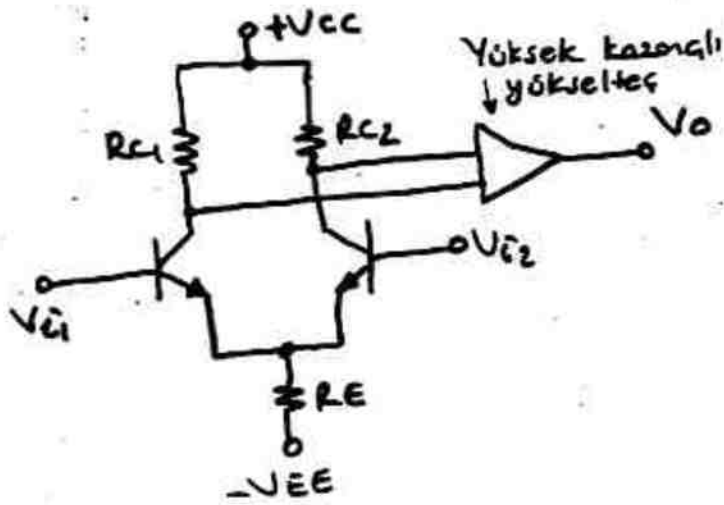
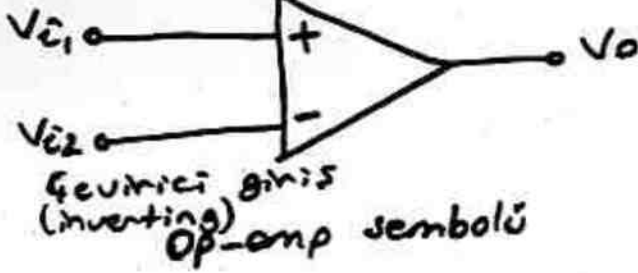


# İŞLEMSEL YÜKSELTEÇLER (OPERATIONAL AMPLIFIERS - OP-AMP)



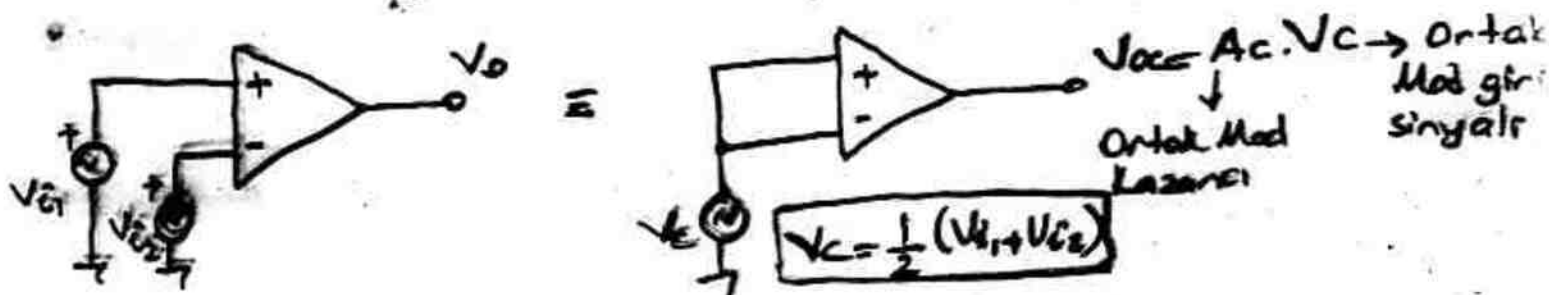
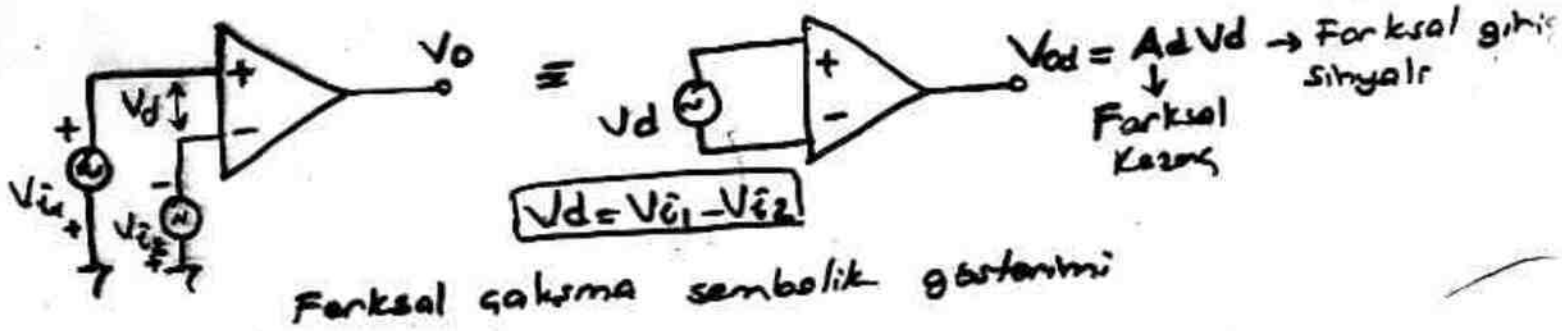
Giriş devresi bir farksal yükselteç, çıkış devresinde de yüksek kazanlı bir yükseltecin bulunduğu devrelere op-amp denir. Geviriç ve gevirici olmayan şekilde adlandırılan iki girişi vardır ve sırasıyla (-) ve (+) işaretleri ile gösterilirler.

Geviriç olmayan giriş  
(non-inverting)



Tek bir girişe ya da her iki girişe sinyal uygulanabilir ve farksal (differential) ve ortak mod (common mode) olmak üzere iki tip çalışma yapar.

Farksal (differential) ve Ortak Mod (Common mode) Çalışması;



Toplam Çıkış;  $V_o = V_{od} + V_{oc} = A_d V_d + A_c V_c$

Ters polariteli girişler için;  $V_{i1} = V_s$   $V_{i2} = -V_s$ ;

$$V_d = V_{i1} - V_{i2} = V_s - (-V_s) = 2V_s$$

$$V_c = \frac{1}{2} (V_{i1} + V_{i2}) = \frac{1}{2} (V_s + (-V_s)) = 0$$

$$V_o = A_d V_d + A_c V_c = A_d \cdot 2V_s + 0 = \boxed{2A_d V_s}$$

Aynı polariteli girişler için;  $V_{i1} = V_s$   $V_{i2} = V_s$ ;

$$V_d = V_{i1} - V_{i2} = V_s - V_s = 0$$

$$V_c = \frac{1}{2} (V_{i1} + V_{i2}) = \frac{1}{2} (V_s + V_s) = V_s$$

$$V_o = A_d V_d + A_c V_c = 0 + A_c V_s = \boxed{A_c V_s}$$

Ortak-Mod Atma Oranı - Common-Mode Rejection Ratio  
CMRR

$$\boxed{CMRR = \frac{A_d}{A_c}}$$

$$\boxed{CMRR (log) = 20 \log_{10} \frac{A_d}{A_c}}$$

$$V_o = A_d V_d + A_c V_c = A_d V_d \left(1 + \frac{A_c V_c}{A_d V_d}\right)$$

$$V_o = A_d V_d \left(1 + \frac{1}{CMRR} \cdot \frac{V_c}{V_d}\right)$$

İdeal bir op-amp'ın ortak modda sinyalleri hiç yükseltme  
değeri kabul edilir. Gerçekte ise op-amp hen fonsal hen-  
de ortak modlu sinyalleri yükseltir. Ancak ortak mod  
kazancı ne kadar düşükse (fonsal kazanca göre) op-amp  
0 kadar iyidir. Yani CMRR'si ne kadar yüksekse op-  
amp ideale 0 kadar yakındır.

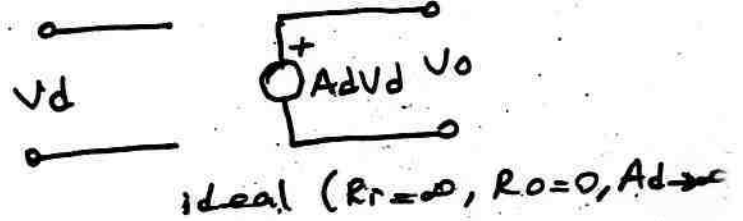
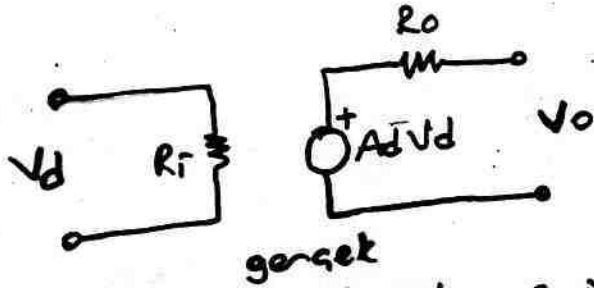
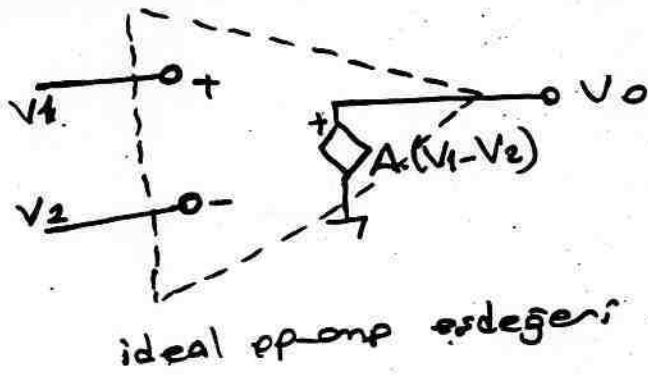
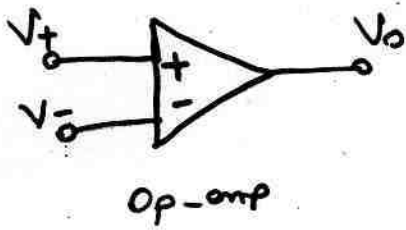
Örn:  $V_{i1} = 15 \mu V$ ,  $V_{i2} = 14 \mu V$  ise CMRR'nın 100 ve  $10^5$   
olduğu değerler için çıkış voltajını bulunuz. ( $A_d = 4000$ )

$$V_d = V_{i1} - V_{i2} = 1 \mu V \quad V_c = \frac{1}{2} (V_{i1} + V_{i2}) = 14.5 \mu V$$

$$CMRR = 100 \Rightarrow V_o = A_d V_d \left(1 + \frac{1}{CMRR} \cdot \frac{V_c}{V_d}\right) = \boxed{45.0 mV}$$

$$CMRR = 10^5 \Rightarrow V_o = \boxed{40.006 mV}$$

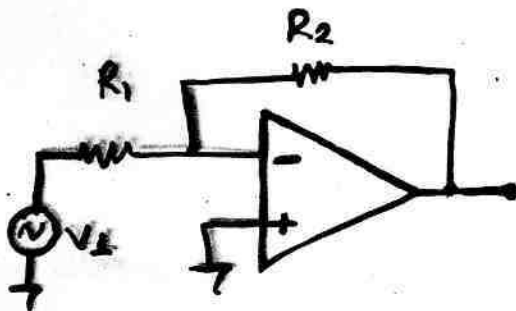
\* CMRR büyüdükçe çıkış voltajı  $A_d V_d$ 'ye yaklaşır.



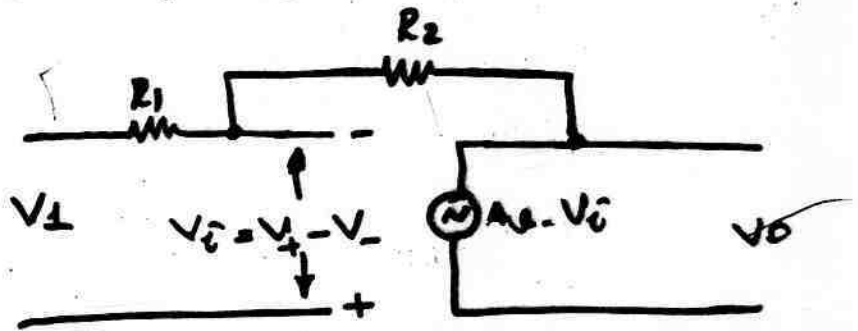
Op-amp'ın gerçek ve ideal ac esdeğer devreleri

Op-amp'lar açık göz (open-loop) ve kapalı göz (closed-loop) olmak üzere iki şekilde çalıştırılırlar. Açık göz kazancı da op-amp çıkışından girişlere doğru herhangi bir geribesleme yoktur. Yani kapalı bir göz oluşturulmamıştır. Bu çalışmada op-amp'ın voltaj kazancı sonsuzdur. Bu türde op-amp yalnızca komparator (karşılaştırıcı) olarak çalıştırılır.

Çıkıştan girişlere doğru geri besleme yapılmışsa yani kapalı bir göz oluşturulmuşsa devrenin kazancı istenilen bir değere ayarlanabilir. Bu tür çalışma devreleri çok çeşitli şekillerde yapılabilirler. Gerinici, integral alıcı, toplayıcı, çıkıcı vb... gibi



Gerinici kapalı-göz bağlantısı



ideal op-amp'lı ac esdegeri ( $R_i = \infty, R_o = 0, A_d \rightarrow \infty$ )

Devrenin kazancını bulmak için süperpozisyon uyguluyoruz

$$V_1' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1$$

$$V_1'' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (A_d \cdot V_2)$$

$$V_i = V_i' + V_i''$$

$$V_i = V_+ - V_- \Rightarrow V_- - V_+ = -V_i$$

$$V_+ = 0V \quad V_- = -V_i = V_i' + V_i''$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (A_v \cdot -V_i) = -V_i$$

$$R_2 V_1 - R_1 (A_v \cdot V_i) = -V_i (R_1 + R_2)$$

$$R_2 V_1 = -V_i (R_1 + R_2) + R_1 (A_v \cdot V_i)$$

$$R_2 V_1 = V_i (A_v \cdot R_1 - (R_1 + R_2))$$

$$V_i = \frac{R_2 V_1}{A_v R_1 - (R_1 + R_2)} = \frac{R_2 V_1}{R_1 (A_v - 1) - R_2}$$

$A_v \gg 1$   
 $(A_v - 1) \approx A_v$   
 $A_v \cdot R_1 \gg R_2$

$$\boxed{V_i = \frac{R_2 V_1}{A_v R_1}}$$

$$V_o = A_v \cdot V_i; \quad V_i = -V_o \Rightarrow V_o = -A_v \cdot V_i$$

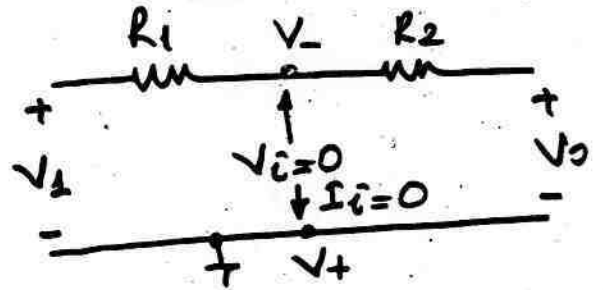
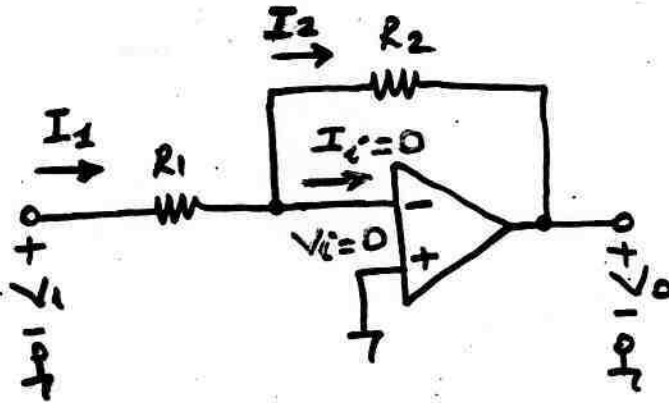
$$V_o = -A_v \cdot \frac{R_2 V_1}{A_v R_1} \Rightarrow \boxed{V_o = -\frac{R_2 V_1}{R_1}}$$

$$\left\{ \frac{V_o}{V_1} \approx \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} = A_v \right\}$$

Gevinici amplifikator kazancı

## Eahiri Toprak

$$V_+ = V_- \Rightarrow V_i = V_+ - V_- \Rightarrow V_i = 0 \Rightarrow I_i = 0$$



$$I_i = 0 \text{ old. göre; } I_1 = I_2$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_i}{R_1} = \frac{V_1}{R_1} \quad I_2 = \frac{V_i - V_0}{R_2} = -\frac{V_0}{R_2}$$

$$I_1 = I_2 \Rightarrow \frac{V_1}{R_1} = -\frac{V_0}{R_2} \Rightarrow \boxed{\frac{V_0}{V_1} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

Yada;  $V_+ = V_-$  old. göre;

$$V_+ = 0V; \quad V_- = \frac{V_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_0 \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

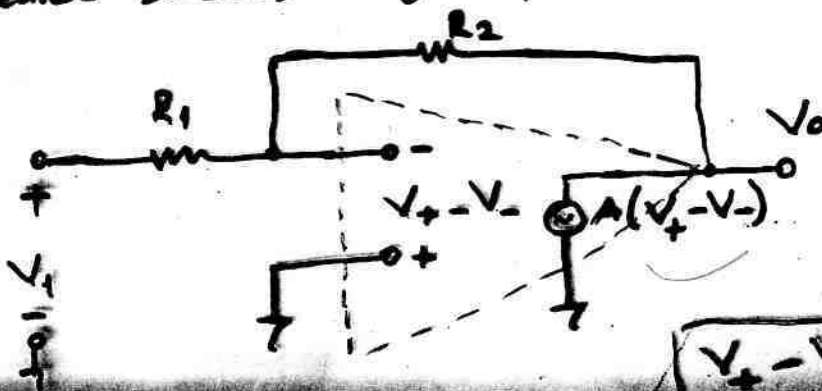
$$\boxed{V_+ = V_-}$$

$$\frac{V_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_0 \cdot R_1}{R_1 + R_2} = 0 \Rightarrow V_1 R_2 + V_0 R_1 = 0$$

$$V_1 R_2 = -V_0 R_1$$

$$\boxed{\frac{V_0}{V_1} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

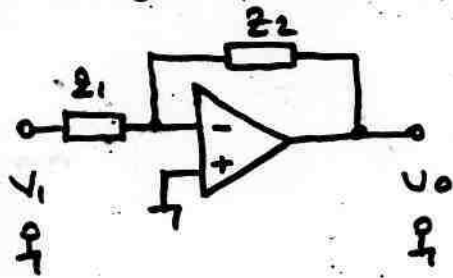
Bu prensibe göre; op-amp'in kazancı A çok büyük (idealde sonsuz) olduğunday, devre çalışırken çıkışta sonlu



bir çıkış voltajı elde ediliyorsa op-amp giriş terminalleri arasındaki voltaj ihmal edilecek kadar küçüktür.

$$\boxed{V_+ - V_- = \frac{V_0}{A} \approx 0}$$

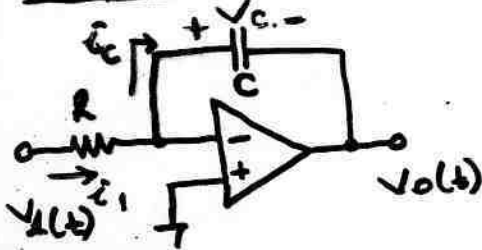
Diğer çevirici bağlantı uygulamaları;



Devrenin kapalı göz kazanı yada kapalı göz transfer fonksiyonu;

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{Z_2}{Z_1}$$

İntegral Alıcı Devre



$$Z_1 = R \quad Z_2 = \frac{1}{sC}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{1}{sCR}$$

fiziksel frekans  $s = j\omega$  ise

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = - \frac{1}{j\omega CR}}$$

$$i_i = \frac{V_i(t)}{R} \quad i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad V_c = -V_o$$

$$\frac{V_i(t)}{R} = -C \frac{dV_o}{dt} \Rightarrow \int \frac{dV_o}{dt} = \int - \frac{V_i(t)}{RC}$$

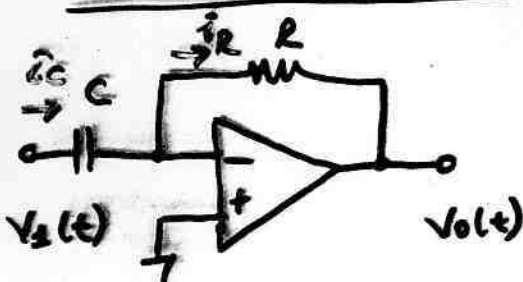
$$\boxed{V_o = - \frac{1}{RC} \int_0^t V_i(t) dt}$$

Eğer  $t=0$ 'da kapasitör uçlarında yukarıda gösterilen  $V_c$  voltajının yanına bir  $V_{ci}$  voltajı varsa;  $V_o$ :

$$V_o(t) = V_{ci} - \frac{1}{C} \int_0^t i_i(t) dt$$

$$V_o(t) = V_{ci} - \frac{1}{RC} \int_0^t V_i(t) dt \quad \text{olur.}$$

Türev Alıcı Devre

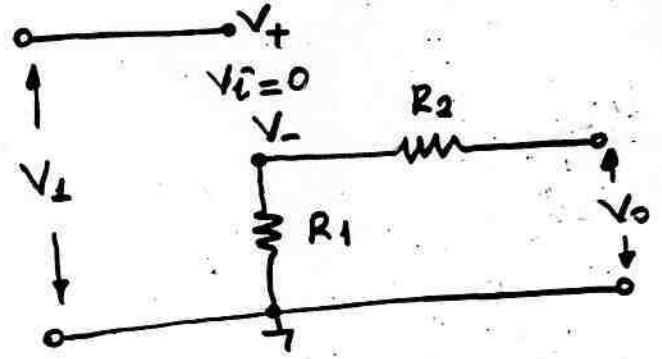
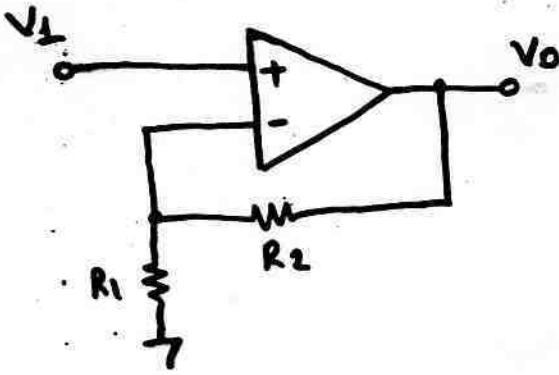


$$Z_1 = \frac{1}{sC} \quad Z_2 = R$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = -sCR = -j\omega CR}$$

$$i_c = i_R \quad C \frac{dV_i(t)}{dt} = - \frac{V_o(t)}{R} \Rightarrow \boxed{V_o(t) = -RC \frac{dV_i(t)}{dt}}$$

Geririci olmayan (evirmeyen - noninverting) yükselteç;

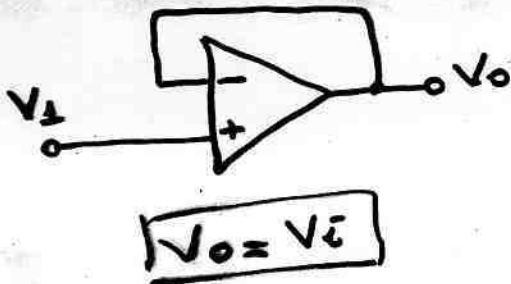


Zafer topak prensibine göre;  $V_+ = V_-$

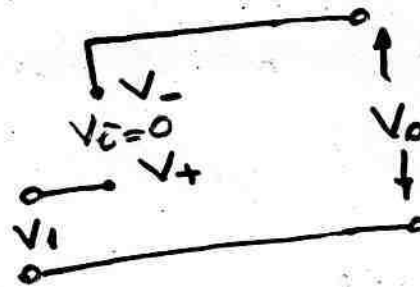
$$\begin{aligned} V_+ &= V_1 \\ V_- &= \frac{V_0 \cdot R_1}{R_1 + R_2} \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} V_+ &= V_- \\ V_1 &= \frac{V_0 \cdot R_1}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

$$\boxed{\frac{V_0}{V_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

Tampon yükselteç (Birlik izleyici);

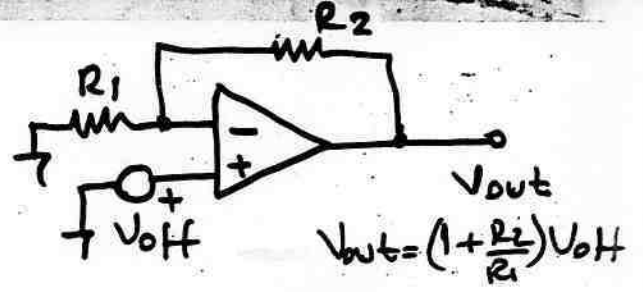
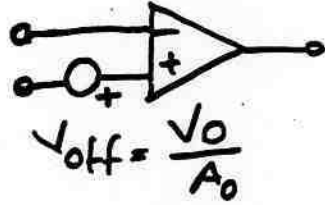
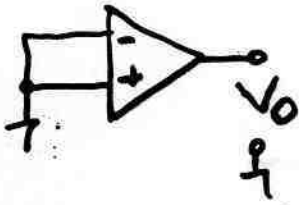


$$\boxed{V_0 = V_i}$$



### OP-AMP PARAMETRELERİ

Offset Voltajı; Eğer bir op-amp'in her iki giriş terminali de sıfır yapılırsa (toprağa bağlanırsa), eleman ~~kat~~ karakteristiklerinin birbirinden farklı olması sebebiyle çıkışta da bir gerilim meydana gelir (idealde bu durumda çıkışın sıfır olması gerekir). Bu gerilime çıkış offset voltajı denir. Bu da voltajı kapalı-göz bağlantılarının analizlenirken hesaba katmak için giriş gerilimliğiz. Çıkış ~~dc~~ offset voltajını kazanç ( $A_0$ ) bölerek giriş offset voltajı  $V_{off}$  elde ederiz.



Giriş offset voltajı sebebiyle kapalı-göz bağlantıda çıkışta oluşan offset gerilimi;

$$V_- = V_+ \Rightarrow V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{off}$$

$$V_{out} = V_{off} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = V_{off} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

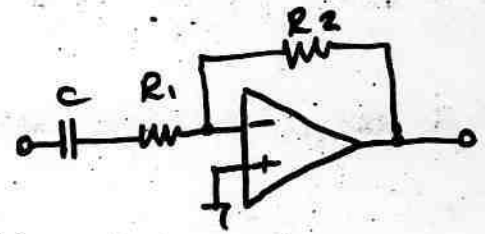
Eğer kapalı-göz kazancı büyükse çıkış dc offset voltajının büyük olmasına sebep olacaktır bu da olası maksimum çıkış sinyal salınımlarını azaltacaktır.

Bu problemi önlemenin bir yolu kapasitif kablojdır. Kondansatör dc kazancı sıfır olmasına sebep olur.

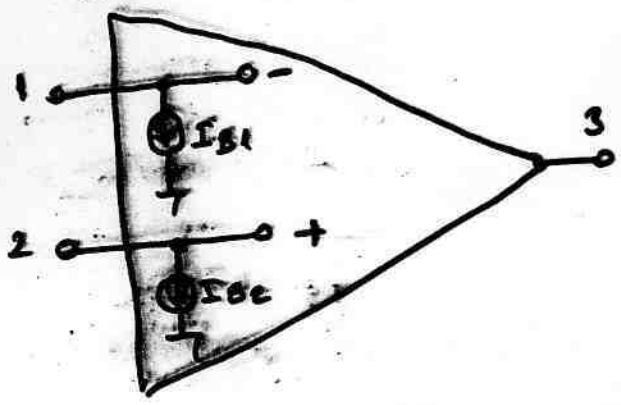
Fakat  $\omega_0 = \frac{1}{CR_1}$  olduğu frekans

~3dB'lik yüksek frekans etkisi gösterir

ve kazanç  $\omega \gg \omega_0$  için  $-R_2/R_1$  olur. Bu bağlantının averted  $V_{off}$  yükseltilmez yani çıkışta  $V_{off} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$  şeklinde değil  $V_{off}$  şeklinde görülür.



Giriş Polarizasyon Akımları, Op-amp'in çalışması için her iki giriş terminaline de dc akımlar uygulamalıdır ki bunlar giriş polarizasyon akımları dendir. Burada polarizasyon akımları op-amp'in giriş direncinden bağımsızdır. Giriş polarizasyon akımı her iki akımın ortalamasıdır;



$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

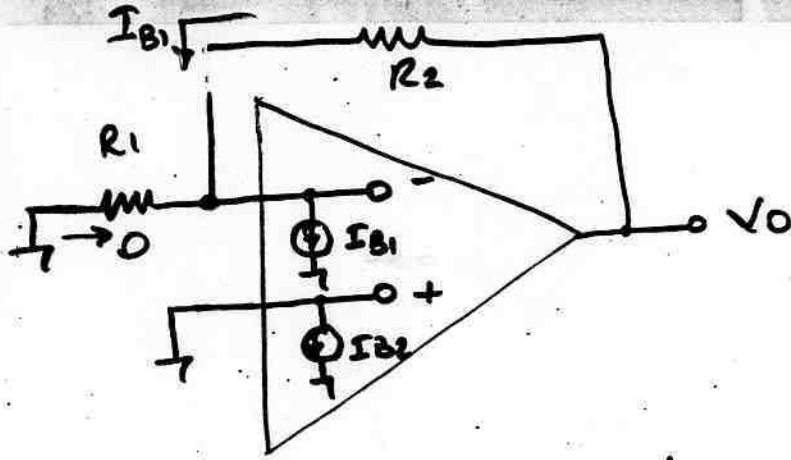
İkinci akımın farkı ise giriş offset akımıdır;

$$I_{off} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

Bunlara göre giriş polarizasyon akımları şöyle de bulunur.

$$I_{B1} = I_B + \frac{I_{off}}{2}$$

$$I_{B2} = I_B - \frac{I_{off}}{2}$$

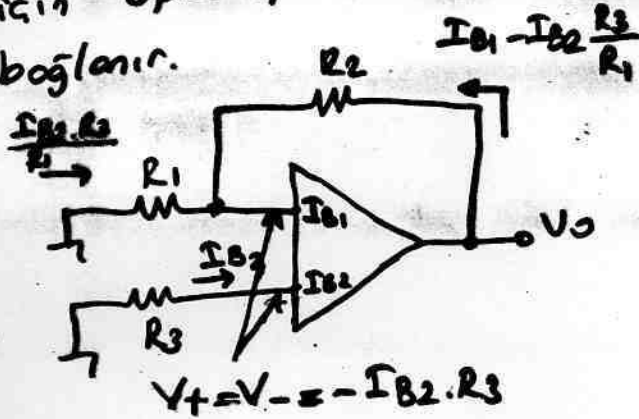


$$V_0 = I_{B1} \cdot R_2 \approx I_B \cdot R_2$$

Offset voltajı ve giriş polarına akımları sebebiyle çıkışta oluşan toplam offset voltajı;

$$V_{0 \text{ offset}} = V_{\text{off}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_B \cdot R_2$$

Giriş polarına akımlarının yarattığı offset geriliminin değeri ( $I_B R_2$ )  $R_2$  direnci ile doğru orantılıdır. Bunu azaltmak için op-amp'in (+) giriş terminaline seri bir  $R_3$  direnci bağlanır.



$$V_0 = -I_{B2} \cdot R_3 + R_2 \left( I_{B1} - I_{B2} \frac{R_3}{R_1} \right)$$

$I_{B1} = I_{B2} = I_B$  kabul edilirse;

$$V_0 = I_B \left[ R_2 - R_3 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]$$

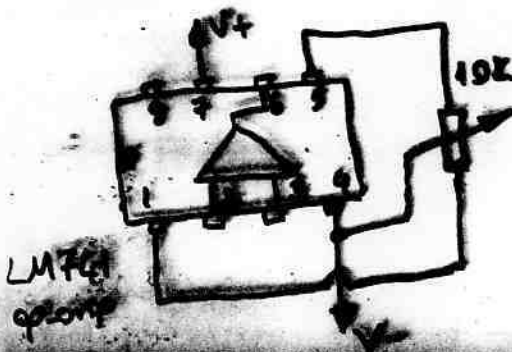
$$R_3 = \frac{R_2}{1 + R_2/R_1} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_3 = (R_1 // R_2)$$

$$I_{B1} = I_B + I_{\text{off}}/2 \quad I_{B2} = I_B - I_{\text{off}}/2$$

$$V_0 = I_{\text{off}} \cdot R_2$$

Op-amp aşağıdaki gibi bağlanarak offset ayarı yapılır. Yani çıkışın sıfır olması için girişine ters yanda gerilim uygulanır. Çıkıştaki offset gerilimini sıfır yapacak giriş gerilimine giriş offset gerilimi denir.



Op-amp gerilim beslenmeli şekilde çalıştırılmalıdır. Sıcaklık değişince offset ayarı bozulur (transistörün giriş akımları değişir). Örneğin LM741 için sıcaklığa göre offset kayması  $15 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 'dir.

## Ortak İşaret Bastırma Oranı (CMRR)

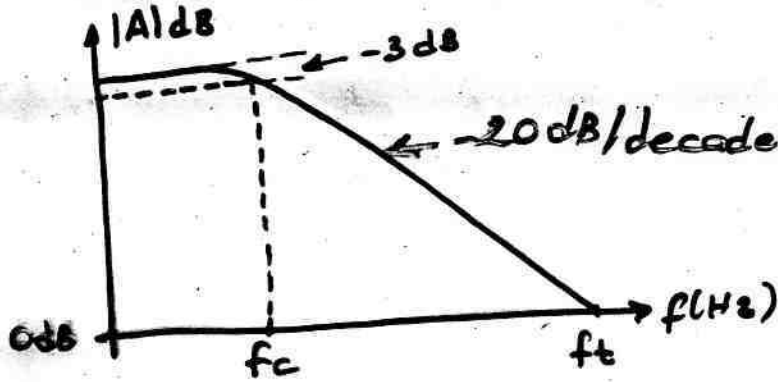
Op-amp'in offset ayarı yapıldıktan sonra bile girişler birleştirilip ortak işaretli bir sinyal uygulandığında ( $V_1=V_2$ ) çıkışından sıfır alınmaz (idealde bu durumda  $V_o=0$  olmalıdır). Bu op-amp'in ortak işaret kazancının sıfır olmadığını gösteren CMRR denilen oran kuvvetlendiricinin çıkışında oluşan gerilimin girişine uygulanan ortak işaret gerilimine bölünmüştür. dB olarak bu oranın işareti negatif çıkacağından genellikle gerilimler oranı ters çevrilir. Ancak geribesleme yapılmış kuvvetlendiricilerde (op-amp), fonksel kazancın ortak işarete kazancına oranı olarak hesaplanır.

$$CMRR = \frac{\Delta d}{\Delta c}$$

CMRR ne kadar büyükse op-amp o kadar iyidir.

$$CMRR(dB) = 20 \log CMRR$$

## Kazancı - Band Genişliği;



$f_t \rightarrow$  kazanç - band genişliği çarpımı (birim-kazanc)

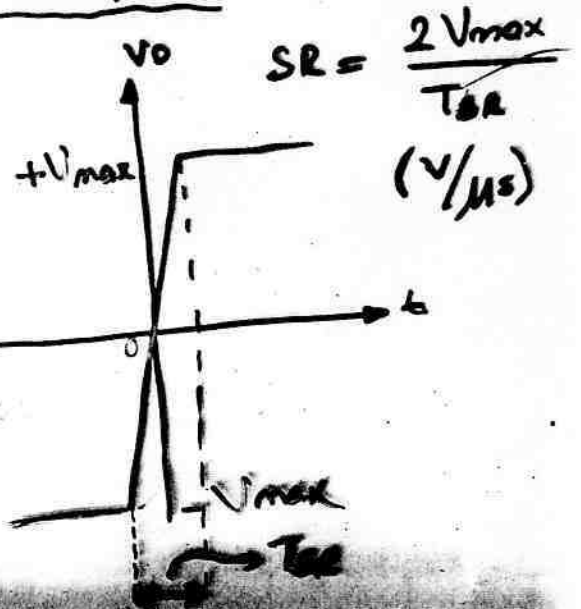
$$f_t = A \cdot f_c$$

↓  
açık-göz kazancı

Herhangi bir frekansdaki kazanç;  $|A(j\omega)| \approx \frac{\omega_b}{\omega} = \frac{f_t}{f}$  olur.

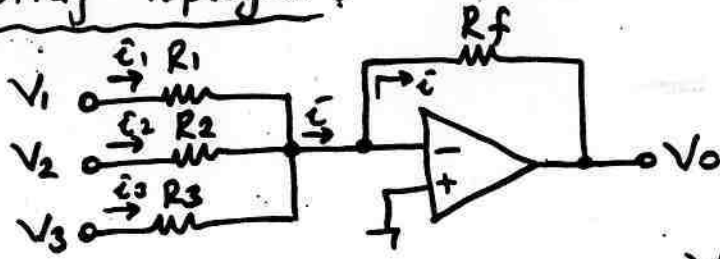
## Büyük İşaret Değişim Hızı (Slew-Rate); SR

Op-amp'in girişine büyük gerilimli bir sinyal uygulandığında çıkış gerilimi  $+V_{max}$  ve  $-V_{max}$  değerlerinde sınırlı değeri içi kırılır. Sinyalin  $-V_{max}$  ile  $+V_{max}$  arasındaki değişimin idealde  $t=0$  anında (bir anda) olması gerekirken gerçekte  $T_{SR}$  kadar bir süre geçer. Bu geçiş eğimi olarak formüllerden Slew Rate, birim zaman başına çıkış gerilimindeki değişime miktardır.



# OP-AMP UYGULAMALARI

## Voltaj Toplayıcı:



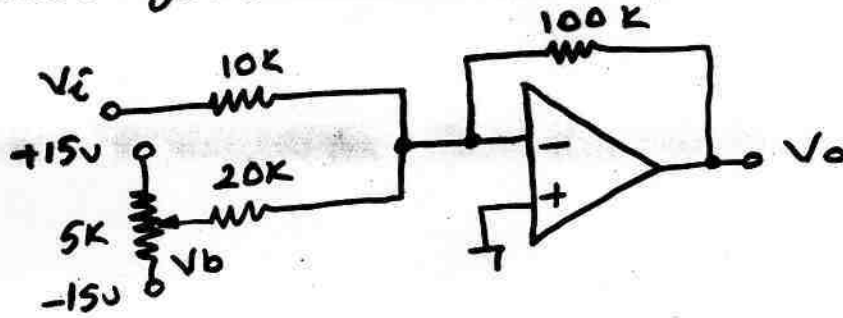
$$V_o = -\bar{e} \cdot R_f$$

$$\bar{e} = \bar{e}_1 + \bar{e}_2 + \bar{e}_3$$

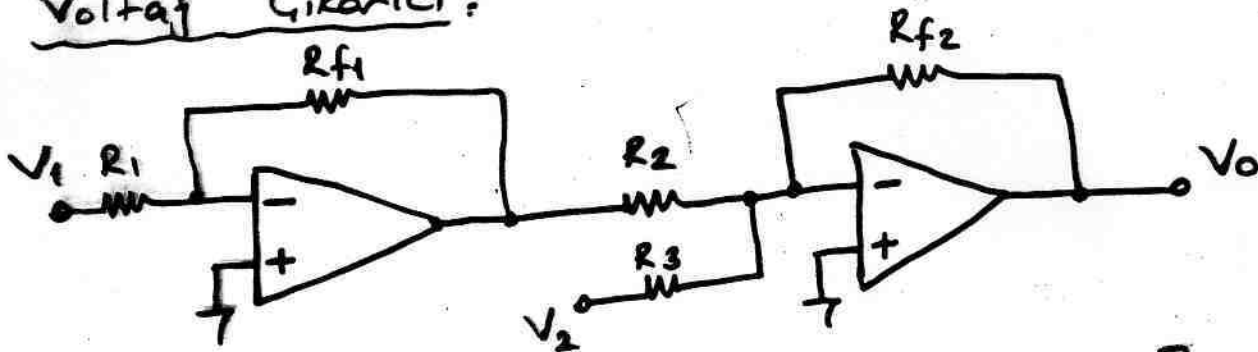
$$\bar{e} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}$$

$$V_o = -R_f \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right)$$

Op-amp'ların girişlerindeki ac ve dc bileşenleri birlikte yükseltmeleri kuvvetlendirecek işaretin dc bileşeninin büyük olması durumunda sorun yaratır. Op-amp bu dc bileşen sebebiyle doyuma gider. Bunu önlemek için toplama özelliğinden yararlanılır. Girişe esas işaretteki dc bileşene zıt yönde bir dc gerilim uygulanır. Bu yöntem geliştirilerek offset ayarı için de kullanılabilir.



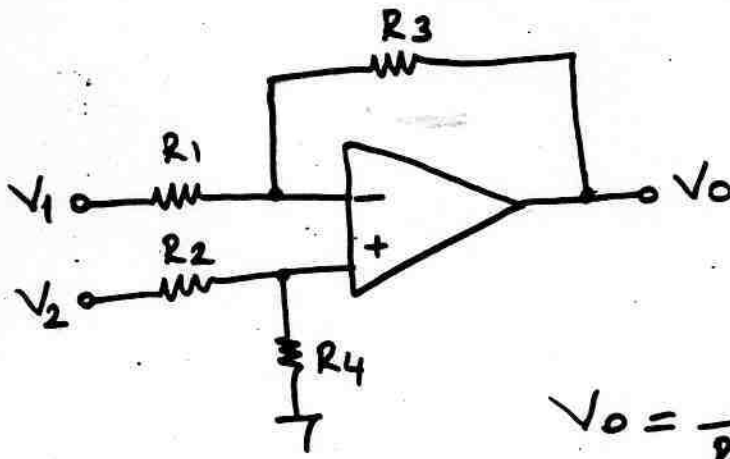
## Voltaj Çıkarıcı:



$$V_o = - \left[ \frac{R_{f2}}{R_2} \left( - \frac{R_{f1}}{R_1} V_1 \right) + \frac{R_{f2}}{R_3} V_2 \right]$$

$$V_o = - \left( \frac{R_{f2}}{R_3} V_2 - \frac{R_{f2}}{R_2} \cdot \frac{R_{f1}}{R_1} V_1 \right)$$

## Farksal Yükselteç (Voltaj Çıkarıcı);



$$V_- = V_+$$

$$V_- = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot V_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot V_0$$

$$V_+ = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot V_2$$

$$V_0 = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_3}{R_1} V_2 - \frac{R_3}{R_1} V_2$$

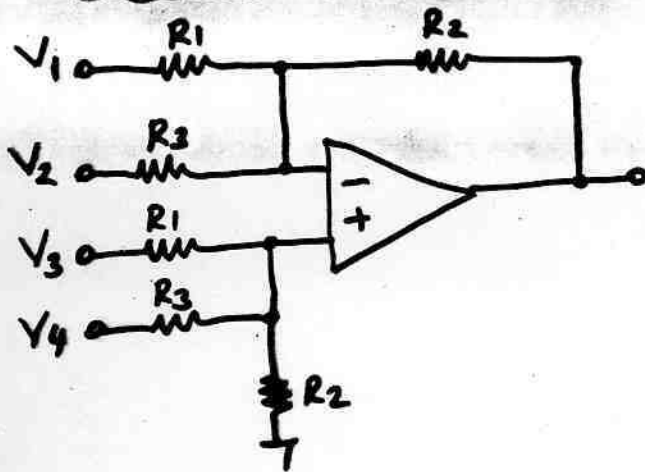
$$R_1 = R_2 = R_a$$

$$R_3 = R_4 = R_b$$

> olursa  $V_0 = \frac{R_b}{R_a} (V_+ - V_-)$

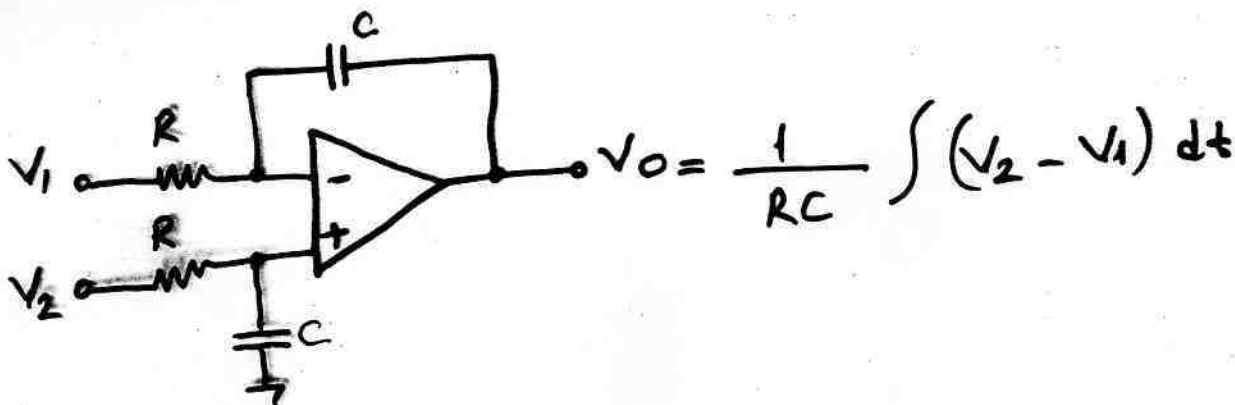
$$V_0 = \frac{R_b}{R_a} (V_2 - V_1)$$

## Toplayıcı - Çıkarıcı;



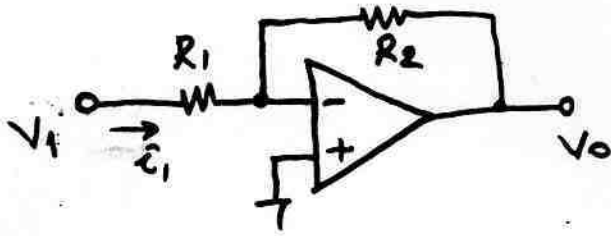
$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} [V_3 - V_1] + \frac{R_2}{R_3} [V_4 - V_2]$$

## Farksal İntegratör;



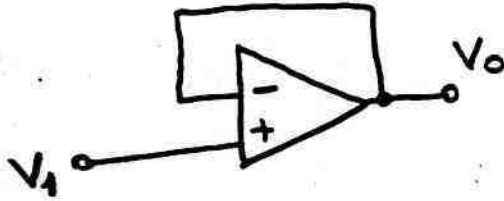
$$V_0 = \frac{1}{RC} \int (V_2 - V_1) dt$$

Giriş Direnci;



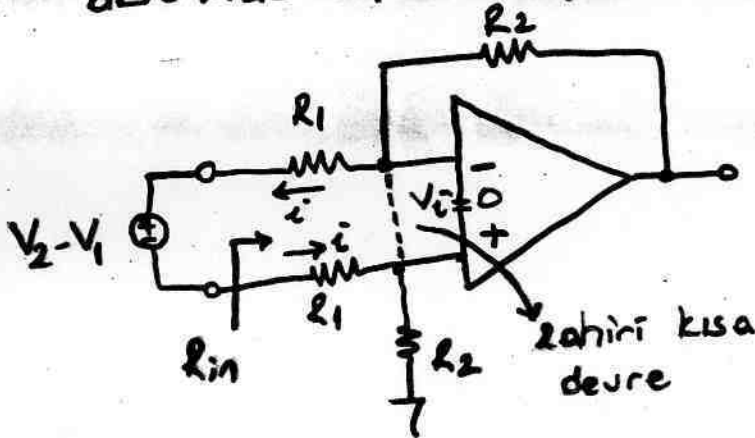
Yandaki şekildeki kapalı-  
göz gerinici yükseltecin giriş  
direnci  $R_1$ 'e eşittir.

$$R_{in} \equiv \frac{V_1}{i_1} = \frac{V_1}{V_1/R_1} = R_1$$



Voltaaj izleyici yükselteci  
giriş empedansı ise op-amp'in

pozitif giriş ucundan içeriye akım akmadığı kabul  
edildiğinden idealde sonsuz, gerçekte çok yüksektir.  
Gerinici olmayan bu tampon yükselteç yüksek empe-  
dantlı bir devre çıkışını düşük empedantlı bir yüke  
aktarmak için (empedans uygunlaştırıcı olarak) kullanılır.



$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_+ - V_-) = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

Farksal yükseltecin giriş direnci  $R_{in} = \frac{V_2 - V_1}{i}$  olarak  
tanımlanır;

$$V_2 - V_1 = R_1 \cdot i + 0 + R_1 \cdot i$$

$$\boxed{R_{in} = 2R_1}$$

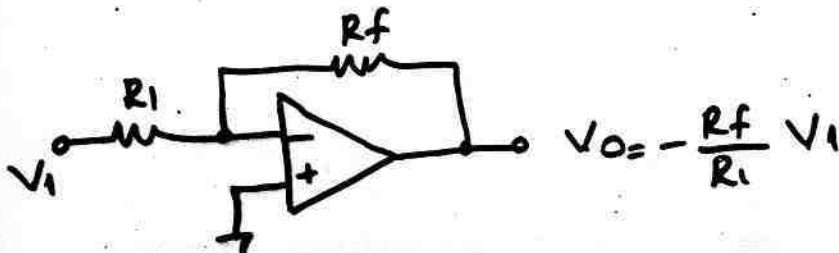
Farksal yükseltecin ve gerinici yükseltecin giriş  
direncleri istenildiği kadar büyük seçilebilir ancak bu  
durumda kazançlarının düşeceği dikkate alınmalıdır. Bu  
devrelerin kullanıldığı yerlerde girişlere voltaaj izleyici  
kullanarak yüksek giriş empedansı sağlanabilir.

## KONTROLLÜ KAYNAKLAR

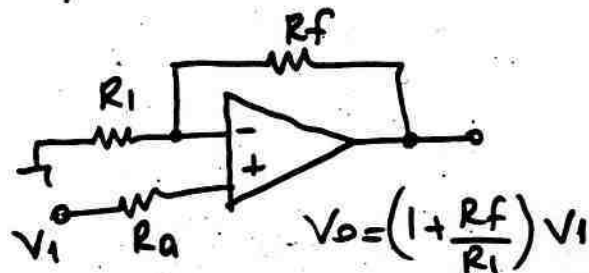
### Voltaj Kontrollü Voltaj Kaynağı



$$V_o = k V_i$$



$$V_o = -\frac{R_f}{R_i} V_i$$



$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) V_i$$

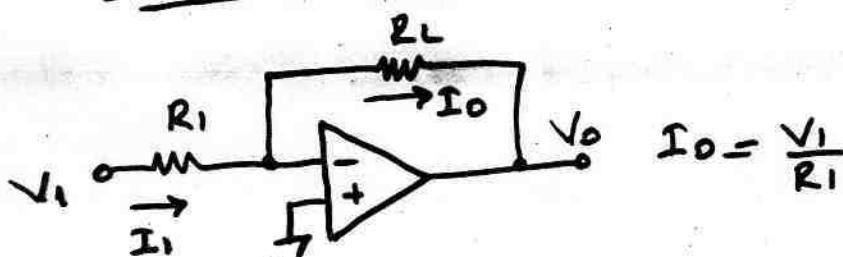
$$V_o = -\frac{R_f}{R_i} V_i = k V_i$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) V_i = k V_i$$

### Voltaj Kontrollü Akım Kaynağı



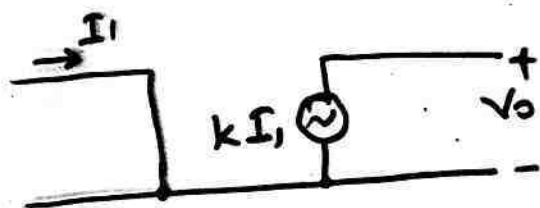
$$I_o = k \cdot V_i$$



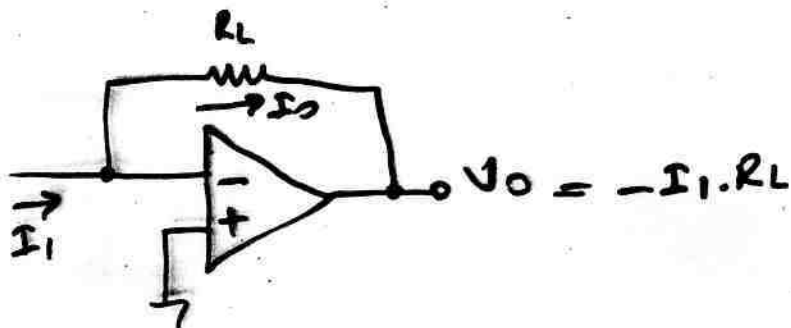
$$I_o = \frac{V_i}{R_i}$$

$$I_o = \frac{V_i}{R_i} = k V_i$$

### Akım Kontrollü Voltaj Kaynağı



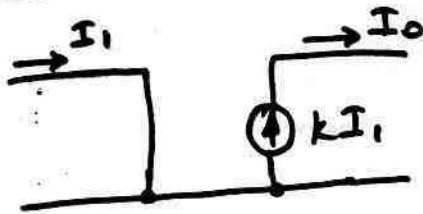
$$V_o = k I_i$$



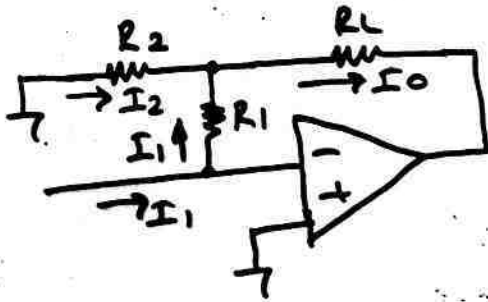
$$V_o = -I_i \cdot R_L$$

$$V_o = -I_i R_L = k I_i$$

## Akım Kontrolü Akım Kaynağı



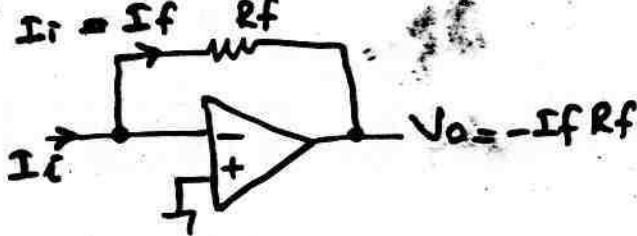
$$I_0 = k I_1$$



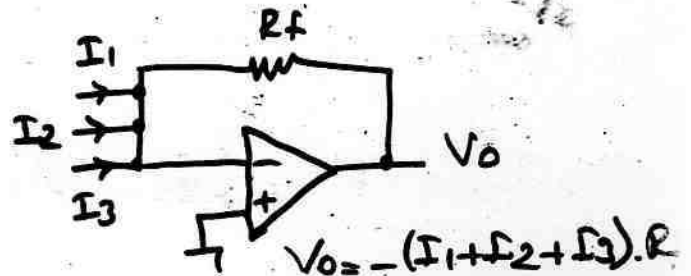
$$I_0 = I_1 + I_2 = I_1 + \frac{I_1 R_1}{R_2}$$

$$I_0 = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) I_1 = k I_1$$

### ★ Akımdan Voltaja Çevirici

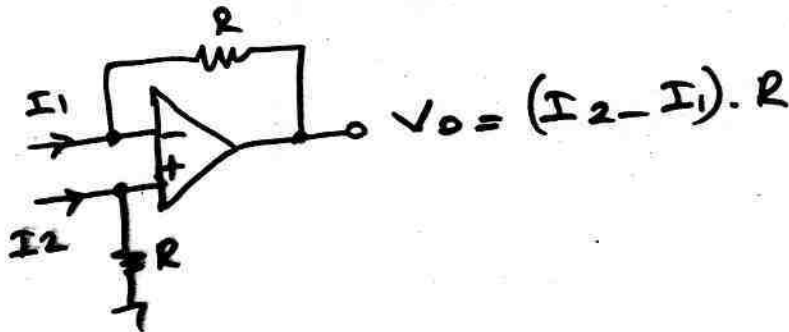


$$V_o = -I_i R_f$$



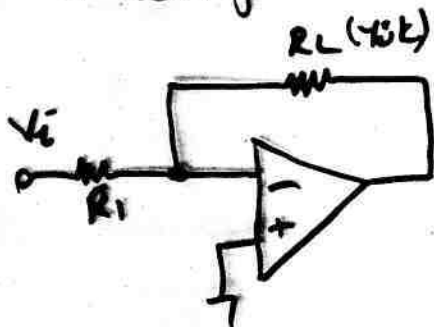
$$V_o = -(I_1 + I_2 + I_3) R_f$$

### ★ Akım Farkını Voltaja Çevirici

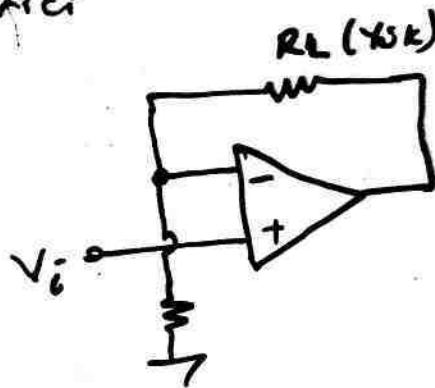


$$V_o = (I_2 - I_1) R$$

### ★ Voltajdan Akıma Çevirici



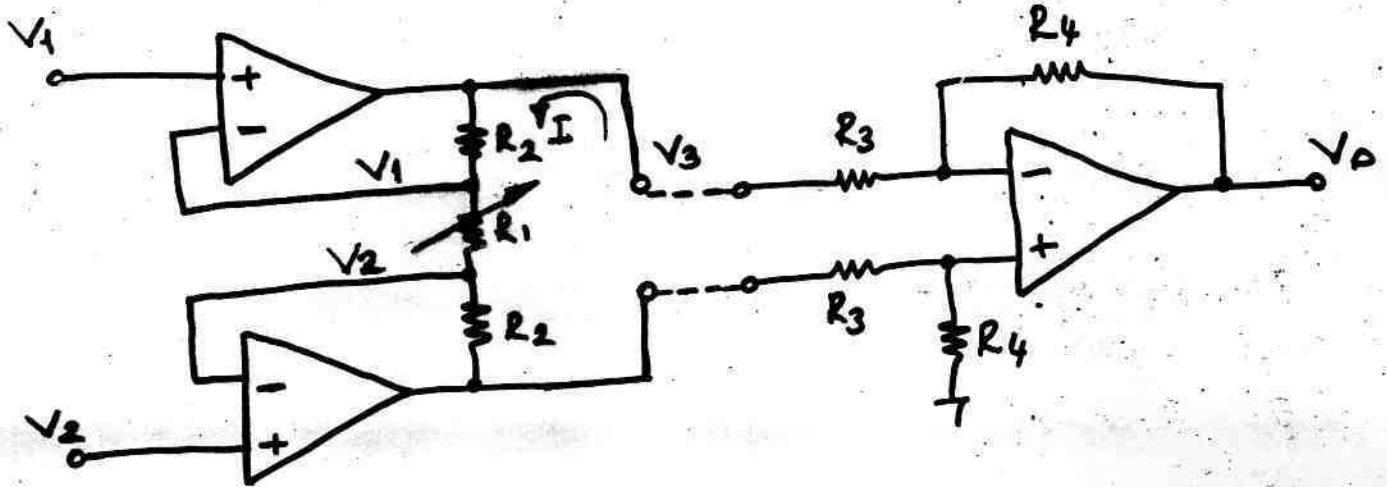
$$I_L = \frac{V_i}{R_1}$$



$$I_L = \frac{V_i}{R_1}$$

## ENSTRUMENTASYON YÜKSELTECİ

Girişlerine izleyici yerleştirilmiş fark yükselteci enstrumantasyon yükselteci denir. Giriş dirençlerinin ve CMRR oranının yüksek olması yanında diğer bir üstünlüğü de tek bir direnç ( $R_1$ ) fark kazancının ayarlanabilir olmasıdır. Bu özellikleri dolayısıyla biyopotansiyel işaretlerin ölçülmesinde kullanılır.



$$I = \frac{V_3 - V_4}{2R_2 + R_1} = \frac{V_1 - V_2}{R_1}$$

$$V_3 - V_4 = \frac{2R_2 + R_1}{R_1} (V_1 - V_2)$$

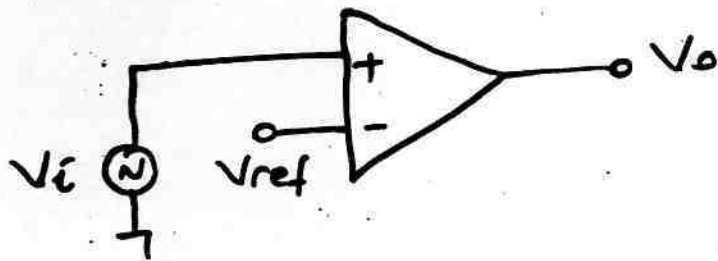
$$V_0 = \frac{R_4}{R_3} \left( \frac{2R_2}{R_1} + 1 \right) (V_1 - V_2)$$

## Karşılaştırıcı (Komparatör)

Karşılaştırıcı giriş gerilimini bir referans gerilimi ile karşılaştırıp buna göre çıkışı  $+V_{sat}$  ve  $-V_{sat}$  değerlerine getiren bir devredir. Giriş ve referans gerilimlerinin hangi uçlara uygulandığı önemlidir.

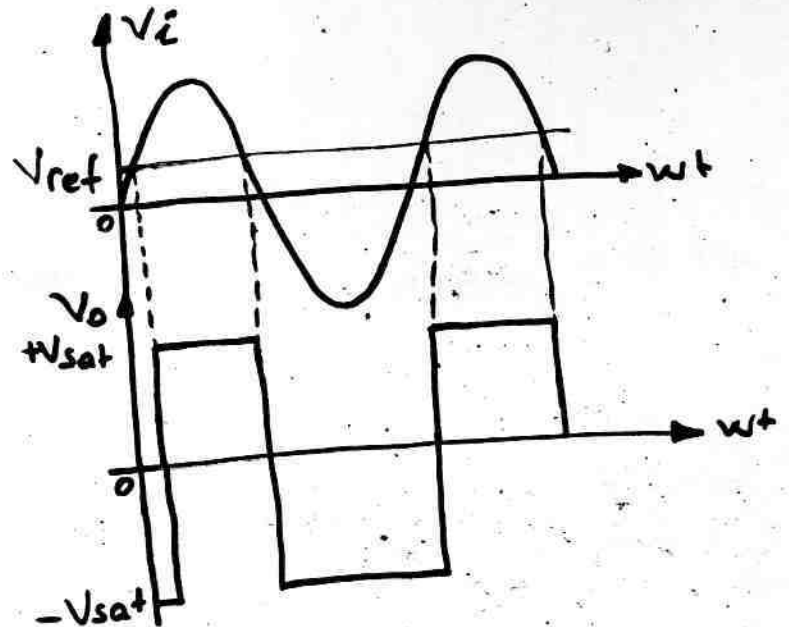
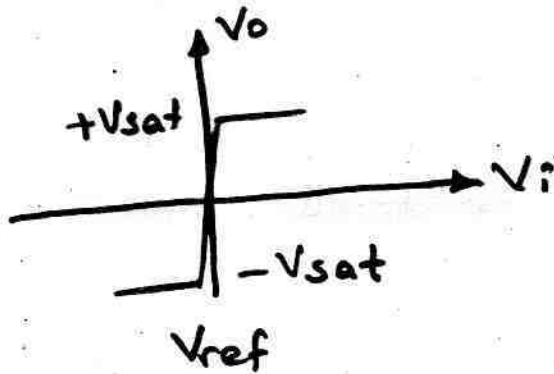
Dijital devrelerde dagma gerilimi üstten  $+5V$  alttan  $0V$  ile sınırlandırılmıştır.

Giriş ( $V_i$ ) + uqta, Referans ( $V_{ref}$ ) - uqta,

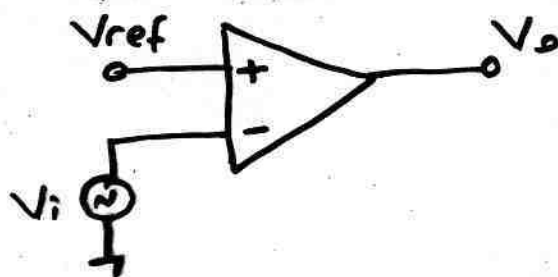


$$V_i > V_{ref} \Rightarrow V_o = +V_{sat}$$

$$V_i < V_{ref} \Rightarrow V_o = -V_{sat}$$

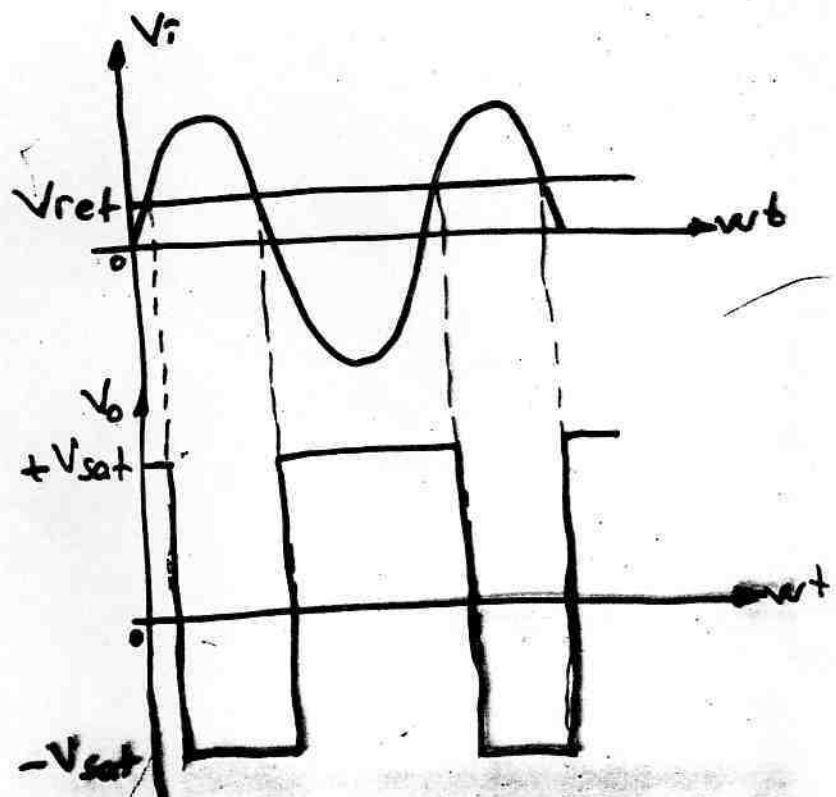
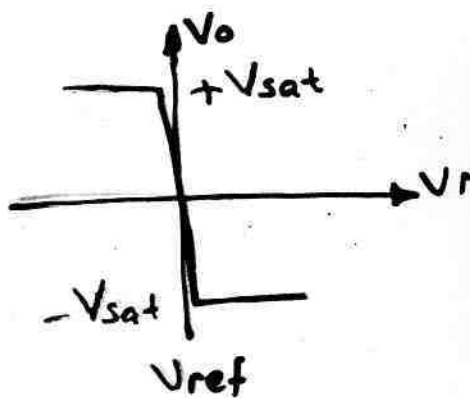


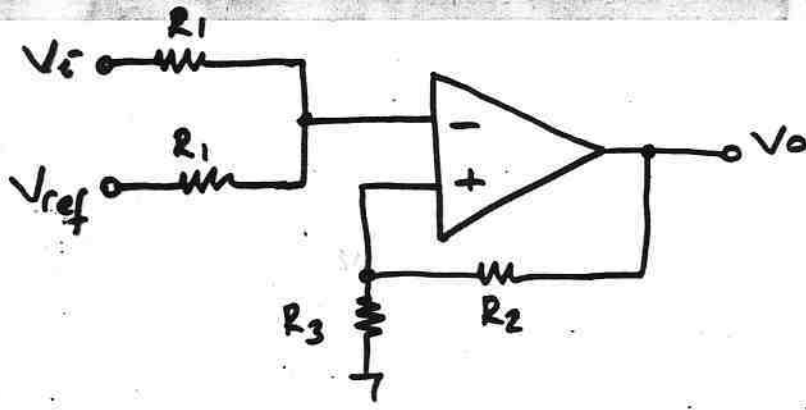
Giriş ( $V_i$ ) - uqta, Referans ( $V_{ref}$ ) + uqta,



$$V_i > V_{ref} \Rightarrow V_o = -V_{sat}$$

$$V_i < V_{ref} \Rightarrow V_o = +V_{sat}$$





$$V_- = V_+$$

$$V_- = \frac{V_i + V_r}{2}$$

$$V_+ = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_o$$

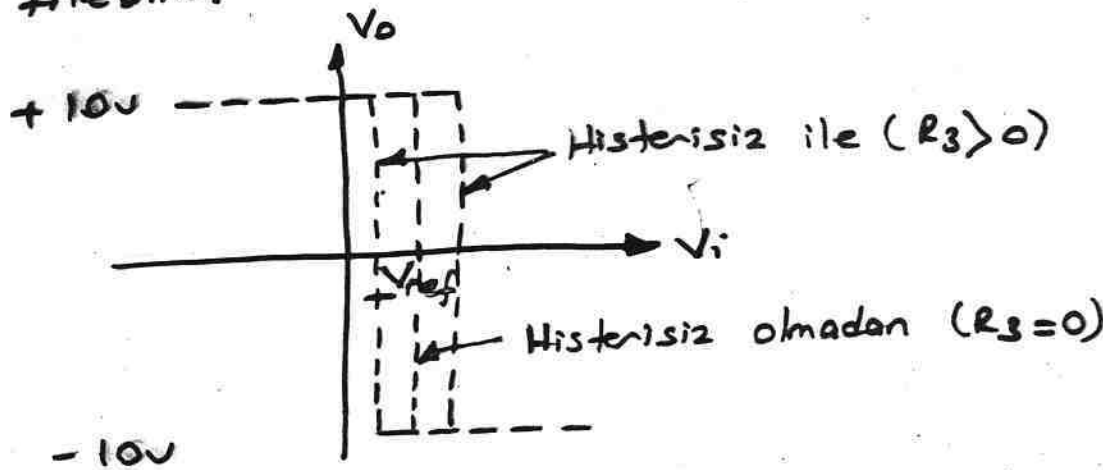
$$V_o = \frac{R_2 + R_3}{2 R_3} (V_i + V_r)$$

$R_2 \gg R_3$  ise veya  $R_3 = 0$  alınırsa (limitte) çıkış;

a)  $V_i + V_r > 0$  ( $V_i > -V_r$ )  $\Rightarrow V_o = -V_{sat}$

b)  $V_i + V_r < 0$  ( $V_i < -V_r$ )  $\Rightarrow V_o = +V_{sat}$

Bu şekli ile deure schmitt trigger (tetikleme) deuresi olarak kalır.  $R_3 \neq 0$  yapılarak  $-V_r$  civarında bir histerisiz oluşturulmuştur ve böylece giriş işaretinin  $-V_r$  civarındaki çok küçük değişimlerinin çıkışta  $-V_r$  civarındaki çok büyük değişimlerinin çıkışta  $-V_r$  civarındaki değişimlere yol açması önlenmiştir.  $V_i$  işaretinin üzerindeki gürültü seviyesine göre  $R_2$  ve  $R_3$  dirençleri ile oynanarak histerisiz aralığı genişletilebilir.



Referans gerilimi etrafındaki histerisiz aralığı

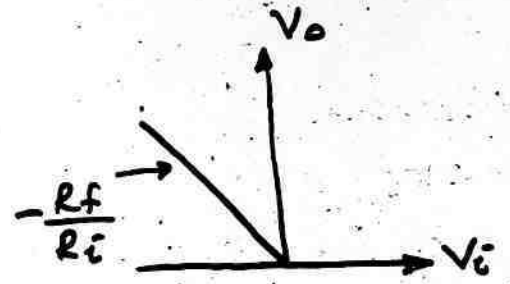
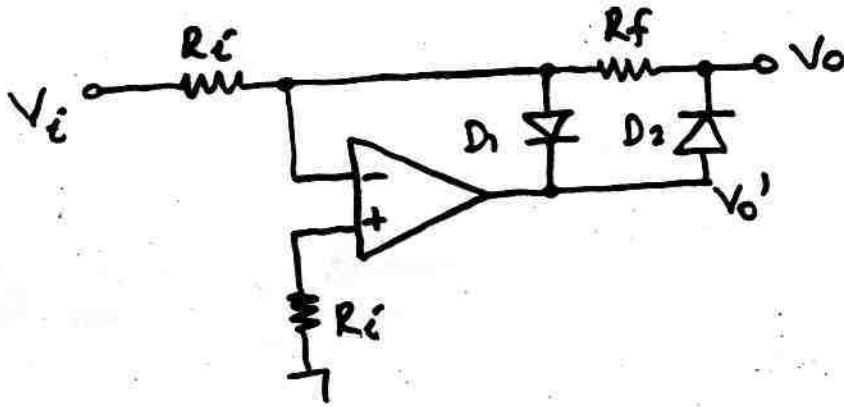
Histerisiz aralığı;

$$2 \Delta V = 4 \cdot V_{sat} \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

ile hesaplanır.

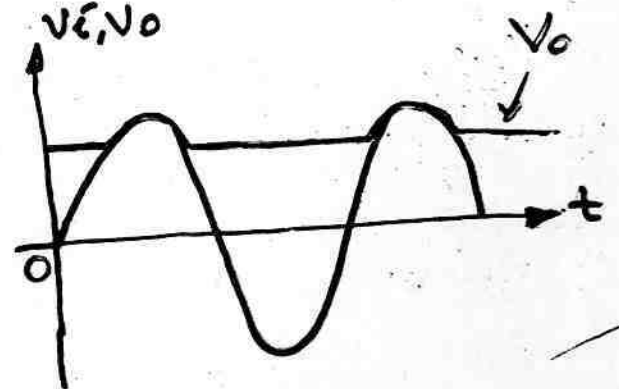
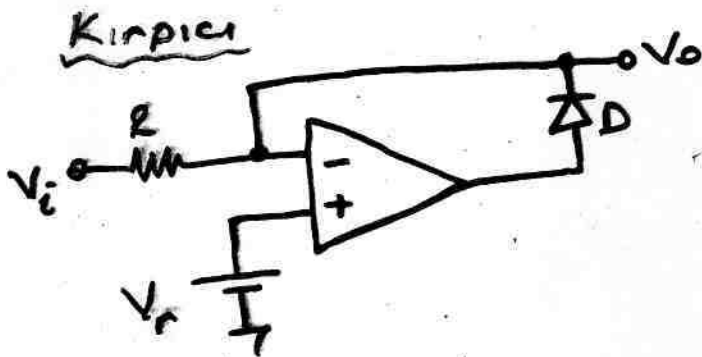
## Doğru Hucu

Diyot - direnç tipi doğrultucular  $\approx 0,7V$  dan küçük genlikli sinyalleri doğrultamaz. Bu nedenle diyotları op-amp'larla birlikte kullanarak küçük genlikli sinyalleri de doğrultmak mümkündür. Aşağıdaki devre giriş sinyalinin negatif kısımlarını geçirirken pozitif kısımlarını geçirmez.



\*  $V_i < 0$  için  $D_1$  kesimde  $D_2$  iletimdedir. Devre geçirici yükselteç durumuna gelir ve  $V_o = -V_i$  olur.

\*  $V_i > 0$  için  $D_1$  iletimde  $D_2$  kesimdedir,  $V_o = 0$  olur.

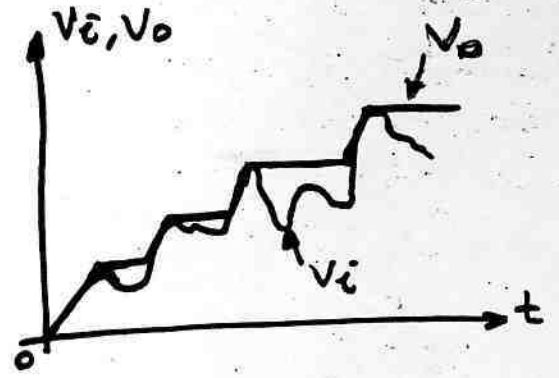
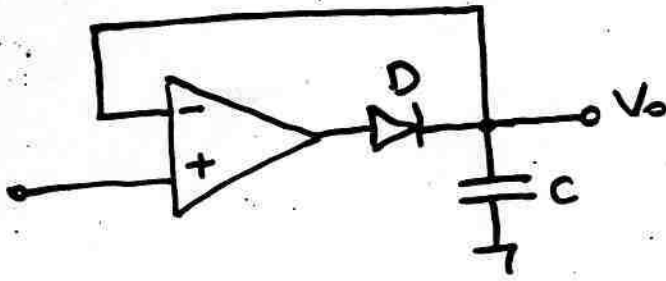


\*  $V_i < V_r$  ise  $D$  iletimdedir ve yükselteç izleyici durumundadır  $V_o = V_r$  olur.

\*  $V_i > V_r$  ise  $D$  kesimdedir  $R$ 'den akım geçmez. Çıkış girişi takip eder  $V_o = V_i$  olur.

Kırpıcı giriş sinyalinin belli bir  $V_r$  referans seviye altına düşerse kalan kısmını geçirmez. Yani girişi altı geçenler geçmez. Diyodu ters çevirtilirse giriş  $V_r$  seviyesinde üstler kırpar.

## Aktif Tepe Dedektörü

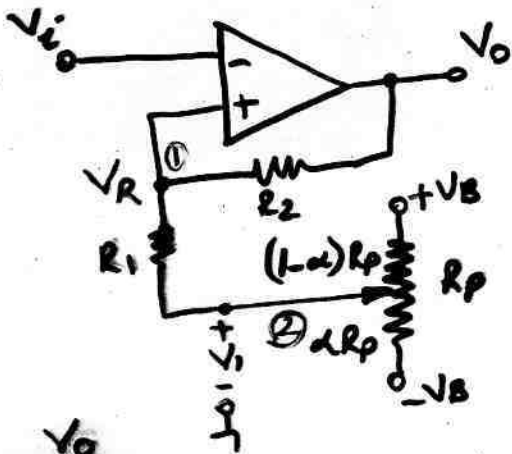


\*  $V_i > V_o$  için D iletimdedir ve yükselteç izleyici durumundadır çıkış girisi izler

\*  $V_i < V_o$  için D kesimdedir ve çıkış kondansatör üzerindeki gerilime eşit olur ve çıkıştan akım çekilmez. Diyodun kesime girdiği andaki değeri muhafaza eder.

Böylece giriş sinyalinin aldığı en büyük değer çıkışta elde edilmiş olur.

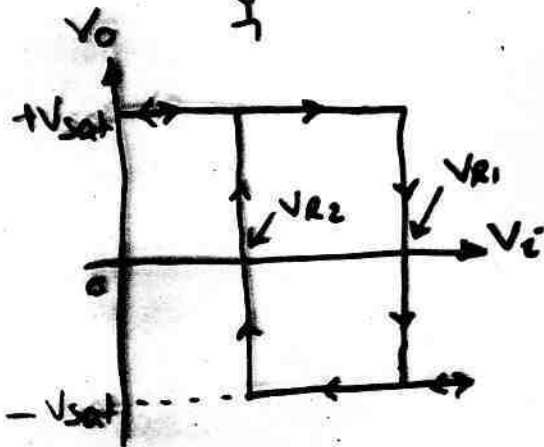
## Eşik Dedektörü



$$\frac{V_R - V_o}{R_2} + \frac{V_R - V_i}{R_1} = 0 \quad (1)$$

$$\frac{V_i - V_R}{R_1} + \frac{V_i + V_B}{\alpha R_P} + \frac{V_i - V_B}{(1-\alpha) R_P} = 0 \quad (2)$$

$$V_R = \frac{\frac{R_1 V_o}{R_1 + R_2} - \frac{R_1 R_2 V_B (1 - 2\alpha)}{[\alpha(1-\alpha) R_P + R_1](R_1 + R_2)}}{1 - \frac{R_2 R_P \alpha (1-\alpha)}{[\alpha(1-\alpha) R_P + R_1](R_1 + R_2)}}$$

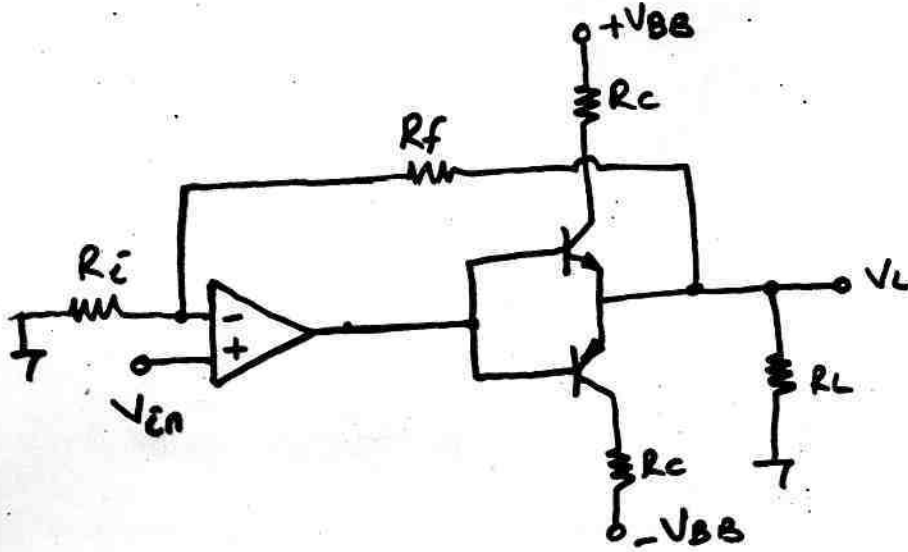


Bu eşitlikle  $V_o$  yerine  $+V_{sat}$  konularak  $V_{R1}$ ,  $-V_{sat}$  konularak  $V_{R2}$  değerleri bulunur. Eşik voltajı ise bu iki değerlerin ortalamasıdır

$$V_{th} = \frac{V_{R1} + V_{R2}}{2}$$

## Geçiş (Crossover) Distorsiyonu Kompanze edilmiş

Push-pull güç amplifikatörü, Aşağıda geçiş distorsiyonu op-amp kullanılarak yokedilmiş bir push-pull amplifikatör görülmektedir. Bu devre örneğin bir EKG monitörünün çıkış ünitesinde, bir kâğıt yazıcı motoru sürmede veya displayi aktif hale getirmek için kullanılabilir.

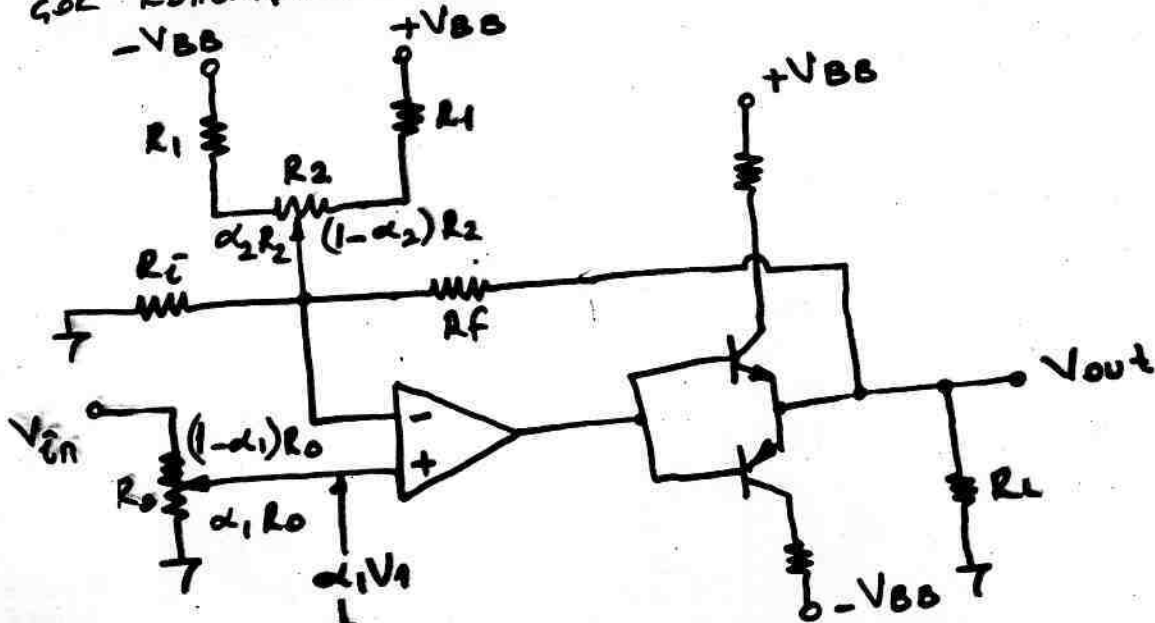


$$\frac{V_{en}}{R_i} + \frac{V_{en} - V_L}{R_f} = 0$$

$$V_L = V_{en} \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right)$$

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_i}$$

Offset Kontrollü Güç Amplifikatörü; Yukarıdaki güç amplifikatörüne offset kontrol ünitesi eklenmiştir. Böyle bir devre örneğin bir EKG kart kaydedicisi sürmek için çok kullanışlıdır. Kazanç  $R_o$  ile ayarlanır.



$$\frac{\alpha_1 V_i}{R_i} + \frac{\alpha_1 V_i - (-V_{BB})}{\alpha_2 R_2 + R_1} + \frac{\alpha_1 V_i - V_{BB}}{R_1 + (1 - \alpha_2) R_2} + \frac{\alpha_1 V_i - V_{out}}{R_f} = 0$$

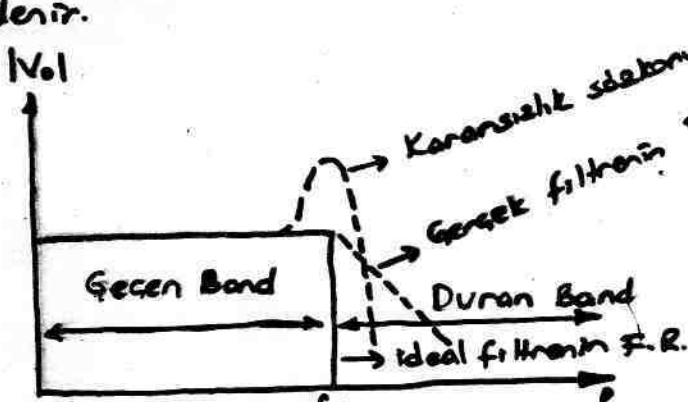
$$V_{out} = \frac{R_f}{R_i} (\alpha_1 V_i) + R_f \frac{\alpha_1 V_i + V_{BB}}{\alpha_2 R_2 + R_1} + R_f \frac{\alpha_1 V_i - V_{BB}}{(1 - \alpha_2) R_2 + R_1} + \alpha_1 V_i$$

# AKTİF FİLTRELER

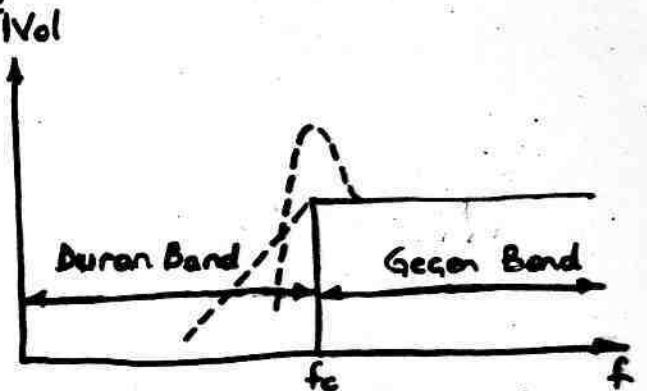
Bir filtre, belirli bir bantdaki (aralığıdaki) sinyalleri geçirmek için dizayn edilmiş, bu bantın dışındaki bütün sinyalleri zayıflatan bir devredir. Filtreler aktif veya pasif olabilirler. Pasif filtre devreleri yalnızca direnç, kondansatör ve bobin kullanılarak dizayn edilirken, aktif filtrelerde bunlara ek olarak transistör veya op-amp'ler kullanılır. Bobinler, büyük ve pahalı ve çok büyük dahili rezistif elemanlara sahip olabilecekleri için genellikle aktif filtre devrelerinde kullanılmazlar.

Dört tip filtre vardır: alçak geçiren (low-pass), yüksek geçiren (high-pass), band geçiren (band-pass) ve band durduran (band-reject veya notch).

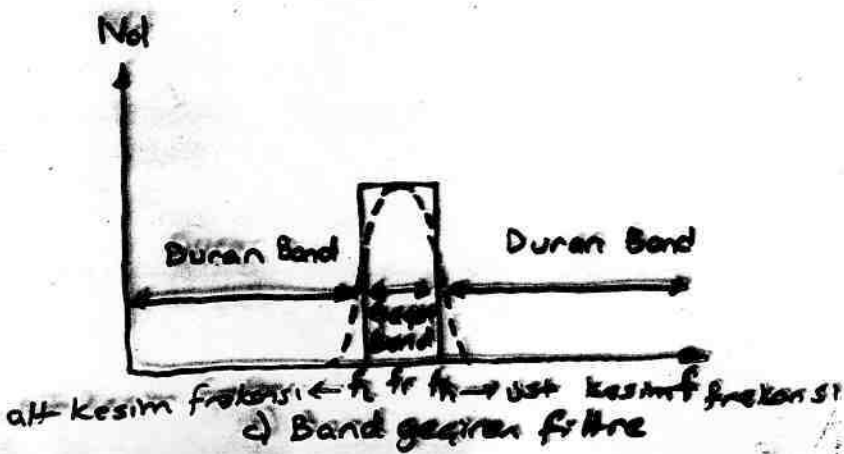
Alçak geçiren bir filtre  $f_c$ 'den  $f_c$  kesim frekansına kadar sabit bir çıkış voltajına sahiptir. Frekans  $f_c$ 'nin üzerinde artırılırsa çıkış voltajı zayıflatılır. İletilen frekans alanına geçen bant denir. Zayıflatılan frekans alanına duran bant denir. Kesim frekansı  $f_c$ , 0,707 frekansı, -3dB frekansı, köşe frekansı veya rezonans frekansı olarak da denir.



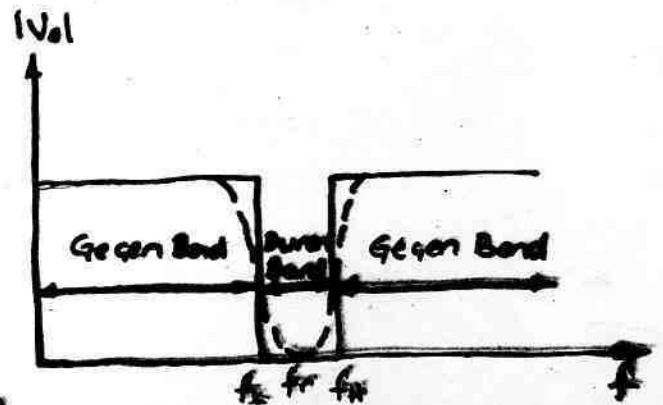
a) Alçak geçiren filtre



b) Yüksek geçiren filtre

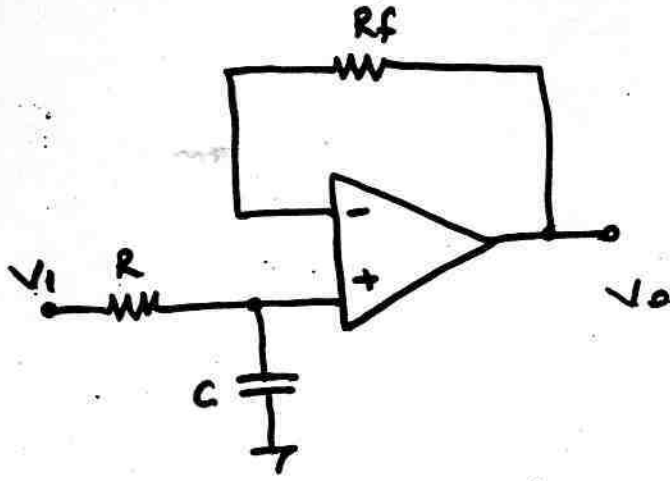


c) Band geçiren filtre



d) Band durduran filtre

# TEMEL ALÇAK GEÇİREN FİLTRE



$$V_o = \frac{1}{1 + j\omega RC} \cdot V_1$$

Devre temel alçak geçiren filtre devresidir. Filtreleme işlemi RC elemanları ile yapılır ve birim kazançlı (birlik izleyici) op-amp kullanılmıştır.  $R_f$  direnci  $R$ 'ye eşittir ve dc offset için devreye bağlanmıştır. (dc'de kondensatörün reaktansı sonsuzdur ve her iki giriş de için toprağa olan yoldan dc reaktansı birbirine eşit olacaktır)

Op-amp'ın + ve - giriş terminalleri arasındaki gerilim 0'dır. Örneğin  $C$  üzerindeki gerilim  $V_o$ 'a eşittir. Çünkü op-amp voltaj izleyicidir.

$$V_o = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} \cdot V_1$$

burada  $\omega$ ,  $V_1$ 'in radyan cinsinden frekansıdır. ( $\omega = 2\pi f$ ) ve  $j = \sqrt{-1}$ 'dir.

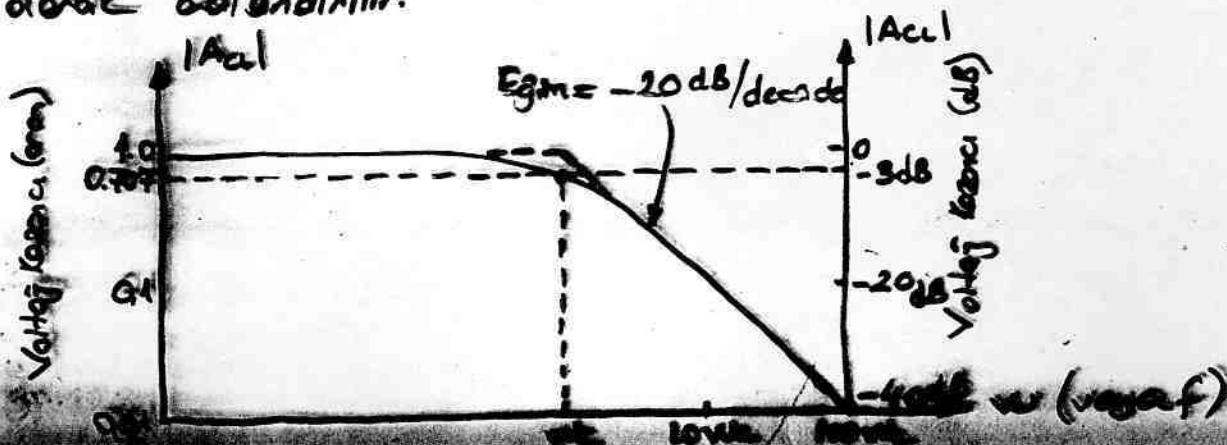
Buradan kapalı-görz kazancı;

$$A_{cl} = \frac{V_o}{V_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Kazancı frekansa bağlıdır,  $\omega \rightarrow 0$  çok düşük frekanslarda

$|A_{cl}| = 1$ ,  $\omega \rightarrow \infty$  çok yüksek frekanslarda  $|A_{cl}| = 0$  olur.

Yarı frekans  $f_c$ 'den büyük olursa  $|A_{cl}|$  20dB/decade'lik bir orantı azalır. Bu nedenle bu devre tek bir RC'de olduğu için birinci derece (first order) yada tek kutuplu olarak adlandırılır.



## Filtrenin Dizaynı

\* Kesim frekansı;  $\omega_c = \frac{1}{RC} = 2\pi f_c$

\* Bu eşitlik R için düzenlenirse;  $R = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{2\pi f_c C}$

\* Kesim frekansı belirlenir ( $\omega_c, f_c$ )

\* C kapasitesi seçilir (genellikle 0,001 ve 0,1  $\mu F$  arasında)

\* Eşitlikten R bulunur

## Filtrenin Responsu

\*  $\omega_c$ 'de  $A_{cl}$ 'nin değeri  $\omega RC = 1$  yapılarak bulunur

$$A_{cl} = \frac{1}{1+j1} = \frac{1}{\sqrt{2} \angle 45^\circ} = 0,707 \angle -45^\circ$$

\*  $A_{cl}$ 'nin  $\omega_c$ 'deki büyüklüğü;

$$|A_{cl}| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \quad |A_{cl}|_{dB} = 20 \log |A_{cl}| = -3dB$$

\* faz açısı  $-45^\circ$ 'dir

Alçak Geçiren Filtre için faz açısı ve büyüklük

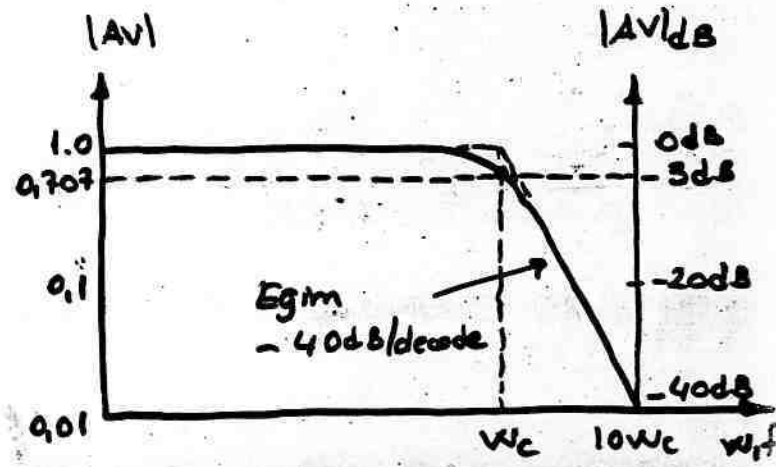
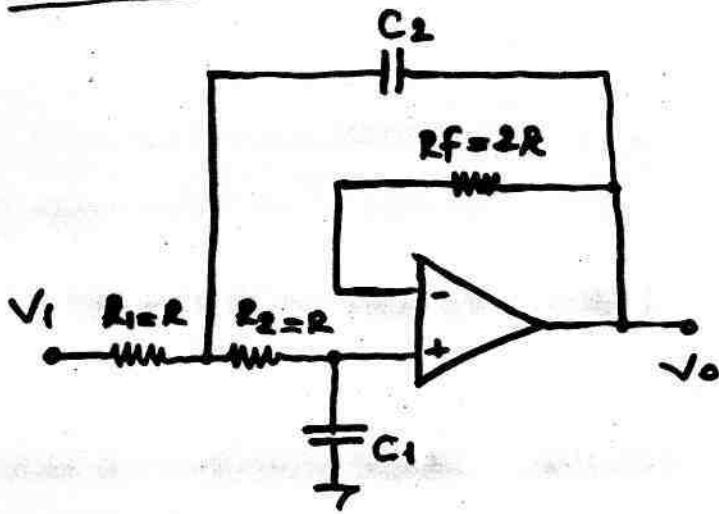
| $\omega$       | $ A_{cl} $ | Faz Açısı (derece) |
|----------------|------------|--------------------|
| $0,1\omega_c$  | 1,0        | -6                 |
| $0,25\omega_c$ | 0,94       | -14                |
| $0,5\omega_c$  | 0,89       | -27                |
| $\omega_c$     | 0,707      | -45                |
| $2\omega_c$    | 0,445      | -63                |
| $4\omega_c$    | 0,25       | -76                |
| $10\omega_c$   | 0,1        | -84                |

## BUTTERWORTH FİLTRE

Birçok alçak-geçiren filtre uygulamasında, kapalı-göz kazancının geçen bantta 1'e yakın olması gerekir. Butterworth filtre bu tip uygulamaları en iyi şekilde yerine getirir. Bu nedenle bu filtrelere maximally flat veya Butterworth filtre denir. Yukarıdaki filtre de bu tiptedir.

Butterworth filtrelerin kesim frekansında sabit bir faz açısı olacak şekilde dizayn edilmezler. Temel alçak geçiren filtre  $\omega_c$ 'de  $-45^\circ$ 'lik faz açısına sahiptir ( $-20\text{dB}/\text{decade}$  -lik Butterworth filtre  $-90^\circ$ 'lik faz açısına  $-40\text{dB}/\text{decade}$  -lik bir Butterworth sahiptir  $\omega_c$ 'de ve  $-60\text{dB}/\text{decade}$  -lik bir Butterworth filtrede  $\omega_c$ 'de  $-135^\circ$ 'lik faz açısına sahiptir. Yani  $-20\text{dB}/\text{decade}$  -lik her bir artışta,  $\omega_c$ 'de faz açısı  $45^\circ$  artış gösterir.

$-40\text{dB}/\text{decade}$  -lik (ikinci derece, çift kutuplu) alçak geçiren Butterworth filtre;



\*  $R_1 = R_2 = R$   $R_f = 2R$  \*  $C_1$  uclaındaki gerilim çıkış gerilimidir.

Dizayn \* Kesim frekansı belirlenir ( $\omega_c, f_c$ )

\*  $C_1$  belirlenir ( $100\text{pF} \sim 0.1\mu\text{F}$ )

\*  $C_2 = 2C_1$  seçilir

$$R = \frac{0.707}{\omega_c C} \quad R_1 = R_2 = R$$

\*  $R_f = 2R$  seçilir

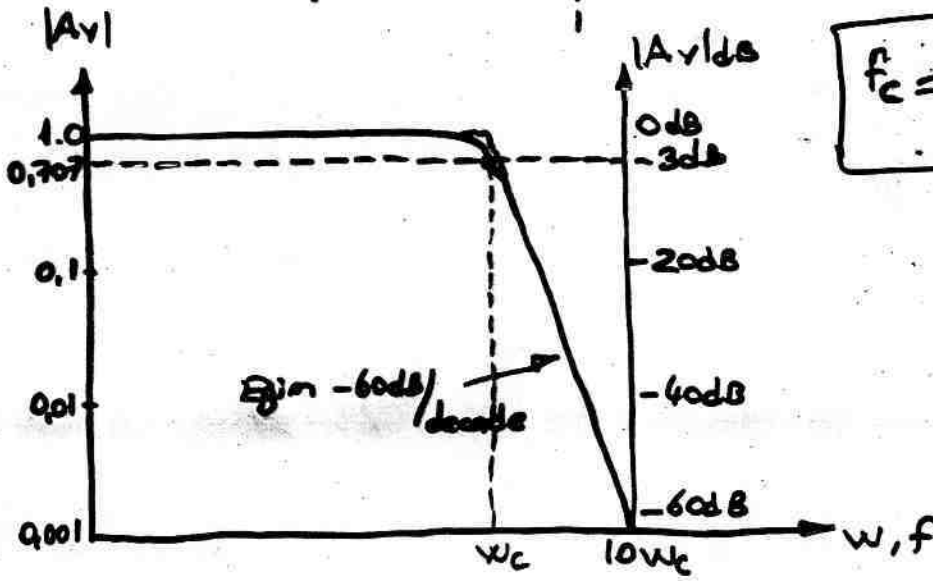
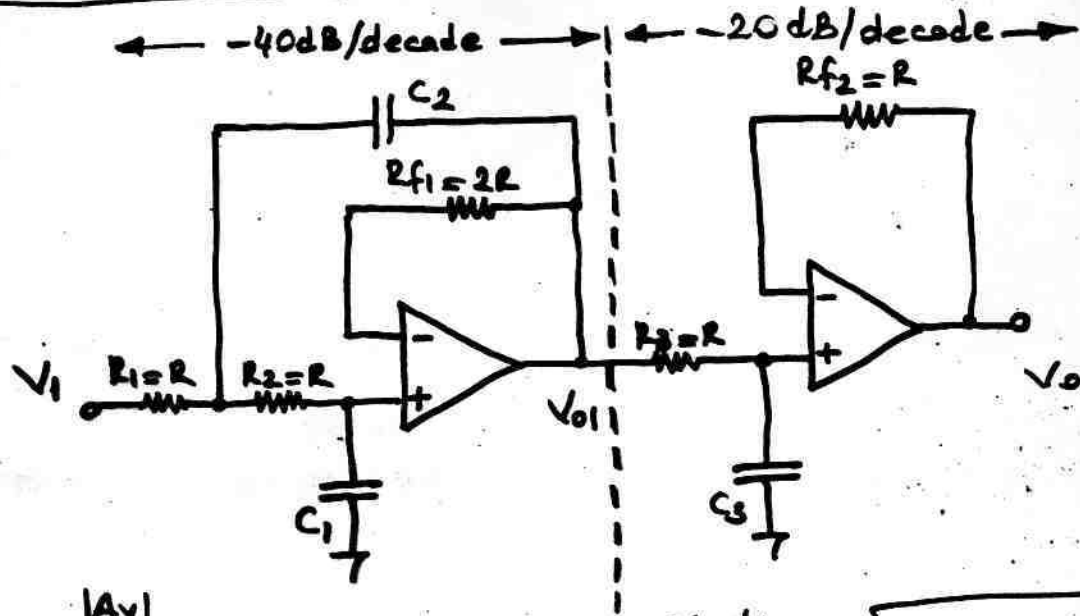
$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Filtrenin Responsu; Kesim frekansından sonra kazanç frekansın her 10 kat artışında  $-40\text{dB}$  düşer

$-40\text{dB}/\text{decade}$  -lik filtrenin faz açısı ve baskılgı

| $\omega$       | $ A_{cl} $ | faz açısı (derece) |
|----------------|------------|--------------------|
| $0.1\omega_c$  | 1.0        | -8                 |
| $0.25\omega_c$ | 0.998      | -21                |
| $0.5\omega_c$  | 0.97       | -43                |
| $\omega_c$     | 0.707      | -90                |
| $2\omega_c$    | 0.24       | -137               |
| $4\omega_c$    | 0.053      | -143               |
| $10\omega_c$   | 0.01       | -172               |

-60dB/decade'lik (üçüncü derece, üç kutuplu) alçak geçiren Butterworth filtre



$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 R_3 \cdot C_1 C_2 C_3}}$$

$$A_{CL} = \frac{V_0}{V_1} = \frac{V_{01}}{V_1} \cdot \frac{V_0}{V_{01}}$$

\*  $\omega_c$ 'de  $A_{CL}$  0,707'ye eşit olmalıdır.

Design; \* Kesim frekansı belirlenir ( $\omega_c, f_c$ )

\*  $C_3$  belirlenir (0,001 ~ 0,1μf)

$$* C_1 = \frac{1}{2} C_3 \quad C_2 = 2 C_3$$

$$* R \text{ hesaplanır; } R = \frac{1}{\omega_c C_3}$$

$$* R = R_1 = R_2 = R_3$$

$$* R_{f1} = 2R \quad R_{f2} = R$$

En iyi sonuç için  $R$  10 ve 100kΩ arasında olmalıdır.

Eğer  $R$  bu aralık dışında seçilirse tekrar başa döndürüp  $C_3$  değeri seçilir.

Filtrenin Response; Kazanç kesim frekansında  $-3\text{ dB}$  azalırken frekansın her 10 kat arttığında  $-60\text{ dB}$  düşer.

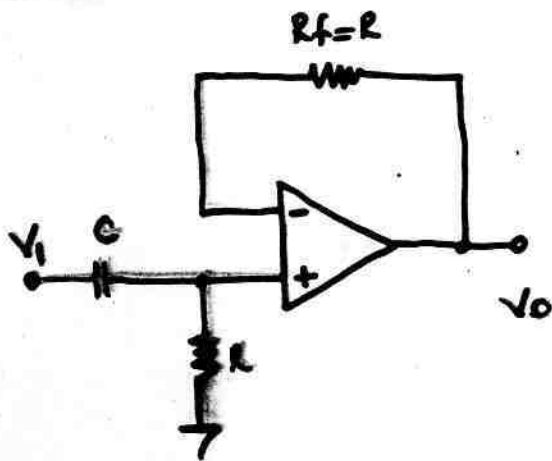
$-60\text{ dB/decade}$  lik alçak geçiren filtrenin kazanç büyüklüğü ve faz açısı

| $\omega$       | $ A_{CL} $ | faz açısı (derece) |
|----------------|------------|--------------------|
| $0,1\omega_c$  | 1,0        | -12                |
| $0,25\omega_c$ | 0,999      | -29                |
| $0,5\omega_c$  | 0,992      | -60                |
| $\omega_c$     | 0,707      | -135               |
| $2\omega_c$    | 0,124      | -210               |
| $4\omega_c$    | 0,022      | -226               |
| $10\omega_c$   | 0,001      | -256               |

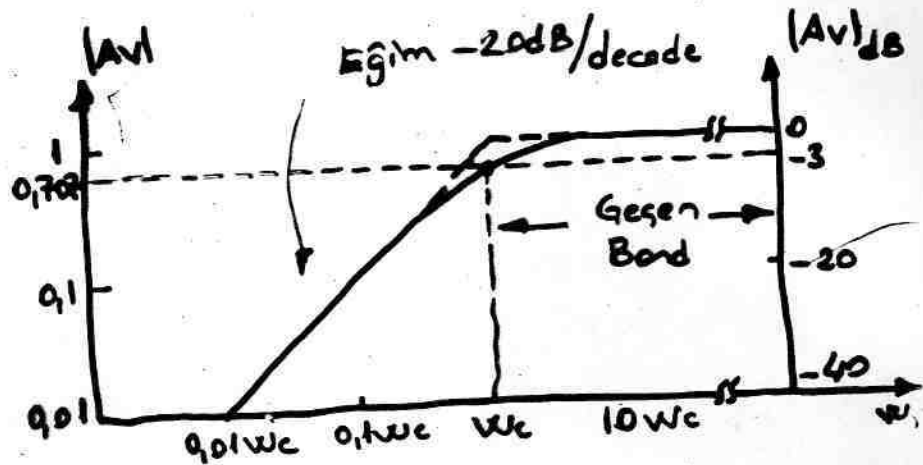
### YÜKSEK GEÇİREN BUTTERWORTH FİLTRELER

Bir yüksek geçiren filtre belirli bir kesim frekansını ( $\omega_c, f_c$ ) altındaki bütün sinyalleri zayıflatırken bu frekansda büyük frekansdaki sinyalleri geçirir. Bu tip filtre devreleri alçak geçiren filtrelerin tersi fonksiyona sahiptir ve yalnızca devrede kondensatör ile direncin yer değişmiştir. Faz açısı  $-20\text{ dB/decade}$  için  $\omega_c$ 'de  $+45^\circ$ 'dir ve her  $-20\text{ dB/decade}$  lik zayıflama için  $+45^\circ$  artar.

\*  $-20\text{ dB/decade}$  lik (birinci derece, tek kutuplu) yüksek geçiren Butterworth filtre



$$V_o = \frac{1}{1 - j(1/\omega RC)} \cdot V_i$$



$$\begin{aligned} \omega \rightarrow 0 \text{ rad/s} &\Rightarrow V_o \rightarrow 0V \\ \omega \rightarrow \infty &\Rightarrow V_o = V_i \end{aligned}$$

$\omega RC = 1$  iken kapalı-göz kazancının büyüklüğü 0,707 olur. Bu nedenle kesim frekansı,

$$\omega_c = \frac{1}{RC} = 2\pi f_c$$

$$R = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{2\pi f_c C}$$

Dizayn;

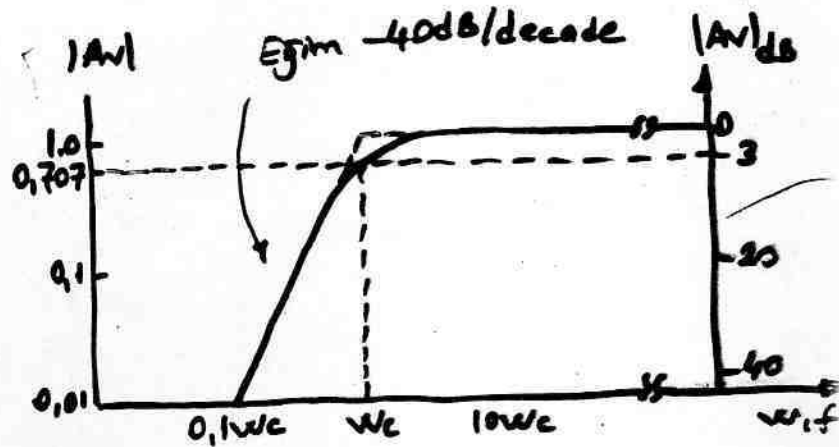
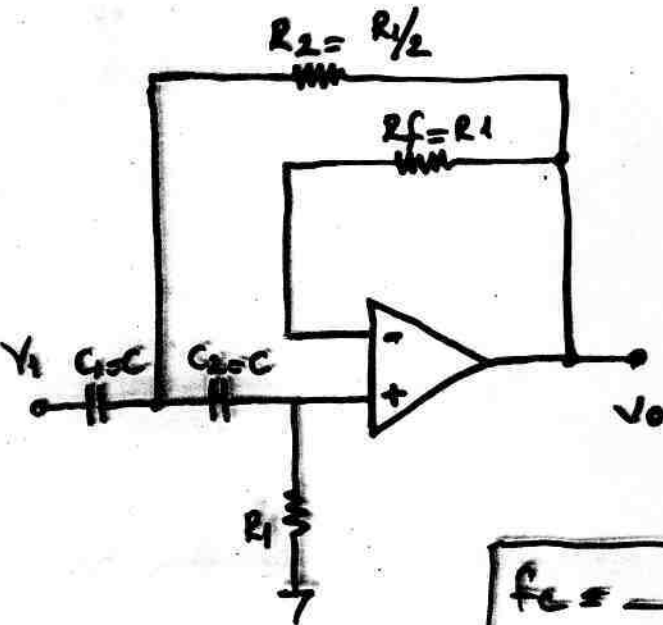
- \* Kesim frekansı belirlenir ( $\omega_c, f_c$ )
- \* C seçilir (0,001 ~ 0,1  $\mu$ t)
- \* R hesaplanır
- \*  $R_f = R$  yapılır.  $R_f$  dc offseti minimize eder

\* -40dB/decade'lik (ikinci derece + çift kutuplu) yüksek geçiren filtre,

Kesim frekansından itibaren kazanç frekansın her 10 kat azalışında -40dB azalır. Kesim frekansında kazanç 0,707, geçen bantta ise 0dB'dir.

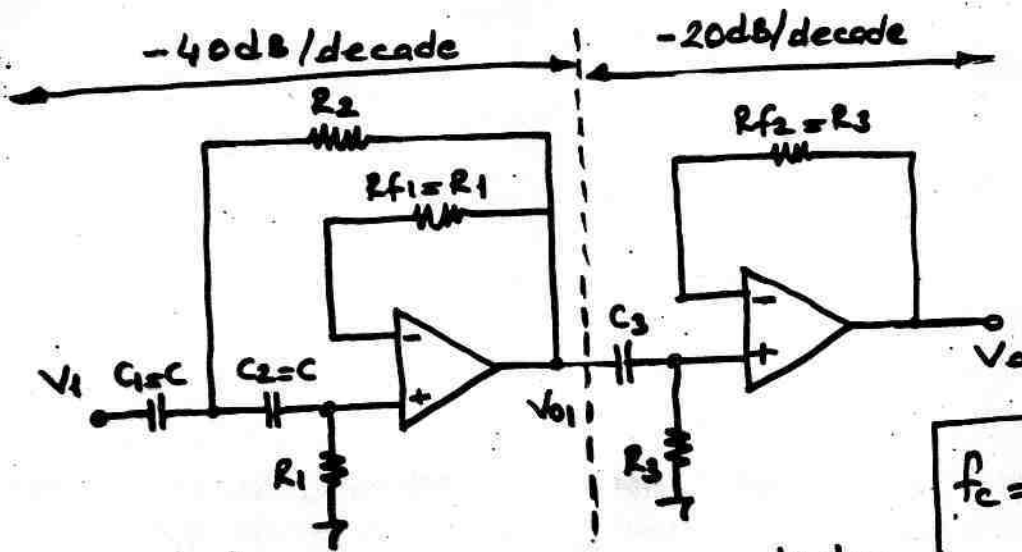
Dizayn;

- \* Kesim frekansı belirlenir ( $\omega_c, f_c$ )
- \*  $C_1 = C_2 = C$  seçilir
- \*  $R_1$  hesaplanır;  $R_1 = \frac{1,414}{\omega_c C}$
- \*  $R_2 = \frac{1}{2} R_1$  seçilir
- \*  $R_f = R_1$  yapılır.

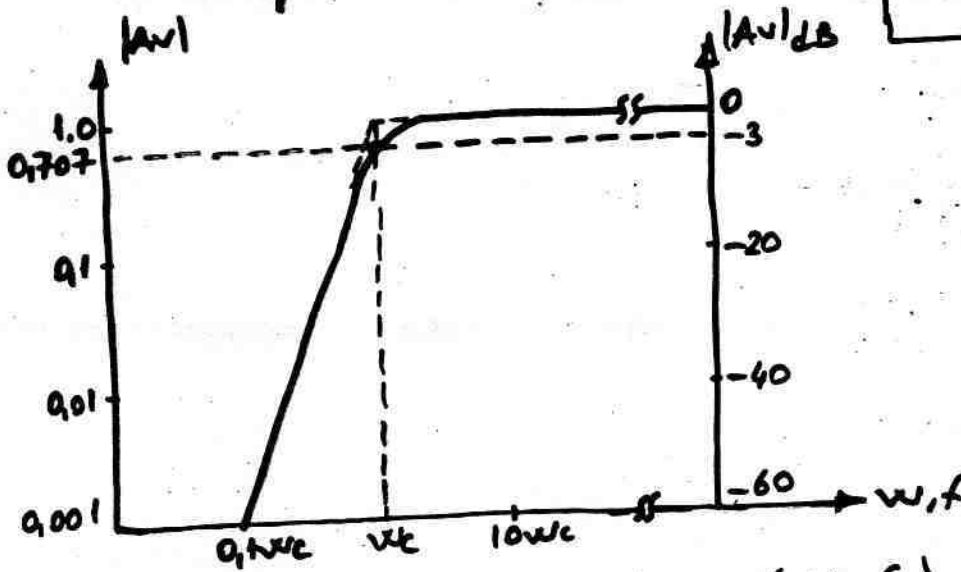


$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

\* -60dB/decade'lik (üçüncü derece, üç kutuplu) yüksek geçiren Butterworth filtre,



$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3}}$$



Dizayn: \* Kesim frekansı belirlenir ( $\omega_c, f_c$ )  
 \*  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  seçilir 100pf ~ 0.1μf  
 \*  $R_3$  hesaplanır;  $R_3 = \frac{1}{\omega_c C}$

$$* R_1 = 2R_3$$

$$* R_2 = \frac{1}{2} R_3$$

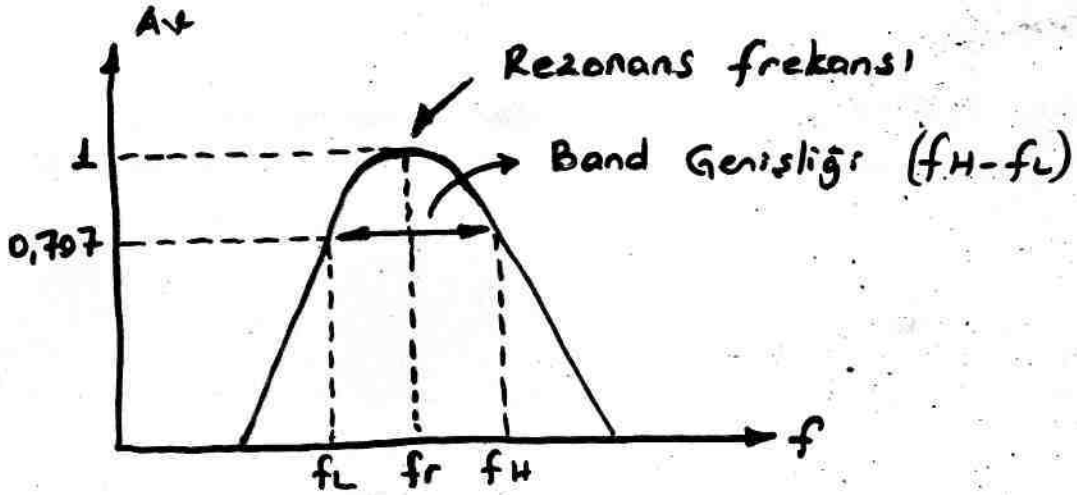
$$* R_{f1} = R_1 \quad R_{f2} = R_3 \text{ seçilir.}$$

\* Kesim büyüklükleri ve faz açılarının konsolidasyonu;

| $\omega$ | <u>Av</u> büyüklükleri |           |           | <u>faz</u> açıları |           |           |
|----------|------------------------|-----------|-----------|--------------------|-----------|-----------|
|          | -20dB/dec              | -40dB/dec | -60dB/dec | -20dB/dec          | -40dB/dec | -60dB/dec |
| 0.1ωc    | 0.1                    | 0.001     | 0.001     | 84°                | 172°      | 256°      |
| 0.25ωc   | 0.25                   | 0.053     | 0.022     | 76°                | 143°      | 226°      |
| 0.5ωc    | 0.447                  | 0.24      | 0.124     | 63°                | 137°      | 210°      |
| ωc       | 0.707                  | 0.707     | 0.707     | 45°                | 90°       | 135°      |
| 2ωc      | 0.89                   | 0.57      | 0.392     | 27°                | 45°       | 69°       |
| 4ωc      | 0.97                   | 0.392     | 0.24      | 14°                | 21°       | 28°       |
| 10ωc     | 1.0                    | 1.0       | 1.0       | 6°                 | 8°        | 12°       |

## BAND GEÇİREN FİLTRELER

Bir band geçiren filtre bir frekans seçicidir. Yalnızca belli bir frekans bandını seçer yada geçirir. Bu tip bir filtre rezonans frekansında ( $f_r$ ) maksimum kazanç sahiptir. Kazancın 0,707 (yada 3dB) düştüğü iki frekans noktalarından biri alt kesim frekansı diğeri ise üst kesim frekansıdır. ( $f_L, f_H$ )



Band Genişliği  $BW = f_H - f_L$

Eğer  $f_L$  ve  $f_H$  biliniyorsa rezonans frekansı (merkez frekansı) bulunabilir.

$$f_r = \sqrt{f_L \cdot f_H}$$

$f_r$  ve  $BW$  biliniyorsa;

$$f_L = \sqrt{\frac{BW^2}{4} + f_r^2} - \frac{BW}{2}$$

$$f_H = f_L + BW$$

Örn:  $f_L = 300 \text{ Hz}$   $f_H = 3000 \text{ Hz}$  ise  $BW, f_r = ?$

$$BW = f_H - f_L = 2700 \text{ Hz}$$

$$f_r = \sqrt{f_H \cdot f_L} = \sqrt{300 \cdot 3000} = 948,7 \text{ Hz}$$

Dikkat edilirse  $f_r$  aslında merkez frekansın altındaki bir değerdir:  $\frac{(300 + 3000)}{2} = 1650 \text{ Hz}$

Örne Rezonans frekansı  $950\text{Hz}$ , band genişliği  $2700\text{Hz}$  olan filtrenin alt ve üst kesim frekanslarını bulunuz.

$$f_L = \sqrt{\frac{BW^2}{4} + f_r^2} - \frac{BW}{2} = \sqrt{\frac{2700^2}{4} + 950^2} - \frac{2700}{2}$$
$$= 1650 - 1350 = 300\text{Hz}$$

$$f_H = 300 + 2700 = 3000\text{Hz}$$

Kalite Faktörü Q; Kalite faktörü Q rezonans frekansının band genişliğine oranıdır. Band geçiren filtrenin seçiciliğinin bir ölçüsüdür.

$$Q = \frac{f_r}{BW}$$

Yüksek Q değeri filtrenin çok küçük bir bandı seçtiğini (geçirdiğini) gösterir.

### Darband ve Genisband Filtreler;

Geniş bantlı bir filtre rezonans frekansının iki yada daha çok katı büyüklüğünde bir band genişliğine sahiptir.  $Q \leq 0,5$  ise genişbandlıdır. Genellikle genişbandlı filtreler bir alçak ve bir yüksek geçiren filtrenin kaskat bağlanması ile oluşturulurlar. Darbandlı filtre  $Q > 0,5$  genellikle tek bir kat şeklinde yapılırlar.

Örne  $BW: 2700\text{Hz}$ ,  $f_r: 950\text{Hz}$  olan filtrenin kalite faktörünü bulunuz.

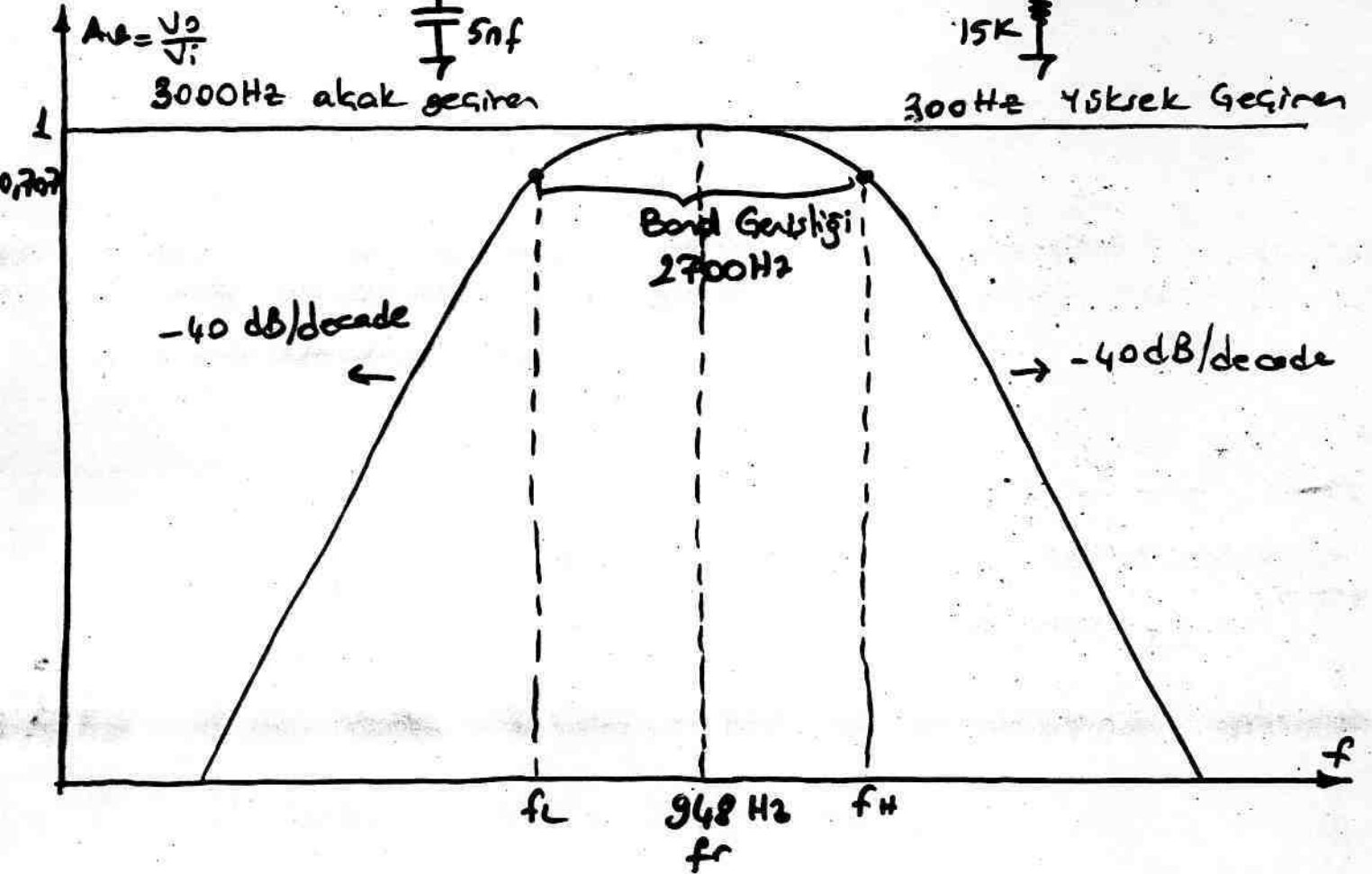
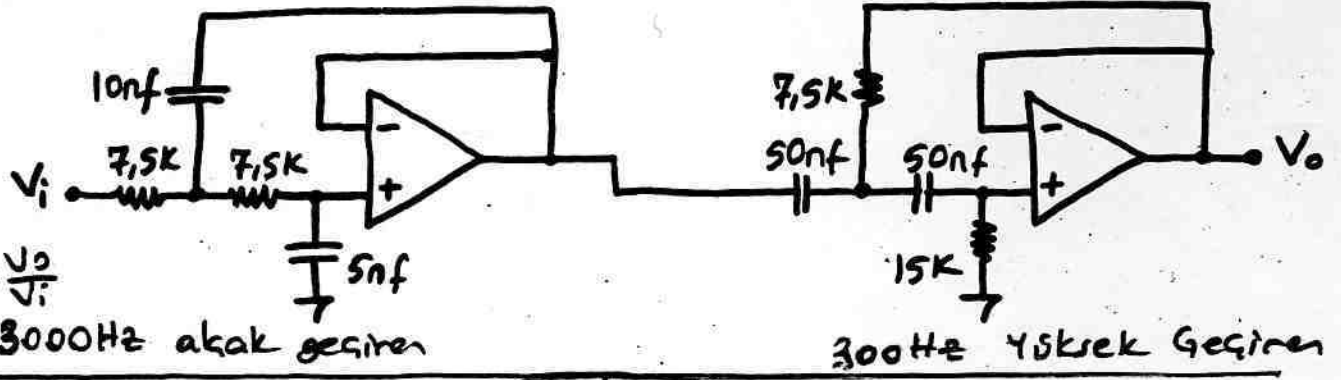
$$Q = \frac{f_r}{BW} = \frac{950}{2700} = 0,35 < 0,5 \rightarrow \text{genişbandlı bir filtredir.}$$

### GENİSBANDLI FİLTRELER

Bir alçak geçiren filtre ile bir yüksek geçiren filtrenin seri olarak bağlanması (kaskat, ardarda) ile oluşturulurlar. Hangisinin arca geleceği önemli değildir.

3000Hz Alçak Geçiren Filtre

300Hz Yüksek Geçiren Filtre

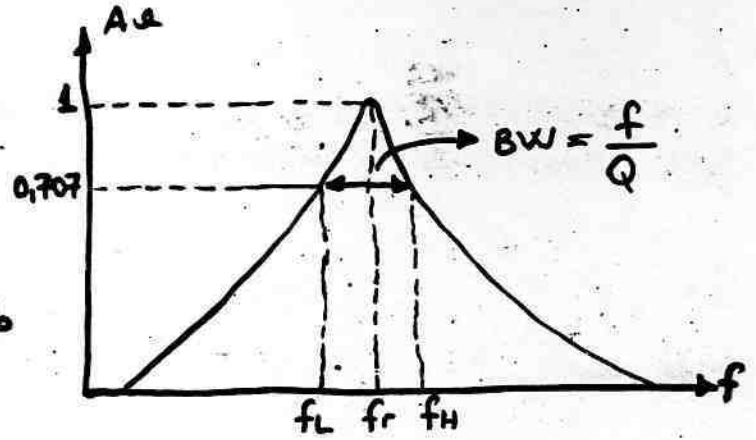
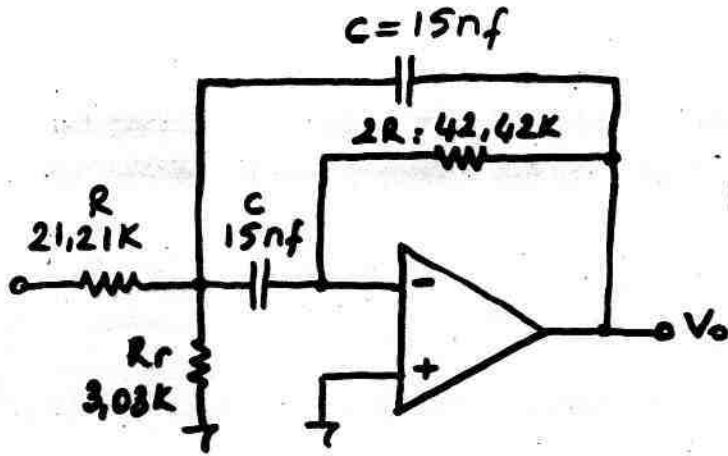


Alçak ve yüksek geçiren filtrelerin kesim frekansları çakışmamalıdır ve her ikisinde geçirdikleri bantta aynı kazançta sahip olmalıdırlar. Alçak geçiren filtrenin kesim frekansı yüksek geçireninkinden 10 kat veya daha fazla büyük olmalıdır. Kostot bağlı alçak ve yüksek geçiren filtrelerle yapılan geniş bantlı band geçiren filtre aşağıdaki karakteristikkere sahiptir:

- ① Alt kesim frekansı  $f_L$ , yalnızca yüksek geçiren filtre tarafından belirlenir.
- ② Üst kesim frekansı  $f_H$ , yalnızca alçak geçiren filtre tarafından belirlenir.
- ③ Kazanç rezonans frekansında maksimumdur  $f_r$ , ve her bir filtrenin geçen bant kazançına eşittir.

## DARBANDLI BAND GEÇİREN FİLTRELER

Darbıadlı bā filtre deuresi yalnız tek bā op-amp iſerir. Filtrenin gırs direnci  $R$  direncine eşittir. Geni- beşleme direnci  $(2R)$  gırs direncinin iki katı yapılırsa, filt- renin maksimum kazancı rezonans frekansında 1 yada 0db olacaktır.  $R_r$  nin ayarlanması ile rezonans frekansı değis- tirilebilir (Band genişliği ve kazanç değişmez.



Performans, Birim kazanlı darbıadlı filtrenin performansı birkaç basit eşitlikle hesaplanabilir. Band genişliği;

$$BW = \frac{0,1591}{R.C}$$

$$BW = \frac{f_r}{Q}$$

$$R_r = \frac{R}{2Q^2 - 1}$$

$$f_r = \frac{0,1125}{R.C} \sqrt{1 + \frac{R}{R_r}}$$

Örn: Yukarıdaki band geçiren filtrenin rezonans frek- sı ve band genişliği nedir?

$$f_r = \frac{0,1125}{R.C} \sqrt{1 + \frac{R}{R_r}} = \frac{0,1125}{21,21 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^{-9}} \sqrt{1 + \frac{21,21K}{3,03K}}$$

$$= 353,6Hz \sqrt{1+7} \approx 1000Hz$$

$$BW = \frac{0,1591}{R.C} = \frac{0,1591}{21,21 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^{-9}} = 500Hz$$

Örn: Rezonans frekansları 32, 64, 128, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000 ve 16.000 Hz olan bir equalizerin birtane kanalının 6. darbandaki frekansını  $Q=2$  için deneyiniz.

AGIKLAMA: Bir stereo equalizer her bir kanalında 10 tane bandgeçiren filtreye sahiptir. Bu daire radyo (ses) spektrumunu (30 Hz - 16 kHz) 10 farklı frekans bölgesine ayırır.

6. filtrenin rezonans frekansı;  $f_r = 1000$

$$BW = \frac{f_r}{Q} = \frac{1000}{2} = 500 \text{ Hz}$$

$$f_L = \sqrt{\frac{BW^2}{4} + f_r^2} - \frac{BW}{2} = \sqrt{\frac{500^2}{4} + 1000^2} - \frac{500}{2} = 780 \text{ Hz}$$

$$f_H = f_L + BW = 1280$$

$$C = 0,015 \mu\text{F} = 15 \text{ nF} \text{ seçersek,}$$

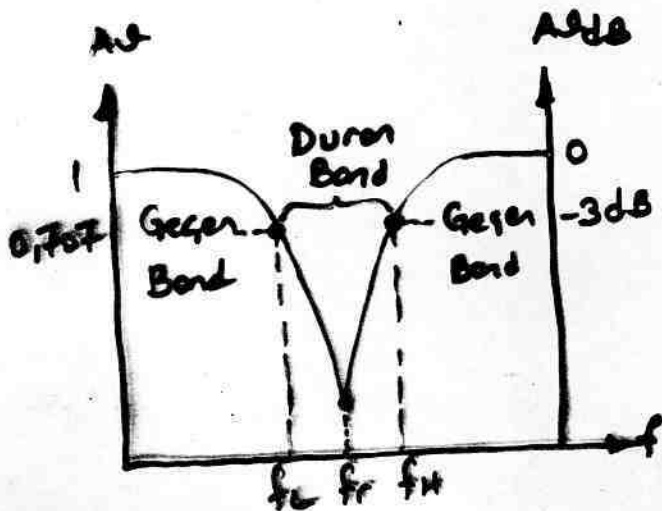
$$R = \frac{0,1591}{BW \cdot C} = \frac{0,1591}{500 \cdot 15 \cdot 10^{-9}} = 21,21 \text{ K}$$

$$\text{Her beşleme direnci } 2R = 42,42 \text{ K}$$

$$R_r = \frac{R}{2Q^2 - 1} = \frac{21,21 \text{ K}}{2 \cdot 2^2 - 1} = 3,03 \text{ K}$$

## BAND DURDURAN (NOTCH) FİLTRELER

İsternmeyen frekanslar duran bantta zayıflatılır.  
İstenilen (seçilen) frekanslar geçen bantta iletilir.

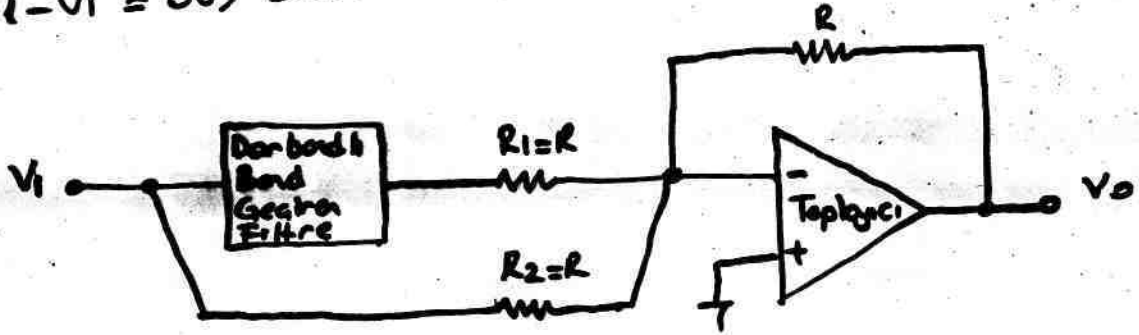


Notch filtreleri geçen bantta birim kazanç sahiptir.  $Q$ ,  $BW$ ,  $f_r$ ,  $f_H$  ve  $f_L$  ifadeleri bandgeçiren filtre ile aynıdır.

## Notch Filtre Teorisi:

Bir Notch Filtre bir band geçiren filtre çıkışının orjinal sinyalden çıkarılması ile yapılır. Notch filtrenin geçen bantındaki frekanslar için bandgeçiren filtrenin çıkışı sıfıra yaklaşır. Giris sinyali  $V_i$  toplogyca giriş direnci  $R_1$  yolu ile  $V_o$ 'a  $-V_i$  olarak aktarılır. Bu nedenle her iki alt ve üst geçen bantda  $V_o = -V_i$  olur.

Fazzedelimki  $V_i$  giriş sinyalinin frekansı notch filtre nin rezonans frekansına ayarlanmış olsun. (Band geçiren filtre nin  $f_n$ 'si notch filtrenin  $f_n$ 'sidir).  $V_i$  band geçiren filtre nin çıkışından  $-V_i$  olarak çıkar ve  $R_1$  ve  $R_2$  üzerinden tekrar gerunilerek çıkışta  $+V_i$  olur.  $V_i$  bu anda  $R_2$  üzerinden de çıkışa  $-V_i$  olarak geleceğinden  $f_n$ 'de  $V_o = 0V$  ( $V_o = V_i - V_i = 0V$ ) olur.



## Örnek Uygulama; 120 Hz Notch Filtre;

Uygulamalarda sinyaller güçsüzlükten istemeyen sinyaller (güçsüzlük) sinyale bulaşır. Örneğin b0tte'lik ac b0 sinyali den dalga doprutucu ile doğrulttugumuzda sinyal üzerinde 120Hz'lik ripple sinyali olur. Yada güç hatlarına bağılı olan doğrultucularda, regüleli anahtarlama tip güç kaynaklarında alınan sinyallerde (anahtarlama frekansı karsu) yada saat osilator sinyallerindeki istemeyen frekans bileşenleri notch kullanarak atılır.

Yukarıda bahsedilen problemi önlemek için 120Hz'lik frekansa sahip olan sinyaller atmanız (zayıflatmanız) gerekir. 0 halde  $f_n = 120Hz$ 'den  $BW = 12Hz$  belirlerseniz;

$$Q = \frac{f_r}{BW} = \frac{120}{12} = 10 \rightarrow \text{dar bantlı filtre}$$

Yapılacak filtrenin geçen bantdaki kazancı bir'dir.  $BW = 12$  Hz olduğuna göre  $f_L = 120 - \frac{BW}{2} = 114$  Hz  $f_H = 120 + \frac{BW}{2} = 126$  Hz olacaktır.

Notch Filtresi yapım basamakları;

1) Belirlenen  $f_r$ ,  $Q$  ve  $BW$  değerlerinde bir bantgeçiren filtre yapılır.

2) Gevherci toplogyi op-amp'a bantgeçiren filtre çıkışı ve orijinal sinyal eşit  $R$  değerleri üzerinde uygulanır.

$C = 0.33 \mu\text{F}$  seçelim;

$$R = \frac{0.1591}{BW \cdot C} = \frac{0.1591}{12 \cdot 0.33 \cdot 10^{-6}} = 40.2 \text{ K}$$

Geribesleme direnci  $2R = 80.4 \text{ K}$

$$R_r = \frac{R}{2Q^2 - 1} = \frac{40.2 \text{ K}}{2 \cdot 10^2 - 1} = 201 \Omega$$

