bloğu vasıtasiyla t_{ON} süresi de artar ve regülatör çıkış gerilimindeki azalmaya izin verilmez. Devrede gerilim regülasyonu bu şekilde sağlanmış olur.

2.8.1 Anahtarlamalı Tümdevre Gerilim Regülatör Devreleri

Anahtarlamalı gerilim regülatörlerinin tasarıminın oldukça zor ve karmaşık olduğu belirtilmiştir. Bu durumu dikkate alan pek çok tümdevre üreticisi, anahtarlamalı gerilim regülatörlerinde kullanılan bir veya birkaç bloğu tek bir tümdevre içerisinde kullanıcıya sunmuştur. Örneğin National Semiconductor firmasının geliştirmiş olduğu LM 78S40 ([Şekil 2.24](#)) tümdevre bunlardan birisidir.



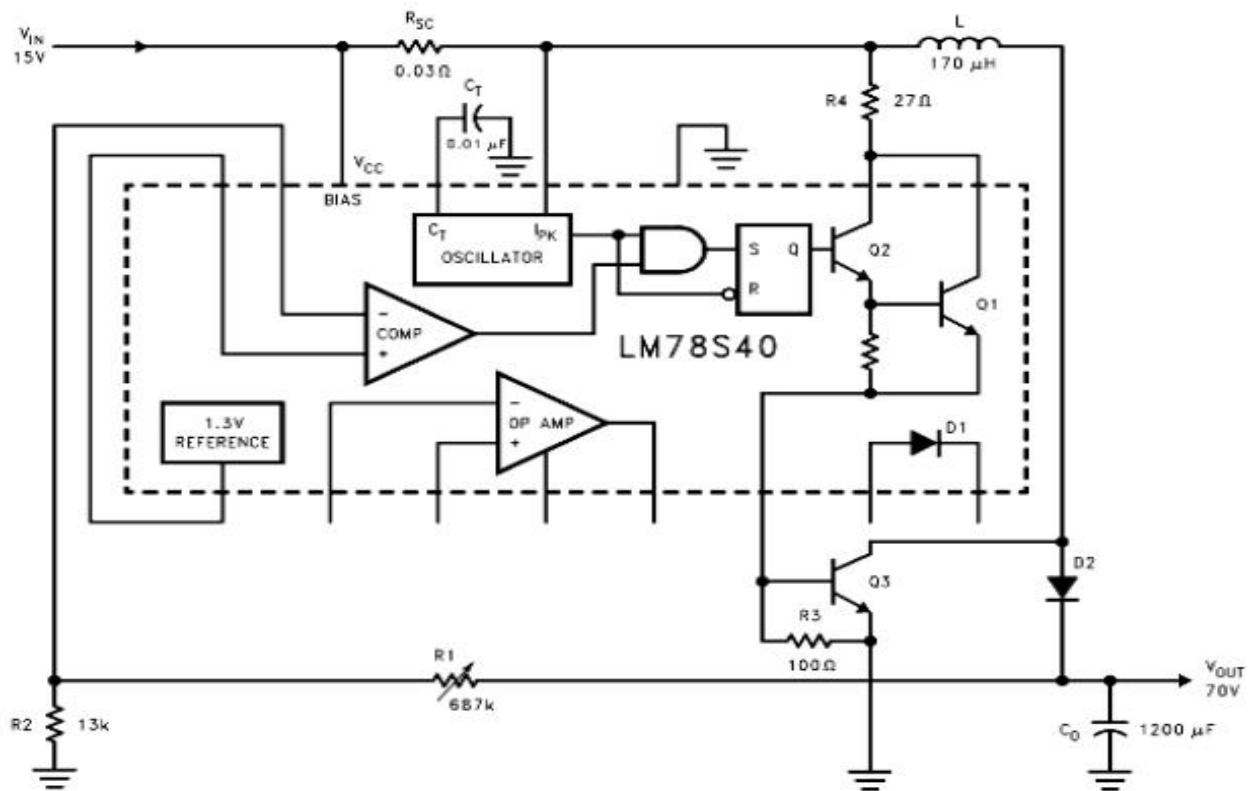
Şekil 2.24 Genel amaçlı anahtarlı gerilim regülatörünün iç yapısı ve pin bağlantıları

Şekil 2.24'de görüldüğü gibi bu tümdevre, anahtarlamalı regülatör sistemleri için gerekli olan aktif yapı bloklarını barındırmaktadır. Bu blokları kısaca; sıcaklık kompanzeli gerilim referansı, aktif akım sınırlayıcıları ve darbe-periyot oranını kontrol eden osilatör devresi, hata kuvvetlendiricisi, yüksek akım-yüksek gerilim çıkış anahtarı, bir güç diyodu ve genel amaçlı bir opamp'dan oluşmaktadır.

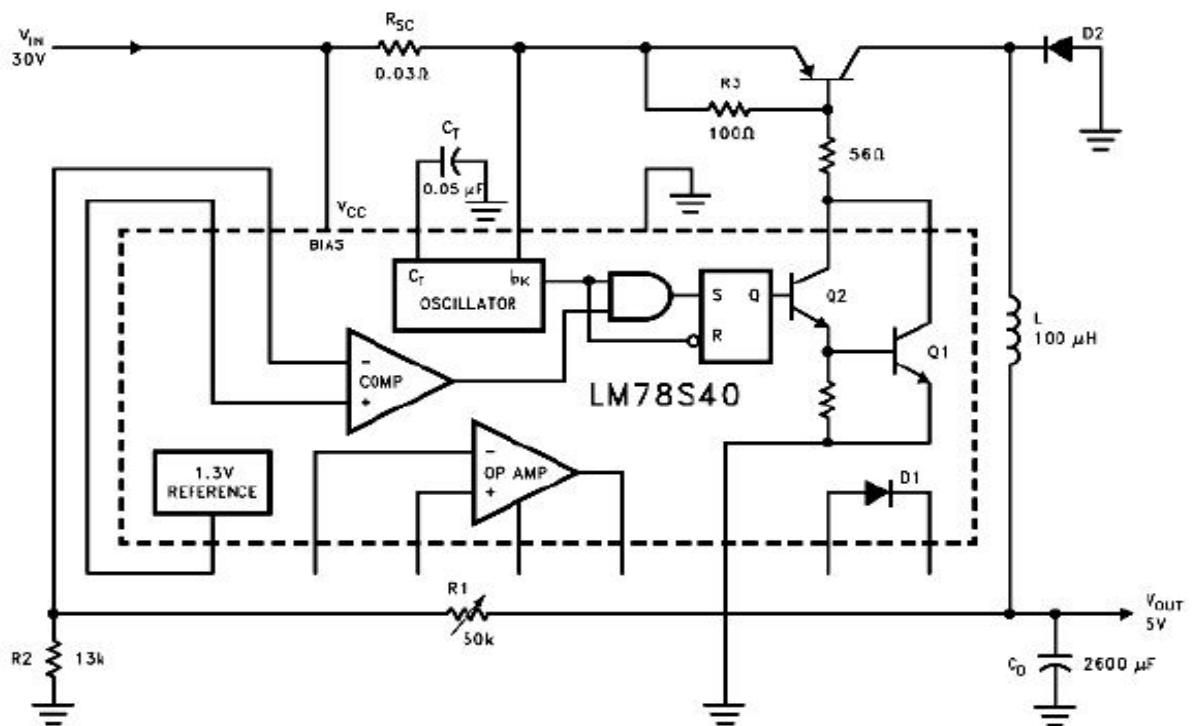
Bu tümdevrenin bazı önemli özellikleri aşağıda sıralanmıştır.

- Yukarı doğru, aşağı doğru ve yön çeviren anahtarlama regülatörü olarak kullanılabilir.
 - Çıkış gerilimi 1.25 V ile 40 V aralığında istenilen bir değere ayarlanabilir.
 - Tümdevre tek başına ve harici güç transistörü kullanmadan 1.5 A'ye kadar tepe akımı verebilir.
 - Geçiş (standby) akımı düşüktür.
 - 80 dB civarında yük ve hat regülasyonuna sahiptir.

LM78S40 entegresi ile gerçekleştirilmiş step-up (yukarı) ve step-down tip anahtarlamalı gerilim regülatörü devreleri [Şekil 2.25](#) ve [Şekil 2.26](#)'da verilmektedir. Üretici firma katalogları kullanılarak ihtiyaca uygun anahtarlamalı gerilim regülatörleri tasarlanabilir.

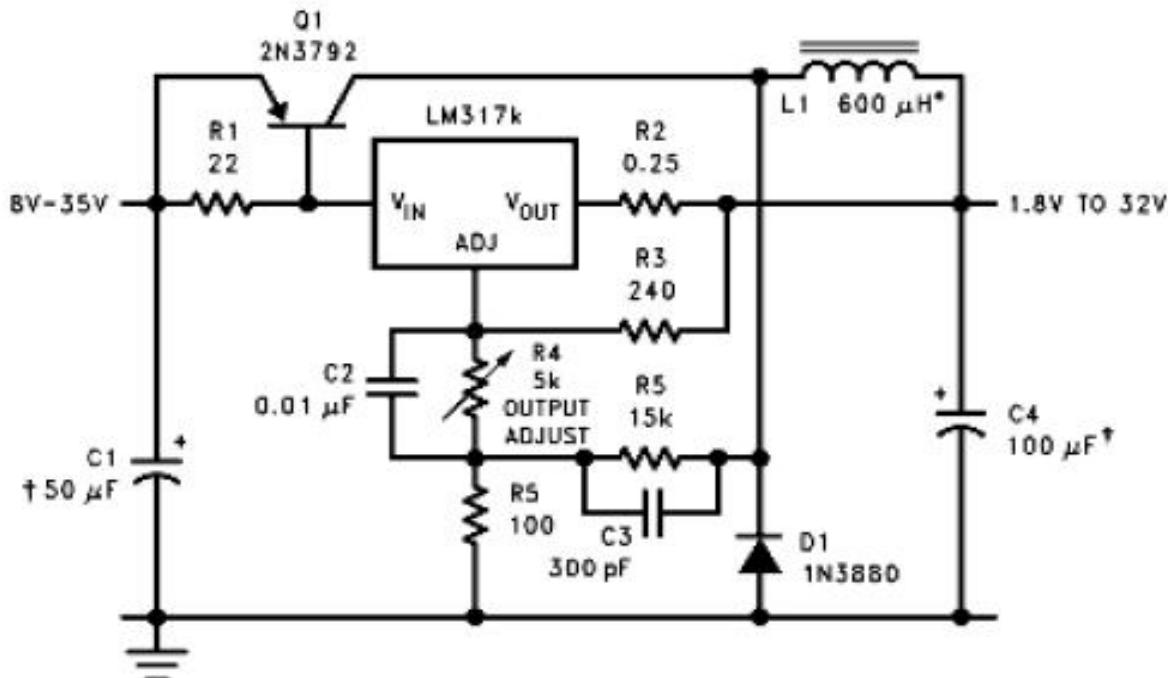


Şekil 2.25 Step-Up anahtarlamalı gerilim regülatörü (15V/70V)



Şekil 2.26 Step-down anahtarlamalı gerilim regülatörü (30V/5V)

Bir LM 317K entegresi ile gerçekleştirilmiş anahtarlamalı gerilim regülatör devresi [Şekil 2.27](#)'de gösterilmektedir.



[Şekil 2.27](#) LM 317K entegresi ile gerçekleştirilmiş bir anahtarlamalı regülatör devresi

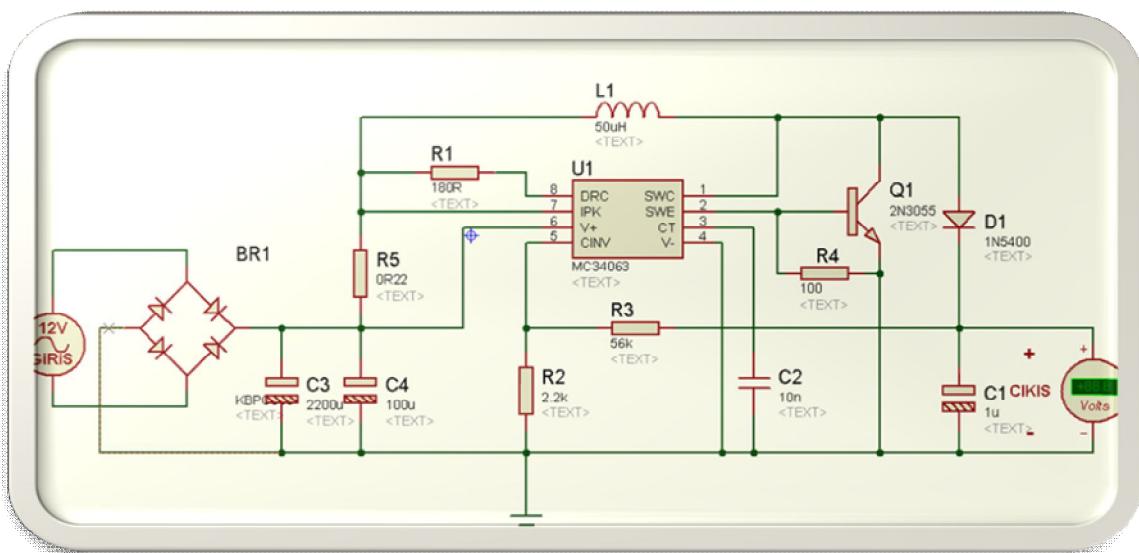
ÖDEV: [Şekil 2.27](#)'deki devrenin çalışmasını anlataarak, ne tür bir anahtarlamalı regülatör devresi (devrenin bölümlerini şekil üzerinde göstererek) olduğunu belirtiniz.

Projenin Adı: Yukarı Doğru (set-up) Anahtarlamalı Gerilim Regülatör Devresi

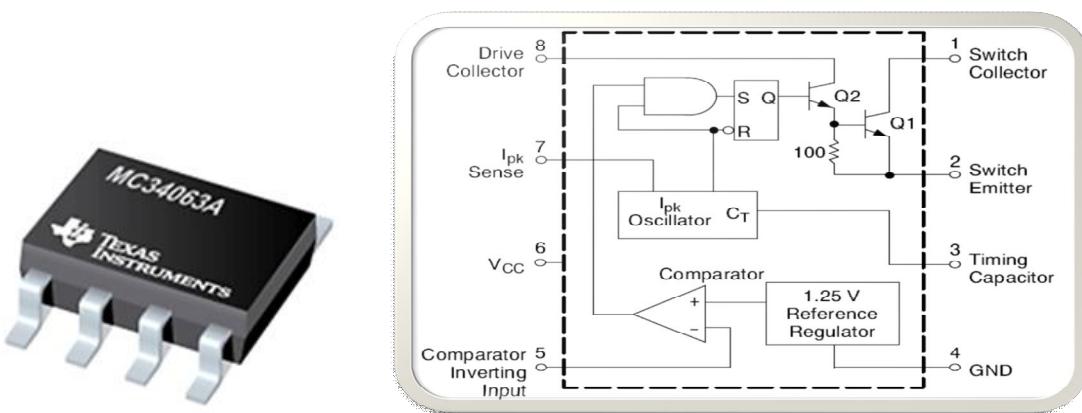
Hazırlayanlar: Murat AŞCI (100705030) ve Mehmet ÖZEL(100705053)

Kullanılan Malzemeler:

- 1 Adet 40 W'lik 220-12V transformatör
- 1 Adet Tam Dalga Doğrultucu
- 2200 uF(63v)(x2) , 1uF(63V) (x1), 10nF (x1) Kondansatörler
- 1 Adet 50uH bobin
- 1 Adet MC34063 entegre
- 1 Adet 2N3055 transistör
- 1 Adet 1N5400 diyot
- 100 ohm, 2.2k ohm , 56k ohm dirençler
- 0.22 ohm(5W) ,180 ohm(3W) dirençler



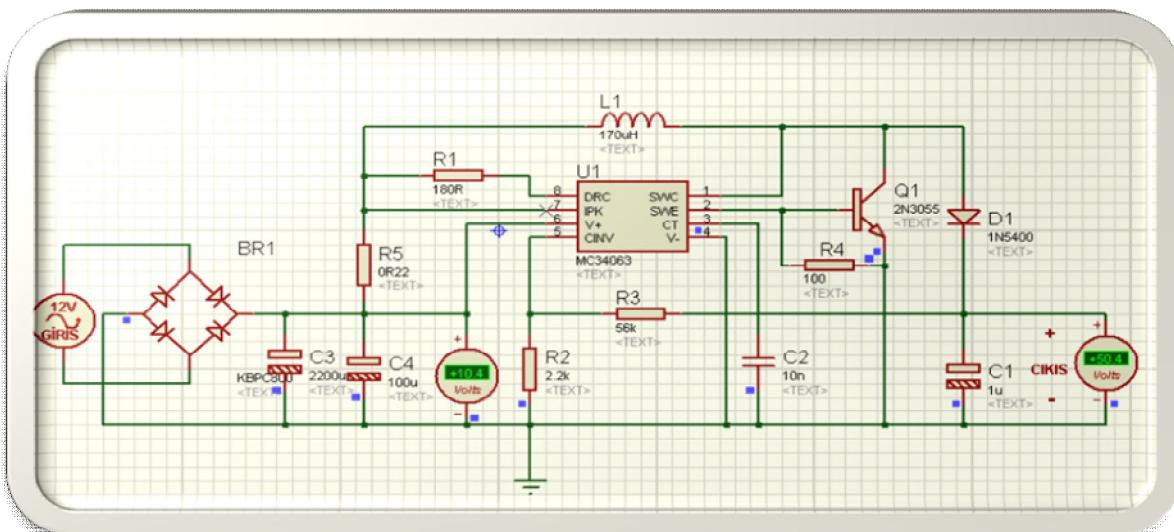
- L1 Bobini ve C1 kondansatörü :Son filtreleme görevini üstlenirler. Alçak geçiren filtre(AGS)
- C2 Kondansatörü: Üçgen dalga osilatörün zamanlama kondansatöridür.
- 1N5400 Diyot : Koyucu elemanıdır.Çıkış akımının geri yönlü ilerlemesini öner.
- Q1 Transistörü ve R4 Direnci : Aşırı akım korumadır. Çıkış kısa devre olduğunda sistemden aşırı akım geçmesini öner.
- R3 ve R2 Dirençleri : Devredeki çıkış gerilimi belirleyen yüklerdir.Ayrıca R2 direnci devrenin regüle işlemindeki gerilim besleme miktarını belirleyen dirençtir.
- MC34063 Entegre Elemanı : Anahtarlama yaparak devrede regüle işlemi yapar.Cıkış geriliminin sabitlenmesini sağlar.



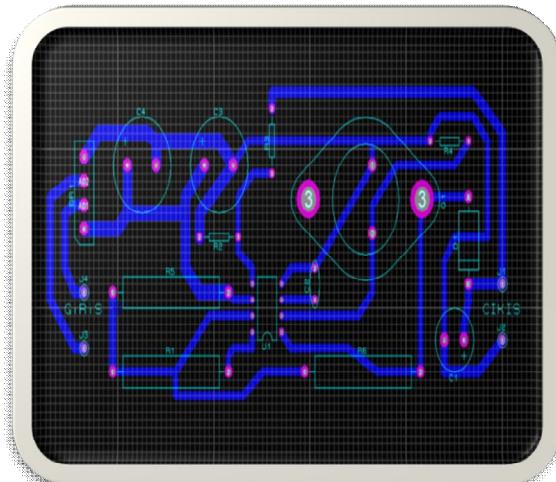
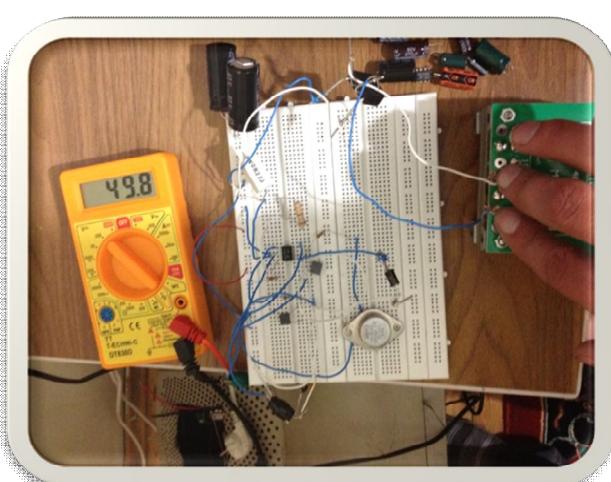
- Entegre blok diyagramında bulunan RS Flip Flop, And(Ve) kapısı, Osilatör devre elemanları PWM (Darbe Genişliği Modülasyonu) gerçekleştirir.
- Q1 ve Q2 Transistörleri anahtarlama görevi yapar.
- 1.25V Referans sağlayıcı comparatör için karşılaştırıcı gerilimi sağlar.
- Comparatör Op-amp'ı faz çevirmeyen(+) uca gelen 1.25V luk referans gerilimi ve faz çeviren (-) uca gelen gerilimler arasında karşılaştırma yapar ve buna bağlı bir çıkış gerilimi

üretir. Faz çevirmeyen uca gelen 1.25V, faz çeviren uca gelen gerilimden büyükse çıkış 1.25V luk referans gerilimi olur. Ancak faz çeviren uca gelen gerilim büyük olursa çıkış 5 numaralı girişe gelen gerilim olur.

Devrenin Çalışması:



- ◻ Elde ettiğimiz 12 V AC gerilim tam dalga doğrultucu ve filtreleme kondansatörlerimiz olan C3 ve C4 tarafından filtrelenerek regülesiz 10.4 V DC gerilim elde edilir.
- ◻ 10.4V regülesiz DC gerilim regülatör devremizin girişine uygulandığında çıkıştan regüleli 50.4 V DC gerilim elde ediliyor.
- ◻ Çıkıştan bu gerilim elde edilirken MC34063 adlı entegremiz anahtarlama yaparak regüle işlemini, L1 bobini ve C1 kondansatörümüz alçak frekans geçirme işlemini (AGS) ve diyon ise çıkış akımının tek yönlü akmasını sağlarlar.

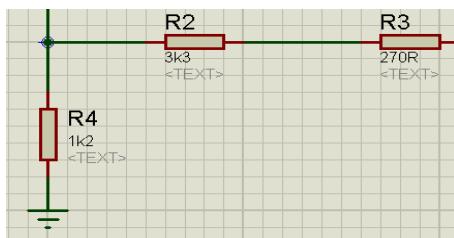
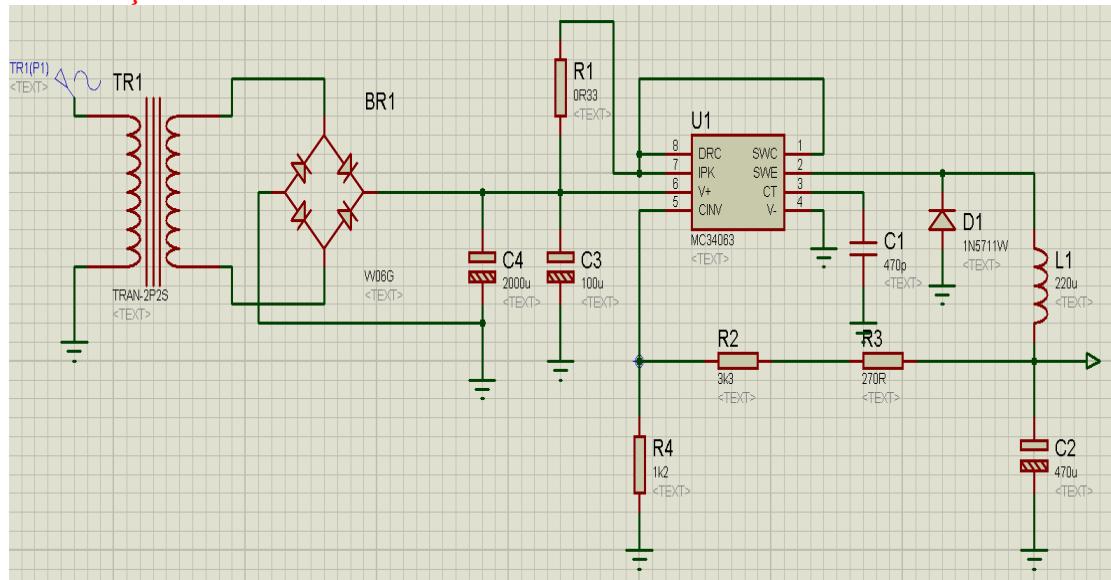


PROJE KONUSU: AŞAĞI ANAHTARLAMALI(STEP DOWN) GERİLİM REGÜLATÖR DEVRESİ

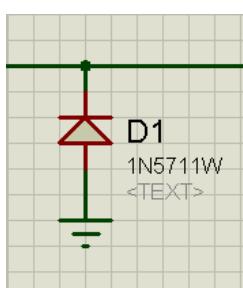
HAZIRLAYANLAR :

090705019 FATİH KOÇER
090705020 ZAFER KARAKAYA

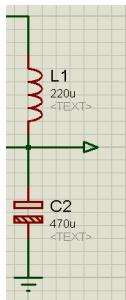
DEVRE ŞEMASI:



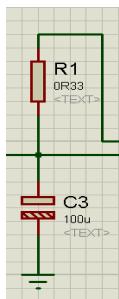
- R2,R3,R4 dirençleri gerilim bölgüsü dirençlerdir.



- D1 diyotu sayesinde L1 üzerine endüklenen negatif gerilimi toprağa aktarır. Koruma amaçlıdır.

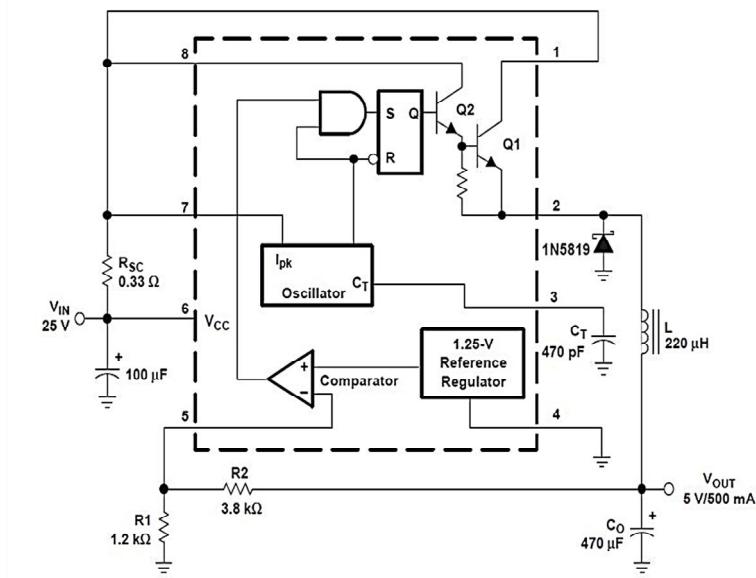


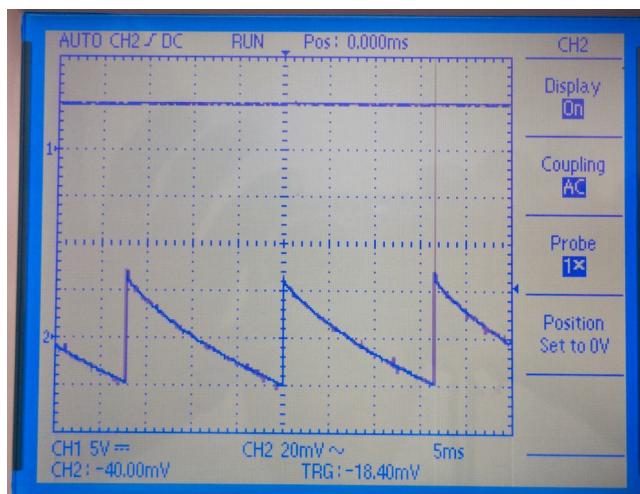
Gerilimde bulunabilecek yüksek frekanslı harmonik bileşenleri zayıflatmak için bir L_1C_2 alçak geçiren filtre devresi kullanılır



- R1 ve C3 elemanları regülatörün ön filtre katını oluşturmaktadır. Ayrıca C3 kondansatörü dalgalanmaları toprağa aktarır.

Regülatör Katınınin Açık Hali





Giriş 25 V iken çıkış 5 V olarak elde edilmiştir.

3. AKTİF SÜZGEÇLER/FİLTRELER (ACTIVE FILTERS)

Filtrelerin başlıca işlevi, belirli bir frekans bandını geçirip diğerlerini zayıflatmasıdır. **Pasif** ve **Aktif** olmak üzere iki tipfiltre tasarımını yapılabılır. Pasiffiltre tasarımda; direnç, kondansatör ve bobin (self) gibi pasif devre elemanları kullanılır. Aktiffiltrelerde ise pasif devre elemanlarına ilaveten transistör ve tümdevre gibi yarıiletken devre elemanları da kullanılır. Aktiffiltrelerin pasiffiltrelere nazaran bazı avantaj ve dezavantajları vardır. Bunlar aşağıda sıralanmıştır:

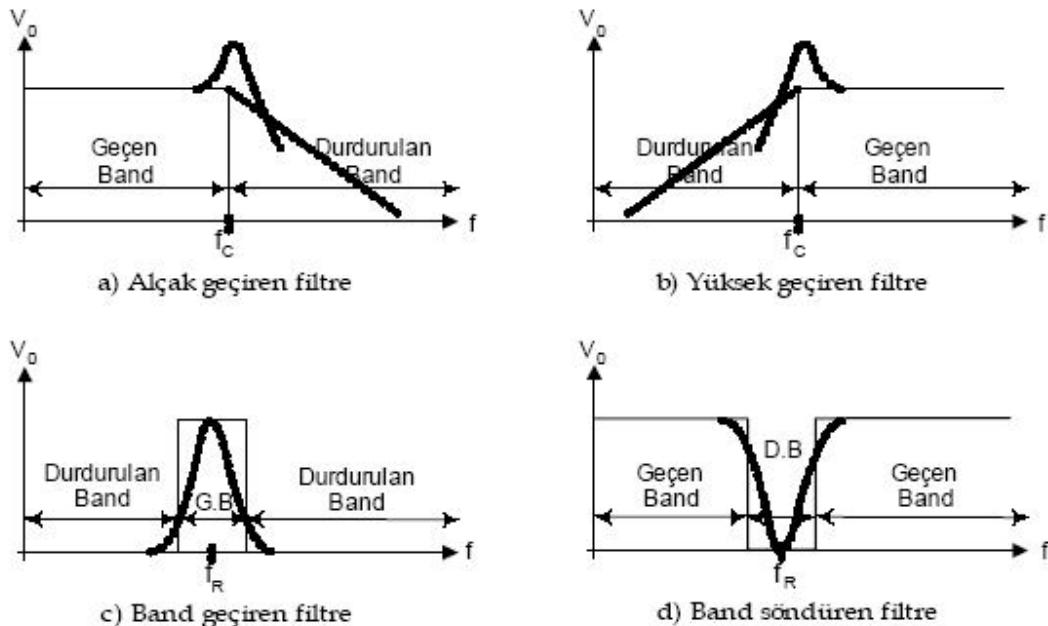
Aktiffiltreler	Pasiffiltreler
Aktiffiltre devrelerinde tümdevre üretim teknolojisinden kaynaklanan sınırlamalar nedeniyle self (bobin) elemanı kullanılamaz. Bu eleman yerine negatif empedans dönüştürücülerden yararlanılarak kondansatörden self elde edilebilir.	Pasiffiltre tasarımda bobin (self) elemanı kullanılır, bir sınırlama yoktur.
Aktiffiltrelerde, filtrenin geçirgen olduğu frekanslarda herhangi bir zayıflatma olmaz. Çünkü aktiffiltre tasarımda kullanılan opamp, filtreden işaretleri yükselterek çıkışına aktarabilir.	Pasiffiltrede filtrenin geçirgen olduğu frekanslarda zayıflatma olur.
Aktiffiltre devrelerinin çıkış empedansı çok düşük, giriş empedansı ise oldukça yüksektir. Bu nedenle, aktiffiltrelerin girişlerine veya çıkışlarına bağlanacak devre veya devre elemanlarının etkilenmesi söz konusu değildir.	Böyle bir durum pasiffiltrelerde söz konusu değildir.
Aktiffiltrelerin her zaman besleme gerilimine gereksinimleri vardır.	Pasiffiltreler herhangi bir besleme gerilimine gereksinim duymazlar.
Aktiffiltre tasarımda kullanılan opampların band genişlikleri sınırlı olduğunda her frekansta aktiffiltre tasarlamak oldukça zordur	Frekans bandı kullanılan bobin ve kapasite değerleri ile ayarlanabilir.

Pek çok endüstriyel uygulamada sıkça kullanılanfiltreler başlıca dört tiptir. Bunlar;

- Alçak Geçiren (Low Pass)
- Yüksek Geçiren (High Pass)
- Band Geçiren (Band Pass)
- Band Söndüren (Notch Filters)

Belirtilen dört tipfiltrenin frekans tepkileri (cevapları) **Sekil 3.1'de** ayrıntılı olarak çizilmiştir. Örneğin alçak geçiren filtre, belirlenen bir frekansın altındaki frekansları geçiren, üstündekileri ise

zayıflatır bir devredir. Belirlenen bu frekans değerine “köşe frekansı” olarak adlandırılır ve “ f_c ” ile ifade edilir. denir. f_c , aynı zamanda; “0.707 frekansı”, “-3dB frekansı” veya “kesim frekansı” olarak da isimlendirilir.



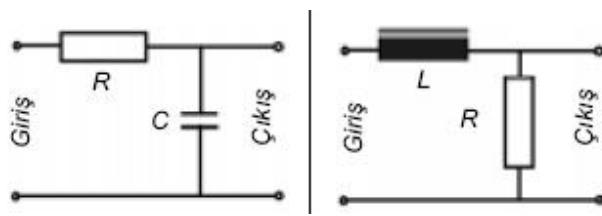
Şekil 3.1 Filtrelerin frekans tepkileri

Filtre devrelerinde iletilen frekans aralığına geçen band, zayıflatılan frekans aralığına ise durdurulan veya söndürülen band adı verilir. Alçak geçiren filtre; kesim frekansının (f_c) altındaki frekansları geçirir, üstündekileri ise durdurur veya zayıflatır. Alçak geçiren filtre devresinde kesim frekansına kadar çıkış gerilimi V_o sabittir ve zayıflama yoktur. Kesim frekansından sonra çıkış işaretini belirli bir eğimle zayıflatır. Bu durum Şekil 3.1'deki karakteristikte kesik çizgi ile gösterilmiştir. Düz çizgi ise ideal filtreyi temsile etmektedir. Yüksek geçiren filtre; kesim frekansının (f_c) üstündeki frekansları geçirir, altındakileri ise durdurur veya zayıflatır. Band geçiren滤器 ise, sadece belirlenen band içerisindeki frekansları geçirir, diğerlerini zayıflatır.

3.1 Pasif filtreler

I- R-C ile yapılan ve alçak frekansları geçiren pasif filtreler: Bu devre sadece alçak frekansları geçirir. Yüksek frekansları şaseye verir. Frekans yükseldikçe kondansatörün kapasitif reaktansı küçülür. Çünkü $X_C = 1 / 2\pi f C$ 'dir. Reaktansın küçülmesi sinyallerin diğer yükselteç katına geçmesini engeller. **Şekil 3.2'de** R-C'li alçak frekansları çıkışa ulaştıran (geçiren) pasif filtre verilmiştir.

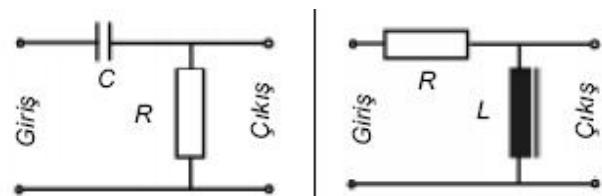
II- R-L ile yapılan ve alçak frekansları geçiren pasif filtreler: Bu filtrede kullanılan bobinin endüktif reaktansı $X_L=2\pi f L$ denklemine göre frekans yükseldikçe büyür. Bu nedenle yüksek frekanslı sinyaller bobinden geçemez. **Şekil 3.2'de** R-L'li alçak frekansları çıkışa ulaştıran (geçiren) pasif filtre verilmiştir.



Şekil 3.2 R-C ve R-L'li alçak geçiren filtreler

III- R-C ile yapılan ve yüksek frekansları geçiren pasif filtreler: Düşük frekanslarda kondansatörün kapasitif reaktansı büyük olduğundan alçak frekanslı sinyaller diğer kata geçemez. **Şekil 3.3'de** R-C'li yüksek frekansları çıkışa ulaştıran (geçiren) pasif filtre verilmiştir.

IV- R-L ile yapılan ve yüksek frekansları geçiren pasif filtreler: Alçak frekanslı sinyallerde bobinin endüktif reaktansı küçük olduğundan sadece yüksek frekanslı işaretler diğer kata geçebilir. **Şekil 3.3'de** R-L'li yüksek frekansları çıkışa ulaştıran (geçiren) pasif filtre verilmiştir.



Şekil 3.3 R-C ve R-L'li yüksek geçiren filtreler

3.2 Aktif filtreler

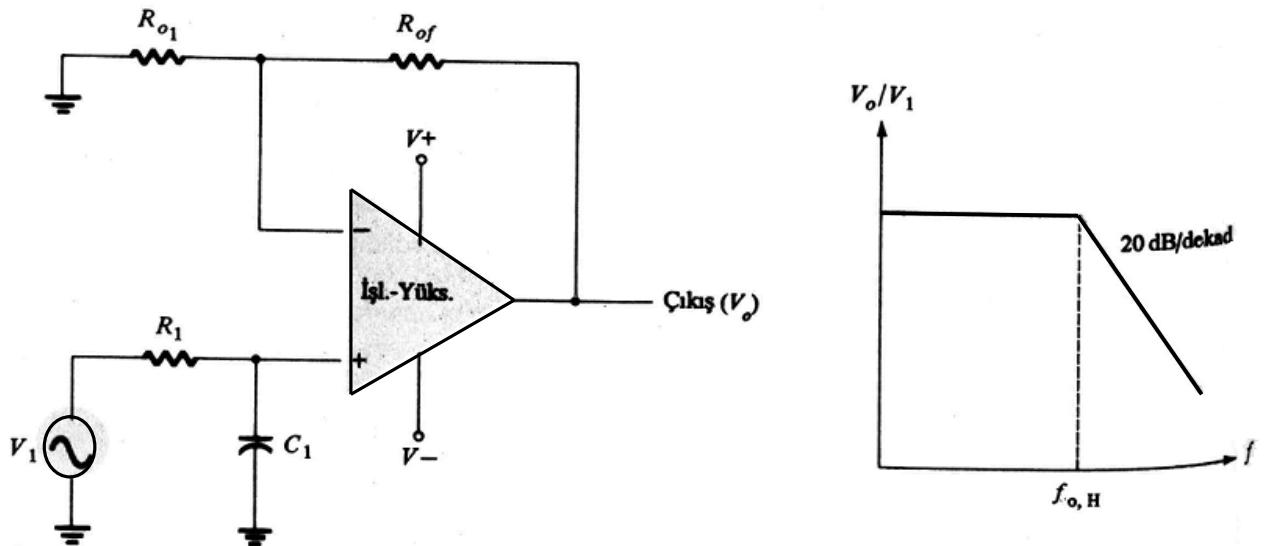
Filtre devreleri zayıflatma eğimine veya kalitesine bağlı olarak; 1. derece veya -20 dB/dekad, 2. derece veya -40 dB/dekad ve 3. derece -60 dB/dekad olmak üzere tasarlanabilirler.

3.2.1 Alçak geçiren aktif filtre

Belirlenen kesim frekansının altındaki frekansları olduğu gibi geçirip, üzerindeki frekansları zayıflatılan filtrelere alçak geçiren filtre denir.

- Birinci dereceden alçak geçiren aktif filtre devresi

Uygulamalarda sıkça kullanılan 1. derece veya -20 deb/dekad'lık filtre devresi ve frekans cevabı **Şekil 3.4'de** verilmiştir.



Sekil 3.4 Birinci dereceden alçak geçiren aktif filtre devresi ve frekans cevabı

Devrede filtre işlemi R ve C elemanlarından oluşmaktadır. Op-Amp ise birim kazanç yükselteci olarak çalışmaktadır. Opamp'ın eviren ve evirmeyen girişleri arasında potansiyel fark olmadığından (0 V), çıkış gerilimi C kondansatörü uçlarındaki gerilime eşittir.

Devrenin kazancı:

$$A_V = \frac{1 + \frac{R_{of}}{R_{o1}}}{1 + j\omega_C R_1 C_1}$$

Burada, Op-Amp'ın DC kazancı:

$$A_o = 1 + \frac{R_{of}}{R_{o1}}$$

$$\text{ve } a_1 = \omega_C R_1 C_1$$

\$a_1\$, Bessel filtre sabiti olarak adlandırılır ve birinci, ikinci, üçüncü derece filtre devrelerinde değeri farklılık arzeder.

Kesim frekansı,

$$f_C = \frac{a_1}{2\pi R_1 C_1}$$

Örnek: $R_1=1.2 \text{ k}\Omega$, $C_1=0.02 \mu\text{F}$ olduğuna göre birinci dereceden alçak geçiren filtrenin kesim frekansını hesaplayınız ($a_1=1$).

$$f_C = \frac{a_1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$= 6.63 \text{ kHz}$$

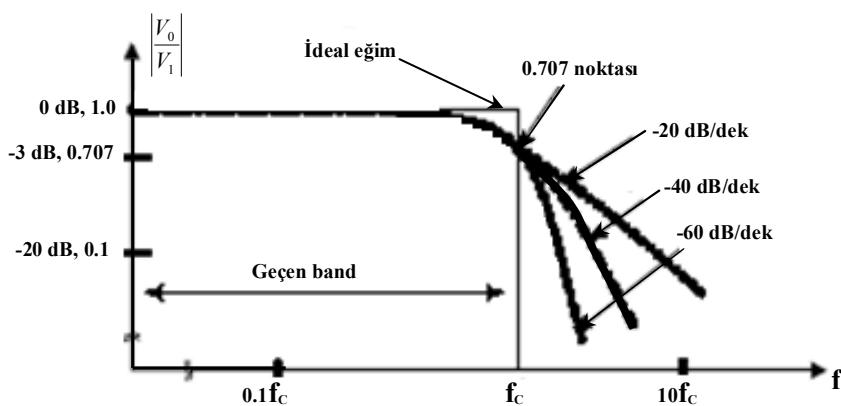
SORU: Birinci dereceden alçak geçiren aktif filtre devresinde kesim frekansının 2 kHz olması isteniyor. Buna göre C_1 kapasitesini bulunuz.

ÇÖZÜM:

$$f_C = \frac{a_1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$\Rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi f_C R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 2000 \cdot 10 \cdot 10^3} = 0.008 \mu\text{F}$$

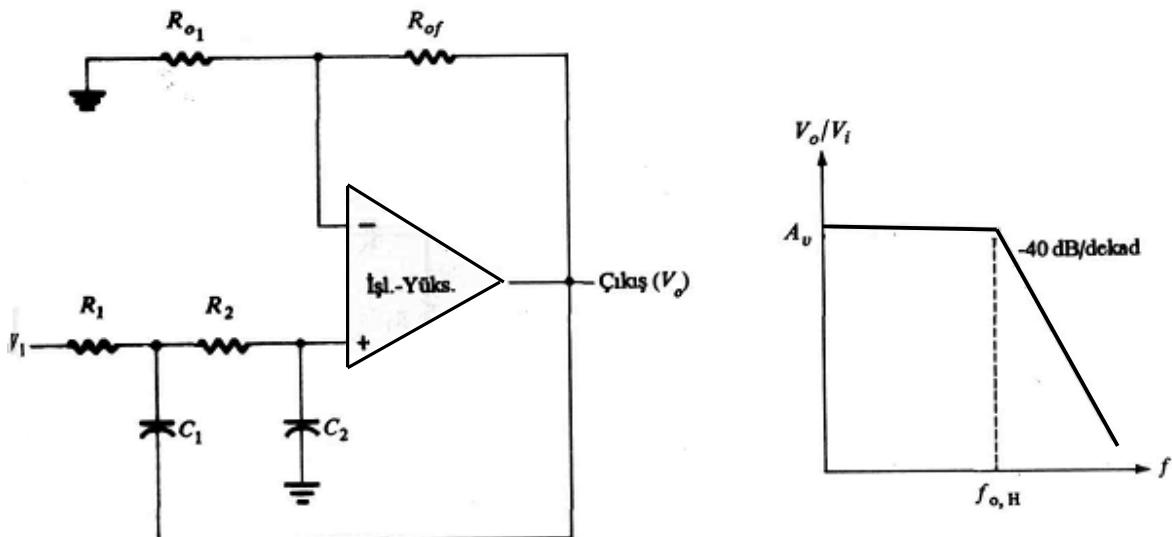
Filtre devrelerinde kesim frekansından sonra zayıflama eğiminin artması, filtrenin ideale yaklaştığını gösterir. Pek çok uygulamada -20 dB/dekad'lık birinci dereceden bir filtre devresi yeterli olmayabilir. Bu amaçla -40 dB/dekad'lık ve -60 dB/dekad'lık filtre devreleri geliştirilmiştir. Alçak geçiren filtre devresi için 20, 40 ve 60 dB/dekad'lık frekans cevapları (frekans/kazanç eğrileri) **Şekil 3.5'de** gösterilmiştir.



Şekil 3.5 Alçak geçiren filtre devrelerinin frekans tepkisi

Filtrenin **Şekil 3.6**'daki gibi bağlanması 40 dB/dekad'lık kesim frekanslı ikinci dereceden bir aktif alçak geçiren filtre oluşturur.

- İkinci dereceden alçak geçiren aktif filtre:



Şekil 3.6 İkinci dereceden alçak geçiren aktif filtre devresi ve frekans cevabı

Devrenin analizi için aşağıda belirtilen adımlar sırayla izlenmelidir.

1. İlk adım kesim frekansı f_c 'nin belirlenmesi veya seçilmesidir.
2. Analiz kolaylığı için $R_1=R_2=R$ olmalı ve değeri 10 k Ω ile 100 k Ω arasında seçilmelidir. R_{o1} değeri ise $2 \cdot R$ olarak seçilmelidir.
3. C_1 kondansatörünün değeri;

$$C_1 = \frac{0.707}{\omega_c \cdot R} \quad \text{seçilmelidir.}$$

4. C_2 kondansatörü ise $C_2=2 \cdot C_1$ olacak şekilde seçilmelidir.

ÖRNEK: İkinci dereceden alçak geçiren aktif filtre devresinde $R=10$ k Ω , $\omega_c = 30$ krad/s için C_1 ve C_2 değerleri ne olmalıdır?

ÇÖZÜM:

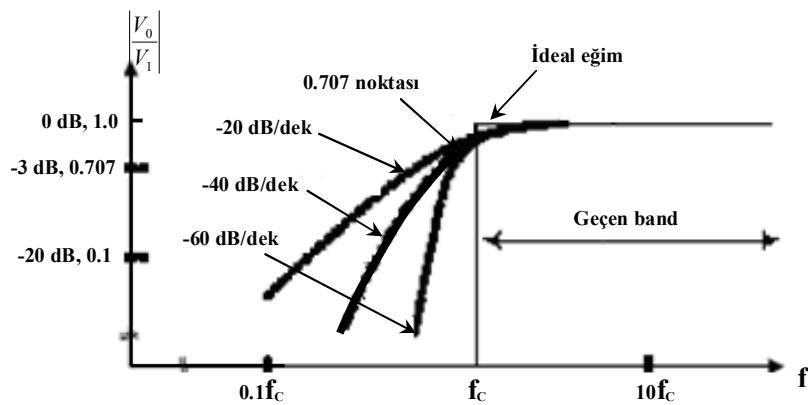
$$C_1 = \frac{0.707}{\omega_c \cdot R} = \frac{0.707}{30 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 2.4 \text{ nF}$$

$$C_2 = 2 \cdot C_1 = 4.8 \text{ nF}$$

Üçüncü dereceden alçak geçiren bir aktif filtre devresi, -40 dB/dekad ve -20 dB/dekad'lık alçak geçiren aktif filtre devrelerinin ardarda bağlanması ile gerçekleştirilir.

3.2.2 Yüksek geçiren aktif filtre

Yüksek geçiren filtre; belirlenen kesim frekansının üstündeki frekansları olduğu gibi geçirip, altındaki frekansları zayıflatır filtredir. -20 dB/dekad, -40 dB/dekad ve -60 dB/dekad olmak üzere üç tip yüksek geçiren filtre devresi vardır. Bu üç tip filtre devresinin frekans cevapları (kazanç/frekans) [Şekil 3.7'de](#) gösterilmiştir.



[Şekil 3.7](#) Yüksek geçiren aktif filtre frekans eğrileri

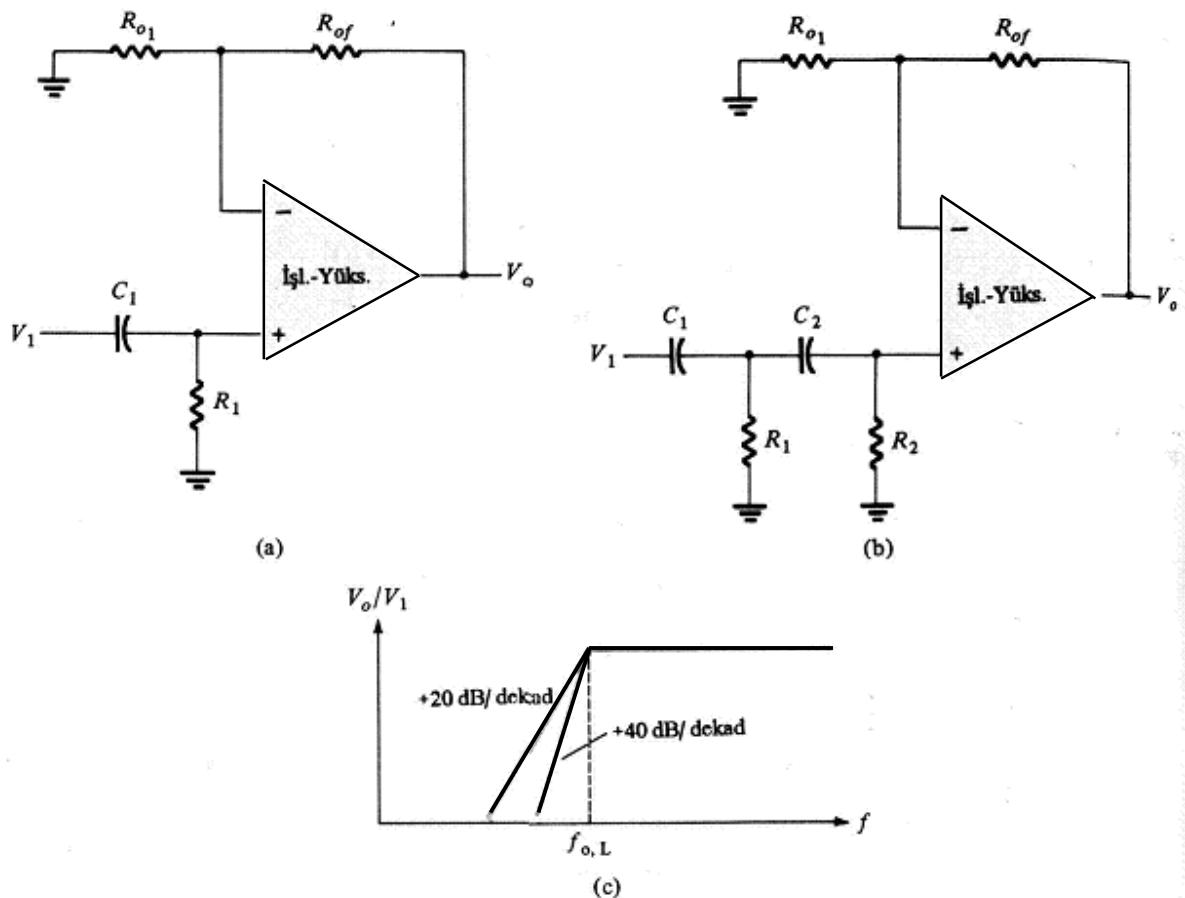
- Birinci ve ikinci dereceden yüksek geçiren aktif filtreler:

Birinci ve ikinci dereceden yüksek geçiren aktif filtre devreleri ve frekans karakteristiği [Şekil 3.8'de](#) gösterilmiştir. -20 dB/dekad'lık filtrenin yeterli olmadığı durumlarda (yani birinci dereceden filtrelemenin yeterli olmadığı durumlarda) -40 dB/dekad'lık (ikinci mertebeden) filtreler kullanılır.

Kesim frekansı;

$$f_C = f_{o,L} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$R_1=R_2$ ve $C_1=C_2$ olan ikinci derece filtre de aynı kesim frekansını verir.



Sekil 3.8 (a) Birinci, **(b)** ikinci mertebeden yüksek geçiren aktif filtre devreleri ve **(c)** frekans eğrisi.

ÖRNEK: $R_1=R_2=2.1 \text{ k}$, $C_1=C_2=0.05 \mu\text{F}$ ve $R_{o1}=10 \text{ k}$, $R_{of}=50 \text{ k}$ olduğuna göre ikinci dereceden yüksek geçiren aktif filtre için kazancı ve kesim frekansını hesaplayınız ($a_1=1.3617$).

ÇÖZÜM:

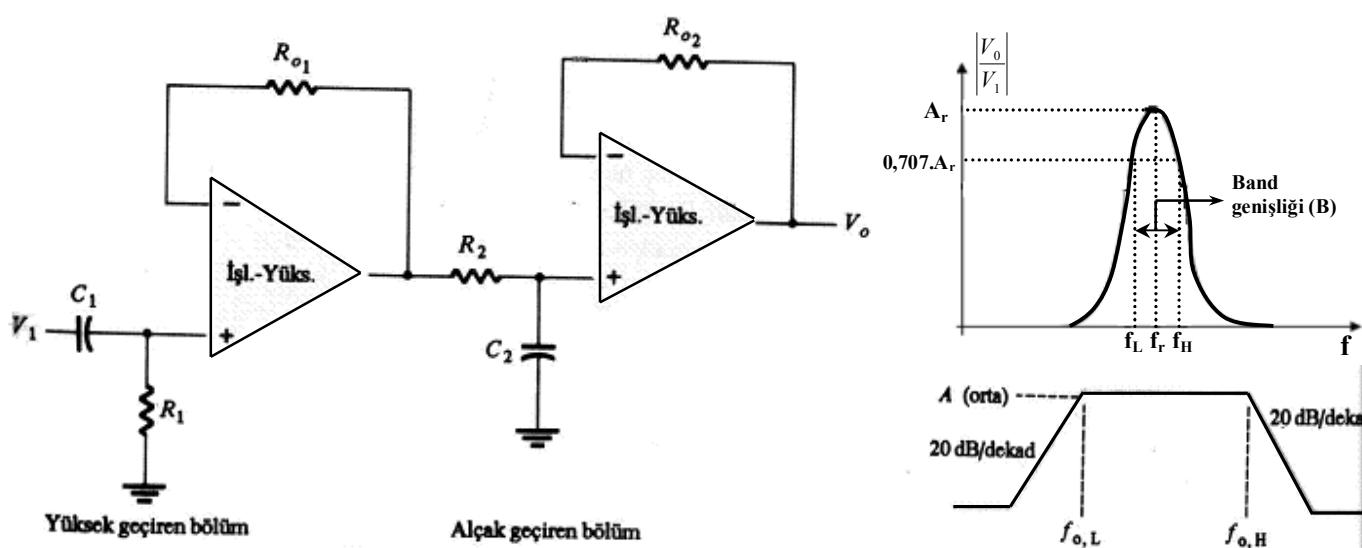
$$A_o = 1 + \frac{R_{of}}{R_{o1}} = 1 + \frac{50}{10} = 6$$

Kesim frekansı,

$$f_C = \frac{a_1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1.3617}{2\pi \cdot 2100 \cdot 50 \cdot 10^{-9}} = 2.04 \text{ kHz}$$

3.2.3 Band geçiren aktif filtre

Band geçiren fitre belirli frekans aralıklarını geçirmek için kullanılan filtrelerdir. Bunun için **Şekil 3.9'da** gösterildiği gibi bir yüksek geçiren ve alçak geçiren filtre ardı ardına bağlanmalıdır. Alçak geçiren filtrenin kesim frekansı, yüksek geçiren filtreninkinden büyük seçilmelidir. Şekil 3.9'da verilen frekans eğrisinden de görüldüğü gibi önce yüksek geçiren filtre alçak frekansları $f_{0,L}$ (f_L) frekansına kadar geçisini engelliyor. Rezonans frekansından (f_r) sonra ise alçak geçiren filtre devreye giriyor ve $f_{0,H}$ (f_H)'a kadar ki frekanstaki sinyalin geçisine izin veriyor. Daha yüksek frekanslı sinyalleri ise geçirmiyor.



Şekil 3.9 Bant geçiren aktif filtre devresi ve frekans eğrileri

Dar ve geniş bant olmak üzere iki tip band geçiren filtre vardır. Dar bant filtrelerde band genişliği rezonans frekansının $1/10$ 'nundan daha küçüktür. Geniş band filtrelerde ise daha büyütür. Rezonans frekansının (w_r), band genişliğine (B) oranına滤re devresinin kalite faktörü (Q) denir. Kalite Faktörü, $Q=w_r/B$ formülü ile belirlenir. Q 'nın alacağı değere göre iltre devresinin kalitesi ve seçiciliği değişir. Q değeri yüksek ise seçicilik de fazladır. Dar bantlı filtrelerde seçicilik daha fazladır çünkü $Q>10$ 'dur. Geniş bantlıda ise $Q<10$ 'dur.

Band geçiren filtre tasarımda iki yöntem vardır. Birinci yöntemde w_r ve B değerleri seçilir, Q değeri ise hesaplanır. İkinci yöntemde ise w_r ve Q değerleri seçilir, B değeri ise hesaplanır. Hesaplamayı kolaylaştırmak ve devreyi sadeleştirmek için $C_1=C_2=C$ olarak seçilir ve B hesaplanır. R değerleri ise aşağıdaki formüllerle hesaplanır:

$R_{o1}=R_{o2}=R$ alınarak;

$$R = \frac{2}{B.C} \quad , \quad R_1 = \frac{R}{2.A} \quad , \quad R_2 = \frac{R}{4.O^2 - 2.A}$$

ÖRNEK: Band geçen filtre devresinde $w_r=10$ krad/s, $A_r=40$, $Q=20$ ve $C_1=C_2=C=0,01 \mu F$ olduğuna göre B , R_1 , R_2 ve R_3 değerlerini hesaplayınız.

ÇÖZÜM:

$$B = \frac{\omega_r}{Q} = \frac{10 \cdot 10^3}{20} = 0,5 \text{ krad / s}$$

$$R = \frac{2}{B \cdot C} = \frac{2}{0,5 \cdot 10^3 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 400 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{R}{2 \cdot A_r} = \frac{400 \cdot 10^3}{2 \cdot 40} = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R}{4 \cdot Q^2 - 2 \cdot A_r} = \frac{400 \cdot 10^3}{4 \cdot 400 - 2 \cdot 40} = 263 \text{ k}\Omega$$

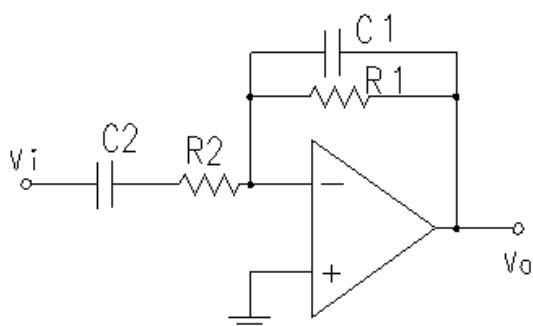
ÖRNEK: $R_1=R_2=10 \text{ k}$, $C_1=0.1 \mu F$, $C_2=0.002 \mu F$ alarak band geçen aktif filtrenin alt ve üst kesim frekanslarını hesaplayınız.

ÇÖZÜM:

$$f_{o,L} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 159 \cdot 15 \text{ Hz}$$

$$f_{o,H} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 7.96 \text{ kHz}$$

Tek op-amp ile gerçekleştirilen ve Q 'su düşük (geniş band) bir diğer band geçen aktif filtre devresi **Şekil 3.10**'da gösterilmektedir.



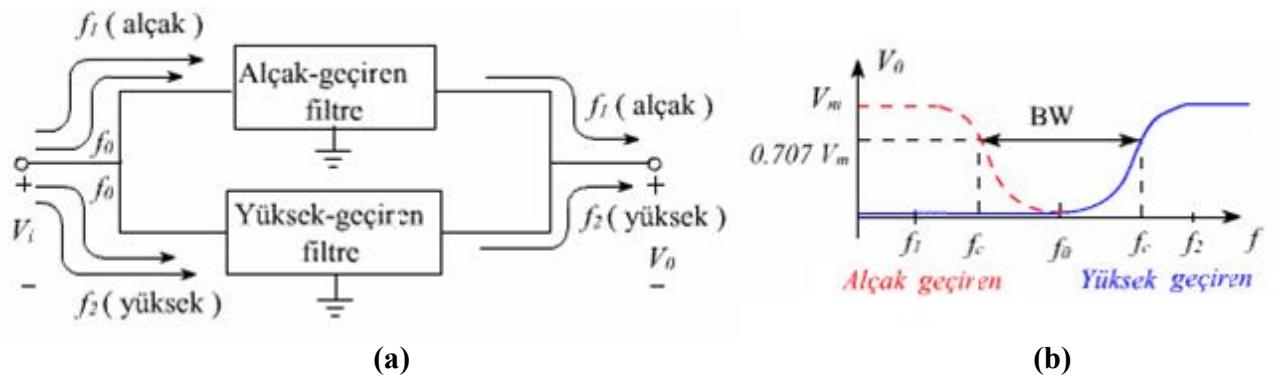
Şekil 3.10 Band geçen aktif filtre devresi

Yandaki band geçen aktif filtre devresi, alçak frekansları ($\omega \ll 1/R_2 C_2$) ve yüksek frekansları ($\omega \gg 1/R_1 C_1$) durduracak fakat kazancın $-R_1/R_2$ olduğu orta frekansları geçirecektir. Bunun yanı sıra, bu devre çok dar bantlı bir filtre yapmak için kullanılamaz.

3.2.4 Band durdurulan (söndüren) aktif filtre

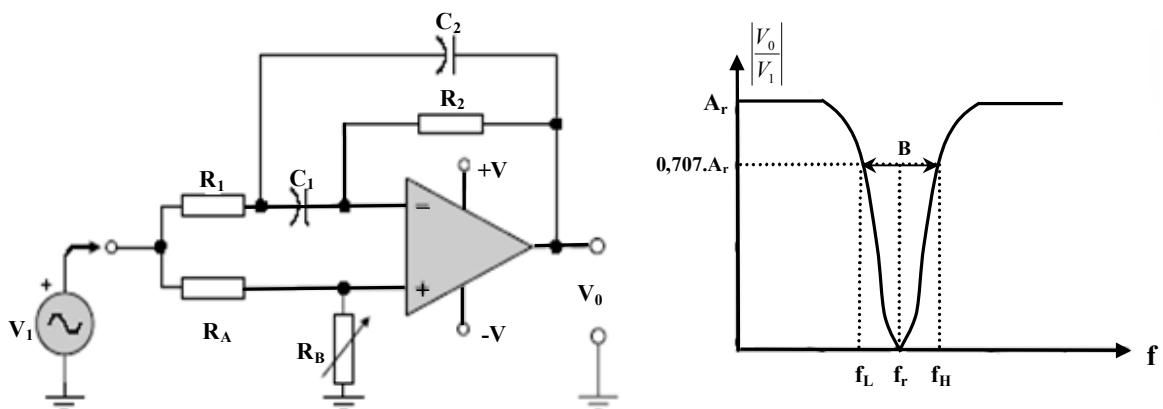
Belirli bir frekans aralığındaki işaretleri geçirmeyip, diğerlerini geçireren veya zayıflatılan bir filtre tipidir. Bir yüksek geçen filtre ile alçak geçen filtreyi paralel bağlamak ya da seri rezonans

devresi (pasif filtre) ile band durdurulan filtre yapılabilir. Şekil 3.11'de görüldüğü gibi f_1 alçak düzeyde bir frekansta olduğunda alçak geçiren devresinden geçer ve f_2 yüksek bir frekansta olduğunda diğer kolu izler.



Şekil 3.11 Band durdurulan filtre devresi şematik gösterimi (a) ve frekans cevabı (b).

Band söndüren filtre genellikle istenmeyen ve sistemler üzerinde parazit (gürültü) etkisi yapan işaretlerin zayıflatılmasında kullanılır. Örneğin elektronik cihazların çevresinde çalışan motor, jeneratör, transformator v.b elektromekanik cihazlar çevrelerinde ve şebekede elektriksel gürültü oluşmasına sebep olurlar. Belirtilen bu parazitleri yok etmek amacıyla elektronik cihazların pek çoğu band söndüren filtre devreleri kullanılır. **Şekil 3.12**'de bir band söndüren filtre devresi ve frekans eğrisi verilmektedir. Band söndüren filtre devresinin düzenlenmesinde; rezonans frekansı, band genişliği (B) veya kalite faktörü (Q)'nın bilinmesi gereklidir.



Şekil 3.12 Band durdurulan (söndüren) filtre devresi ve frekans cevabı

Devrenin eleman değerlerinin hesaplanması sırasında aşağıdaki adımlar izlenir:

- 1- $C_1=C_2=C$ elemanları için uygun bir değer seçilir.
- 2- Devrede kullanılan direnç değerleri şu şekilde hesaplanır:

$$R_2 = \frac{2}{B.C} \quad R_1 = \frac{R_2}{4.Q^2}$$

$R_A=1\text{ k}\Omega$ uygun bir değer olup $R_B = 2.Q^2.R_A$ formülünden hesaplanabilir.

4. GERİLİM KONTROLLÜ OSİLATÖR (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR - VCO)

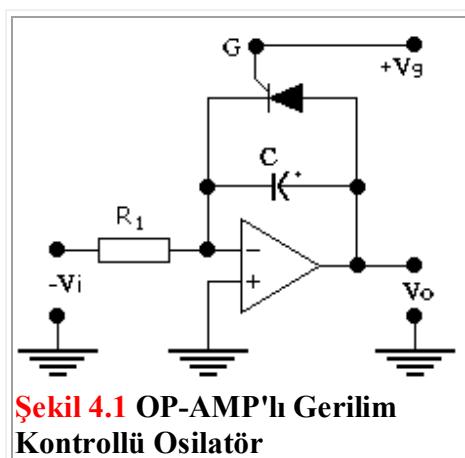
Osilatörler ve çeşitleri konusu ayrı bir bölüm altında incelenecək olmakla birlikte gerilim kontrollü osilatörler faz kilitlemeli çevrim (PLL) gibi bazı elektronik devrelerde kullanıldıklarından PLL konusuna geçmeden önce VCO'ların çalışma prensiplerini öğrenmekte faydalıdır.

Gerilim kontrollü osilatör (VCO), frekansı DC gerilimle belli değerler arasında ayarlanabilen bir osilasyon çıkış sinyali (kare veya üçgen dalga) üreten devredir. Diğer bir deyişle, VCO devresinin girişi DC, çıkış ise periyodik kare ya da üçgen dalgadır. Ayrıca VCO'nun bir de kontrol gerilimi vardır. Bu gerilim VCO'nun frekansını değiştirir. Kontrol gerilimi sıfır olduğunda osilatör normal frekansla salınır, kontrol gerilimi değişikçe VCO'nun frekansı artar veya azalır. VCO, maksimum ile minimum frekans arasında kontrol gerilimine bağlı olarak salınabilecek bir osilatördür. Aksi takdirde VCO'nun istenilen frekans bölgesine ulaşması mümkün olmayacağından VCO, eğer verici sentezörde değişiklik yapmadan UHF kanalında çalıştırılması isteniyorsa 510.15 MHz ile 894.15 MHz arasında salınım yapması gerekmektedir.

VCO'lar Op-Amp'lar veya 566 IC entegre devre elemanlarıyla gerçekleştirilebilirler. Şimdi sırasıyla bunları inceleyelim.

4.1 Op-Amp'ın gerilim kontrollü osilatör olarak kullanılması:

Şekil 4.1'deki devre, V_i giriş voltajı ile frekansı kontrol edilebilir bir testere dışı jeneratördür. Temel olarak bu devre integral alıcı bir devredir. Negatif geri besleme hattında bir kondansatör ve ona paralel bağlı bir tristör (SCR-Silicon Controlled Rectifier) kullanılmıştır. Tristör ON-OFF anahtarlamayı gerçekleştirir. Tristörde, anod-katod ve gate olmak üzere üç terminal bulunur.



Şekil 4.1 OP-AMP'lı Gerilim Kontrollü Osilatör

Gate voltajı (V_G) belli bir eşik gerilimini aşından sonra iletme geçer. Gate voltajı, eşik geriliminin altında bir tristör yalıtımdadır.

Çıkış voltajının pozitif olması için V_i gerilimi negatiftir. DC bataryanın negatif kutbu OP-AMP'in faz çeviren (-) girişine uygulandığı zaman çıkıştan pozitif bir rampa darbesi elde edilir.

Çıkışta meydana gelen pozitif darbe, tristörün eşik gerilimini aşarsa tristör iletme geçer ve kondansatör tristör üzerinden deşarj olur. Bu kez çıkış negatif yönde inmeye başlar. Çıkışın negatif yönde inmesi, tristörü yalıtma sokacından kondansatör tekrar şarj olur. Bu kez çıkışındaki rampa darbesi tekrar pozitif yönde artmaya başlar. Kondansatörün şarj ve deşarjı ile tristörün iletme ve yalıtma geçmesiyle devrenin çıkışından testere dışı biçimindeki dalga elde edilir.

V_i giriş voltajı sabit olduğundan çıkıştan elde edilen testere dışı dalganın eğimi;

$$\frac{dV_0}{dt} = \frac{V_i}{R_1 \cdot C}$$

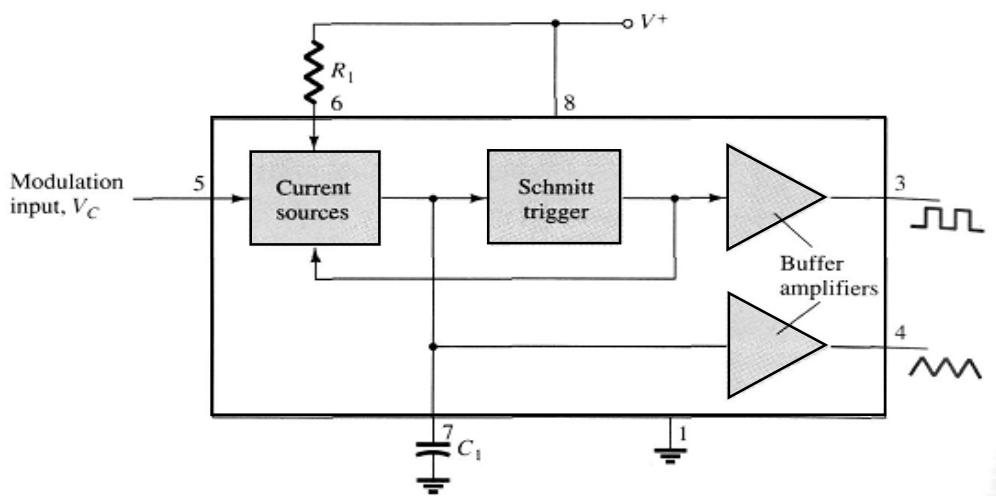
Çıkışta meydana gelen testere dışı dalganın periyodu;

$$T = \frac{V_g}{\frac{V_i}{R_1 C}} = \frac{V_g \cdot R_1 \cdot C}{V_i}$$

Testere dışı dalganın frekansı ise $f = 1 / T$ 'den bulanabilir.

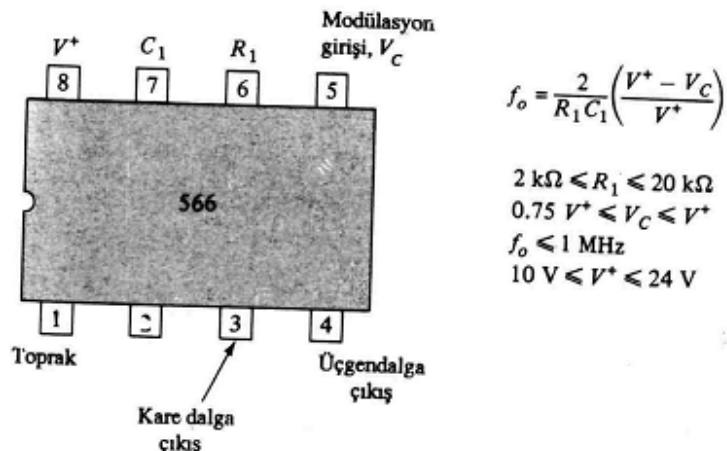
4.2 IC 566 entegresi ile gerçekleştirilen VCO

566 IC VCO'ya bir örnek teşkil eder; bu entegre frekansı dış direnç ve kondansatör ile belirlenen ve uygulanan DC gerilimle değiştirilebilen kare dalga ve üçgen dalga sinyalleri üreten devreler içerir. **Şekil 4.2**'de gösterilen 566 entegresinin C_1 dış kondansatörünü R_1 dış direnciyle belirlenen bir hızda doldurmak ve boşaltmak için kullanılan **akım kaynaklarına (current sources)** ve **DC modülasyon giriş gerilimine (modulation input)** sahip olduğu gösterilmiştir. Kondansatörün doldurulması ve boşaltılması için akım kaynaklarını anahtarlamak amacıyla bir **Schmitt tetikleyici (Schmitt trigger)** devresi kullanılmıştır. Kondansatörün üzerinde oluşan üçgen dalga gerilimi ile Schmitt tetikleyiciden gelen kare dalga **tampon yükselteçleri (buffer amplifiers)** üzerinden çıkışa verilir.



Şekil 4.2 566 fonksiyon üreticisinin blok diyagramı

566 entegresinin bacak bağlantıları ile formülleri [Şekil 4.3](#)'de gösterilmiştir. Uygun bir dış direnç ve kondansatör seçimiyle osilatör, 10 Hz – 1 MHz frekans aralığı arasında düzenlenebilir ve sonra V_C kontrol geriliğiyle 10 Hz – 1 MHz aralığında modüle edilebilir.

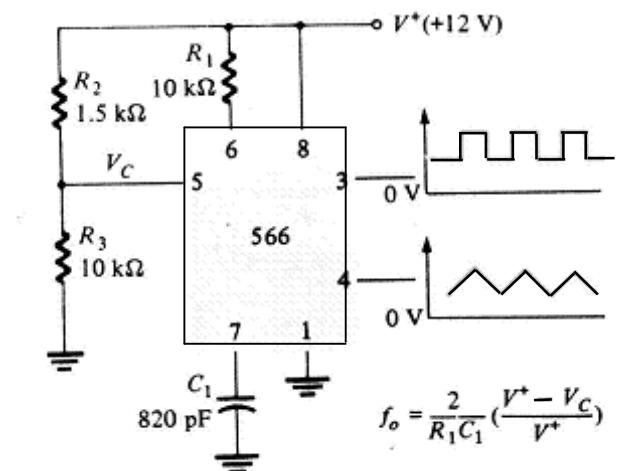


[Şekil 4.3](#) 566 entegresinin bacak bağlantıları ve formülleri

Kare ve üçgen dalga üreten 566 için pratik bir devre örneği [Şekil 4.4](#)'de verilmiştir. Bu pratik devredeki parametrelerin seçimi şu şekildedir:

1. $R_1, 2 \text{ k}\Omega \leq R_1 \leq 20 \text{ k}\Omega$ aralığı içinde olmalıdır.
2. $V_C, \frac{3}{4}V^+ \leq V_C \leq V^+$ aralığı içinde olmalıdır.
3. $f_o, 1 \text{ MHz}'\text{in altında olmalıdır.}$
4. $V^+, 10 \text{ V}$ ile 24 V arasında olmalıdır. $\frac{3}{4}V^+ \leq V_C \leq V^+$

- 566 fonksiyon üretecinin (gerilim kontrollü osilatör) uygulama devresine bir örnek:



[Şekil 4.4](#) 566 VCO pratik devresi

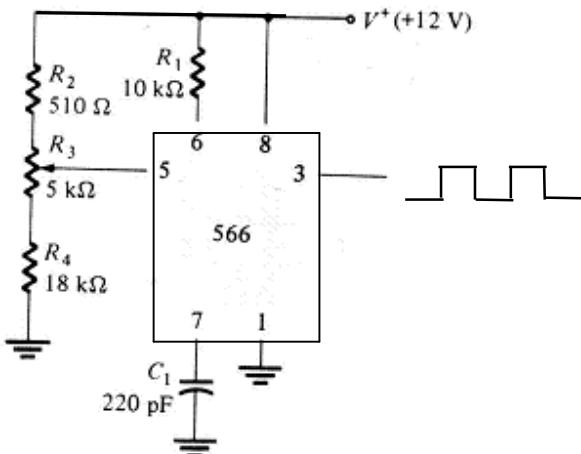
R_2 ve R_3 direnç bülümü, aşağıdaki sabit değere sahip DC modülasyon gerilimini belirler.

$$V_c = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V^+ = \frac{10 \text{ k}\Omega}{1.5 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} 12 \text{ V} = 10.4 \text{ V}$$

$$f_0 = \frac{2}{(10 \times 10^3)(820 \times 10^{-12})} \left(\frac{12 - 10.4}{12} \right) \cong 32.5 \text{ kHz}$$

- **Vc kontrol geriliminin değiştirilmesine örnek bir pratik devre:**

Cıkış kare sinyalinin frekansını ayarlamak üzere V_c giriş geriliminin nasıl kullanılabileceği (değiştirileceğine) örnek bir devre **Şekil 4.5**'de verilmiştir.



Şekil 4.5 566 entegresinin V_c kontrol gerilimi ile frekans ayarı

R_3 potansiyometresi V_c 'nin 9'tan 12 V'a ayarlanması mümkün kılar. Bu da 10 Hz ile 1 MHz frekans aralığına karşılık gelmektedir. R_3 potunun ucu en üst noktada iken:

$$V_c = \frac{R_3 + R_4}{R_2 + R_3 + R_4} V^+ \cong \frac{5 \text{ k}\Omega + 18 \text{ k}\Omega}{510 \text{ }\Omega + 5 \text{ k}\Omega + 18 \text{ k}\Omega} (+12 \text{ V}) = 11.74 \text{ V}$$

Buradan alt çıkış frekansı:

$$f_0 = \frac{2}{(10 \cdot 10^3)(220 \cdot 10^{-12})} \left(\frac{12 - 11.74}{12} \right) \cong 19.7 \text{ kHz}$$

R_3 ayar ucu en alt noktaya getirildiği zaman;

$$V_C = \frac{R_4}{R_2 + R_3 + R_4} V^+ \cong \frac{18 \text{ } k\Omega}{510 \text{ } \Omega + 5 \text{ } k\Omega + 18 \text{ } k\Omega} (+12 \text{ } V) = 9.19 \text{ } V$$

Buradan üst çıkış frekansı:

$$f_0 = \frac{2}{(10 \cdot 10^3)(220 \cdot 10^{-12})} \left(\frac{12 - 9.19}{12} \right) \cong 219.9 \text{ } kHz$$

4.3 Faz Kilitlemeli Çevrim (Phase Locked Loop – PLL)

Faz kitleme devresi (**PLL**: Phase–Locked Loop) geri besleme işaretinin frekans ve fazının, giriş işaretinin fazına ve frekansına kilitlenme ilkesine dayanan bir sistemdir. Giriş işaretinin dalga şekline ilişkin bir sınırlama yoktur. Faz kitleme çevrimlerinin ilk uygulaması, 1932 yılında radyo işaretlerinin aranması amacıyla kullanım alanı bulmuştur. 1960'larda ise, NASA uydu programları için faz kilitlemeli devre teknliğinden yararlanılmıştır. Tümdevre teknolojisinin hızlandığı ve büyük gelişme gösterdiği 1960'lı yıllara kadar, faz kilitlemeli çevrim sistemlerinin gerçekleştirilmesi hem pahalı hem de karmaşık olmaktadır. Tümdevre teknolojisinin gelişmesi ile “tektas (monolitik) tımlaştirmenin” getirdiği ekonomik avantaj, faz kilitlemeli çevrim tekniğini özellikle endüstriyel elektronik ve tüketici elektroniği alanlarında çok büyük uygulama çeşitliliği ile karşı karşıya getirmiştir.

4.3.1 Kullanım Alanları

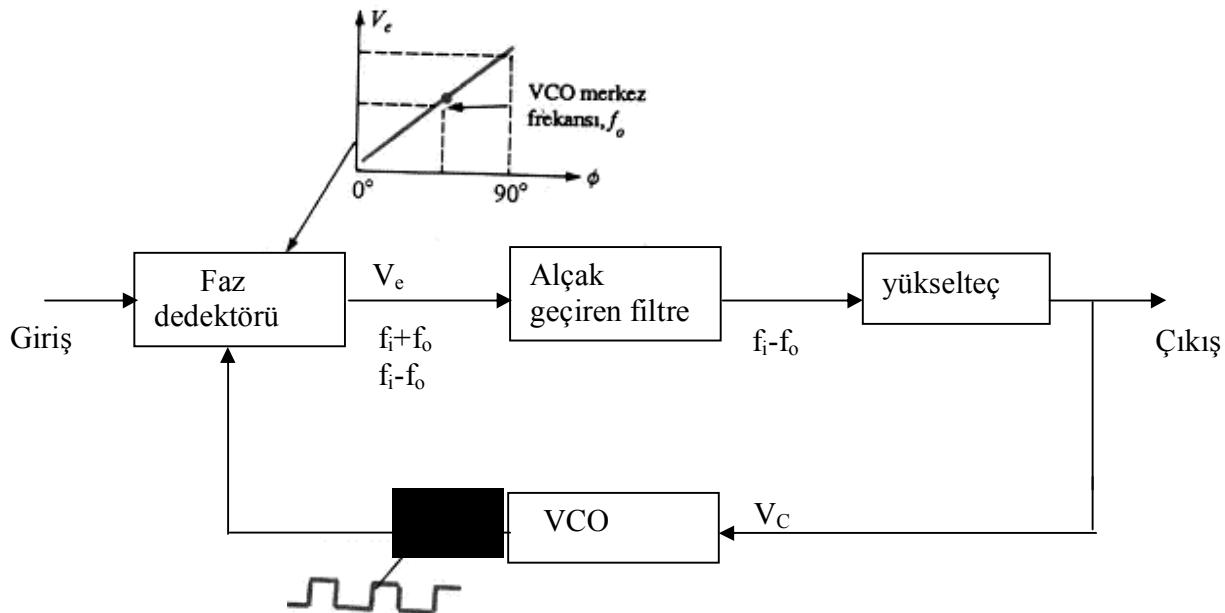
Günümüzde monolitik (tektas) faz kilitlemeli çevrim tekniği, **FM dedektörlerin, stereo demodülatörlerin, ton kod çözüçülerin, frekans sentezleyicilerin** temel yapı bloku olmuştur. **Filtreleme** ve **motor hız kontrolü** de faz kilitlemeli çevrimin diğer uygulama alanları arasında sayılabilir. Faz kilitlemeli çevrim sistemlerinde analog ve sayısal elemanların birlikte kullanılması yoluna gidilmektedir. PLL'in başka yaygın kullanım alanları arasında;

- 1- Bir referans sinyal frekansının katlarını üreten frekans sentezleyici,
- 2- Giriş sinyal frekansı ile PLL çıkış gerilimi arasında mükemmel bir doğrusallığa sahip FM demodülasyon devreleri,
- 3- Frekans kaydırmalı anahtarlama (FSK) çalışmasında kullanılan sayısal veri iletimindeki taşıyıcı frekanslarının veya iki veri iletiminin demodülasyonu,
- 4- Modemler, telemetre alıcı ve vericileri, ton kod çözüçüleri, genlik modülasyonu dedektörleri ve izleme filtreleri.

4.3.2 Faz Kilitlemeli çevrimin yapısı

Günümüzde haberleşme teknigi, ölçü ve kontrol düzenleri gibi yerlerde geniş çapta kullanılan faz kilitlemeli çevrim devresinin ilkesel şeması **Şekil 4.6**'da gösterilmiştir. Bu devrede bir gerilim kontrollü osilatör (VCO – Voltage Controlled Oscillator), bir faz karşılaştırma devresi, bir alçak geçiren filtre ve bir kuvvetlendirici bulunur ve bunlar bir çevrim oluşturur.

Giriş sinyali V_i ve VCO'nun çıkışı V_0 , bir faz dedektörü kullanılarak karşılaştırılır ve **karşılaştırma devresi (faz dedektörü)**, aynı frekanstaki iki giriş işaretinin (V_0 ve V_i) **faz farkına bağlı bir çıkış gerilimi (V_e)** üretir. Faz dedektör çıkışı sinyallerin toplam (f_i+f_0) ve fark (f_i-f_0) frekans bileşenlerini içerir. Daha sonra bu gerilim bir alçak geçirenfiltreye (AGS) uygulanır. AGS, **sinyalin sadece alçak frekans bileşenlerini geçirir**. AGS'nın çıkışı gerekli ise bir yükselteç ile yükseltilir ve bu gerilim PLL devresinin çıkış gerilimi olarak düşünülebilir. Bu çıkış gerilimi (DC gerilim), VCO'nun frekansını modüle etmek için kullanılabilir. Devrenin kapalı çevrim (closed-loop) işlemi, VCO'nun frekansının giriş işaretinin frekansına kilitlenmesi işlemidir.



Şekil 4.6 Faz kilitlemeli çevrim blok diyagramı

PLL'in çalışma ilkesini açıklamak için ilk olarak döngünün kilitli olduğunu düşünelim (giriş sinyal frekansı ile VCO'nun frekansının aynı olması). Giriş sinyal frekansı VCO'dan gelen sinyalin frekansıyla aynı olduğu zaman, çıkışda elde edilen V_c gerilimi VCO'yu giriş sinyali ile kilitli tutmak için gereken gerilimdir. Ardından VCO, giriş frekansında sabit genlikli kare dalga sinyali üretir. En iyi çalışma, VCO merkez frekansının (f_0) kendi doğrusal çalışma aralığının ortasındaki DC öngerilim noktasına ayarlanmasıyla elde edilir.

Döngü kilitlendiği zaman, faz dedektörüne uygulanan iki sinyal aynı faz da olmasa da aynı frekanstadır. Faz dedektörüne uygulanan iki sinyal arasındaki sabit faz farkı, VCO için sabit bir DC gerilim oluşturur. Bu durumda giriş sinyalinin frekansındaki değişimler, VCO'ya uygulanan DC

gerilimin değişmesine neden olur. **Yakalama ve kilitleme frekans (capture-and-lock frequency range)** aralığında DC gerilim, VCO frekansını sürerek giriş frekansıyla eşitlenmesini sağlar.

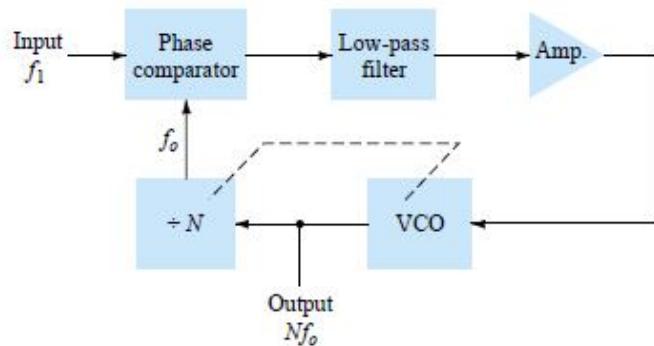
PLL için iki önemli frekans bandı vardır. PLL'in **yakalama aralığı (capture range)**, VCO serbest salınım frekansı (f_0) civarında merkezlenen frekans aralığıdır. Bu frekans aralığı civarında çevrim, giriş sinyaliyle kilitlemeyi sağlar. PLL yakalamayı (capture) başardığı an, **kilitleme aralığı (lock range)** olarak adlandırılan daha geniş bir frekans aralığı boyunca kilitli tutar.

4.3.3 PLL Uygulaması (frekans sentezleyicisi)

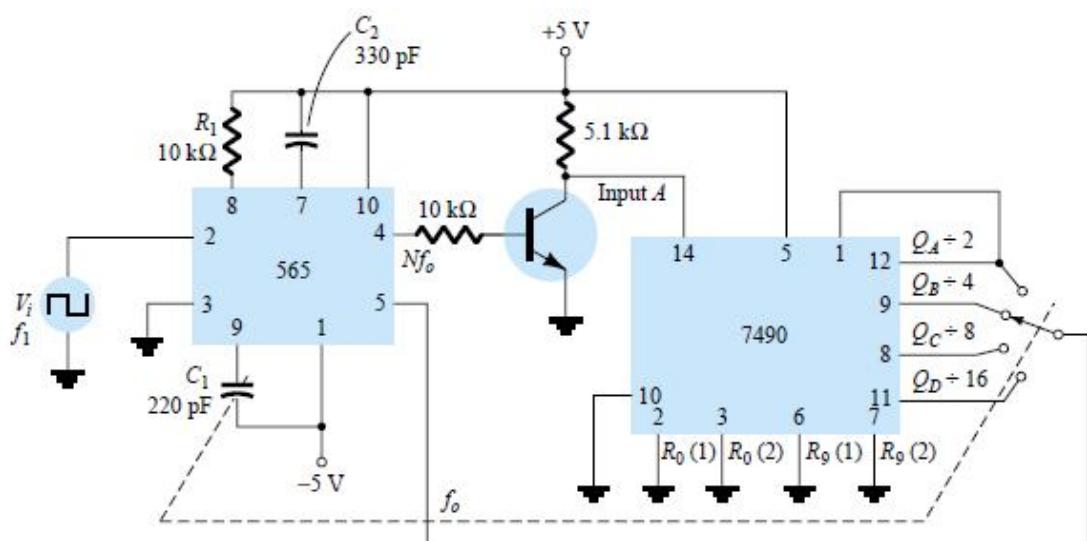
PLL kullanılarak bir frekans sentezleyici tasarlabilir (Şekil 4.7). Bir frekans bölücü VCO çıkışı ile faz karşılaştırıcı arasına konulur. Böylece, komparatöre gelen gelen çevrim sinyalinin frekansı f_0 iken, VCO çıkışı Nf_0 'dır. Çevrim kilitli olduğu sürece, bu çıkış giriş sinyalinin katları şeklindedir. Çevrim temel frekansa kilitlendiği zaman ($f_0=f_1$), giriş sinyali f_1 frekansında sabit kalır (VCO frekansı Nf_1 iken).

Şekil 4.7(b), frekans çaracı olarak 565 PLL'i ve bölücü olarak da 7490'ı kullanan bir devre örneğini göstermektedir. f_1 frekansındaki giriş gerilimi V_i , 5 nolu pindeki giriş (fo frekansı) ile karşılaştırılır. Nf_0 çıkışı (bu örnekte $4f_0$), bir inverter devresi üzerinden 7490'ın 14 nolu pinine bağlanır. Bu değer, 0 ile 5 V arasında değişir. Pin 9 çıkışını kullanarak (giriş sinyali dörde bölünüyor), PLL'in 4 nolu pinindeki sinyal giriş frekansının dört katı olur (çevrim kilitli olduğu sürece).

VCO, merkezi frekans civarında sınırlı bir aralıkta değişim能力和 Bölütünün değeri değiştirilmek suretiyle VCO'nun frekansını ayarlamak gerekebilir. PLL devresi kilitli olduğu sürece, VCO çıkış frekansı giriş frekansının N katıdır. f_0 'yı yalnızca yakalama ve tutma aralığında (capture-and-lock range) yeniden ayarlamak gerekecektir.



(a)



(b)

Şekil 4.7 Frekans sentezleyicisi: (a) Blok Diyagramı ve (b) 565 PLL entegresi ile kurulumu

5. GERİ BESLEMELİ YÜKSELTEÇLER

Geri beslemenin ne işe yaradığını bir örnekle açıklayalım: Ayarlı bir adaptör yaptığınızı düşünün. Bu adaptörün ucuna da bir DC motor bağladığımızı varsayalım. Ne olur? Motor dönmeye başlar. Şimdi motorun milini elimizle yavaşça tutalım. Motor yavaşlayacaktır. Motorun devrinin aynı kalmasını istersek adaptörün voltajını yükseltmemiz gereklidir. Motorun milini daha da sıkarsak voltajı daha da artırmamız gereklidir. Mili bıraktığımız zaman motor çok yüksek hızda çıkacaktır. Bu kez adaptörün voltajını hemen düşürmemiz gerekecektir. Bu örnekteki davranışımızı düşünecek olursak motorun devrini sabit tutmamız için sanki biz devrenin bir parçasıymış gibi davranışın adaptörün voltajını ayarlıyoruz. Bir geri besleme devresi de aynı işi yapar.

Bu tür geri besleme devrelerine **NEGATİF** geri beslemeli devreler denir. Negatif sözcüğünün anlamı çıkışın genliğini azaltmak için girişi azaltan anlamındadır yani yükseltecin toplam kazancı negatif geri besleme ile azaltılır. Buradaki azaltma işlemi aslında zararlı bir şey değildir. Örnekte de gördüğünüz gibi devrede bir takım kararlılıklar sağlar. Bu sonucu elde etmek içinde bir şeyler kaybederiz. Kaybettigimiz kazancın bir kısmıdır. Negatif geri beslemenin faydalarnı elektronik için özetleyeceğ olursak;

- 1- Doğrusal bir çalışma
- 2- Az gürültü
- 3- Kararlı kazanç
- 4- Doğrusal frekans tepkisi
- 5- Yüksek giriş empedansı ve düşük çıkış empedansıdır.

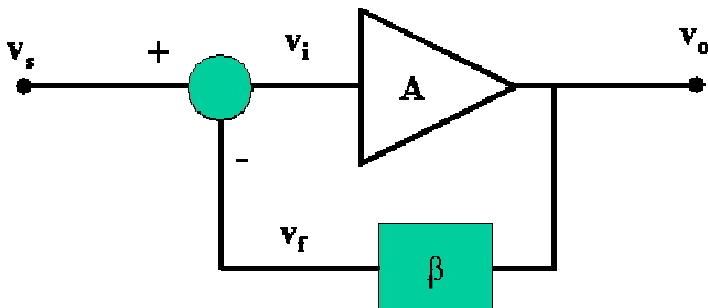
Negatif geri besleme her tür regülatörde, hız kontrollerinde ve yükselteçlerde her zaman kullanılmaktadır.

Geri beslemenin negatif olması gibi bir de **pozitif geri besleme** vardır. Bunu da basit bir örnekle açıklayalım: Hepimiz bir sebeple düğün salonuna gitmişizdir veya TV'de canlı bir konser seyretmişizdir. Buralarda hoparlörleri sahnenin etrafına sıralarlar. Bazı sanatçılar da halkla yakın temas kurmak için mikrofonla beraber sahnenin ön tarafına çıkrınca hoparlörlerden çok tiz bir ses çıkar. Bu ses sanatçıyı geri kaçırma için özel olarak üretilmeyip (⌚) hoparlörden çıkan sesin tekrar mikrofondan alınarak yükseltece verilmesi, yükseltilip yeniden hoparlörden çıkması sonra tekrar mikrofon tarafından alınıp yükseltece verilmesi şeklinde devam eder. Buna kısaca **POZİTİF** geri besleme denir. Pozitif geri besleme de faydalıdır. Yukarıdaki örnekte olduğu gibi insanları kaçırır ve daha önemli olarak OSİLATÖR yapımında kullanılır.

Şimdi NEGATİF geri beslemeyi biraz daha detaylı inceleyelim.

5.1 Negatif Geri Besleme (Negative Feed-Back):

Şekil 6.1'de genel bir geri besleme devresi görülmektedir.



Şekil 5.1 Geri besleme devresi

Devrenin girişinde bir karıştırıcı ya da toplayıcı da diyeBILECEĞİMİZ bir bağlantı vardır. Bu devre genellikle ve özel bir durum yoksa dirençlerden yapılır. Devrenin girişine V_s sinyali uygulanmıştır. Devrenin çıkışından alınan V_o sinyalinin (küçük) bir kısmı yada β (beta) kadarı alınarak V_f olarak geri verilir. Devredeki β kutusu aslında geri besleme devresini temsil etmektedir. Geri besleme devresinde bir kazanç olmayıp aslında bir zayıflatma söz konusudur.

Burada en önemli nokta geri besleme devresinden gelen V_f sinyali ile devrenin girişine bağlanan V_s sinyalinin fazları birbirine ters olmalıdır. Yani birbirlerini zayıflatmaları gereklidir. Bu durumu sağlamak için ya devredeki yükselteç "eviren" cinsten olmalı ya da geri besleme devresi çıkış sinyalinin işaretini ters çevirmelidir. Genellikle yükseltecin evren cinsten olması tercih edilir. Yukseltecin girişine uygulana sinyal V_i , V_s ve V_f sinyallerinin farkıdır. Bu da devrenin toplam kazancının azalmasına yol açar. Bu azalma bir kayıptan ziyade bir iyileşme olarak düşünülmelidir. Negatif geri beslemenin sonuçları yukarıda belirttiğimiz beş maddeden oluşur.

5.1.1 Negatif geri besleme türleri

Negatif geri besleme bağlantı türlerine göre dörde ayrılır. Bunlar;

- Seri gerilim beslemesi,
- Paralel gerilim beslemesi,
- Seri akım beslemesi ve
- Paralel akım beslemesidir.

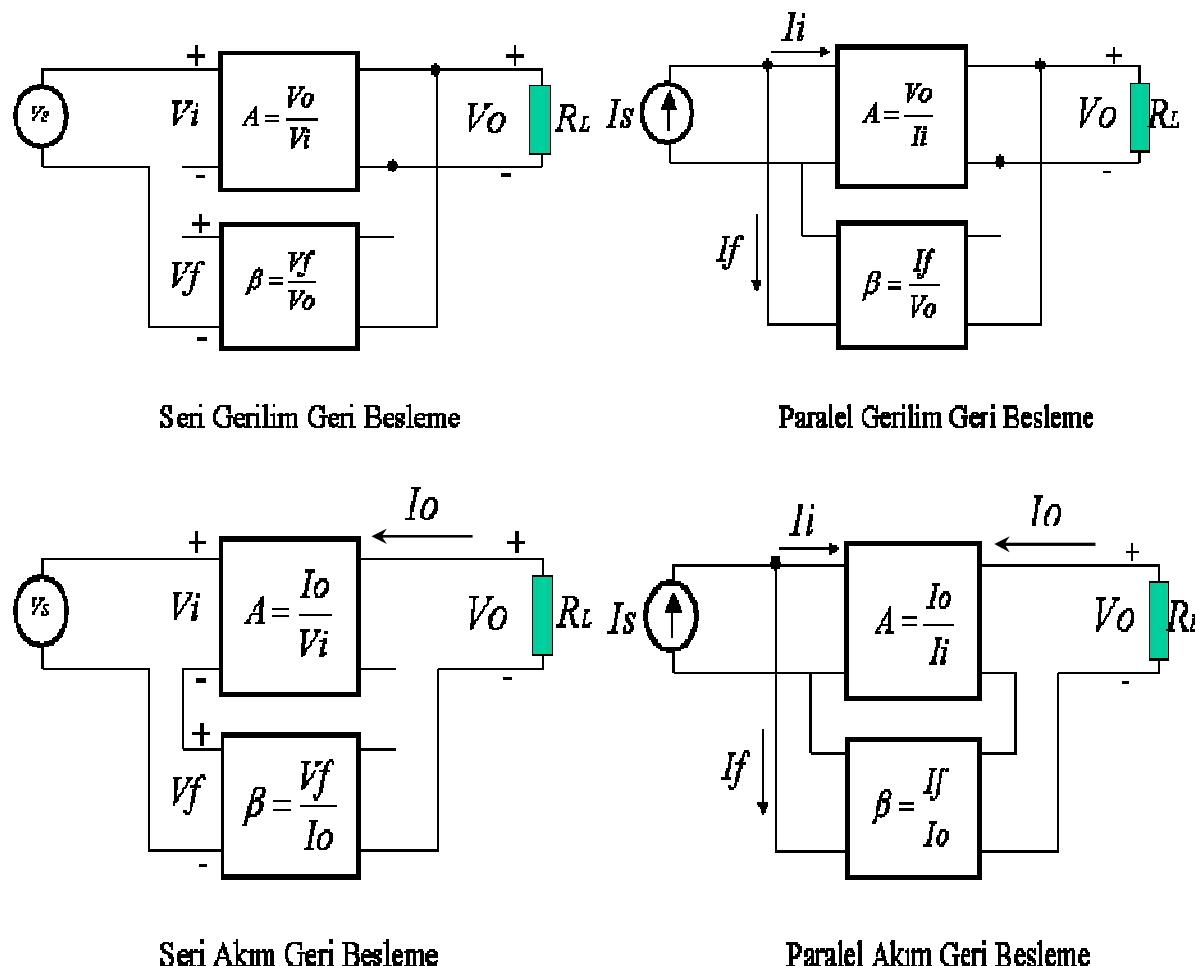
Bu bağlantı türlerinin değişik anlam ve özellikleri vardır. Seri sözcüğü geri besleme sinyalinin giriş sinyali ile seri bağlılığını, paralel sözcüğü geri besleme sinyalinin giriş sinyali ile paralel

bağlandığını, gerilim sözcüğü geri besleme devresinin girişine çıkış geriliminin bağlandığını, akım sözcüğü ise geri besleme devresinin girişine çıkış akımının bir kısmının girdiğini gösterir.

Paralel geri beslemeli devrelerde giriş empedansı düşük, akım geri beslemeli devrelerde çıkış empedansı yüksek, seri geri beslemeli devrelerde giriş direnci yüksek ve gerilim beslemeli devrelerde çıkış empedansı düşük özellikler gösterir.

Yükselteçlerde genellikle giriş empedansının yüksek, çıkış empedansının düşük olması istenir. Bu sonuç, seri ve gerilim geri besleme kullanılarak sağlanır.

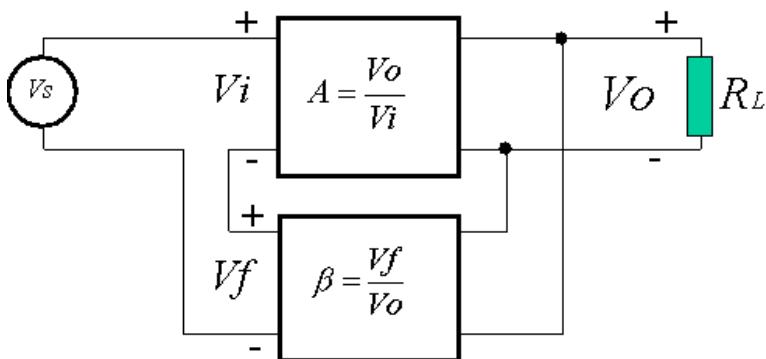
Şekil 5.2'de geri besleme devreleri görülmektedir.



Şekil 5.2 Geri besleme devreleri

Seri Gerilim Geri Besleme:

Şekil 5.3'de seri gerilim geri besleme devresinin şematiği gösterilmektedir.



Şekil 5.3 Seri gerilim geri besleme devresi.

Bu devrenin geri besleme yokken kazancı:

$$A = \frac{V_o}{V_i}$$

Geri besleme sinyalinin varlığı durumunda:

$$V_i = V_s - V_f$$

Geri besleme devresinin katsayısını da kullanırsak geri beslemeli toplam kazanç:

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \quad \text{Görüldüğü gibi yükseltecin kazancı } (1 + \beta A) \text{ kadar azalır.}$$

Aynı devrenin giriş empedansı: $Z_{if} = Z_i(1 + \beta A)$

Görüldüğü gibi Z_{if} , geri beslemesiz giriş empedansının $(1 + \beta A)$ değeri ile çarpılması ile bulunur ki bu da yüksek bir değerdir.

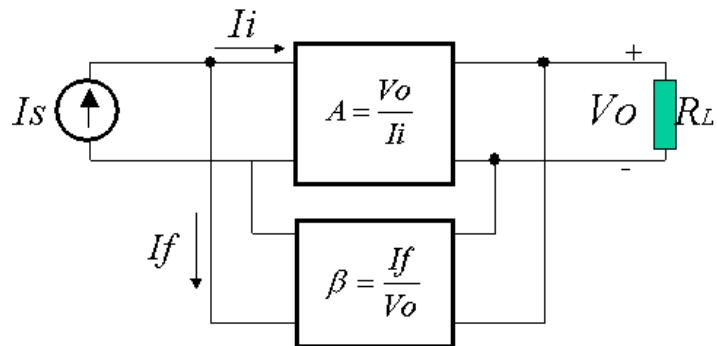
Devrenin çıkış empedansı, $V_s = 0$ V yapılarak I akımı akacak şekilde V gerilimi uygulanarak bulunur.

$$Z_{0f} = \frac{V}{I} = \frac{Z_0}{(1 + \beta A)}$$

Görüldüğü gibi devrenin çıkış empedansı, geri beslemesiz çıkış empedansının $(1 + \beta A)$ kadar azalmış halidir.

Paralel Gerilim Geri Besleme:

Şekil 5.4'de paralel gerilim geri besleme devresinin şematiği gösterilmektedir.



Şekil 5.4 Paralel gerilim geri besleme devresi.

$$\text{Bu devrenin geri beslemeli kazancı: } A_f = \frac{A}{1 + \beta A}$$

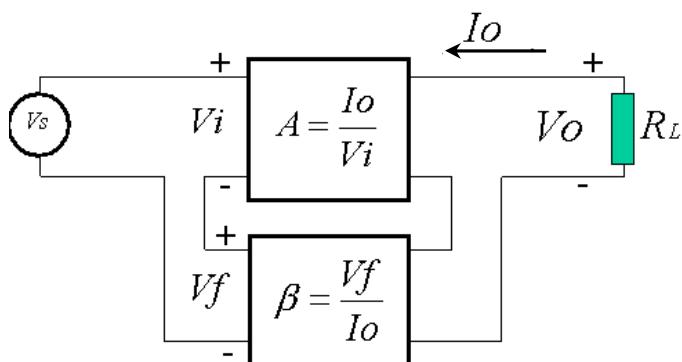
$$\text{Devrenin giriş empedansı: } Z_{if} = \frac{Z_i}{(1 + \beta A)}$$

Göründüğü gibi devrenin giriş empedansı, geri beslemesiz giriş empedansının $(1 + \beta A)$ değerine bölünmesi ile bulunur. Bu da düşük bir değerdir.

$$\text{Devrenin çıkış empedansı: } Z_{of} = \frac{Z_0}{(1 + \beta A)} \quad \text{Devrenin çıkış empedansı azalmıştır.}$$

Seri Akım Geri Besleme:

Şekil 5.5'de seri akım geri besleme devresinin şematiği gösterilmektedir.

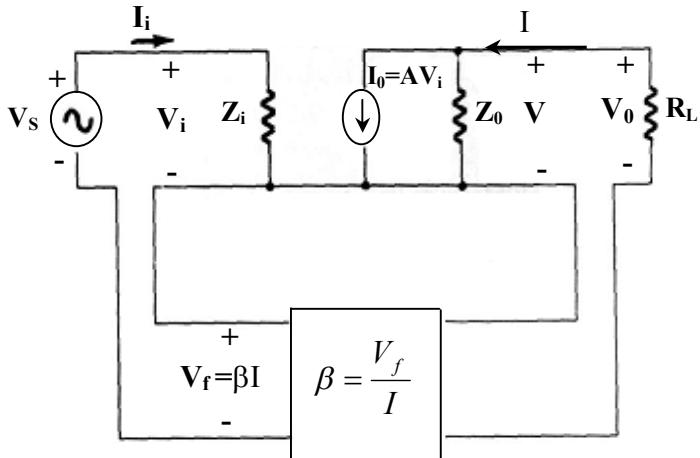


Şekil 5.5 Seri akım geri besleme devresi.

Bu devrenin geri beslemeli kazancı: $A_f = \frac{A}{1 + \beta A}$

Devrenin giriş empedansı: $Z_{if} = Z_i(1 + \beta A)$

Devrenin çıkış empedansı:



$$V_s = 0 \text{ old. için } V_i = -V_f \text{ olur.}$$

$$I = \frac{V}{Z_0} + AV_i = \frac{V}{Z_0} - AV_f = \frac{V}{Z_0} - A\beta I$$

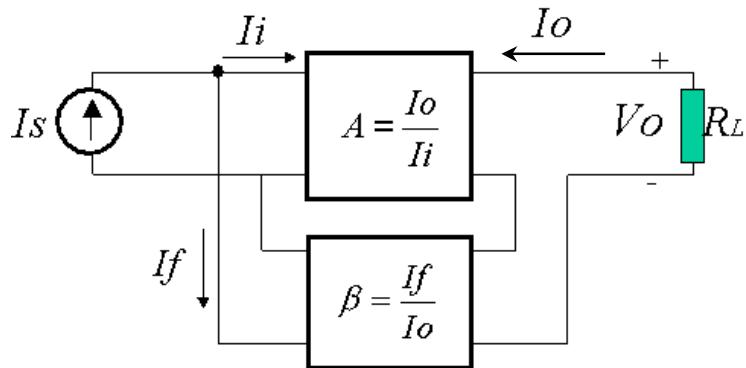
$$\Rightarrow Z_0(1 + \beta A)I = V$$

$$\Rightarrow Z_{of} = \frac{V}{I} = Z_0(1 + \beta A)$$

Göründüğü gibi, çıkış empedansı $(1 + \beta A)$ kadar artış göstermiştir.

Paralel Akım Geri Besleme:

Şekil 5.6'da paralel akım besleme devresinin şematiği gösterilmektedir.



Şekil 5.6 Paralel akım geri besleme devresi.

Bu devrenin geri beslemeli kazancı: $A_f = \frac{A}{1 + \beta A}$

Devrenin giriş empedansı: $Z_{if} = \frac{Z_i}{(1 + \beta A)}$

Devrenin çıkış empedansı: $Z_{0f} = Z_0(1 + \beta A)$

Geri beslemenin giriş ve çıkış empedanslarına etkisi aşağıdaki tabloda özetlenmiştir:

	Seri-Gerilim	Seri-Akım	Paralel-Gerilim	Paralel-Akım
Z_{if}	$Z_i(1 + \beta A)$ (artar)	$Z_i(1 + \beta A)$ (artar)	$\frac{Z_i}{1 + \beta A}$ (azalır)	$\frac{Z_i}{1 + \beta A}$ (azalır)
Z_{of}	$\frac{Z_0}{1 + \beta A}$ (azalır)	$Z_0(1 + \beta A)$ (artar)	$\frac{Z_0}{1 + \beta A}$ (azalır)	$Z_0(1 + \beta A)$ (artar)

ÖRNEK: a) $\beta = -0.1$ ve b) $\beta = -0.5$ geri beslemesi için $A = -100$, $R_i = 100 \text{ k}\Omega$, $R_o = 20 \text{ k}\Omega$ değerlerine sahip seri gerilim geri beslemeli gerilim kazancını, giriş ve çıkış empedanslarını hesaplayınız.

ÇÖZÜM:

$$\text{a)} \quad A_f = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{-100}{1 + (-0.1)(-100)} = -9.09$$

$$Z_{if} = Z_i(1 + \beta A) = 10 \text{ k}\Omega(11) = 110 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{0f} = \frac{Z_0}{(1 + \beta A)} = \frac{20 \cdot 10^3}{11} = 1.81 \text{ k}\Omega$$

$$\text{b)} \quad A_f = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{-100}{1 + (-0.5)(-100)} = -1.96$$

$$Z_{if} = Z_i(1 + \beta A) = 10 \text{ k}\Omega(51) = 510 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{0f} = \frac{Z_0}{(1 + \beta A)} = \frac{20 \cdot 10^3}{51} = 392 \Omega$$

Buradaki çözümden daha iyi bir giriş ve çıkış empedansı için kazançtan özveride bulunulduğu görülmektedir. Kazancın 11'de 1 oranında azaltılmasına karşılık çıkış direnci de aynı oranda azalmış ve giriş direnci artmıştır. Geri besleme ile diğer devre özelliklerini iyileştirmek adına mevcut gerilim kazancının bir kısmından vazgeçilmektedir.

Negatif geri beslemenin sonuçları:

1- Frekans bozulmasının azaltılması: $\beta A >> 1$ olan bir yükseltekte geri beslemeli kazanç $A_f = 1/\beta$ 'dır. Buradan, geri besleme devresinin tamamen dirnçlerden yapılmış olması halinde temel yükselteç kazancı frekansa bağlı olsa bile geri beslemeli kazancın frekansa bağlı olmadığı ortaya çıkar. Pratikte frekansa bağlı olarak değişen yükselteç kazancı nedeniyle ortaya çıkan frekans bozulması, negatif geri beslemeli bir yükselteç devresinde önemli ölçüde azalır.

2- Gürültü ve doğrusal olmayan bozulmanın azalması: Sinyal geri beslemesi gürültü sinyalinin (güç kaynağı vinlaması gibi) ve doğrusal olmayan bozulmanın miktarını azaltma eğilimi gösterir. $(1 + \beta A)$ faktörü, hem giriş gürültüsünü hem de doğrusal olmayan bozulmayı önemli ölçüde azaltarak belirgin bir iyileşme sağlar. Ancak toplam kazancın da azaldığını belirtmek gereklidir (devrenin verimini artırmak için ödenen bedel ☺).

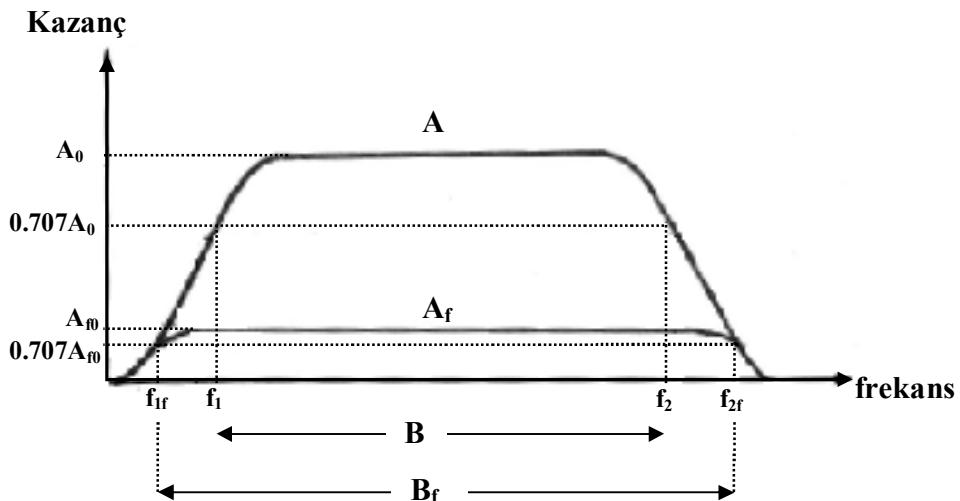
Kazancı geri beslemesiz düzeye çıkarmak için ilave katların kullanılması halinde sisteme geri besleme yükseltecinin azalttığı kadar gürültü ekleneceği unutulmamalıdır. Daha yüksek bir kazanç ve daha az gürültü üretecek şekilde geri beslemeli yükselteç devresinin kazancını yeniden ayarlamak suretiyle bu problem bir ölçüde aşılabilir.

3- Kazanç ve band genişliği üzerinde etkisi: Negatif geri beslemeli toplam kazanç;

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \approx \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{1}{\beta} \quad \beta A >> 1 \text{ için}$$

Pratik bir yükseltekte (tek bir alçak ve yüksek frekans kesim noktasına sahip) aktif eleman ve devre kapasitanslarından dolayı yüksek frekanslarda açık çevrim kazancı düşmektedir. Kondansatörlere bağlı olarak yükselteç katlarında kazanç, alçak frekanslarda da düşebilir. Açık çevrim kazancı A , yeteri kadar azaldığı ve βA çarpanı 1'den çok büyük olmadığı zaman $A_f = 1/\beta$ ifadesi geçerliliğini yitirir.

Şekil 5.7, negatif geri beslemeli yükseltecin geri beslemesiz yükselteçten (B) daha büyük band genişliğine (B_f) sahip olduğunu göstermektedir.



Şekil 5.7 Negatif geri beslemenin kazanç ve band genişliğine etkisi

Görüldüğü gibi üst 3 dB frekansı için negatif geri beslemeli yükselteç devresinde kazanç düşük olduğu için band genişliği artmaktadır.

4- Geri beslemeli kazanç kararlılığı: Geri beslemeli yükseltecin kararlılığı ile geri beslemesiz olanın kararlılığı arasında nasıl bir ilişki olduğunu belirlemek de faydalı olacaktır. Geri besleme denkleminin türevi alınırsa;

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{-100}{1 + (-0.5)(-100)} = -1.96$$

$$\Rightarrow \frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{|1 + \beta A|} \cdot \frac{dA}{A} \cong \frac{1}{\beta A} \cdot \frac{dA}{A} \quad \beta A \gg 1 \text{ için}$$

Bu, geri besleme kullanıldığı zaman kazançtaki değişmenin (dA), βA çarpanı oranında azaldığını göstermektedir.

ÖRNEK: Kazancı -1000 ve $\beta=-0.1$ olan bir yükseltecin kazancı sıcaklığa bağlı olarak %20 değişiyorsa, geri beslemeli yükseltecin kazancındaki değişimeyi bulunuz.

ÇÖZÜM:

$$\frac{dA_f}{A_f} \cong \frac{1}{\beta A} \cdot \frac{dA}{A} = \frac{1}{-0.1(-1000)} \cdot (%20) = \%0.2$$

Böylece yükseltecin kazancı $A=-1000$ 'de %20 oranında değişirken, geri beslemeli kazanç yalnızca $A_f=-100$ 'de %0.2 oranında değişmektedir.

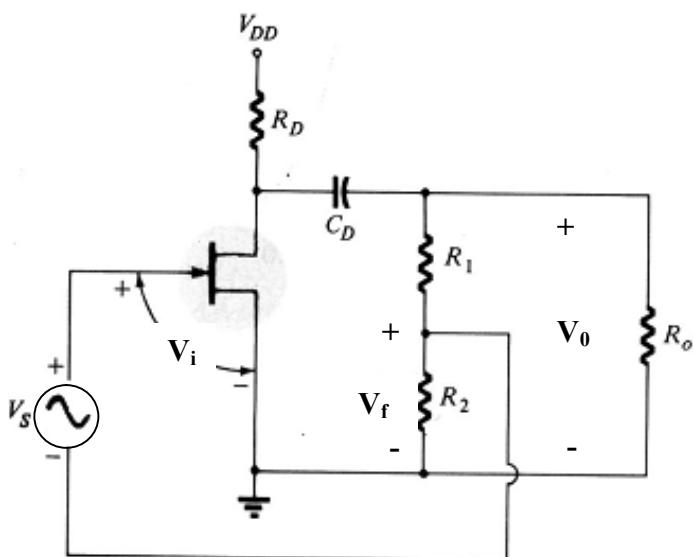
PRATİK GERİ BESLEME DEVRELERİ:

Geri besleme devrelerine ait örnekleri BJT ve FET'li yükselteç devrelerinde inceliyeceğiz.

FET'li seri-gerilim geri beslemesi:

Aşağıda bir **seri-gerilim geri beslemeli** FET'li yükselteç devresi görülmektedir. Çıkış sinyalinin (V_o) bir kısmı, R_1 ve R_2 dirençlerinden oluşan bir geri besleme devresi kullanılarak girişe bağlanmıştır. V_f geri besleme gerilimi V_s kaynak gerilimi ile seri bağlanmıştır.

ÖRNEK: Aşağıdaki devrede (**Sekil 5.8**) $R_1=80\text{ k}\Omega$, $R_2=20\text{ k}\Omega$, $R_o=R_D=10\text{ k}\Omega$ ve $g_m=4\text{ mS}$ olduğuna göre geri beslemesiz ve geri beslemeli kazançları hesaplayınız.



Sekil 5.8 FET'li seri-gerilim geri beslemesi

Geri beslemesiz yükselteç kazancı:

$$A = -g_m \cdot R_L = -(4 \cdot 10^{-3})(5 \cdot 10^3) = -20$$

Çıkış direnci R_L :

$$R_L = R_D // R_0 // (R_1 + R_2) = 10k // 10k // 100k \cong 5\text{ k}\Omega$$

Geri besleme devresinin geri besleme faktörü:

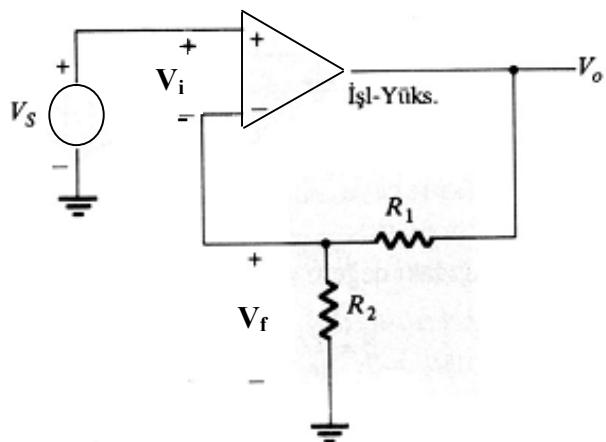
$$\beta = \frac{-R_2}{R_1 + R_2} = \frac{-20}{80 + 20} = -0.2$$

Geri besleme kazancı:

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{-20}{1 + (-0.2)(-20)} = -4$$

741 ile Seri gerilim geri beslemeye Örnek

Sekil 5.9 işlemsel yükselteç kullanan seri gerilim geri besleme bağlantısını göstermektedir. $R_1=1.8\text{ k}\Omega$, $R_2=200\text{ }\Omega$ ve işlemsel yükseltecin açık çevrim kazancı $A=-100.000$ olduğuna göre yükseltecin kazancını hesaplayınız.



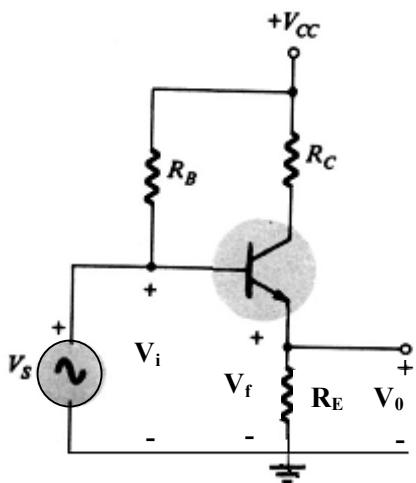
Sekil 5.9 Op-Amp'lı seri gerilim geri beslemesi

$$\beta = \frac{-R_2}{R_1 + R_2} = \frac{-200}{200 + 1800} = -0.1$$

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{-100.000}{1 + (-0.1)(-100.000)} \cong -10$$

BJT'li seri gerilim geri beslemesi:

Emetör izleyici (ortak kollektörlü) devrede (**Sekil 5.10**) seri gerilim geri beslemesi kullanılmıştır. Vo çıkış gerilimi aynı zamanda giriş gerilimine seri olarak geri beslenen gerilimdir.



Şekil 5.10 BJT'li seri-gerilim geri beslemesi

Geri beslemesiz durumda kazanç (geri beslemesiz durumda $V_f=0$ V):

$$A = \frac{V_0}{V_i} = \frac{h_{fe} I_b R_E}{V_i} = \frac{h_{fe} R_E \left(\frac{V_s}{h_{ie}} \right)}{V_i} = \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie}}$$

Geri besleme parametresi:

$$\beta = \frac{V_f}{V_0} = 1$$

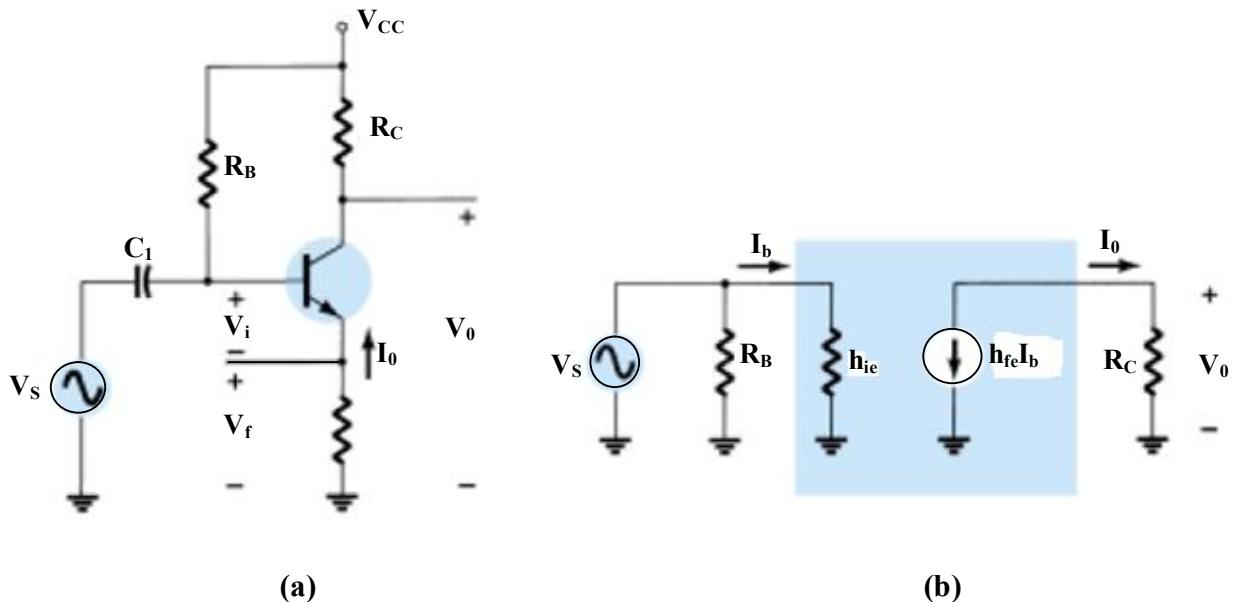
Geri beslemeli durumda kazanç;

$$A_f = \frac{V_0}{V_s} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{\frac{h_{fe} R_E}{h_{ie}}}{1 + (1) \left(\frac{h_{fe} R_E}{h_{ie}} \right)} = \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie} + h_{fe} R_E} \approx 1 \quad h_{fe} R_E \gg 1 \text{ için}$$

BJT'li seri akım geri beslemesi:

Düzen bir geri besleme teknigi de çıkış akımından (I_o) örnek almak ve girişe seri olarak bağlamaktır. Seri akım geri beslemesi yükseltecin kazancını kararlı hale getirir, fakat giriş direncini artırır.

Sekil 5.11'deki BJT'li yükselteç devresinin emetörü köprülenmediği için geri besleme tipi seri akım geri beslemesidir. R_E direncinden akan akım, uygulanan kaynak sinyalinin tersi yönünde bir geri besleme gerilimine neden olur, dolayısıyla V_o çıkış gerilimi azalır. Seri akım geri beslemesini ortadan kaldırmak için ya R_E direnci kaldırılmalı ya da kondansatör ile köprülenmelidir.



Sekil 5.11 (a) Seri akım geri beslemeli yükselteç devresi, **(b)** Geri beslemesiz durum için hibrit eşdeğeri.

ÖRNEK: Yukarıdaki geri besleme devresinde $R_B=470 \text{ k}\Omega$, $R_C=2.2 \text{ k}\Omega$, $C_1=0.5 \mu\text{F}$, $R_E=510 \Omega$, $h_{fe}=120$ ve $h_{ie}=900 \Omega$ olduğuna göre geri beslemeli durumda gerilim kazancını, giriş ve çıkış empedanslarını bulunuz.

ÇÖZÜM:

Geri beslemesiz durumda:

$$A = \frac{I_0}{V_i} = \frac{-h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{-120}{900} = -0.133$$

$$\beta = \frac{V_f}{I_0} = \frac{-I_0 R_E}{I_0} = -R_E = -510 \Omega$$

Giriş ve çıkış empedansları:

$$Z_i = R_B // h_{ie} \approx h_{ie} = 900 \Omega$$

$$Z_0 = R_C = 2.2 \text{ k}\Omega$$

Geri beslemeli durumda:

$$\text{Kazanç: } A_f = \frac{I_0}{V_S} = \frac{A}{1 + \beta A} = -1.93 \times 10^{-3}$$

$$\text{Gerilim kazancı: } A_{VF} = \frac{V_0}{V_S} = \frac{I_0 R_C}{V_S} = \left(\frac{I_0}{V_S} \right) R_C = A_f R_C = (-1.93 \times 10^{-3})(2.2 \times 10^3) = -4.25$$

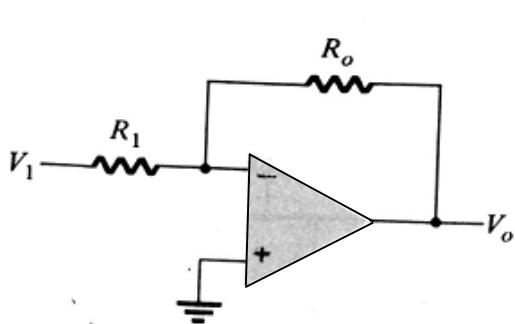
Giriş ve çıkış empedansları:

$$Z_{if} = Z_i (1 + \beta A) = 900(1 + 510 \times 0.133) = 61.9 \text{ k}\Omega$$

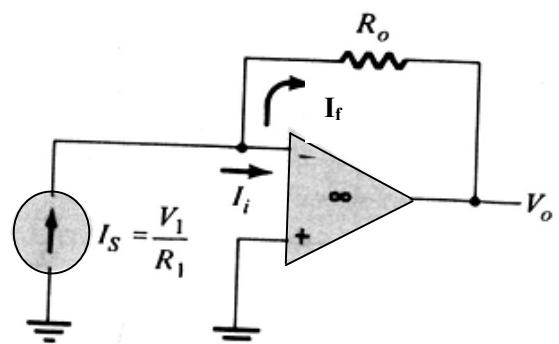
$$Z_{0f} = Z_0 (1 + \beta A) = 2.2k(1 + 510 \times 0.133) = 151.4 \text{ k}\Omega$$

Op-amp'lı paralel gerilim geri beslemesi:

Şekil 5.12'deki sabit kazançlı işlemsel yükselteç devresi, paralel gerilim geri beslemesi sağlar. İdeal işlemsel yükselteç için $I_i=0$ ve $V_i=0$ ve $A_V=\infty$ olduğundan; $A = \frac{V_0}{I_i} = \infty$



(a)



(b)

Şekil 5.12 (a) Paralel gerilim negatif geri beslemeli op-amp devresi, **(b)** eşdeğer devresi

$$\beta = \frac{I_f}{V_0} = \frac{-1}{R_o}$$

Geri beslemeli kazanç;

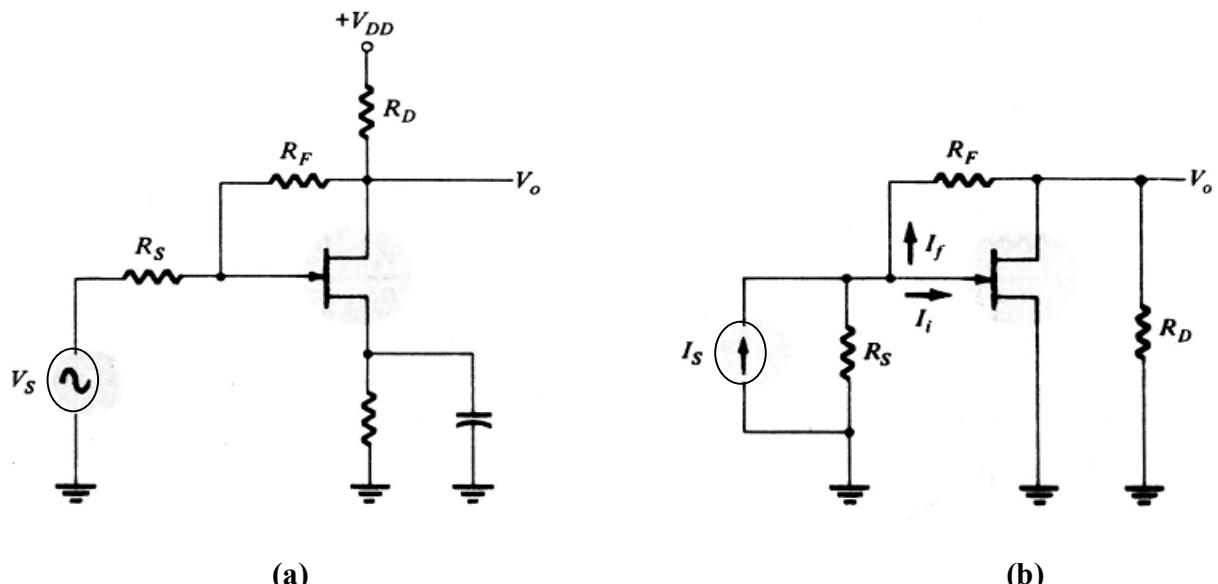
$$A_f = \frac{V_0}{I_S} = \frac{V_0}{I_i} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{1}{\beta} = -R_0$$

Geri besleme gerilim kazancı:

$$A_{Vf} = \left(\frac{V_0}{I_S} \right) \left(\frac{I_S}{V_1} \right) = -R_0 \left(\frac{1}{R_l} \right) = \frac{-R_0}{R_l}$$

FET'li paralel gerilim geri beslemesi:

Şekil 5.13'de FET kullanan paralel gerilim geri beslemeli yükselteç devresi gösterilmektedir.



Şekil 5.13 (a) FET'li paralel gerilim geri beslemeli yükselteç devresi, **(b)** eşdeğer devresi

Geri besleme direnci bağlı değilken geri beslemesiz kazanç ($I_s=I_i$), ortak kaynaklı devrenin kazancı ile direncinin çarpımına eşittir.

Geri beslemesiz kazanç (**DİKKAT: Gerilim kazancı değil**)

$$A_{Vf} = \frac{V_0}{I_i} = \left(\frac{V_i}{V_i} \right) \left(\frac{V_0}{I_i} \right) = \left(\frac{V_0}{V_s} \right) \left(\frac{V_s}{I_s} \right) = (-g_m R_D) R_s$$

Geri besleme faktörü;

$$\beta = \frac{I_f}{V_0} = \frac{-1}{R_F}$$

Geri besleme kazancı:

$$A_f = \frac{V_0}{I_S} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{-g_m R_D R_S}{1 + \left(\frac{-1}{R_F}\right)(-g_m R_D R_S)} = \frac{-g_m R_D R_S R_F}{R_F + g_m R_D R_S}$$

Geri besleme gerilim kazancı:

$$A_{vf} = \left(\frac{V_0}{I_S} \right) \left(\frac{I_S}{V_S} \right) = \frac{-g_m R_D R_S R_F}{R_F + g_m R_D R_S} \cdot \frac{1}{R_S} = \frac{-g_m R_D R_F}{R_F + g_m R_D R_S} = (-g_m R_D) \frac{R_F}{R_F + g_m R_D R_S}$$

ÖRNEK: Yukarıdaki devrede $g_m=5 \text{ mS}$, $R_D=5.1 \text{ k}\Omega$, $R_F=20 \text{ k}\Omega$ olduğuna göre geri beslemesiz ve geri beslemeli gerilim kazançlarını hesaplayınız.

ÇÖZÜM:

Geri beslemesiz gerilim kazancı:

$$A_v = -g_m R_D = -(5 \times 10^{-3}) (5.1 \times 10^3) = -25.5$$

Geri beslemeli durumda gerilim kazancı:

$$\begin{aligned} A_{vf} &= (-g_m R_D) \frac{R_F}{R_F + g_m R_D R_S} \\ &= (-25.5) \frac{20 \times 10^3}{(20 \times 10^3) + (5 \times 10^{-3}) (5.1 \times 10^3) (1 \times 10^3)} \\ &= -25.5 (0.44) = -11.2 \end{aligned}$$

6. OSİLATÖRLER

DC gerilimi istenilen frekansta işaretlere dönüştüren devrelere **osilatör** denir. Diğer bir deyişle osilatörler ayarlandığı frekansta ya da sabit bir frekansta sürekli çıkış veren devrelerdir. Bazı kaynaklarda "salıngac" olarak da isimlendirilmektedir. DC gerilim kaynakları ile beslenirler.

Hatırlanacağı üzere, negatif geri beslemede çıkıştaki sinyalin bir kısmını "ters" çevirip tekrar yükseltecin girişine bağlıyorduk. Sonuçta daha az çıkış seviyesi ama daha az gürültü ve daha fazla bant genişliği elde ediyorduk. Pozitif geri beslemede ise çıkışın bir kısmını bu kez, girişle aynı fazda yani girişteki sinyali destekleyecek yönde veriyoruz. Bu şekildeki bir devrenin çıkışından sürekli bir gürültü elde ederiz. Yani çıkışta her türlü sinyal vardır. Eğer bir osilatör yapmak istersek devrenin çıkışına bir "rezonans devresi" koyup bu sinyallerden bir tanesini dışarı alır diğerlerini yok ederiz. Elde ettiğimiz bu tek frekansın bir kısmını pozitif geri besleme olarak yükseltecin girişine bağladığımızda bir osilatör elde ederiz.

Bu bağlamda, bir osilatör devresi; osilasyonu başlatan **rezonans devresi**, **yükselteç** ve **geri besleme katlarından** oluşmaktadır. Temel osilatör devrelerinden sinüsoidal çıkış alınır. Fakat çıkışlarında kare, üçgen v.b dalga biçimleri elde edilebilen osilatör tasarımları da yapılabilir. Osilatörler; kullanım amaçları ve özelliklerine bağlı olarak çeşitli şekillerde tasarlanabilirler. Osilasyonun başlamasını sağlayan rezonans devreleri genellikle; R-C veya R-L pasif devre elemanlarından oluşur. Aşağıda popüler ve yaygın kullanım alanları bulunan bazı osilatör tipleri sıralanmıştır.

- RC Faz Kaydırmalı Osilatör
- Wien Köprü Osilatörü
- LC Osilatörler
 1. Kolpits Osilatörü
 2. Hartley Osilatörü
 3. Amstrong Osilatörü
- Kristal Osilatör v.b

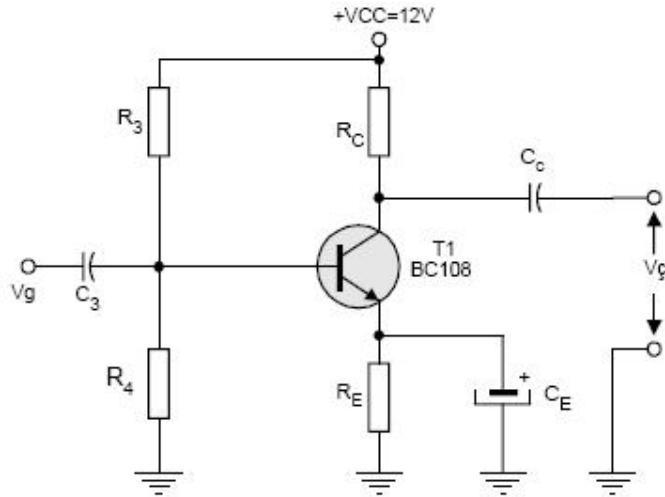
Bir osilatör devresinin oluşturulabilmesi için önce tank devresi (rezonans devresi) ve yükseltçe devresine gereksinim vardır. Ayrıca osilasyonun sürekliliğini sağlamak için yükseltçe devresinde pozitif geri besleme yapılmalıdır.

6.1 FAZ KAYDIRMALI RC OSİLATÖR

Şekil 6.1'de ortak emiterli bir yükseltçe devresi görülmektedir. Bu yükseltçe devresini geliştirerek bir osilatör devresine dönüştürübiliriz. Ortak emiterli yükseltçe devresinde yükseltçe girişine uygulanan işaret ile çıkışından alınan işaret arasında 180^0 faz farkı olduğunu biliyoruz.

Ortak emiterli yükseltçe devresini bir osilatör haline dönüştürmek için yükseltçe çıkışından alınacak işaretin bir kısmı, pozitif geri besleme ile yükseltçe girişine uygulanmalıdır. Bu osilasyonun

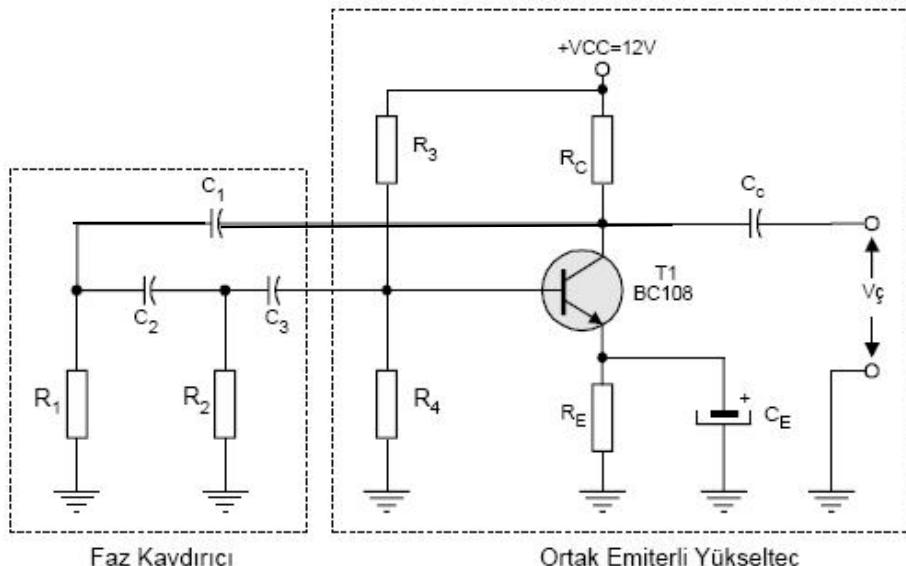
sürekliliği için gereklidir. Osilasyonun başlaması ise R-C devreleri ile gerçekleştirilir. Osilasyon işlemi için bir kondansatörün şarj ve deşarj süresinden faydalанılır.



Şekil 6.1 Ortak emetörlü yükselteç devresi

Yükselteç çıkış gerilimini girişe geri besleyerek osilasyon elde edebilmek için, çıkış işaretini 180° faz kaydırma gerekmektedir. RC faz kaydırma osilatör devresinin temel prensibi bu şartta dayanmaktadır. **Şekil 6.2'de** RC faz kaydırma osilatör devresi verilmiştir. Devre dikkatlice incelediğinde çıkış işaretinin bir kısmı RC geri besleme elemanları ile girişe geri beslendiği görülecektir.

Her bir RC hücresi; çıkış işaretinin bir kısmını 60° faz kaydırmaktadır. Çıkış ile giriş arasında 3 adet faz kaydırma devresi kullanılmıştır. Dolayısıyla çıkış işaretinin fazı 180° kaydırılarak girişe pozitif geri besleme yapılmıştır.



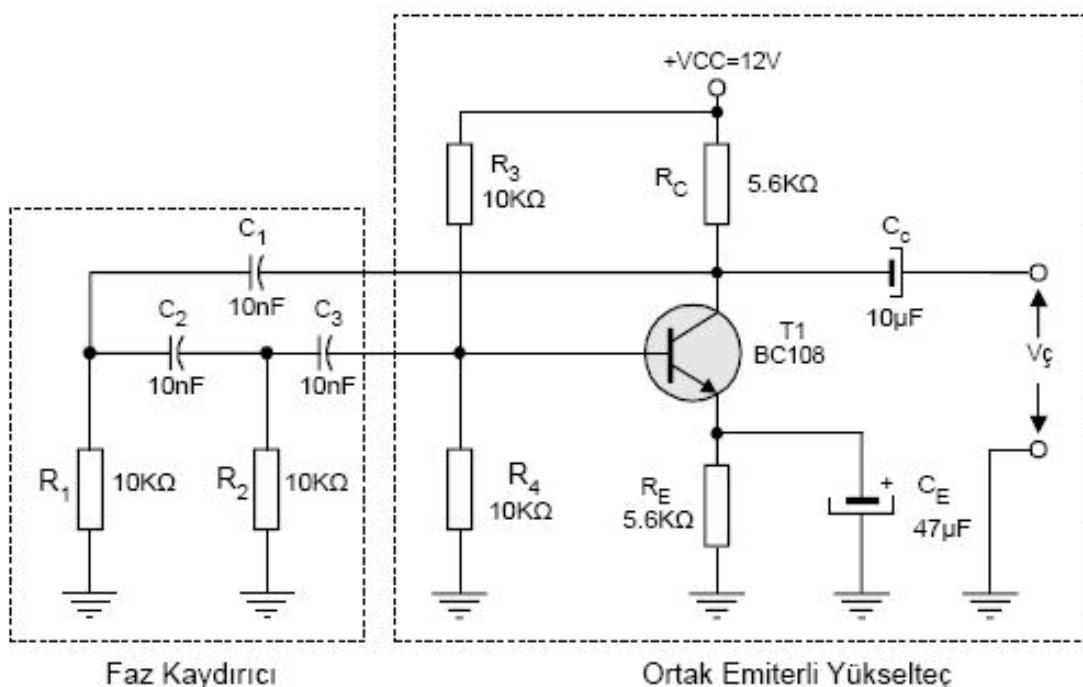
Şekil 6.2 RC faz kaydırma osilatör devresi

Her bir RC devresinin 60° faz kaydırması istenirse $R_1=R_2=R_g$ ve $C_1=C_2=C_3$ olarak seçilmelidir. R_g , ortak emiterli yükseltecin giriş empedansıdır.

Giriş empedansının R_1 ve R_2 'ye eşit olması gerekmektedir. Bu şartlar sağlandığı zaman, çıkış işaretinin frekansı aşağıdaki formül yardımı ile bulunur.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{6R_1^2 + 4R_1 R_C}}$$

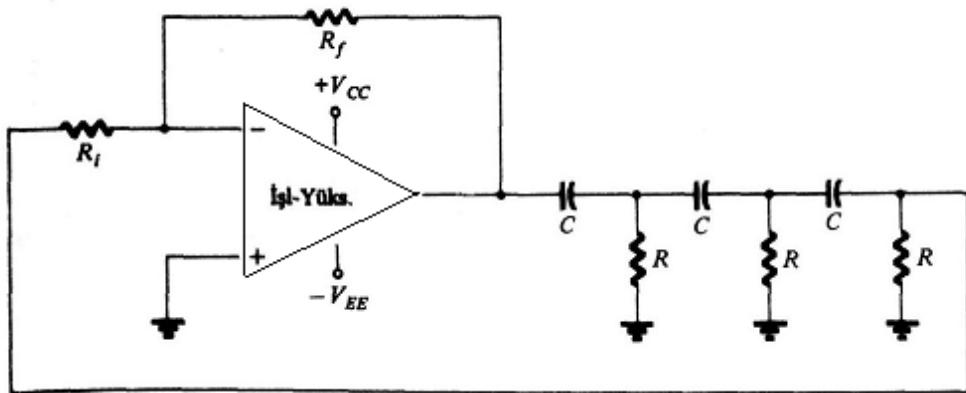
Osilasyonların genliği, geri besleme oranına ve yükseltecin kazancına bağlıdır. Geri besleme oranı seri RC devrelerinin toplam empedansına bağlıdır. Bu empedans arttıkça geri besleme oranı düşecektir ve çıkış işaretinin (osilasyonun) genliği azalacaktır. Faz kaydirmalı osilatör devresinin tam bir şematiği **Şekil 6.3'de** verilmiştir.



Şekil 6.3 RC faz kaydirmalı osilatör devresi

6.1.1 İşlemsel Yükselteçli RC Osilatör Devresi

Entegre devreler RC osilatör devrelerinde de kullanılmaktadır. **Şekil 6.4'deki** devrede op-amp'ın çıkışı (sistem 1/29'luk zayıflatma sağlar) 180° lik faz kayması sağlayan üç katlı RC devresini besler. Op-amp'ın kazancının 29'dan büyük olması sağlanarak (R_i ve R_f dirençleriyle) birden büyük bir çevrim kazancı elde edilir.



Şekil 6.4 Op-amp'lı faz kaydırma RC osilatör devresi

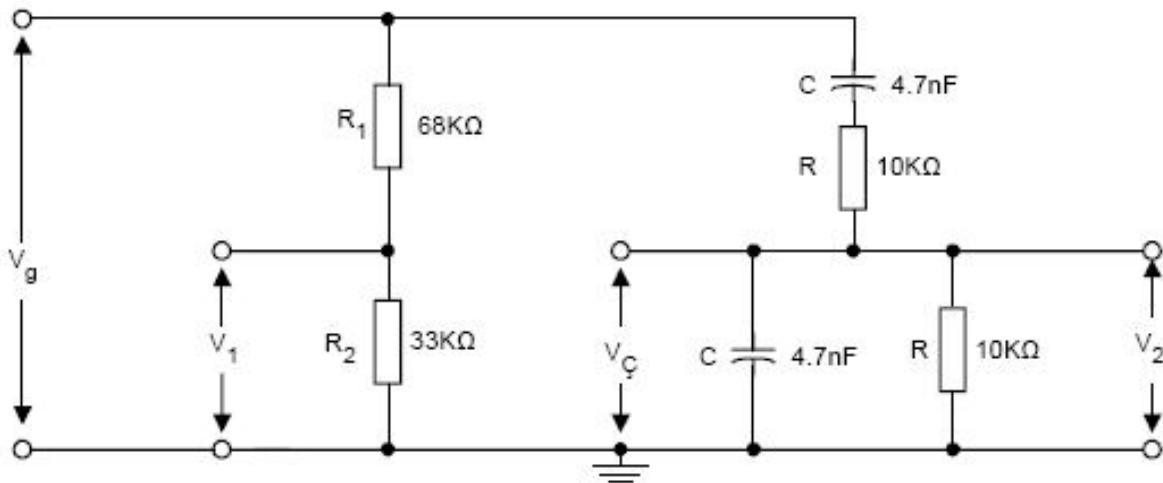
Burada osilatör frekansı:

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

6.2 WIEN KÖPRÜLÜ OSİLATÖR

6.2.1 Wien köprüsü

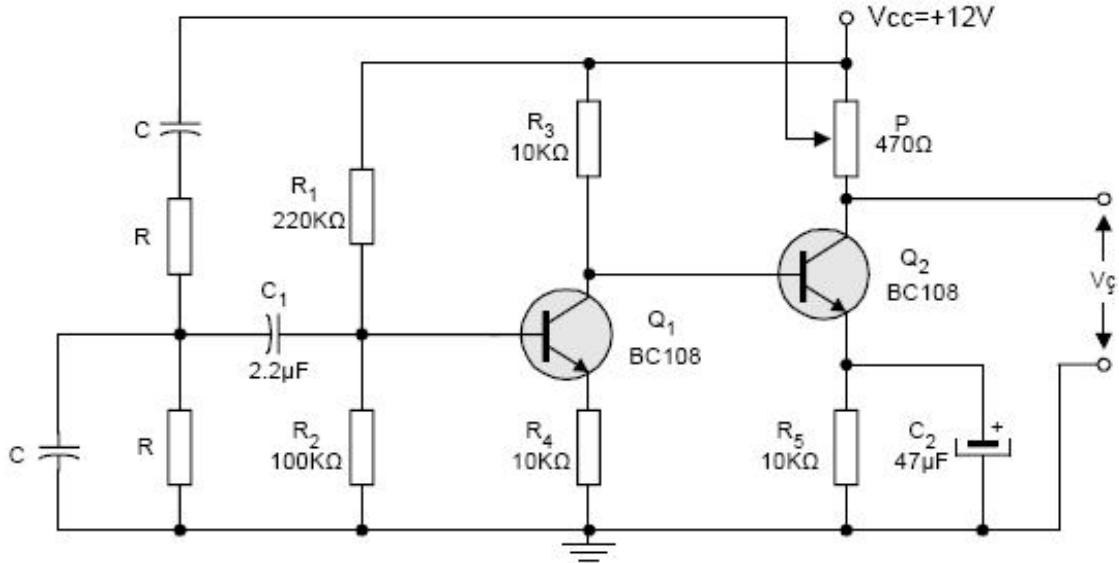
Wien köprüsü, endüstriyel elektronik devre uygulamalarında ve çeşitli endüstriyel cihazlarda sıkılıkla kullanılmaktadır. En popüler ve yaygın kullanım alanı ise osilatör devrelerindedir. **Şekil 6.5'de** bir Wien köprü devresi görülmektedir.



Şekil 6.5 Wien köprü devresi

6.2.2 Wien köprülü osilatör

Şekil 6.6'da görülen Wien Köprülü Osilatör devresidir.



Şekil 6.6 Wien Köprülü osilatör devresi

Q1 ve Q2 transistörleri ile oluşturulan her iki yükselteç katı bir evirmeyen yükselteç olarak görev yapar. P potansiyometresi osilatör çıkış gerilimi V_C 'nin bir kısmının girişe geri beslenmesinde kullanılır.

Wien köprü osilatörünün zayıflatma katsayısı yükselteç ile kompanze edilir. Osilatör devresindeki P direnci ayarlanarak, devrenin başlangıç osilasyonu kontrol edilir. Geri besleme tek bir frekansta oluşur. Başlangıç osilasyonunun ayarlanması ile, osilatör çıkışında sinüoidal bir işaret elde edilir. Elde edilen bu işaretin frekansı ise devrede kullanılan R ve C elemanlarına bağlıdır.

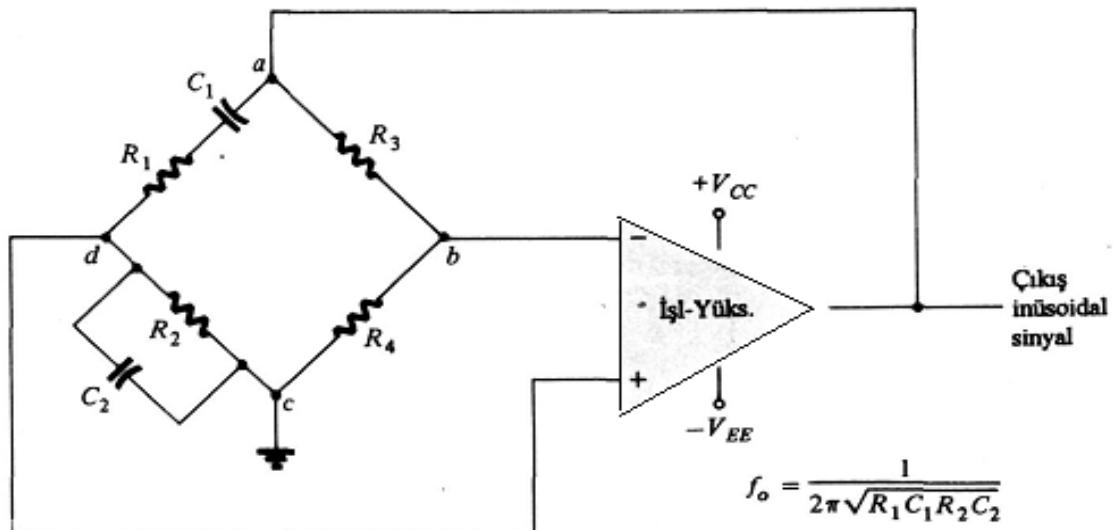
6.2.3 Op-Amp'lı Wien Köprü osilatörü

Şekil 6.7'deki Op-amp'lı Wien Köprü Osilatör devresinde frekansı belirleyen elemanlar R1, R2 dirençleri ile C1 ve C2 kondansatörleridir. R3 ve R4 dirençleri geri besleme yolunun bir parçasını oluştururlar. Yukseltecin çıkışı, a ve c noktalarında köprü girişi olarak bağlanmıştır. Köprü devresinin b ve d noktaları arasındaki çıkışı, op-amp'in girişidir. Köprü devresinin analizi sonucunda;

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

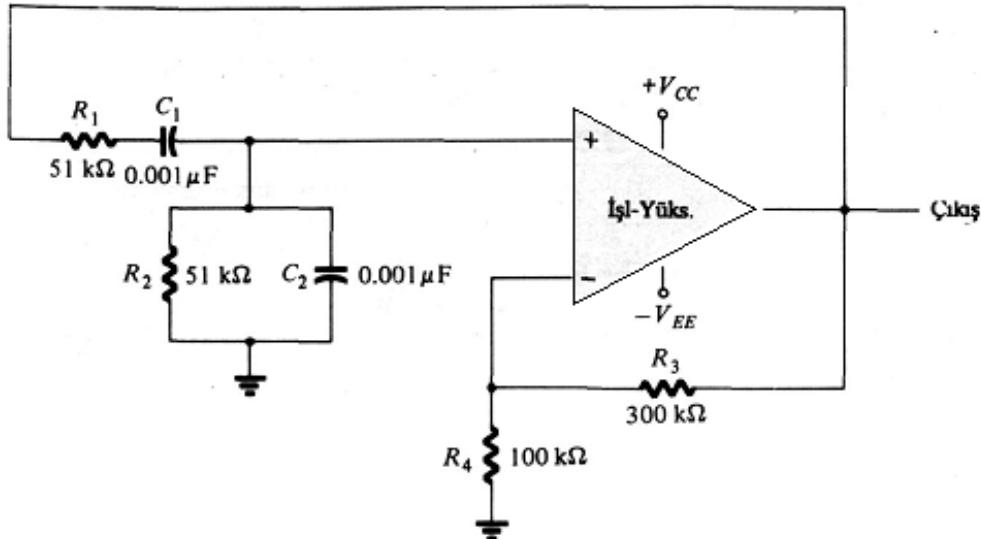
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

$R_1=R_2$ ve $C_1=C_2=C$ olması durumunda; $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$



Şekil 6.7 Op-amp'lı Wien Köprü Osilatör Devresi

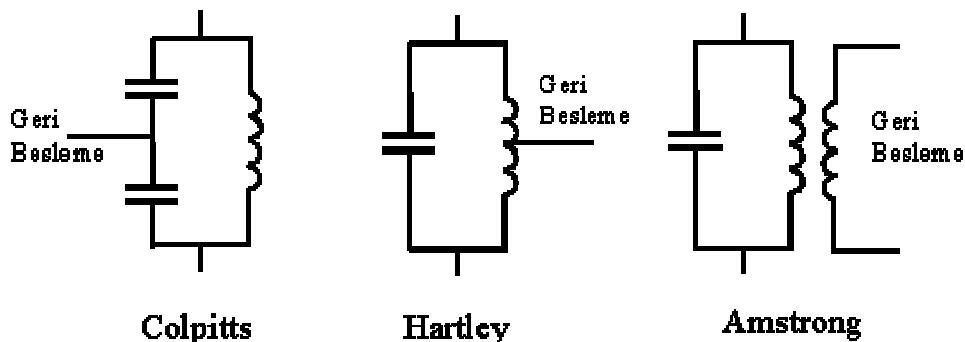
ÖRNEK: Aşağıdaki Wien Köprü Osilatör devresinin rezonans frekansını hesaplayınız.



ÇÖZÜM: $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(51 \times 10^3)(0.001 \times 10^{-6})} = 31207 \text{ Hz}$

6.3 LC OSİLATÖRLER

Rezonans devresi bir bobin ve kondansatörden (LC) oluşan osilatörlere **LC osilatör** denir. LC osilatörlerin de türleri vardır. **Şekil 6.8'de** en çok kullanılan üç tip LC osilatör görülmektedir.

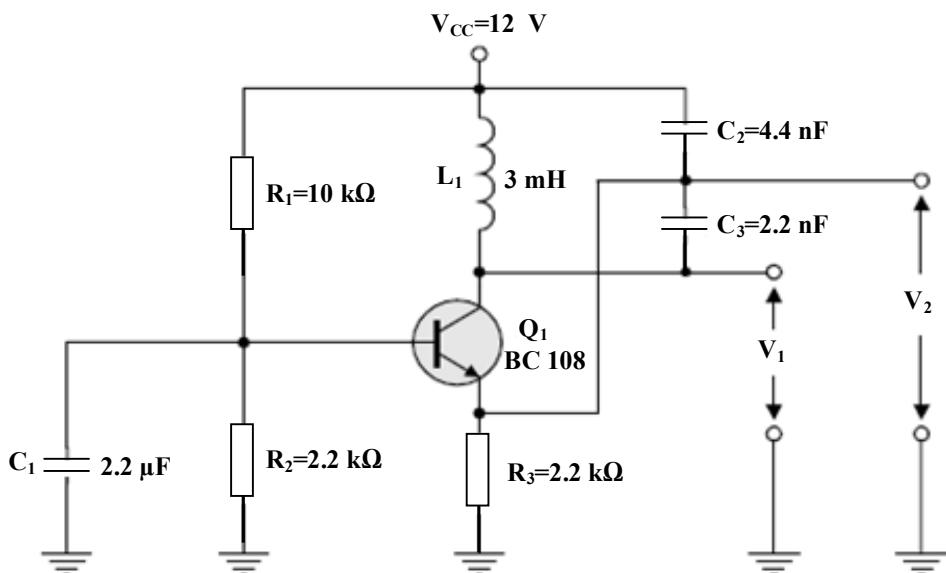


Şekil 6.8 LC osilatör tipleri

Şekil 6.8'den de görüldüğü gibi, Colpitts osilatör geri beslemesini kapasitif bir gerilim bölücünden almaktadır. Hartley osilatör geri beslemesini endüktif bir gerilim bölücünden almaktadır. Amstrong osilatör ise geri beslemesini trafonun sekonder sargasından almaktadır.

6.3.1 Kolpits Osilatör

Kolpits osilatörler birçok uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu osilatörlerin rezonans devresi (tank devresi) L ve C elemanlarından oluşmaktadır. **Şekil 6.9'da** devre şeması ayrıntılı olarak verilmiştir.



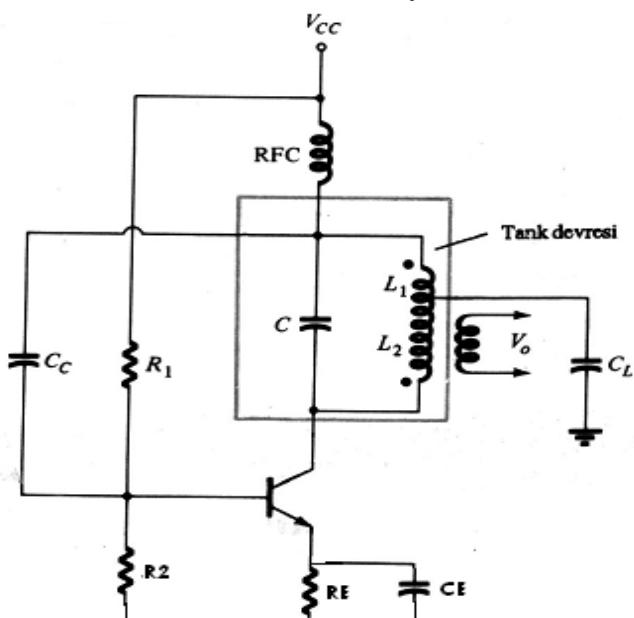
Şekil 6.9 Kolpits osilatör devresi

Devrenin çalışması kısaca şöyledir: Osilatör devresinde Q1 transistörü ortak bazlı bir yükselteç olarak çalışır. L_1 , C_2 ve C_3 rezonans devresi yük empedansıdır. Osilatör devresinin empedansı ve amplifikasyonu rezonans frekansında yüksektir.

Yükselteç çıkış işaretinin bir kısmı, emitere geri beslendiğinde; devre osilasyon yapmaya başlar. Geri beslemenin miktarı (orani), C_2 ve C_3 kondansatörlerinin arasındaki oranla belirlenir. Geri besleme küçükse, emitter gerilimi gibi kollektör akımı da sinüsoidal formda olacaktır.

6.3.2 Hartley Osilatör

Şekil 6.10'da bir transistörlü Hartley osilatör devresi gösterilmiştir.



Şekil 6.10 Transistörlü Hartley osilatör devresi

Bu devrenin osilatör frekansı:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{es}C}} \quad \text{ve} \quad L_{es} = L_1 + L_2 + M$$

6.4 KRİSTALLİ OSİLATÖRLER

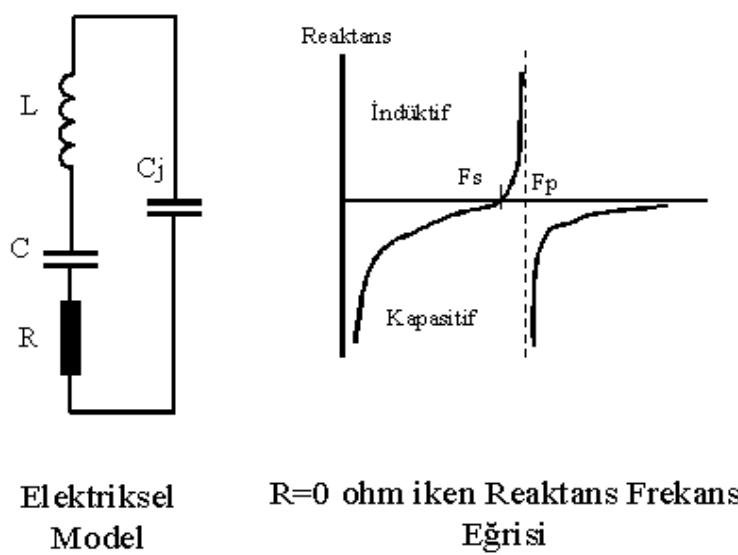
Bir alıcı ya da verici sabit bir frekansta çalışacaksa yani çalışılan frekansta değişiklik istenmiyorsa o zaman devredeki osilatörün kristalli olması en iyi yöntemdir. Kristal osilatörün ana parçası olan piezoelektrik kristal çoğulukla kuvars madeninden yapılır. Kuvars, çeşitli büyüklüklerde kesilerek ve yontularak çeşitli frekanslar için üretilir. Osilatör için üretilmiş bir kuvars, yuvarlak vitamin haplarına ya da küçük bir dikdörtgen prizmaya benzer.

Bir kuvars kristaline basınç uygularsa iki kenarı arasında bir gerilim oluşur. Kuvars benzeri maddelerle yapılmış çakmaklar buna bir örnektir. Bir kuvars kristaline DC gerilim uygularsa bu kez de burkulur. Tersi bir gerilim uygularsa diğer yönde burkulur. AC bir gerilim uygularsa, uygulanan AC gerilimin frekansında her iki yöne burkulur yani titreşir. Uygulanan AC gerilimin frekansı, kristalin rezonans frekansında ise o zaman en büyük titreşim elde edilir. Kristalin sembolü **Şekil 6.11'de** verilmektedir.



Şekil 6.11 Kuvars'ın sembolü

Yukarıda anlatıldığı gibi kristalin hareketleri mekaniktir. Bu mekanik hareketi sağlayan kristalin elektriksel modeli ise **Şekil 6.12'de** gösterilmektedir.



Elektriksel Model $R=0$ ohm iken Reaktans Frekans Eğrisi

Şekil 6.12 Kristalin elektriksel modeli

Elektriksel modelin sol tarafı bir seri rezonans devresidir. Bu seri kısım kristalin hiç bir bağlantı ucu olmayan halini temsil eder. Sağ taraftaki C_j ise kristalin bağlantı elektrotları ile elektrotları elektronik devreye bağlayan bağlantı telleri arasındaki kapasiteyi temsil eder. Piezoelektrik kristallerin Q değerleri 20000 gibi çok yüksek değerler alır. Bu devrede L ve C , kristalin rezonans frekansını belirler. R direnci ise kristalin mekanik salınımına yaptığı direnmedir. R direnci ihmali edilirse seri kısımın rezonans frekansı;

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

C_j kondansatörünün değeri ise seri rezonans kısmındaki kondansatörden çok büyüktür. Bir ömek verecek olursak, tipik bir kristalde $C=0.025$ pF ve $C_j=3.5$ pF'dır. Bu durumda kristalin paralel devre olarak rezonans frekansı;

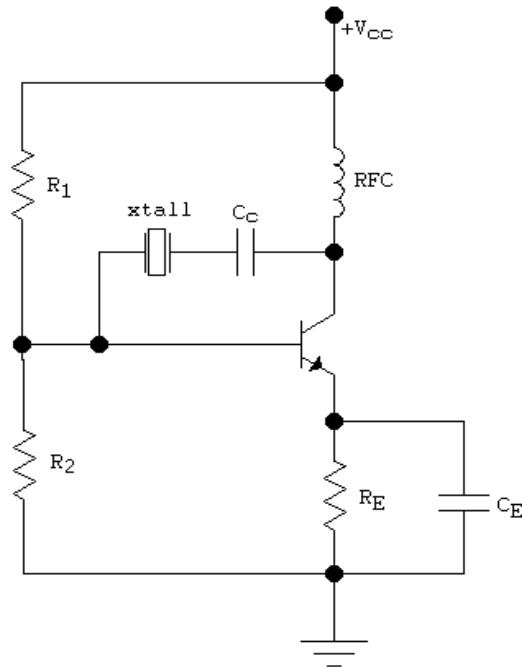
$$f_p = \frac{\sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_j} \right)}}{2\pi}$$

Paralel rezonansta oluşan frekans, seri rezonansta oluşan frekanstan biraz daha yüksektir. Tipik olarak seri rezonans frekansı paralel rezonans frekansının 0,9 kat daha düşügüdür. Kristali paralel rezonansta çalıştırmanın bir avantajı vardır. C_j kondansatörü kristalin bağlantıları ile ilgili olduğu için kristale dışarıdan ayarlı bir kondansatör takarak (trimer kondansatör) frekansı çok az aşağı ya da yukarı çekmek mümkündür. Bu değişim çok fazla olmamak koşulu ile ince ayar için çokça kullanılır.

Kristal bir kütleye sahiptir. Bu nedenle ısındığı ya da soğuduğu zaman hacmi dolayısıyla frekansı değişir. Bu değişim az olmasına rağmen hassas devrelerde istenmez. Isıya bağlı frekans kaymasını önlemek için kristaller sabit ısında çalıştırılır. Sabit ısısı, içinde kristal ve termostatlı ısıtıcı bulunan küçük fırınlarla sağlanır.

6.4.1 Seri rezonans devreli kristalli osilatör

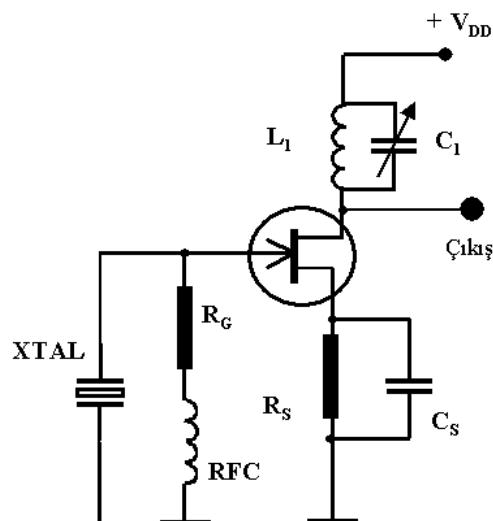
Şekil 6.13'de "Kristal Kontrollü Pierce Osilatörü" gösterilmektedir. Bu devrede kristal, seri rezonans devresi olarak çalışmaktadır. Dikkat edilirse kristal, devreye seri geri besleme elemanı olarak bağlanmıştır. Kristal, rezonans frekansında minimum empedans gösterecek ve maksimum geri besleme yapacaktır. R1 ve R2 dirençleri gerilim bölücü olarak kararlı bir DC öngerilim devresi oluşturur. Kristal empedansı minimum olduğu zaman (seri rezonans modunda) kollektörden baza gerilim geri beslemesi maksimumdur. C_C kuplej kondansatörü büyük değerli örneğin 10 nF gibi seçilir. Çalışma frekansında C_C 'nin empedansı ihmäl edilebilecek kadar küçüktür ve kollektör ile baz arasında DC bloklama sağlar. RFC (radyo frekans bobini) ise büyük değerli çok turlu bir bobin olup DC ön gerilim sağlar ve yüksek frekanslı sinyalleri güç kaynağından izole eder. Devrenin osilasyon frekansı, kristalin seri rezonans frekansıyla belirlenir.



Şekil 6.13 Seri rezonans devreli kristal osilatör

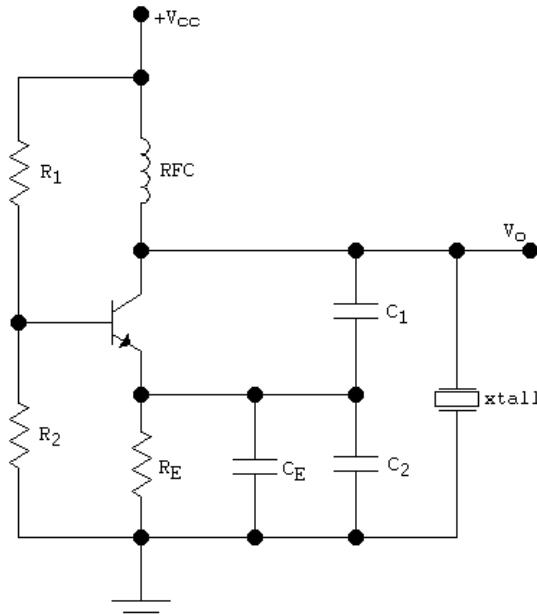
6.4.2 Paralel rezonans devreli kristalli osilatör

Şekil 6.14'de “kristalli miller osilatör” devresi gösterilmektedir. FET’li devrede kristal, paralel rezonans devresi olarak çalıştırılır. Bu durumda kristal çok yüksek empedans gösterecektir. FET transistörün akaç tarafındaki LC devresi, kristalin paralel rezonans frekansına yakın bir değere ayarlanır.



Şekil 6.14 Kristalli Miller Osilatörü

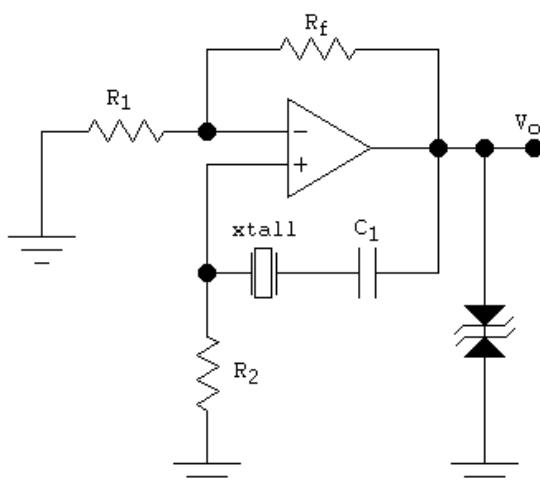
Bir kristalin paralel rezonansta empedansı maximum olduğu için **Şekil 6.15'de** gösterildiği gibi devreye paralel bağlanır. Paralel rezonans frekansında kristalin empedansı yüksek olduğu için üzerindeki gerilim düşümü de maksimum olur.



Şekil 6.15 Paralel Rezonans Devreli Kristal Kontrollü Osilatör Devresi

6.4.3 Op-Amp'lı kristal osilatör

Düşük frekanslarda kristal osilatörlere bir ömek olarak işlemsel yükselteçli devreyi (**Şekil 6.16**) verebiliriz.



Şekil 6.16 Op-amp 'lı Kristal Kontrollü Osilatör Devresi

Bu devrede kristal, geri besleme yoluna seri bağlanmıştır. Dolayısıyla kristal, seri rezonans frekansında çalışır. Bu devrenin çıkışından kare dalga alınır. Tam olarak zener geriliminde çıkış genliğini sağlamak için çıkışa bir çift zener bağlanmıştır.

6.4.4 Overtone piezoelektrik kristal

Bir kristal osilatörün kesim biçimini, kristalin çalışma frekansı ile doğrudan ilişkilidir. Bundan dolayı kristaller iki tür kesilerek üretilirler. Birincisi ana frekans üreten kristaller. Bu tür kristaller genel olarak en çok 50 MHz'e kadar yapılır. İkincisi ise ana frekansının üzerinde çalışan kristaller (over tone). Over tone kristaller en az 50 MHz ya da daha üzeri frekansta çalışacak şekilde üretilir. Over tone kristaller, ana frekansta çalışan bir kristalin kalınlığından daha fazla kalınlığa sahiptir. Örneğin 20 MHz'de çalışan bir kristal 1 mm kalınlığında olsun. 30 MHz overton çalışan bir kristal en ve boyu sabit kalmak üzere 3 mm kalınlığında sahiptir.

Yüksek frekansta çalışan ana frekansa sahip kristal üretilmemektedir. Bunun nedeni, kristalin kalınlığının çok incemesinden oluşan üretim güçlükleridir. Bu kristallerin bir özelliği de ana frekansın hep tek katı (3, 5 gibi) frekans üretmeleridir. Overtone kristallerin dezavantajı, osilatör devrelerinde ana frekansı bastırmak içinfiltrelere ihtiyaç duymalarıdır. Ayrıca daha düşük Q değerlerine sahiptirler.

Kaynaklar:

- 1- Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, "**Microelectronic Circuits**", 4th ed., Oxford University Press, 1997.
- 2- M. Sait Türköz, "**Elektronik**", Birsen Yayınevi, 2004.
- 3- Robert Boylestad, Louis Nashelsky, Prentice-Hall Int., "**Elektronik Elemanlar ve Devre Teorisi**", Çeviri: MEB basımevi, 2004.
- 4- Halit Pastacı, "**Çözümlü Elektronik Devre Problemleri**", Yıldız Üniversitesi Basımevi, 1991.
- 5- Mersin Üniversitesi Meslek Yüksekokulu "Güç Kaynakları" ders notları.