

BÖLÜM 1

İşlemsel Yükselteçler

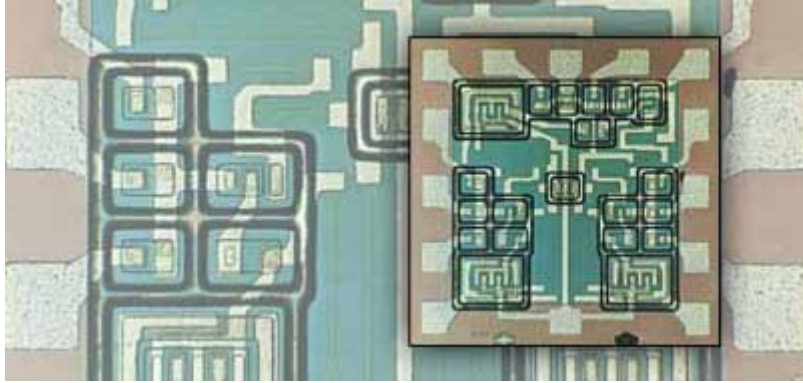
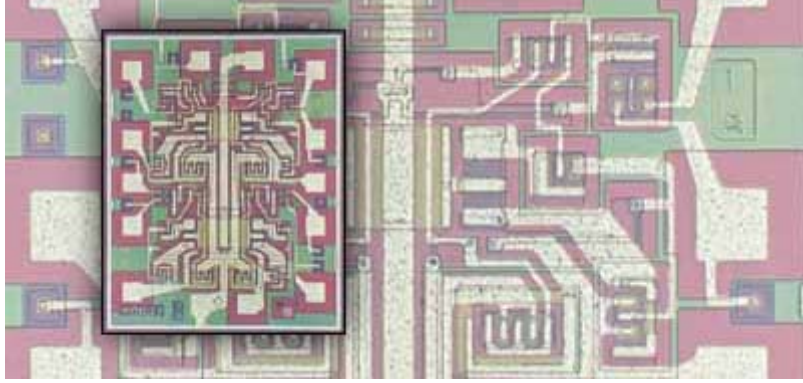
Konular:

- 1.1 İşlemsel (operasyonel) yükseltecin (opamp) tanıtılması
- 1.2 Farksal (differential) Yükselteç
- 1.3 Opamp Karakteristikleri

Amaçlar:

Bu bölümü bitirdiğinizde aşağıda belirtilen konular hakkında ayrıntılı bilgiye sahip olacaksınız.

- ☐ Operasyonel yükseltecin tanıtımı ve sembolü,
- ☐ İdeal opamp özellikleri
- ☐ Pratik opamp özellikleri ve 741 tipi tümdevre opamp'ın tanıtılması ve terminal bağlantıları
- ☐ Opamp'ın temel yapısı ve blok olarak gösterimi
- ☐ Transistörlü Farksal Yükseltecin Yapısı, Özellikleri ve Çalışma Karakteristikleri
- ☐ Opamp Karakteristikleri



1.1 OPAMP'IN TANITILMASI

Operasyonel (işlemsel) yükselteçler, kısaca "opamp" olarak bilinir ve bu adla tanımlanırlar. Elektronik endüstrisinde üretilen ilk tümdevre (Integrated circuits=IC's) bir opamp'tır. 1963 yılında Fairchild firması tarafından $\mu A702$ kodu ile üretilip tüketime sunulmuştur. Sonraki yıllarda bir çok firma tarafından farklı tip ve kodlarda opamp'lar üretilip kullanıma sunulmuştur.

Opamp'lar; geniş frekans sınırlarında sinüsal yükseltmek amacıyla tasarlanmış, direkt eslemeli ve yüksek kazançlı gerilim yükselteçleridir. Günümüzde; proses kontrol, haberleşme, bilgisayar, güç ve işaret kaynakları, gösterge düzenleri, test ve ölçü sistemleri v.b gibi bir çok alanda kullanılmaktadır.

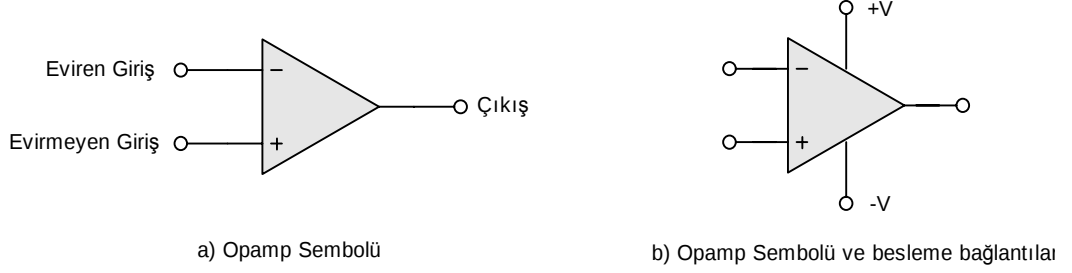
Bu Bölümde;

- *Opamp Sembolünü*
- *Genel amaçlı opamp tümdevrelerinin tanıtımını*
- *Opamp'ın giriş ve çıkış terminallerini*
- *İdeal ve pratik bir opamp'ın özelliklerini*

Ayrıntılı olarak izleyeceğiz.

Opamp Sembolü ve Terminalleri

Standart bir opamp; iki adet giriş terminali, bir adet çıkış terminaline sahiptir. Opamp giriş terminalleri işlevlerinden ötürü, eviren (-giriş) ve evirmeyen (+giriş) olarak adlandırılmıştır. Kimi kaynaklarda opamp giriş terminalleri; ters çeviren (inverting) ve ters çevirmeyen (noninverting) giriş olarak da adlandırılmaktadır. Standart opamp sembolü şekil-1.1.a'da verilmiştir. Şekil-1.b'de ise standart bir opamp sembolü besleme kaynakları ile birlikte verilmiştir.



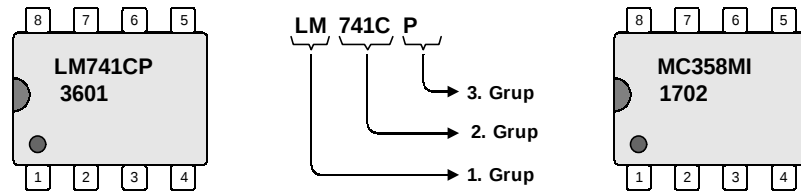
Şekil-1.1 Operasyonel Yükseltecin (opamp) Sembolü

Opamp tek bir tümdevre halinde kullanıcının tüketimine sunulmaktadır. Günümüzde pek çok tümdevre üreticisi farklı tip ve özelliklere sahip opamp üretimi gerçekleştirmektedir. Şekil-1.2'de bazı opamp'ların tipik kılıf görüntüleri verilmiştir.



Şekil-1.2 Bazı opamp'ların tipik görünümeleri

Elektronik piyasasında çok çeşitli amaçlar için üretilmiş binlerce tip opamp vardır. Üretici firmalar ürettikleri her bir opamp tipi için elemanı tanıtan bir kod kullanırlar. Tümdevreler genellikle bu kodlarla anılırlar. Şekil-1.3'de genelde pek çok üreticinin uyduğu kodlama sistemi iki ayrı tümdevre üzerinde kodlamada uygulanan kurallar ile birlikte gösterilmiştir. Kodlama genellikle 3 gruba ayrılarak yapılır.



Şekil-1.3 Tümdevrelerde kodlama sistemi

Bazı üreticiler farklı kodlama sistemleri kullanabilmektedir. Bu durumda üretici firmanın kataloglarına bakılmalıdır. Pek çok üretici firmanın uyduğu kodlama sisteminin genel özellikleri tablo-1.1'de ayrıntılı olarak verilmiştir.

Tümdevrelerde Kodlama Örnekleri		
	Özellikler	Örnekler
1. Grup	İki veya üç harften meydana gelen bir kısaltma kullanılır. Bu grup, üretici firmayı belirler.	LM: National, NE:Fairchild, MC:Motorola; SE: Signetics, SN: Texas Ins. AD: Analog Dv. CD: Haris v.b gibi
2. Grup	3'den 7'ye kadar çeşitli rakam ve harflerden oluşabilir. Son harf tümdevrenin kullanım alanını ve çalışma sıcaklığını belirler.	C: Ticari, Çalışma aralığı: 0°C - 70°C I: Endüstri, Çalışma aralığı: -25°C - 85°C M: Askeri, Çalışma aralığı: -25°C - 125°C
3. Grup	Son grup 1 veya 2 harften meydana gelir. Paket tipini ve kılıf materyalini gösterir.	C: Seramik kılıf P: Plastik kılıf D, J: Çift sıralı soket (DIP)

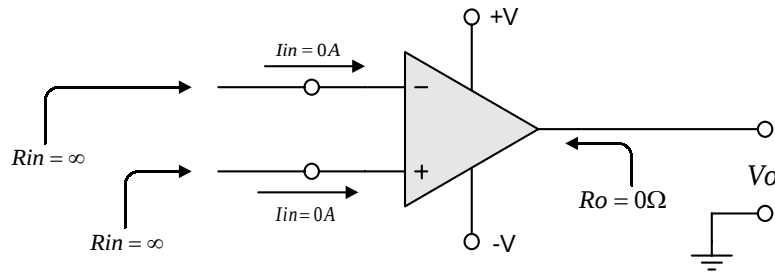
Tablo-1.1 Tümdevrelerde kodlama sistemi

Opamplar, pek çok uygulamada sıklıkla kullanılmaktadır. Bu nedenle genel ve özel amaçlı kullanım için üretilen binlerce farklı tip ve özelliğe sahip opamp vardır. Elektronik endüstrisinde üretilen ilk opamp $\mu A741$ kodludur ve 1968 yılında üretilmiştir.

Opamp Özellikleri:

Opamplar, elektronik devre tasarımının temel yapı taşlarındandır. Günümüzde hemen her türlü devre ve cihaz tasarımında sıklıkla kullanılmaktadır. Opamp'ı bu denli işlevsel kılan ise özellikleridir. İdeal bir opampta olması gereken özellikler şekil-1.5'de opamp sembolü üzerinde ayrıntılı olarak gösterilmiştir.

Pratikte ise yukarıda belirtilen ideal opamp özelliklerine ulaşmak mümkün değildir. Üretim tekniklerinin ve kullanılan malzemelerin oluşturdukları bir takım kısıtlamalar vardır. Günümüzde ideal özelliklere yaklaşan pek çok tip opamp geliştirilmiştir. Tablo-1.2'de ideal opamp ile genel amaçlı bir opamp'ın (LM741) özellikleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir.



Şekil-1.5 İdeal opamp özellikleri

Özellik	İdeal Opamp	Gerçek Opamp (LM741)
Giriş Direnci; Ri (Input Impedance)	Sonsuz	Yüksek ($\geq 1M\Omega$)
Çıkış Direnci; Ro (Output Impedance)	Sıfır	Düşük ($< 500\Omega$)
Açık Çevrim Gerilim Kazancı; Av (Open-Loop Gain)	Sonsuz	Çok Büyük ($\geq 10^4$)

Açık Çevrim Bant Genişliği; BW	Sonsuz	Etkin Kutup (10-100Hz)
Ortak Mod Zayıflatma Oranı; CMRR	Sonsuz	Yüksek (70dB)
Giriş Kutuplama akımları (Input Bias Current)	Sıfır	Düşük ($<0.5\mu A$)
Ofset gerilim ve akımları; V_{IO} , I_{IO} (Input Offset Voltage and Current)	Sıfır	Düşük ($<10mV, <0.2nA$)
Sıcaklıkla Karakteristiklerinin değişimi	Değişmez	Az ($5\mu V/^{\circ}C, 0.1nA/^{\circ}C$)
Giriş Gerilimleri; $V_1=V_2$ ise	$V_0=0$	$V_0 \neq 0$ olabilir.
Besleme Gerilimi		$\pm 5V \dots \pm 15V$
Maksimum Çıkış Akımı		20mA

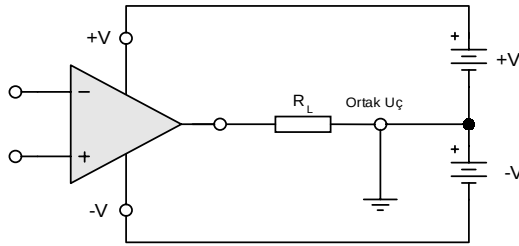
Tablo-1.2 İdeal opamp ile gerçek bir opamp'ın özelliklerinin karşılaştırılması

Besleme Terminalleri

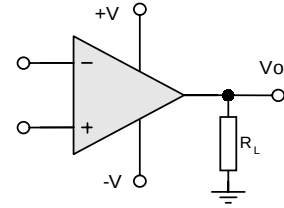
Opamp'lar genelde simetrik besleme gerilimine gereksinim duyar. Bu durum şekil-1.4.a ve b üzerinde ayrıntılı olarak gösterilmiştir. Opamplar oldukça geniş bir besleme gerilimi aralığında çalışabilirler.

Pratikte pek çok opamp $\pm 5V$ ile $\pm 18V$ arasında simetrik besleme gerilimine gereksinim duyar. Ayrıca 0V-30V arasında tek bir besleme gerilimi altında çalışan opamplar olduğu gibi özel besleme gerilimlerine gereksinim duyan opamplar da vardır. Herhangi bir opamp'ın gereksinim duyduğu besleme gerilimi kataloglardan belirlenebilir.

Beslenme sırasında opamp'ın toprağa (ground) direkt bağlanmadığına dikkat ediniz. Akımların dış devreden ve yük üzerinden geçtiğine dikkat edilmelidir.



a) Besleme geriliminin gerçek bağlantısı



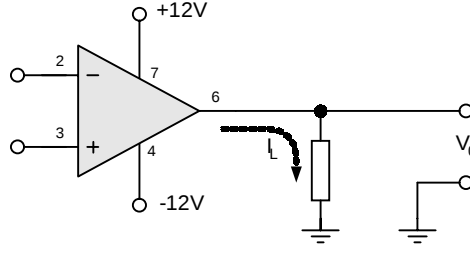
a) Besleme geriliminin sembolik bağlantı

Şekil-1.4 LM741 tipi bir opamp'a besleme gerilimlerinin bağlanması

Çıkış Terminalleri

Opamp'ta bir çıkış terminali bulunur. Bu terminalden çekilebilecek akım miktarı ise sınırlıdır. Üretici firmalar; her bir opamp tipi için maksimum çıkış akımlarını kataloglarında verirler. Bu değer çoğunlukla birkaç 10mA mertebesinde.

Şekil-1.6'da 741 tipi bir opamp'ın çıkış terminali ile birlikte, giriş ve besleme terminalleri pin numaraları ile verilmiştir. Devrede opamp'ın çıkış terminali bir R_L yükü üzerinden toprağa bağlanmıştır. Dolayısı ile opamp'ın çıkış işareti R_L yük direnci üzerindeki gerilimdir.



Şekil-1.6 741 tipi bir opamp'ın giriş ve çıkış terminalleri

Operasyonel yükselteçler çalışabilmek için her zaman bir besleme gerilimine gereksinim duyarlar. Besleme gerilimi uygulanan bir opamp, giriş uçlarına uygulanan gerilime ve işlevine bağlı olarak çıkış gerilimi üretir. Bir opamp'ın çıkışından alınabilecek maksimum çıkış gerilimi, besleme geriliminden birkaç volt daha küçüktür. Bu durum opamp'ın iç yapısından ve enerji tüketiminden kaynaklanır. Opamp çıkışında elde edilen işaretin maksimum değerlerine doyum (saturation) gerilimi denir. $\pm V_{SAT}$ olarak ifade edilir. Örneğin besleme gerilimi $\pm 12V$ olan bir opamp'ta doyum gerilimleri negatif işaretler için $2V$, pozitif işaretler için ise $1V$ daha azdır. Yani opamp çıkışından pozitif değerler için maksimum $+11V$, negatif değerler için ise maksimum $-10V$ civarında bir gerilim alınabilir. Üretici firmalar, bu değerleri kataloglarında belirtirler.

Giriş Terminalleri

Opamp'lar iki adet giriş terminaline sahiptir. Bu terminaller işlevlerinden ötürü eviren ve evirmeyen giriş olarak adlandırılır. Opamp çıkışından alınan işaretin polaritesi eviren ve evirmeyen girişler arasındaki gerilimin farkına bağlıdır. Opamp'ın girişlerindeki gerilim farkına fark gerilimi denir ve V_d ile tanımlanır. Opamp; hem ac, hem de dc işaretleri kuvvetlendirmede kullanılan bir devre elemanıdır. Bu özelliği dikkate alınarak opamp girişindeki gerilim farkı;

$$V_f = V_d = V_2 - V_1$$

olarak tanımlanır. Bu durumda opamp'ın çıkış gerilimi V_0 ;

$$V_0 = A_{OL} \cdot V_d = A_v \cdot V_d$$

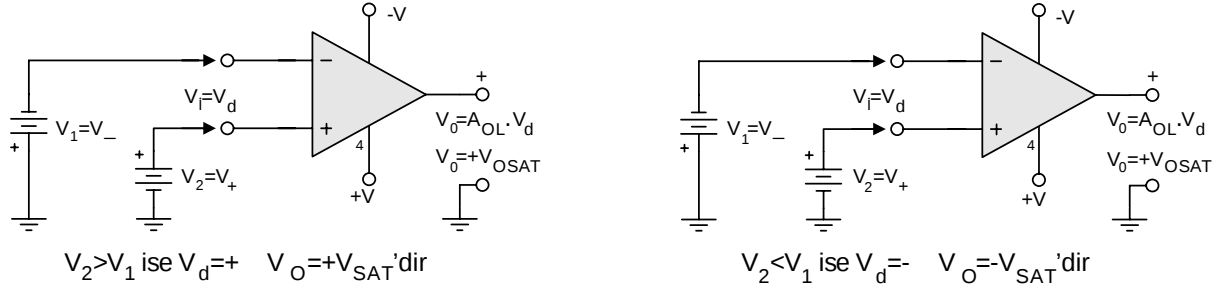
olur. Formülde kullanılan V_d , opamp girişine uygulanan işaretlerin farkıdır. A_{OL} ise, opamp'ın açık çevrim gerilim kazancıdır. Opamp devresinde geribesleme kullanılmıyorsa, yani opamp'ın çıkış terminali herhangi bir şekilde giriş terminaline bağlanmamışsa opamp açık çevrim altında çalışıyordur. Bir opamp'ın açık çevrim gerilim kazancı teorik olarak sonsuzdur. Pratikte ise oldukça yüksek bir değerdir.

Bu durumda opamp'ın eviren (V_1) ve evirmeyen (V_2) girişlerine uygulanan işaretler;

$V_2 > V_1$ ise fark gerilimi V_d pozitif olacak, opamp çıkışı $+V_{SAT}$ değerini alacaktır.

$V_2 < V_1$ ise fark gerilimi V_d negatif olacak, opamp çıkışı $-V_{SAT}$ değerini alacaktır.

Yukarıda anlatılan tüm durumlar şekil-1.7 üzerinde ayrıntılı olarak gösterilmiştir.



Şekil-1.7 Opamp'ın çıkış işaretinin polaritesinin belirlenmesi

Bir opamp'ın çıkış geriliminin maksimum $+V_{SAT}$ veya $-V_{SAT}$ değerinde olabileceği belirtilmişti. Bu durumda $\pm V_{SAT}$ değeri bilinen bir opamp'ın maksimum giriş fark gerilimi V_d ;

$$\pm V_d = \frac{\pm V_{OSAT}}{A_{OL}}$$

Örnek: 1.1

Besleme gerilimi $\pm 12V$ olan bir opamp'ın açık çevrim kazancı $A_{OL}=120.000$ 'dir. Bu opamp'ın maksimum fark giriş gerilimini bulunuz?

Besleme gerilimi $\pm 12V$ olan bir opamp'ın alabileceği maksimum çıkış gerilimi değeri $V_{SAT}=\pm 10.5V$ civarındadır. Bu durumda giriş fark gerilimi;

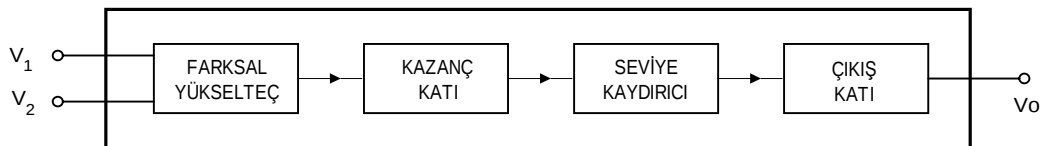
$$\pm V_d = \frac{\pm 10.5V}{12 \cdot 10^4} = 8.75 \cdot 10^{-5} = 0.0875mV = 87.5\mu V$$

Fark geriliminin bu değeri çok küçüktür. Opamp'ın bu derece küçük bir giriş gerilimini dahi yükseltebildiğine dikkat ediniz. Opamp'ın bu özelliği kullanılarak her türlü sensörden veya dönüştürücünden elde edilen çok küçük işaretler kuvvetlendirilebilir. Elektronik piyasasında açık çevrim gerilim kazancı milyonlarla ifade edilebilen yüzlerce tip opamp bulunduğu unutulmamalıdır.

Operasyonel Yükseltecin Yapısı

Operasyonel yükseltecin iç yapısı oldukça karmaşıktır. Üretici katalogları incelendiğinde bu durum açıkça görülür. Bir opamp; onlarca transistör, direnç ihtiva eder. Örneğin 741 tipi opamp tümleşik devresinde; $3mm^2$ lik bir silikon içerisine 20 transistör, 11 direnç ve 1 adet kondansatör yerleştirilmiştir. Bunun nedeni ideale yaklaşmaktır. Biz bu bölümde opamp'ın fonksiyonel blok diyagramını inceleyeceğiz.

Opamp'ın temel yapısı Şekil-1.6'da blok olarak verilmiştir. Opamp temel olarak 4 ayrı bloktan oluşmaktadır. Blok gösterimde en önemli katman fark yükseltecidir. Diğer katmanların özellikleri ve işlevlerini biliyorsunuz. Burada tekrar incelemeyeceğiz.



Şekil-1.6 Opamp'ın Blok Diyagramı

Opampı oluşturan bu katları sıra ile inceleyelim. İlk giriş bloğunu oluşturan diferansiyel yükselteci bir sonraki bölümde ayrıntılı olarak inceleyeceğiz. İkinci blok kazanç katıdır. Bu kat bir veya birkaç yükselteç devresinden oluşturulmuştur. İşlevi, farksal yükselteç çıkışından alınan işaretlerin empedans uygunluğunu sağlayıp genliğini yükselterek yüksek değerli kazançlar elde etmektir.

Buffer ve seviye kaydırıcı katını biraz açalım; Opamp üretiminde kondansatör kullanılmadığından katlar birbirlerine direkt kuplajlı olarak bağlanırlar. Bundan dolayı çalışma noktasının seviyesi katlar ilerledikçe artar veya azalır. Bu artma ve azalma besleme gerilimlerine kadar devam eder. Bunun dışında opampın girişlerinde işaret yok iken, çıkışın sıfır olması için de seviyenin ayarlanması gereklidir. Seviye kaydırıcı için giriş direnci büyük, çıkış direnci küçük olan bir emiter izleyici devre kullanılır. Bu devre buffer olarak da bilinir.

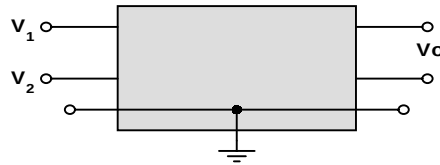
Operasyonel yükseltecin çıkış direncinin küçük olması istenir. Bunun nedeni çıkıştan yeteri kadar ve kolaylıkla akım çekilebilmesidir. Bu özelliği sağlamak için çıkış katında, eşlenik emiter izleyici bir devre kullanılır. Bu devre B sınıfı püspül güç yükselteci olarak bilinir. Bu devre sayesinde opampın çıkış direnci çok küçük olur. Opamp çıkışından alınan işaretlerin distorsiyonsuz olması için çıkış katında ayrıca bir takım düzenlemeler yapılır.

1.2 FARKSAL (DİFERANSİYEL) YÜKSELTEÇ

Farksal yükselteç, opamp tasarımında kullanılan ilk bloktur. Opamp tasarımında bir veya birkaç adet fark yükselteci kullanılır.

Fark yükselteci, opamp'ın temel özelliklerini ve işlevlerini gerçekleştiren devredir. Bu bölümde; farksal yükseltecin özellikleri ve karakteristiklerini inceleyeceğiz. İdeal olusum için gerekli şartları analiz edeceğiz.

En basit bir farksal yükselteç (Diferansiyel yükselteç=differential amplifier) devresi Şekil-1.7'de blok olarak gösterilmiştir. Bu yükselteç; iki ayrı giriş terminali ve bir adet de çıkış terminaline sahiptir. Farksal yükseltecin, temel işlevlerinden birisi girişlerine uygulanan iki ayrı sinyalin farkını alması ve yükseltmesidir. Fark yükselteçleri, DC gerilimden bir kaç MHz'e kadar olan işaretleri kuvvetlendirirler.



Şekil-1.7 Farksal Yükseltecin Blok Olarak Gösterilişi.

Şekil-1.7 de görülen farksal yükseltecin giriş sinyalleri; V_1 ve V_2 dir. Çıkış sinyali ise toprağa göre ölçülen V_0 çıkış gerilimidir. İdeal bir diferansiyel yükseltecin çıkış sinyali;

$$V_0 = A_D \cdot (V_1 - V_2)$$

olur. Bu formülde, A_D =Farksal (Diferansiyel) yükseltme miktarıdır. Böylece girişten uygulanan iki sinyal birden yükseltilmez. Sadece iki sinyalin farkı yükseltilir. Gerçek (pratik) bir fark yükseltecinde ise yukarıdaki formül elde edilemez. Pratikte çıkış gerilimi V_0 ; iki sinyalin farkına (V_D) ve ortak mod sinyaline (V_C) bağlıdır. Bu değerler aşağıdaki gibi formüle edilirler;

$$V_D = V_1 - V_2$$

$$V_C = \frac{1}{2}(V_1 + V_2)$$

Formülde ki V_C değeri ortak mod sinyalidir. Ortak Mod sinyali V_C , farksal yükseltici ideal durumdan uzaklaştırır. İyi düzenlenmiş bir farksal yükselteçte ortak mod sinyalinin yok edilmesi gerekir. Ortak mod sinyalinin nasıl yok edileceği aşağıda ayrıntıları ile anlatılmıştır.

Ortak Mod'un Yok Edilmesi

İdeal bir diferansiyel yükseltecin çıkış sinyalini aşağıdaki gibi yazabiliriz;

$$V_0 = (A_1 \cdot V_1) + (A_2 \cdot V_2)$$

Burada A_1 ve A_2 giriş sinyaline bağımlı olarak, çıkışta şaseye göre oluşan amplifikasyon değeridir. Yukarıdaki V_D ve V_C eşitliğinden yararlanarak V_1 ve V_2 değerlerini yeniden yazalım.

$$V_1 = V_C + \frac{1}{2}V_D \quad \Rightarrow \quad V_2 = V_C - \frac{1}{2}V_D$$

bu değerleri yukarıdaki V_0 eşitliğinde yerine koyarsak;

$$V_0 = A_1 \cdot (V_C + \frac{1}{2}V_D) + A_2 \cdot (V_C - \frac{1}{2}V_D)$$

Bu ifade sadeleştirilirse,

$$V_0 = V_C \cdot (A_1 + A_2) + V_D \cdot \frac{(A_1 - A_2)}{2}$$

değeri elde edilir. Bu ifade basitleştirilerek, A_D ve A_C değerleri;

$$A_D = \frac{A_1 - A_2}{2}$$

$$A_C = A_1 + A_2$$

cinsinden yazılırsa, Çıkış gerilimi (V_0);

$$V_0 = V_C \cdot A_C + V_D \cdot A_D$$

Değerine eşit olur. Bu formülde A_D , giriş sinyallerinin farkının kazancıdır. A_C ise girişin iki terminalindeki sinyalin ortak kazancıdır (ortak mod kazancı).

Eğer girişte ortak mod sinyali yok ise (olması istenmez) $V_C=0$ dır. Bu durumda çıkış sinyali;

$$V_0 = V_D \cdot A_D$$

Devredeki amplifikasyon katsayısı ise bu durum da;

$$A_D = \frac{V_0}{V_D}$$

olarak ölçülür. İki giriş için ortak mod sinyali (V_C) ölçülebilir. Bu durum da $V_D=0$ yapılırsa, ortak mod kazancı $A_C=V_0/V_C$ dir. Kaliteli bir diferansiyel yükselteçte, diferansiyel kazanç (A_D) büyük, Ortak mod kazancı (A_C) ise küçük olmalıdır.

Diferansiyel yükseltecin kalitesini tayin etmek amacı ile bu iki kazanç arasındaki orana bakılır. Bu oran ortak mod eleme oranı (Common-mode rejection ratio: C.M.R.R) olarak isimlendirilir. Aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$CMRR = \rho = \frac{|A_D|}{|A_C|}$$

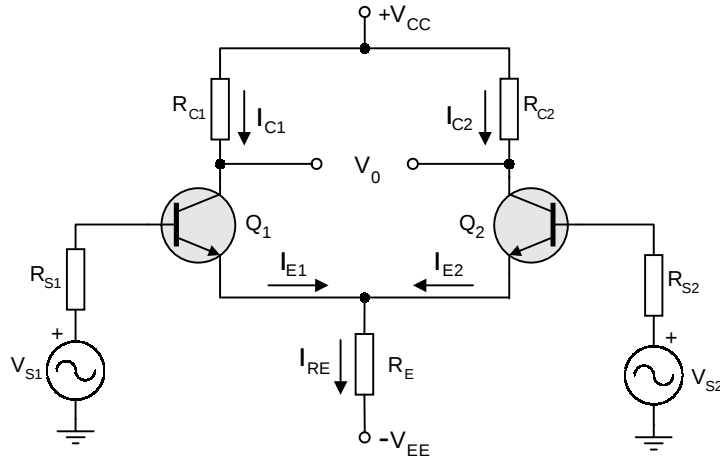
C.M.R.R değeri iyi bir diferansiyel yükselteçte 1000 ile 10000 arasında bir değerde olmalıdır. İdeal bir differansiyel yükselteçte ise sonsuzdur. Bu değer kataloglarda desibel olarak ifade edilir. C.M.R.R değerinin desibel olarak ifadesi aşağıdadır.

$$CMRR = (dB) = 20 \log \frac{|A_D|}{|A_C|}$$

Emiter Kuplajlı Fark Yükselteci

Transistörlü temel bir fark yükselteci şekil-1.8'de verilmiştir. Devre simetrik bir yapıya sahiptir. Fakat transistörlerin özellikleri ve sıcaklık etkisinden dolayı mutlak bir simetrilik söz konusu değildir. Bundan dolayı difamp girişlerine uygulanan V_{S1} ve V_{S2} gerilimleri eşit olsa bile dengesizlikten dolayı çıkış gerilimi sıfır olmayacaktır. [$V_0=A_D(V_{S1}-V_{S2})$]

Bu durum ortak mod kazancından dolayıdır. Amacımız ise ideal diferansiyel yükselteç özelliklerine yaklaşımdır. İdeal bir dif-amp'te Ortak mod kazancı (A_C) sıfırdır.

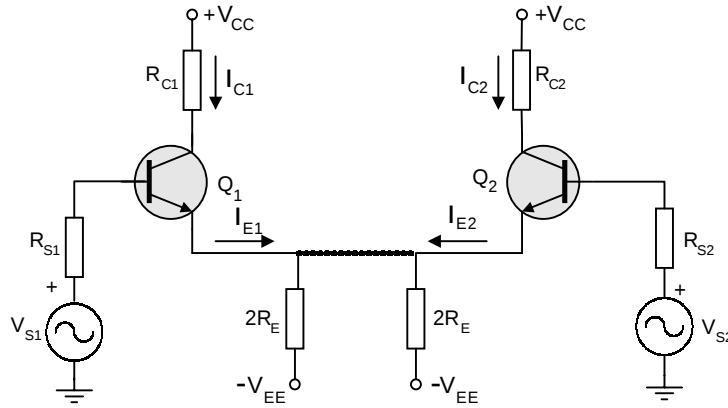


Şekil-1.8 Emiter Kuplajlı transistörlü diferansiyel yükselteç devresi

Girişlere V_{S1} ve V_{S2} gerilimleri eşit değerde uygulandığında da fark işareti $V_D=0$ olacağından çıkış işareti $V_0=A_C.V_C$ olur. Farksal yükselteç, tam simetri olmadığından eğer R_E direnci çok büyük seçilirse R_E üzerinden geçen I_E akımı çok küçük olur. Bu durumda emiter akımları I_{E1} ve I_{E2} yaklaşık sıfır olur. $I_{C2}>I_{B2}$ olduğundan, $I_{C2}=I_{E2}=0$ olur. Görüldüğü gibi ortak mod kazancını (A_C) küçültmek için R_E direncini büyütmek gerekir.

DC analiz:

Şekil-1.8'deki farksal yükselteç devresinde kullanılan devre elemanlarını simetrik kabul edersek devrenin eşdeğerini şekil-1.9'daki gibi çizebiliriz.



Şekil-1.9 Emiter Kuplajlı Diferansiyel Yükseltecin Eşdeğer Gösterilişi

Verilen eşdeğer devreden aşağıdaki eşitlikleri yazabiliriz.

$$I_{C1}=I_{C2}=I_C, \quad I_{B1}=I_{B2}=I_B, \quad I_{E1}=I_{E2}=I_E$$

Devredeki ortak emiter direnci R_E , her iki emiterin akımını taşır ve emiter direncinden geçen akımın değeri;

$$I_{RE}=I_{E1}+I_{E2}=2I_E$$

olur. Emiter gerilimi V_E ise ;

$$V_E=V_{RE}-V_{EE}=(I_{RE}.R_E)-V_{EE}$$

olur. İki transistörün emiter gerilimi aynı olduğuna göre; V_E gerilimi,

$$V_E=(2I_E)R_E-V_{EE}$$

olur.

Şekil-1.8'deki farksal yükselteç devresini simetrik yapısından ve analiz kolaylığından dolayı şekil-1.9'daki gibi düşünebiliriz. Bu devrede bir transistörün çıkışı için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$V_{CC}+V_{EE}=V_{CE}+(I_{C1}.R_C)+(I_E.R_E)$$

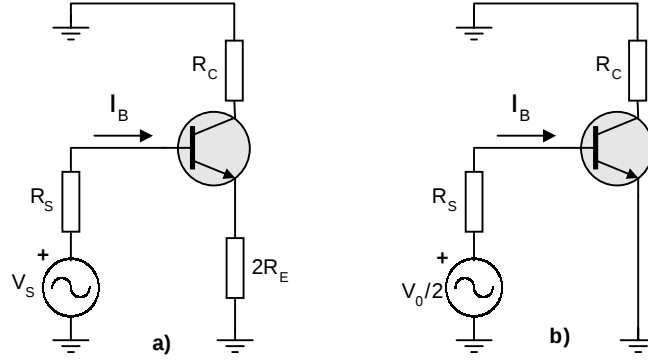
yaklaşık olarak $I_E=I_C$ kabul edersek yük çizgisi eşitliği;

$$V_{CC}+V_{EE}=V_{CE}+I_C(R_C+2R_E)$$

yazılabilir.

ac analiz:

Şekil-1.8'deki fark yükseltici devresinde çıkış sinyali, Q_1 ve Q_2 transistörlerinin kollektörlerinden alınmaktadır. Bu yüzden devre simetriktr. AC analiz için devredeki DC kaynaklar kısa devre edilirse diferansiyel yükseltcin eşdeğer devresi şekil-1.10.a'daki gibi olur.



Şekil-1.10.a ve b Diferansiyel Yükseltcin AC eşdeğer devresi

Yükseltcin giriş terminallerindeki sinyaller birbirine eşitse;

$$V_{S1}=V_{S2}=V_S$$

diferansiyel kazanç;

$$V_D=V_{S1}-V_{S2}=0$$

olur. Buradan çıkış gerilimi;

$$V_0=A_C \cdot V_S$$

olur.

Ortak mod kazancı (A_C) ise aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$A_C = \frac{V_0}{V_S} = -\frac{I_C \cdot R_C}{I_B \cdot R_{in}} = -\beta \frac{R_C}{R_{in}}$$

Burada R_{in} direnci, gerilim kaynağı tarafından görülen giriş direncidir. Değeri;

$$R_{in}=(\beta+1)2R_E+R_S+R_i$$

R_i direnci, transistörün giriş direncidir. R_i ve R_S direnç değerleri, $(\beta+1)2R_E$ değeri ile karşılaştırıldığında ihmal edilebilir. Çünkü çok küçüktür. Buna göre ortak mod kazancı aşağıdaki gibi olur ;

$$A_C = -\frac{(\beta \cdot R_C)}{(\beta + 1)2R_E}$$

Şekil-1.10.a'daki devrenin AC eşdeğerini kullanarak diferansiyel kazancı hesaplayalım. Bunun için şekil-1.10.b'deki devre geliştirilmiştir.

Şekil-1.10.b'deki devre diferansiyel yükseltcin AC eşdeğeri olarak bu tanımlamalardan sonra çizilmiştir. Bu eşdeğer devrede R_E direnci AC sinyal açısından ihmal edilmiştir. Aslında R_E direncinin ihmal edilmesi, üzerinden geçen AC akımın yaklaşık sıfır olmasından ötürüdür. Çünkü diferansiyel yükselteç iki girişli olduğundan dolayı transistörlerin emiterlerinden biri üzerinde zıt yönde akıma sebep olur. Bu akımlar R_E

üzerinden her biri için geçer.

Gerçekte R_E direnci yalnız AC eşdeğer devrede ihmal edilebilir. Aslında fiziksel olarak devrede vardır. Eğer diferansiyel yükseltecin giriş terminallerindeki sinyal;

$$V_C = -V_{S2} = \frac{V_S}{2}$$

ise ortak mod sinyali;

$$V_C = \frac{V_{S1} + V_{S2}}{2} = 0$$

olur. Ve diferansiyel kazanç aşağıdaki gibi formüle edilir.

$$A_D = \frac{V_o}{V_S} = -\frac{I_C \cdot R_C}{2 I_B \cdot R_{in}} = -\frac{\beta I_B \cdot R_C}{2 I_B \cdot R_{in}} = -\beta \frac{R_C}{2 R_{in}}$$

Burada R_{in} gerilim kaynağından görülen giriş direncidir.

$$R_{in} = (R_S + R_i)$$

Buradan diferansiyel kazanç için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$A_D = -\frac{(\beta R_C)}{2(R_S + R_i)}$$

Ortak Modun Atılması Oranı (C.M.R.R):

Farksal yükseltecin C.M.R.R oranını hesaplamak için yukarıda bulduğumuz A_C ve A_D amplifikasyon faktörü eşitliklerinden faydalanabiliriz. Bilindiği gibi CMMR oranı aşağıdaki formülle açıklanıyordu.

$$A_D \cong \rho \cong \frac{|A_D|}{|A_C|}$$

Bu formülde AC ve AD değerleri yerleştirilirse;

$$CMMR = \frac{A_D}{A_C} = \frac{\frac{\beta \cdot R_C}{2 \cdot (R_S + R_i)}}{\frac{\beta \cdot R_C}{(\beta + 1) \cdot 2R_E}} = \frac{(\beta + 1) \cdot 2R_E}{2 \cdot (R_S + R_i)}$$

değeri elde edilir. Bulunan bu ifade sadeleştirilirse;

$$C.M.M.R = \frac{(\beta + 1)R_E}{R_S + R_i}$$

ifadesi bulunur. Uygun çalışma noktasının elde edilmesi için, bu eşitlikte görüldüğü gibi R_E değerinin transistör tipide göz önüne alınarak yüksek seçilmesi gerekir. C.M.R.R oranının yüksek olması transistörün kalitesini artırdığı biliniyordu. Fakat transistör çalışma şartlarından dolayı R_E direncini istediğimiz büyüklükte seçemeyiz.

Örneğin C.M.R.R oranını bir kaç yüz civarında olmasını isteyelim. Gerçek devre için $R_E = 100K$ ohm seçelim. Bu durumda her transistör için 1 mili amperlik akım elde etmek istiyorsak R_E direncinden 2mA'lık akım geçmesi gerekir. Bunun için ihtiyacımız olan V_{EE} kaynak gerilimi;

$$V_{EE}=I_E \cdot I_E' \text{ den}$$

$$V_{EE}=(-2.10^{-3}) \cdot (100.10^3)$$

$$V_{EE}=200 \text{ volt}$$

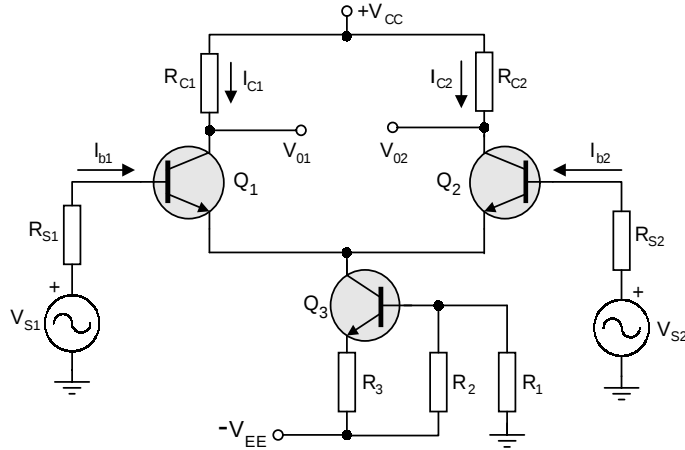
Bulunur. Bu değer ise transistörlü yükselteçler için uygun bir değer değildir. Buradan şu sonuç çıkıyor. R_E direncini fazla artıramıyoruz. Bu duruma çare olarak R_E direnci yerine sabit akım kaynağı kullanırsak sorunu çözeriz. Ancak kullanacağımız akım kaynağının çıkış direncinin yüksek olması gerekir. Bundan dolayı transistörlü bir sabit akım kaynağı kullanılır.

Sabit Akım Kaynaklı Diferansiyel Yükselteç

Kaliteli bir diferansiyel yükselteç oluşturmak için, şekil-1.8'de görülen fark yükseltecinin emiter devresine transistörlü sabit bir akım kaynağı eklenmiştir. Şekil-1.11'de görülen bu devre dikkatle incelenirse ilave edilen transistör ortak beyz bağlantılıdır. Bilindiği gibi bu bağlantıda kollektör devresinin çıkış direnci oldukça yüksektir. (Bir kaç $K\Omega$ civarında) Bu direnç yükselteç transistörlerinin iki emiterinin de ortak direncidir. Böylece yükselteç çok yüksek ortak mod eleme oranı (CMRR) sağlayarak, ideal bir farksal yükselteç halini alır.

Devrenin analizine gelince; Q_1 ve Q_2 transistörlerinin çalışma noktasını I_E akımı tayin eder. Bu akım ile transistörlerin çalışma noktası sabitlenir. R_1 ve R_2 dirençleri gerilim bölücü olarak kullanılmıştır. Bu durumda R_2 direnci üzerinde düşen gerilimi yazacak olursak;

$$V_{R2} = |V_{EE}| \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



Şekil-1.11 Sabit akım kaynaklı farksal Yükselteç

Buradan R_3 üzerine düşen gerilim;

$$V_{R3} = V_{R2} - V_{BE}$$

V_{BE} , V_{R2} ile karşılaştırıldığında küçük olduğundan ihmal edilebilir. Bu durumda;

$$V_{R3} = V_{R2}$$

olur. Böylece R_3 ten geçen akım;

$$I_3 = \frac{V_{R3}}{R_3} = V_R \frac{2}{R_3} = \frac{1}{R_3} |V_{EE}| \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{R_3 \cdot (R_1 + R_2)} |V_{EE}|$$

I_E akımının değeri ise;

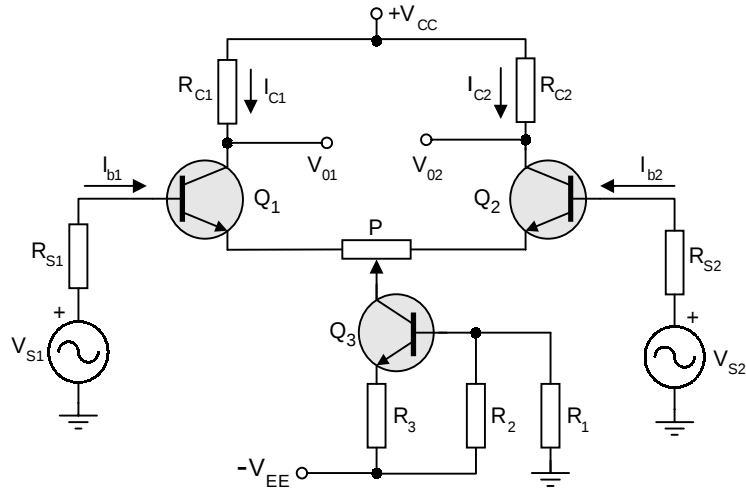
$$I_E = I_3 = I_3$$

transistör parametrelerinin sıcaklıkla küçük bir miktar değişmesi dışında I_E akımı sabittir.

$$I_E = \left[\frac{R_2}{R_3(R_1 + R_2)} \right] \cdot V_{EE}$$

Temel diferansiyel yükselteci oluştururken devre elemanlarını simetrik kabul ettik ve ideal devre elemanlarından oluşturulduklarını varsaydık. Pratik uygulamalarda ise ideal bir eleman bulmak mümkün değildir. Her elemanın belli tolerans değerleri vardır.

İdeale yaklaşmak amacıyla şekil-1.12'deki farksal yükselteç devresi düzenlenmiştir. Bu devrede, her iki transistörün ortak olan emiter uçlarına bir ayarlı direnç bağlanmıştır. Bu direnç ayarlanarak iki transistörün emiterinden eşit akım akması sağlanır. Böylece devrede maksimum simetrilik sağlanmış olur.



Şekil-1.12 Ayarlı Sabit akım kaynaklı Farksal Yükselteç

1.3 OPAMP KARAKTERİSTİKLERİ

Bu bölümde opamp'ın bazı önemli karakteristiklerini ayrıntılı olarak inceleyeceğiz. İnceleme sonucunda opamp'la uyarılan tasarımlarda dikkat etmemiz gereken parametreleri tanıyıp, gerekli önlemleri alacağız.

Opamlarla uyarılan tasarımlarda, tasarımın özelliğine göre dikkate alınması gereken parametreler bu bölümde ayrıntılı olarak incelenecektir.

Operasyonel yükselteçler, DC ve AC işaretleri veya her ikisini birden kuvvetlendirmek amacı ile kullanılırlar. Özellikle DC işaretlerin kuvvetlendirilmesinde opamp hatalı sonuçlar verebilir. Opampın çıkış işareti; giriş işareti ile kapalı çevrim kazancının (A_{cl}) çarpımına eşittir. Opamp'ın iç elemanlarında ki (direnc, transistör) eşitsizlikten dolayı çıkış işareti bazen hatalı olabilir. Bu hata fazla değilse ihmal edebilir, aksi halde bu hatayı küçültmeye çalışırız. DC işaretlerin kuvvetlendirilmesinde hata oluşturan, hata karakteristikleri aşağıda belirtilmiştir.

- Giriş dengesizlik gerilimi (input offset voltage)
- Giriş kutuplama akımı (input bias current)
- Giriş dengesizlik akımı (input offset current)
- Kayma (drift)

AC işaretlerde yukarıda belirtilen hatalar kapasitif kuplajdan dolayı yok olacaktır. AC işaretler de oluşabilen hatalar ise aşağıda belirtmiştir.

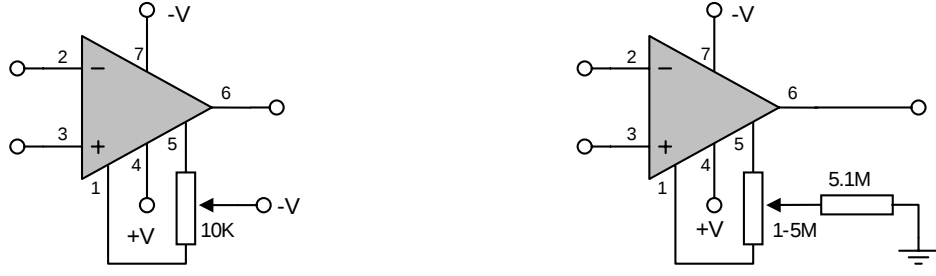
- Frekans cevabı (Frequency Response)
- Eğim oranı (Slew Rate)

Giriş Dengesizlik Gerilimi

İdeal bir opamp'ın giriş uçları topraklandığında çıkış gerilimi $V_o=0V$ olmalıdır. Pratikte ise opamp çıkışından 0V yerine, değeri bir kaç mikrovolt ile milivolt mertebesinde değişen hata gerilimleri alınabilir. Bu durum opamp'ta kullanılan transistörlerin dengesizliğinden dolayıdır. Kimi uygulamalarda bu değer göz ardı edilebilir. Fakat hassas uygulamalarda bu durum göz önüne alınmalı ve çıkış gerilimi 0V mertebesine çekilmelidir. Çıkış gerilimini 0V mertebesine indirebilmek için çeşitli yöntemler vardır. Üretici firmalar kataloglarında giriş dengesizlik gerilimini yok edip çıkışı 0V'a indirmek için gereken yöntemler verirler.

Opamp'ta oluşan gerilim dengesizliğinin nasıl sıfırlanacağı bazı opamp tipleri için şekil-1.13'de verilmiştir. Verilen yöntemler denenmiş en uygun yöntemlerdir. Örnek olarak verilen opamp devrelerinde çıkış hata gerilimi bir ayarlı direnc vasıtası ile sıfırlanmaktadır.

Giriş dengesizlik gerilimi (input offset voltage) nedeni ile opamp çıkışında oluşabilecek hata gerilimlerinin nasıl sıfırlanacağı her bir opamp tipi için üretici katalogları incelenerek gerekli sistemler kurulabilir.

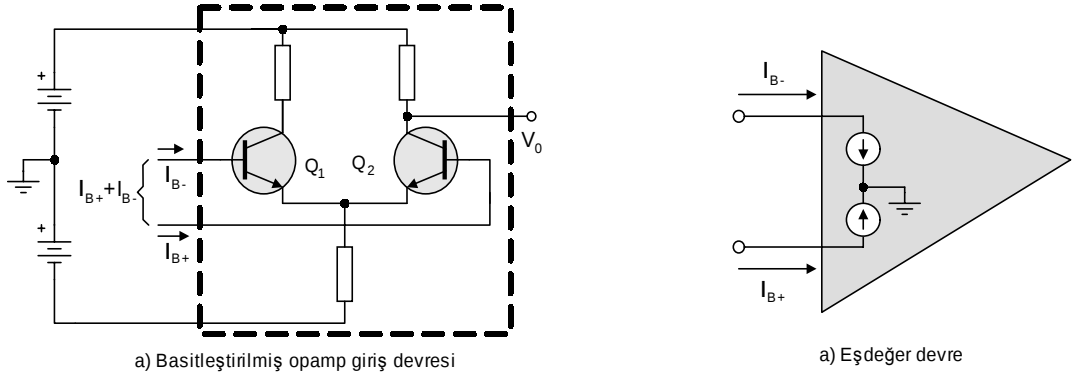


Şekil-1.13 Opamp'ta çıkış hata geriliminin sıfırlanması

Giriş dengesizlik geriliminin çıkış gerilimine etkisi, opamp'ın açık çevrim gerilim kazancına ve dengesizlik geriliminin değerine bağlıdır. Dengesizlik geriliminin genliği ve polaritesi, opamp'tan opamp'a farklılık gösterebilir. Giriş dengesizlik gerilimi, açık çevrim kazancı çok büyük olan bazı opamlarda çıkış işaretini pozitif veya negatif kesim noktasına ulaştırabilir. ($+V_{SAT}$, $-V_{SAT}$).

Giriş Kutuplama Akımı

Opamp içinde kullanılan transistörlerin polarmaları (kutuplamaları) beyz akımları ve beyz-kollektör gerilimleri dengeli şekilde yapılmalıdır. Bu durumda opamp girişlerinden dengeli ve çok küçük bir kutuplama akımı akar. İdeal durumda bu akımın hiç akmadığı düşünülmektedir. Opamp girişinde oluşan ve giriş kutuplama akımı (Input Bias Current) olarak adlandırılan bu akım şekil-1.14 üzerinde gösterilmiştir.



Şekil-1.14 Opampta giriş kutuplama akımları (I_B)

I_{B+} ve I_{B-} olarak tanımlanan bu akımlar. Birbirine eşit olmayabilir. Bu iki akımın mutlak değerlerinin toplamalarının yarısına giriş kutuplama akım denir ve değeri aşağıdaki gibi formüle edilir.

$$I_B = \frac{|I_{B+}| + |I_{B-}|}{2}$$

I_B akımının değeri FET kullanılan opamlarda $1pA'$ den küçük, transistörlü opamlarda ise $1pA$ ile $1mA$ arasındadır. Giriş kutuplama akımları kimi durumlarda opamp çıkışın gerilimini etkiler ve hatalar değerler alınmasına sebep olabilir. İdeal durumda opamlarda giriş gerilimi $V_i=0V$ olduğunda çıkış gerilimi $V_o=0V$ olmalıdır. Pek çok uygulamada kutuplama akımları ihmal edilebilir.

Giriş Dengesizlik Akımı:

Opamp'ın çıkış gerilimi $V_o=0V$ yapıldığında veya olduğunda, I_{B+} ve I_{B-} akımlarının mutlak değerlerinin farkına giriş dengesizlik akımı (Input Ofset current) denir ve I_{OS} olarak tanımlanır.

$$I_{OS} = |I_{B+}| - |I_{B-}|$$

Üreticiler; ürettikleri her bir farklı opamp tipi için bu değeri kataloglarında verirler. Üretici kataloglarında verilen I_{OS} değeri; genellikle opamp çıkış gerilimi $V_o=0V$ iken $25^{\circ}C$ oda sıcaklığı altındadır.

Giriş dengesizlik akımının sıfır veya $|I_{B+}| = |I_{B-}|$ durumuna çok ender rastlanır. Bu nedenle pek çok uygulamada giriş dengesizlik akımını dikkate alınması gerekir. Giriş dengesizlik akımının etkisini yok etmek için alınan önlemler ileride işlenecek uygulama bölümlerinde belirtilecektir.

Kayma (Drift-Sürüklenme):

Giriş dengesizlik akım veya geriliminin sıcaklıkla değişmesine kayma denir. Dengesizlik akımındaki kayma $nA/^{\circ}C$, dengesizlik gerilimindeki kayma ise $\mu V/^{\circ}C$ şeklinde tanımlanır ve aşağıdaki gibi formüle edilirler.

$$I_{IO} \text{ kayma} = \frac{\Delta I_{IO}}{\Delta T}, \quad nA/^{\circ}C$$

$$V_{IO} \text{ kayma} = \frac{\Delta V_{IO}}{\Delta T}, \quad \mu V/^{\circ}C$$

oldukça küçük değerli olan bu kaymaların miktarı ve yönü sıcaklığa göre değişebilir. Bu sebeple üreticiler kataloglarında kayma için ortalama ve maksimum değerleri vermektedirler. Opamp'ta kullanılan devre elemanlarının karakteristiklerini zamanla değiştirmeleri de dengesizlik akım ve geriliminin değişmesine neden olmaktadır. Ayrıca opamp'ta kullanılan besleme gerilimi sıcaklıkla değiştiği gibi devre elemanlarının değerlerinin zamanla değişmesinden de etkilenmektedir.

Değişim Hızı (Slew Rate-SR):

Opamp girişine uygulanan bir işaretteki değişim, bir süre sonra opamp çıkışında da değişime neden olacaktır. Bu değişimin hızı oldukça önemlidir ve değişim hızı (Slew Rate=SR) olarak adlandırılır. Değişim hızı, opamp çıkışının ne derece hızlı değiştiğini ifade eden parametredir.

İdeal bir opamp'ta değişim hızı (SR) sonsuzdur. Pratikte ise bu mümkün değildir. Örneğin 741 tipi genel amaçlı bir opamp'ın değişim hızı $0.5V/\mu s$ 'dir. Bu durumda çıkış işareti 1μ saniyede $0.5V$ 'luk bir değişim göstermektedir. Değişim hızı yükseltecin kazancına, kompanzasyon kapasitesine ve çıkış geriliminin pozitif veya negatif gidişine bağlıdır.

Değişim hızı birim kazanç için verilir. Çünkü değişim hızı en küçük değere birim kazançta ulaşır. Opamp'ta oluşabilecek istenmeyen bazı osilasyonları önlemek için opamp içinde veya dışında bir frekans kompanzasyonu kondansatörü kullanılır. Bu kondansatörden geçebilecek maksimum akım (I), devre elemanları tarafından sınırlandırılmıştır. Maksimum akım (I_{max}) miktarının C kondansatörü değerine oranı,

opamp için değişim hızını belirler ve aşığıdaki gibi formüle edilir.

$$SR = \frac{I_{\max}}{C}$$

Bu durumda değişim hızı (SR) kısaca;

$$SR \cong \left. \frac{dV_0}{dt} \right|_{\max} \cong \left. \frac{\Delta V_0}{\Delta t} \right|_{\max}$$

olarak formüle edilebilir. Yukarıda verilen eşitlikler aslında birbirinden farklı değildir. Çünkü bir kondansatörden belli bir t zamanında I akımı geçerken üzerinde birikecek Q yükü ve uçlarında oluşacak V gerilimi ilişkisini hatırlayalım.

$$Q=I \cdot t \rightarrow SR=C \cdot V \rightarrow \frac{V}{t} = \frac{1}{C}$$

Üretici firmalar çoğunlukla tam güçteki opamp band genişliğini kataloglarında verirler. Bu değer verilen bir SR değeri ile çıkış geriliminin tepe değeri (V_P) arasındaki ilişkidir. Aşığıdaki şekilde formüle edilir.

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p}$$

Bu formül kullanılarak opamp çıkışında bozulmaya neden olmadan kuvvetlendirilebilecek giriş işaretinin maksimum frekansı bulunabilir.

Örnek: 1.2

Cözüm

741 tipi genel amaçlı bir opamp'ta Değişim hızı $SR=0.5V/\mu s$ 'dir. Bu değere göre;

- a) $V_{OSAT}=\pm 12V$ 'luk çıkış için tam güçteki band genişliğini
- b) $V_O=\pm 9V$ 'luk çıkış için giriş işaretinin maksimum frekansını bulunuz.

$$a) f_{\max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} = \frac{0.5(V/\mu s)}{6.28 \cdot (12V)} = \frac{0.5 \cdot 10^6}{6.28 \cdot 12V} = 6.634 KHz$$

$$b) f_{\max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} = \frac{0.5(V/\mu s)}{6.28 \cdot (9V)} = \frac{0.5 \cdot 10^6}{6.28 \cdot 9V} = 8.846 KHz$$

Görüldüğü gibi opamp çıkış geriliminin genliği azaldıkça, giriş işaretinin frekansı limiti artmaktadır. Üreticiler her hangi bir opamp için değişim hızını birim kazançta verirler. Çünkü opamlarda değişim hızı en küçük değere birim kazançta ulaşır.

Bir opamp'ın girişindeki işaretin değişim hızı, opamp'ın değişim hızından daha küçük olmalıdır. Daha büyük olduğunda opamp, girişindeki işaretin değişim hızına yetişemez. Dolayısı ile opamp çıkış işaretinde bozulmalar meydana gelir. Bu durumu önlemek için daha büyük değişim hızına sahip opamp'lar kullanılmalıdır.

Opamp'ın çalışmasını etkileyen en önemli karakteristikler yukarıda maddeler halinde verilmiştir. Bununla birlikte kimi uygulamalarda önem arzeden bir kaç parametre daha vardır. Bu parametreleri ve özelliklerini üretici kataloglarında inceleyebilirsiniz. Tablo-1.2'de size örnek olması amacı ile genel amaçlı bir opamp'ın üretici kataloglarından alınan karakteristikleri verilmiştir.

ÖZELLİKLER		
Türkçe	Orjinal	Değer
Giriş Dengesizlik Gerilimi, V_{IO}	Input Offset Voltage	5mV
Giriş Dengesizlik Akımı, I_{IO}	Input Offset Current	20nA
Giriş Kutuplama Akımı, I_B	Input Bias Current	100nA
Ortak Mod Eleme Oranı, CMMR, 6	Commen Mode Rejection Ratio, CMRR	100dB
Güç Kaynaklı Bastırma Oranı; PSRR	Power-Supply Rejection Ratio, PSRR	20 μ V/V
Kayma (sürüklenme), I_{IO}	Drift I_{IO}	0.1nA/ $^{\circ}$ C
Kayma (sürüklenme), V_{IO}	Drift V_{IO}	5 μ V/ $^{\circ}$ C
Değişim Hızı, SR	Slew Rate, SR	1V/ μ s
Birim Kazanç Frekansı	Unity-gain Frequence	1MHz
Tam güçteki band genişliği, BW	Full-power, BW	50KHz
Açık Çevrim fark kazancı, A_{OL} , A_v	Open-loop gain	100000
Açık Çevrim Giriş Direnci, R_i	Input impedance	1M Ω
Açık Çevrim Çıkış Direnci, R_o	Output impedance	100 Ω

Tablo-1.2 Tümdevre bir opamp'ın 25 $^{\circ}$ C'deki tipik parametreleri

BÖLÜM 2

Temel Opamp Devreleri

Konular:

- 2.1 Eviren ve Evirmeyen Yükselteç
- 2.2 Temel Fark Alıcı
- 2.3 Gerilim İzleyici
- 2.4 Türev ve Entegral Alıcı

Amaçlar:

Bu bölümü bitirdiğinizde aşağıda belirtilen konular hakkında ayrıntılı bilgiye sahip olacaksınız.

- Opamp'la gerçekleştirilen eviren yükselteç devresinin özellikleri ve çalışma karakteristikleri
- Eviren toplayıcı devresi ve özellikleri
- Evirmeyen yükselteç devresinin genel özellikleri ve karakteristikleri
- Opamp'la gerçekleştirilen gerilim izleyici devresi ve özellikleri
- Opamp'la gerçekleştirilen türev alıcı devrenin özellikleri ve çalışma karakteristikleri
- Opamp'la gerçekleştirilen Entegral alıcı devrenin özellikleri ve çalışma karakteristikleri

2.1 EVİREN VE EVİRMEYEN YÜKSELTEÇ

Opampların en temel uygulamalarından biri yükselteç (amplifikatör) tasarımıdır. Yükselteçler; girişlerine uygulanan elektriksel işaretleri yükselterek (kuvvetlendirerek) çıkışlarına aktaran sistemlerdir. Kaliteli bir yükselteç, kuvvetlendirme işlemi esnasında giriş ve çıkış işaretlerinde herhangi bir bozulmaya (distorsiyona) sebep olmaz.

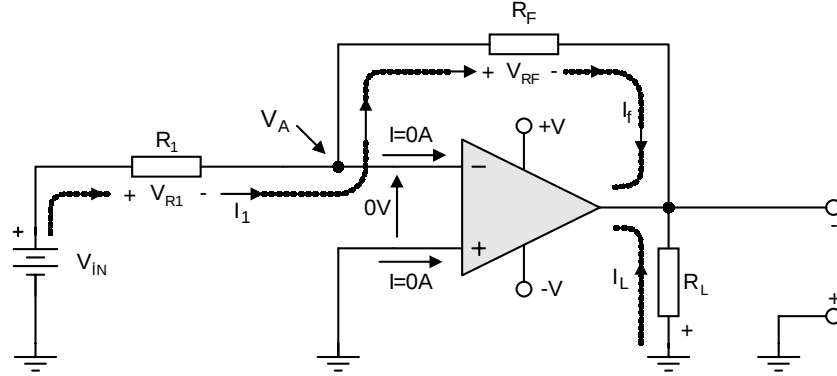
Bu bölümde opamp'la gerçekleştirilen temel yükselteç modellerini inceleyeceğiz. Bunlar;

- Eviren Yükselteç
- Eviren Toplayıcı
- Evirmeyen Yükselteç
- Evirmeyen Toplayıcı

Eviren Yükselteç

Bilindiği gibi opampların açık çevrim kazancı çok yüksektir. Bu durum kullanıcıya her zaman avantaj sağlamaz. Çünkü opamp'ın kazanç kontrol altında değildir. Yükselteç tasarımında elemanın kazancı kullanıcı tarafından kontrol edilmelidir. Opamp kazancının kontrol edilebileceği iki temel tip yükselteç devresi vardır. Bunlar; eviren (inverting) ve evirmeyen (noninverting) yükselteçlerdir.

Opamp'ın kazancını kontrol etmede en etkili yöntem geri besleme kullanmaktır. Temel bir eviren yükselteç devresi şekil-2.1'de verilmiştir. Devrede dolaşan akımlar ve gerilim düşümleri devre üzerinde ayrıntılı olarak gösterilmiştir.



Şekil-2.1 Temel Eviren Yükselteç Devresi

Eviren yükselteç devresinde giriş gerilimi V_1 , R_1 direnci ile opamp'ın negatif terminaline uygulanmıştır. Opamp'ın pozitif terminali ise topraklanmıştır. Opamp'ın giriş ve çıkış terminaleri arasında bağlanan R_f direnci, geri besleme direnci olarak anılır. V_{IN} giriş işareti ile V_0 çıkış işareti arasındaki bağıntı R_1 ve R_F dirençleri ile ifade edilir. Devrenin analizine yapmadan önce, opamp özellikleri tekrar hatırlatalım.

- Opamp'ın eviren (-) ve evirmeyen (+) girişleri arasında potansiyel fark yoktur. Kısaca gerilim farkı sıfırdır.

- Opampın eviren (-) ve evirmeyen (+) uçlarından, opamp içerisine küçük bir akım akar. Bu akım çok küçük olduğundan ihmal edilebilir.

Girişe uygulanan işaretin AC veya DC olması durumu değiştirmez, her ikisi de kuvvetlendirilir. Opamp'ın (-) ucu ile (+) ucu arasındaki potansiyel fark sıfırdır. Bu nedenle, devre de opamp'ın (-) ucuda toprak potansiyelindedir. Devrenin analizine gelince V_A noktasında K.A.K yazarsak;

$$I_1 + I_F = 0$$

devreden I_1 ve I_F akımları için gerekli bağıntıları yazalım;

$$\frac{(V_{IN} - V_A)}{R_1} + \frac{(V_0 - V_A)}{R_F} = 0$$

Yükseltecin kapalı çevrim kazancına A dersek, V_A geriliminin değeri $V_A = V_0/A$ olur. V_A 'nın toprak potansiyelinde olduğunu biliyoruz. Yükseltecin açık çevrim kazancının çok büyük olduğunu da biliyoruz.

Buradan $V_A = V_0/A$ dan $V_A = 0$ yazabiliriz. Bu durumda;

$$\frac{V_{IN}}{R_1} + \frac{V_0}{R_F} = 0$$

buradan çıkış gerilimi;

$$V_0 = -V_1 \cdot \left[\frac{R_F}{R_1} \right]$$

bulunur. Diğer bir ifadeyle opamp'ın girişleri akım çekmediğinden, I_1 akımının tümü R_F direncinin üzerinden akacaktır. R_F direnci üzerindeki gerilim düşümü ise;

$$V_{RF} = I_1 \cdot R_F = \left(\frac{V_{IN}}{R_1} \right) \cdot R_F = -V_0$$

olacaktır. Devrede R_F direncinin bir ucu toprak potansiyeline bağlı olduğu için R_L yük direncine paralel olarak düşünebilir. Dolayısı ile R_F uçlarında ki gerilim düşümü çıkış gerilimi V_0 değerine eşit olur. Böylece giriş işaretinin fazıda terslenmiş olur. Başka bir ifadeyle giriş işareti evrilmiştir. Opampın kazancı ise;

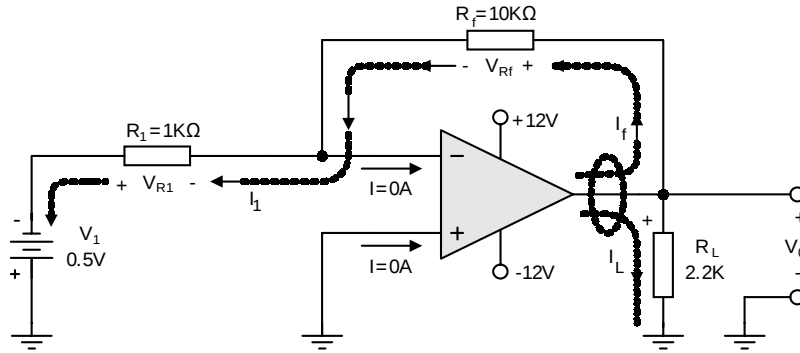
$$A = -\frac{V_0}{V_{IN}} = -\frac{R_F}{R_1}$$

olarak açığa çıkar.

Örnek: 2.1

Şekil-2.2’de görülen eviren yükselteç devresinde LM741 tipi opamp kullanılmıştır. Devre, $\pm 12V$ ’luk simetrik kaynakla beslenmiştir.

- Devredeki I_0 akımını, Çıkış gerilimini V_0 , Kapalı çevrim gerilim kazancını A bulunuz?
- Opamp çıkışına $2.2K\Omega$ ’luk bir R_L yük direnci bağlandığında yük üzerinden geçen I_L yük akımını ve opamp’ın toplam çıkış akımını hesaplayınız?



Şekil-2.2 Eviren Yükselteç Devresi

Cözüm

Önce I_1 akımını bulalım. Devreden;

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} = \frac{0.5V}{1K\Omega} = 0.5mA$$

Opamp’ın çıkış gerilimi V_0 ise;

$$V_0 = -\frac{R_f}{R_1} \cdot V_1 = -\frac{10K\Omega}{1K\Omega} (-0.5V) = 5V$$

olarak bulunur. Opamp’ın kapalı çevrim kazancı A_{CL} ;

$$A_{CL} = -\frac{V_0}{V_1} = -\frac{R_f}{R_1} = -10$$

R_L yük direnci üzerinden geçen I_L yük akımı;

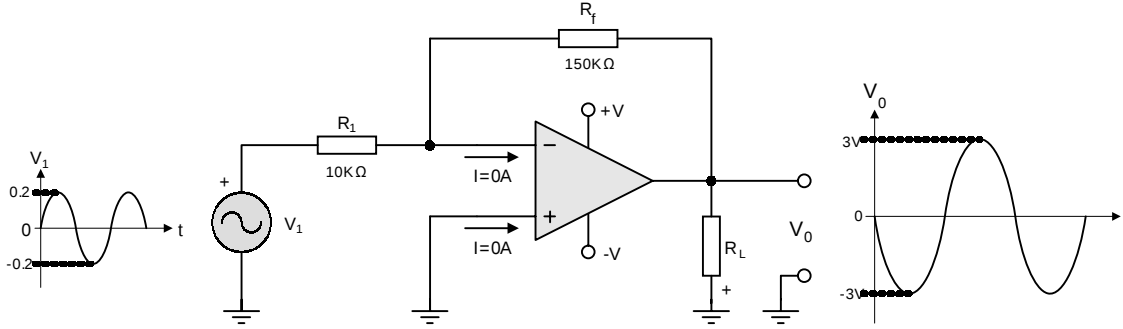
$$I_L = \frac{|V_0|}{R_L} = -\frac{5V}{2.2K\Omega} = 2.27mA$$

Opamp çıkışından çekilen toplam akım I_0 ise;

$$I_0 = I_L + I_1 = 2.27mA + 0.5mA = 2.32mA$$

olarak bulunur.

Eviren girişe DC işaret yerine AC işaret de uygulanabilir. Bu durumda opamp yükseltme işlevini yine yerine getirecektir. Böyle bir eviren yükselteç devresi şekil-2.3’de gösterilmiştir.



Şekil-2.3 Eviren yükselteç devresinde ac çalışma

Devrede akım ve gerilimlerin analizini yapalım. Şekil-2.3 üzerindeki değerler dikkate alındığında opamp'ın kapalı çevrim gerilim kazancı A_{CL} ;

$$A_{CL} = -\frac{R_f}{R_1} = \frac{150K\Omega}{10K\Omega} = -15$$

Opamp çıkışından alınan çıkış işaretinin tepeden tepeye değeri ise;

$$V_0 = -\frac{R_f}{R_1} \cdot V_1 = -\frac{150K\Omega}{10K\Omega} \cdot (0.2V)$$

$$V_0 = -3V$$

olacaktır. Eviren amplifikatör özelliğinden dolayı giriş geriliminin fazı 180° derece faz terslenmiş olarak çıkışa yansiyacaktır. Bu durum şekil-2.3 üzerinde ayrıntılı olarak gösterilmiştir.

Eviren Toplayıcı

Temel eviren yükselteç devresindeki negatif terminale tek giriş yerine, şekil-2.4'deki gibi bir çok giriş işareti bağlanırsa opamp eviren toplayıcı olarak çalışır. Eviren toplayıcı devre, girişine uygulanan işaretleri toplayarak çıkışına aktarır.

Eğer giriş gerilimleri sırası ile; $V_1, V_2, \dots, V_n$ ise; ortak uç (negatif terminal) toprak potansiyelinde olduğu için opamp'ın + ile - terminalleri arasında potansiyel fark yoktur. Dolayısı ile her bir koldan akan akımlar sırası ile;

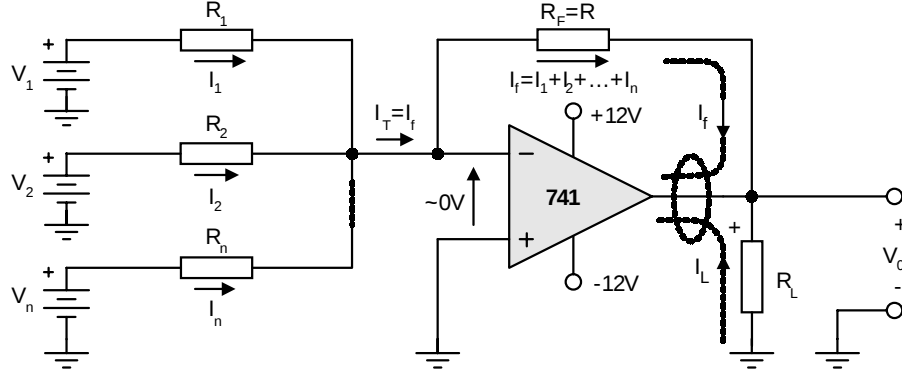
$$I_1 = \frac{V_1}{R_1}, \quad I_2 = \frac{V_2}{R_2}, \quad I_n = \frac{V_n}{R_n}$$

olur. R_F geri besleme direncinden bu akımların toplamı kadar bir akım akacağından (opampın içine akım akmaz, giriş direnci sonsuzdur). Bu durumda opamp'ın çıkış gerilimi;

$$V_0 = -(I_1 + I_2 + I_n) \cdot R_F$$

$$V_0 = -\left[\frac{V_1}{R_1} R_F + \frac{V_2}{R_2} R_F + \frac{V_n}{R_n} R_F \right]$$

$$V_0 = -R_F \cdot \left[\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_n}{R_n} \right]$$



Şekil-2.4 Eviren toplayıcı devresi

Örnek: 2.2

Şekil-2.4'deki devrede $R_F=100K$, $R_1=R_2=R_n=10K$ ve $V_1=V_2=V_n=0.2$ volt ise, opamp'ın çıkış gerilimi;

$$V_0 = -100K\Omega \cdot \left[\frac{0.2V}{10K\Omega} + \frac{0.2V}{10K\Omega} + \frac{0.2V}{10K\Omega} \right] = -6V$$

elde edilir. Toplayıcı devrede $R_F=R_1=R_2=R_n$ seçilirse çıkışta girişler yükseltilmeden sadece toplanmış olarak alınır. Yine aynı mantıkla giriş işaretlerinin ortalaması çıkıştan alınabilir. Bunun için;

$$R_1=R_2=R_n=R, R_F=R/3$$

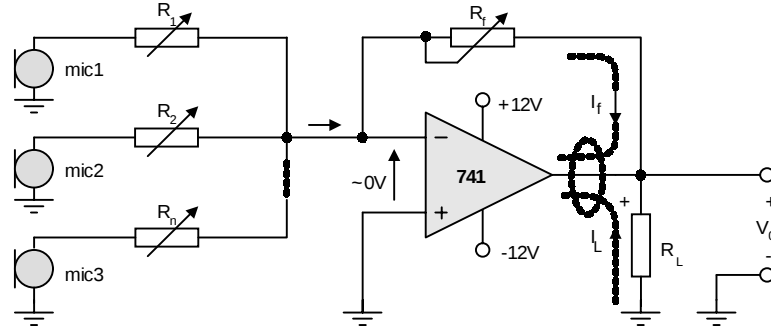
olarak seçilmelidir. Örnek olarak şekil-12.11'deki devrede; $R_1=R_2=R_n=100K$, $R_F=100K/3$ ve $V_1=5v$, $V_2=5v$, $V_n=-1v$ ise V_0 çıkış gerilimi;

$$V_0 = (5+5+(-1))/3 \quad V_0 = -3 \text{ volt}$$

bulunur. Unutulmamalıdır ki opampın çıkış geriliminin maksimum değeri besleme gerilimi ile sınırlıdır. Kısaca çıkış geriliminin değeri hiç bir zaman besleme gerilimi değerini aşamaz.

Ses Karıştırıcı (mixer)

Bilindiği gibi toplayıcı devre, girişine uygulanan dc işaretleri toplayarak çıkışına aktarmakta idi. Eviren toplayıcı devresinde, opamp'ın eviren girişine şekil-2.5'de görüldüğü gibi mikrofonlar bağlayarak ses karıştırıcı veya mixer olarak adlandırılan devreyi elde edebiliriz. Bu devrede; opamp'ın eviren girişine mikrofonlar üzerinden uygulanan ses işaretleri toplanarak çıkışa aktarılmaktadır. Mikrofonlarla opamp girişine uygulanan giriş işaretleri; istenirse ayarlı dirençler kullanılarak zayıflatılabilir. Böylece girişten uygulanan işaretlerden işitilmesi arzu edilen enstrümanın veya şarkıcının sesi ayarlanabilir.

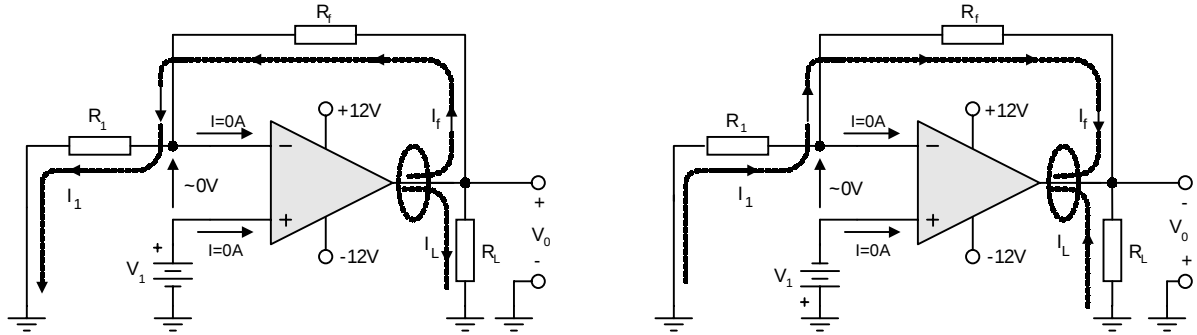


Şekil-2.5 Ses karıştırıcı (mixser) devre

Evirmeyen Yükselteç

Opampların temel uygulamalarından bir diğeri ise evirmeyen yükselteç devresidir. Bu devrede yükseltilecek işaret opamp'ın evirmeyen girişine uygulanmaktadır. Evirmeyen yükselteç devresinde giriş işareti ile çıkış işareti aynı fazdadır. Yani giriş ile çıkış işareti arasında faz farkı yoktur. Temel bir evirmeyen yükselteç devresi Şekil-2.6'da verilmiştir.

Evirmeyen yükselteç devresinin en önemli özelliklerinden birisi çok yüksek bir giriş direncine sahip olmasıdır. Eviren bir yükselteç devresinde giriş direnci, devrede kullanılan R_1 direncine bağlıdır ve değeri birkaç $K\Omega$ civarındadır. Evirmeyen yükselteç devresinde ise giriş direnci opamp'ın giriş direncine eşittir. Bu değer ise yüzlerce mega ohm civarındadır.



Şekil-2.6 Evirmeyen yükselteç devresi

Şekil-2.6'da verilen evirmeyen yükselteç devresinin analizini yapalım. Opamp'ın eviren ve evirmeyen girişleri arasındaki potansiyel farkı 0V'dur. Bunu biliyoruz. Dolayısıyla R_1 direnci uçlarında veya üzerinde V_1 gerilimini aynen görürüz. Devrede kirşof yasalarından yararlanarak çıkış geriliminin alacağı değeri yazalım.

$$V_0 = I_1 \cdot R_1 + I_F \cdot R_F$$

elde edilir. Devrede;

$$I_1 = I_F$$

olduğu görülmektedir. Bu durumda yukarıda verilen eşitliği çıkış gerilimini bulmada yeniden yazarsak V_0 ;

$$V_0 = I_1 \cdot R_1 + I_1 \cdot R_F$$

denklemini elde ederiz. Bu denklemde; I_1 Akımı,

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1}$$

değerine eşittir. Bu değeri V_0 eşitliğine yerleştirirsek,

$$V_0 = \frac{V_1}{R_1} \cdot R_1 + \frac{V_1}{R_1} \cdot R_F$$

denklemini düzenlersek;

$$V_0 = V_1 + \frac{V_1}{R_1} \cdot R_F$$

$$V_0 = V_1 \cdot \left[1 + \frac{R_F}{R_1} \right]$$

denklemini elde edilir. Yukarıda elde edilen denklemin ışığında evirmeyen yükselteç devresinde kapalı çevrim kazancı A_{CL} ise;

$$A_{CL} = \left[1 + \frac{R_F}{R_1} \right]$$

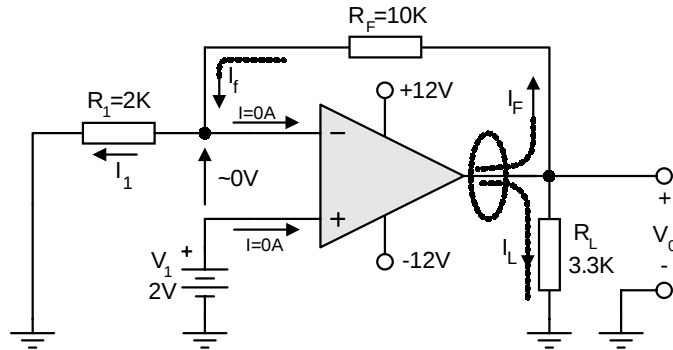
değerine eşittir.

Evirmeyen yükselteç devresinde gerilim kazancı görüldüğü gibi evirmeyen yükselteç devresinden 1 fazladır.

Örnek: 2.3

Şekil-2.7'de görülen evirmeyen yükselteç devresinde LM741 tipi opamp kullanılmıştır. Devre, $\pm 12V$ 'luk simetrik kaynakla beslenmiştir.

- Devrede çıkış gerilimi V_0 , ve Kapalı çevrim gerilim kazancını A_{CL} bulunuz?
- Opamp çıkışına $3.3K\Omega$ 'luk bir R_L yük direnci bağlandığında yük üzerinden geçen I_L yük akımını hesaplayınız?
- Aynı devrede opamp çıkışından çekilen toplam akımı hesaplayınız?



Şekil-2.7 Evirmeyen Yükselteç Devresi

Cözüm

Önce V_0 çıkış gerilimini bulalım. Devreden;

$$V_0 = V_1 + \frac{V_1}{R_1} \cdot R_f \Rightarrow V_0 = 2V \cdot \left[1 + \frac{10K}{2K} \right] \Rightarrow V_0 = 12V$$

Kapalı çevrim kazancı A_{CL} ;

$$A_{CL} = \left[1 + \frac{R_F}{R_1} \right] \Rightarrow A_{CL} = \left[1 + \frac{10K}{2K} \right] = 6$$

R_L yük direnci üzerinden geçen I_L yük akımı değeri;

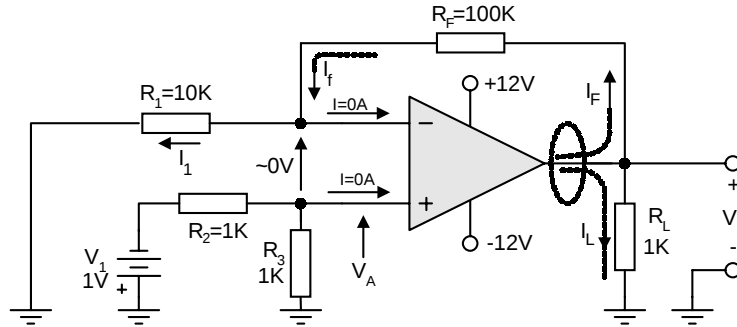
$$I_L = \frac{V_0}{R_L} \Rightarrow I_L = \frac{12V}{3.3K} = 3.63mA$$

Opamptan çekilen toplam Akım;

$$I_T = I_F + I_L \Rightarrow I_T = 1mA + 3.63mA = 4.63mA$$

Örnek: 2.4

Şekil-2.8'de görülen evirmeyen yükselteç devresinde; çıkış gerilimi V_0 , gerilim kazancını A_{CL} ve opamptan çekilen toplam akımı bulunuz?



Şekil-2.8 Evirmeyen Yükselteç Devresi

Cözüm

Devreyi analiz edebilmek için yapılması gereken ilk işlem, opamp'ın evirmeyen girişine uygulanan gerilim değerinin bulunmasıdır. Opamp'ın evirmeyen girişine uygulanan gerilime V_A dersek; Devreden V_A gerilimini bulalım.

$$V_A = \frac{V_1}{R_2 + R_3} \cdot R_3 \Rightarrow V_A = \left[\frac{-1V}{1K + 1K} \right] \Rightarrow V_A = -0.5V$$

Dolayısıyla evirmeyen yükseltecin çıkış gerilimi V_0 ;

Dolayısıyla evirmeyen yükseltecin çıkış gerilimi V_0 ;

$$V_0 = V_A \cdot \left[1 + \frac{R_F}{R_1} \right] \Rightarrow V_0 = -0.5 \cdot \left[1 + \frac{100K}{10K} \right] = -5.5V$$

R_L yük direnci üzerinden geçen I_L yük akımı ve I_1 akımının değeri;

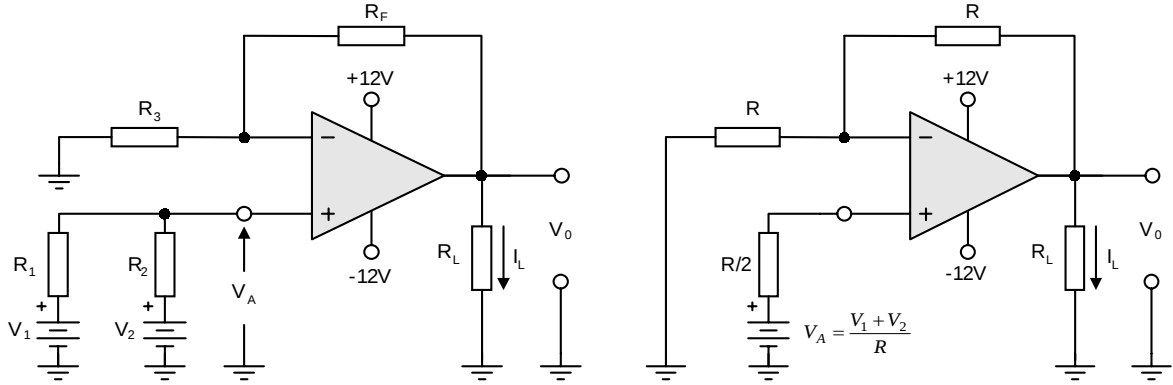
$$I_L = \frac{V_0}{R_L} = \frac{5.5V}{1K} = 5.5mA \Rightarrow I_1 = \frac{V_A}{R_1} = \frac{0.5V}{10K} = 0.05mA$$

Opamptan çekilen toplam akım ise;

$$I_T = I_F + I_L \Rightarrow I_T = 0.05mA + 5.5mA = 6mA$$

Evirmeyen Toplayıcı

Evirmeyen yükselteç kullanılarak toplama işlemi yapılabilir. Evirmeyen toplayıcı yükselteç uygulamasında toplanacak işaretler, opamp'ın evirmeyen girişine uygulanır. Opamp çıkışında ise bu işaretlerin toplamı alınır. Tipik bir evirmeyen toplayıcı devresi şekil-2.9.a'da görülmektedir. Devrede toplanacak giriş sayısı isteğe bağlı olarak artırılabilir. Şekildeki devrede örnekleme amacı ile iki girişli bir devre geliştirilmiştir. Devrede toplanması istenen V_1 ve V_2 gerilimleri R_1 ve R_2 dirençleri vasıtasıyla opamp'ın evirmeyen girişine uygulanmıştır. Opamp'ın evirmeyen girişinde oluşan gerilim şekilde V_A olarak tanımlanmıştır.



Şekil-2.9.a ve b Evirmeyen toplayıcı ve eşdeğer devresi

V_A geriliminin değerini bulmak için opamp özelliklerinden yararlanarak devreyi şekil-2.9.b'de görüldüğü gibi yeniden düzenleyebiliriz. Bu durumda V_A gerilimi K.G.K dan;

$$V_A = \frac{V_1 - V_2}{R_1 + R_2} \cdot R_2 + V_2$$

olacaktır. Devrede $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ Kabul edersek,

$$V_A = \frac{V_1 - V_2}{2R} \cdot R + V_2$$

Bulunan bu eşitlikte gerekli sadeleştirme yapılırsa;

$$V_A = \frac{V_1 + V_2}{R}$$

bulunur. Devredeki giriş devresinin thevenin eşdeğer direnci ise;

$$R_{EŞ} = R_{TH} = \frac{R}{2}$$

değerindedir. Bu durumda çıkış gerilimi; V_0 ,

$$V_0 = 2 \cdot V_A$$

$$V_0 = V_1 + V_2$$

olarak bulunur.

Evirmeyen yükselteçle tıpkı eviren yükselteçteki gibi giriş gerilimlerinin ortalamasını alan veya toplayıp kuvvetlendiren devrelerde gerçekleştirilebilir. Örneğin devrede n adet giriş varsa R_F değeri;

$$R_F = (n-1) \cdot R$$

yapılır. Bu durumda yükselteç kazancı giriş sayısı kadar olup, çıkışta giriş gerilimlerinin toplamı olan bir gerilim değeri elde edilir.

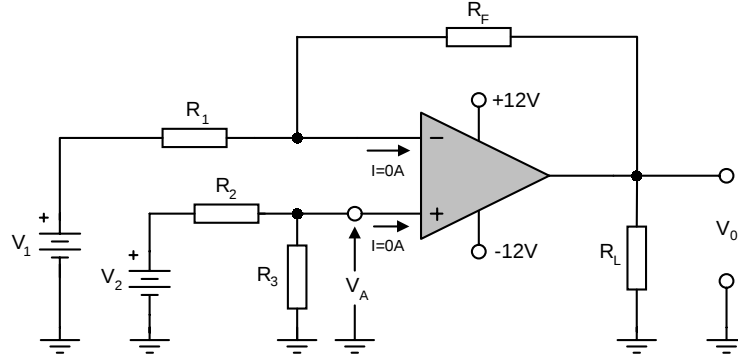
2.2 TEMEL FARK ALICI

Bu bölümde opamp'ların en temel uygulamalarından olan fark alıcı (diferansiyel) yükselteç devresi incelenecektir. Fark alıcı devre, genelde ölçme ve kontrol sistemlerinin tasarımında kullanılan temel yükselteç devresidir. Oldukça hassas ve kararlı bir çalışma karakteristiğine sahiptir.

Bu bölümde opamp'la gerçekleştirilen temel bir fark alıcı devreyi inceleyerek birkaç temel uygulama örneğini inceleyeceksiniz.

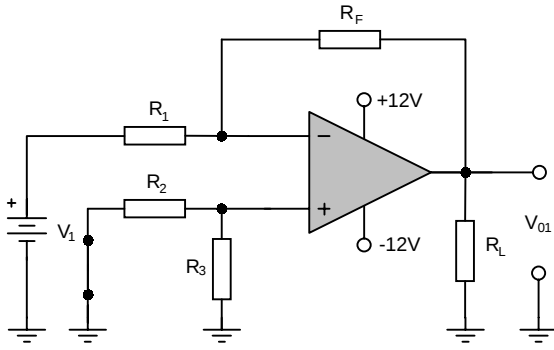
Temel fark alıcı devre, çıkarıcı amplifikatör (difference amplifier) veya farksal yükselteç olarakda isimlendirilir. Temel bir fark alıcı devresi şekil-2.9'da gösterilmiştir. Devre dikkatlice incelendiğinde opamp'ın her iki girişinin de kullanıldığı görülmektedir. Devrenin temel çalışma prensibi eviren ve evirmeyen girişlerine uygulanan işaretlerin farkını almasıdır. Bu tip yükselteçler pek çok endüstriyel uygulamada sıklıkla kullanılırlar.

Opamp devresinin fark alma (çıkarma) işlemini nasıl yaptığını şekil-2.10'dan yararlanarak açıklayalım. Bu devrede; girişten uygulanan iki ayrı işaretin farkı alınıp çıkışa aktarılmaktadır.

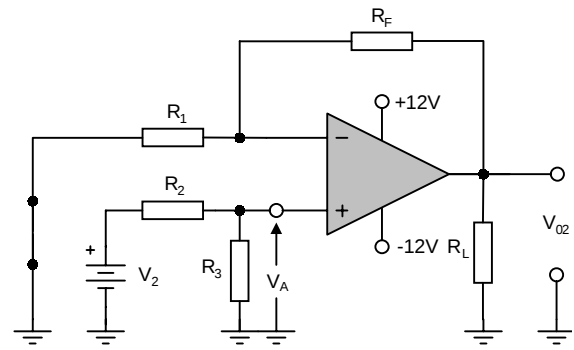


Şekil-2.10 Temel Fark Alıcı (differansiyel Amplifikatör) Devresi

Devrenin analizi için en uygun çözüm süper perpozisyon teoremi uygulamaktır. Bu işlem için önce V_2 girişini kısa devre yaparak, V_1 'den dolayı oluşan çıkış gerilimi V_{01} 'i bulalım. Bu işlem sonucunda devremiz şekil-2.11.a'da görülen biçimi alır.



a) V_2 kaynağı kısa devre iken opamp çıkışı; V_{01}



b) V_1 kaynağı kısa devre iken opamp çıkışı; V_{02}

Şekil-2.11.a ve b Fark alıcı devreye Super pozisyon teoreminin uygulanması

Devrede kullanılan R_2 ve R_3 dirençlerinin etkisi kalmaz. Çünkü opamp'ın giriş direnci yaklaşık sonsuz olduğu için üzerlerinden bir akım akmaz. Dolayısıyla üzerlerinde bir gerilim düşümü olmaz. Bu durumda devremiz bir evirmeyen yükselteç halini almıştır.

Dolayısıyla V_1 'den dolayı çıkış gerilimi V_{01} ;

$$V_{01} = -V_1 \cdot \frac{R_F}{R_1}$$

olarak bulunur. Devre eviren yükselteç özelliğindedir. V_2 giriş geriliminin çıkışa etkisini bulabilmek için V_1 girişini kısa devre etmemiz gerekir. Bu işlem sonunda devremiz şekil-2.11.b'de gösterilen şekli alır. Bu devre evirmeyen yükselteç özelliğindedir. Devrenin çıkış gerilimini (V_{02}) hesaplayalım.

$$V_{02} = V_A \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right)$$

bulunur. V_A , opamp'ın evirmeyen girişine uygulanan gerilimdir. Değerini devreden aşağıdaki gibi yazabiliriz;

$$V_A = \frac{R_3}{R_3 + R_2} \cdot V_2$$

Bulunan V_A değerini V_{02} eşitliğinde yerine yerleştirirsek ;

$$V_{02} = \left[\frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_2 \right] \cdot \left[1 + \frac{R_F}{R_1} \right]$$

$$V_{02} = \left[1 + \frac{R_F}{R_1} \right] \cdot \left[\frac{R_3}{R_3 + R_2} \cdot V_2 \right]$$

Toplam çıkış gerilimi V_0 ise her iki çıkış geriliminin toplamı olacaktır.

$$V_0 = V_{01} + V_{02}$$

değerler yerleştirilirse , Toplam çıkış gerilimi ;

$$V_0 = \left[-\frac{R_F}{R_1} \cdot V_1 \right] + \left[\left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) \cdot \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_2 \right) \right]$$

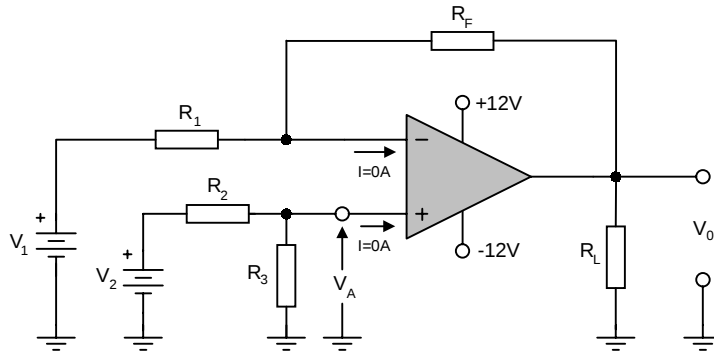
olarak bulunur. Örneğin şekil-2.12'deki temel fark alıcı devrede $R_1=R_2=R_3=R_F$ olarak seçilirse çıkış gerilimi;

$$V_0 = V_2 - V_1$$

olarak bulunur. Görüldüğü gibi devre girişine uygulanan gerilimlerin farkını almaktadır. Bu devrede;

$$R_3=R_F \text{ ve } R_1=R_2$$

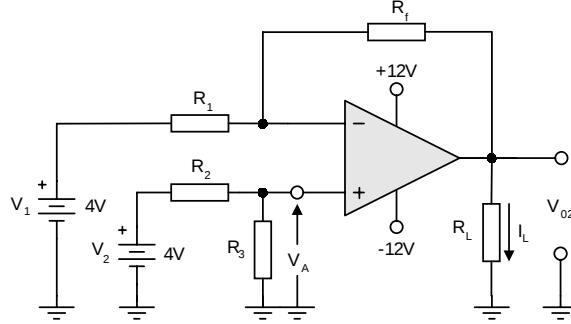
seçmek şartı ile devreyi fark yükseltici haline getirmek mümkündür.



Şekil-2.12 Temel Fark Alıcı (differansiyel Amplifikatör) Devresi

**Örnek:
2.5**

Şekil-2.13’de verilen fark alıcı devrede çıkış gerilimini (V_o) ve opamp’tan çekilen yük akımını (I_L) bulunuz? $R_1=R_2=R_3=10K\Omega$, $R_f=10K\Omega$, $R_L=1K\Omega$



Şekil-2.13 Temel Fark Alıcı devre

Cözüm:

Verilen devre V_1 ve V_2 işaretlerinin farkını alıp kuvvetlendirecektir. Önce çıkış işaretinin alacağı değeri bulalım. Bunun için;

$$V_o = \left[-\frac{R_f}{R_1} \cdot V_1 \right] + \left[\left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \cdot V_A \right]$$

$$V_o = \left[-\frac{R_f}{R_1} V_1 \right] + \left[\left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \cdot \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_2 \right) \right]$$

$$V_o = \left[-\frac{10K\Omega}{10K\Omega} \cdot 4V \right] + \left[\left(1 + \frac{10K\Omega}{10K\Omega} \right) \cdot \left(\frac{10K\Omega}{10K\Omega + 10K\Omega} \cdot 4V \right) \right]$$

$$V_o = [-4V] + [(1+1) \cdot (0.5 \cdot 4V)]$$

$$V_o = [-4V] + [4V]$$

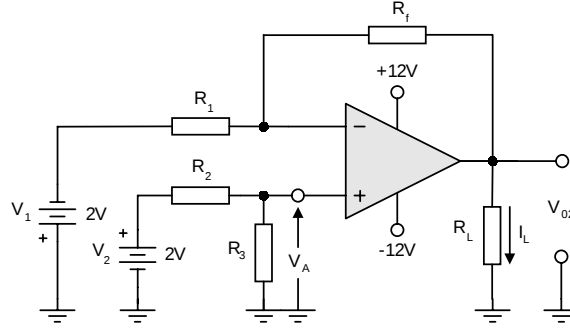
$$V_o = 0V$$

Görüldüğü gibi fark alıcı devre opamp girişine uygulanan işaretlerin farkını almıştır. Çıkış gerilimi $V_o = V_2 - V_1$ olmuştur. Opamp çıkışına bağlanan R_L yük direnci üzerinden geçen I_L akımını hesaplayalım.

$$I_L = \frac{V_o}{R_L} \Rightarrow I_L = \frac{0}{1K\Omega} = 0$$

Örnek: 2.6

Şekil-2.14’de verilen fark alıcı devrede çıkış gerilimini (V_o) ve opamp’tan çekilen yük akımını (I_L) bulunuz? $R_1=R_2=R_3=10K\Omega$, $R_f=10K\Omega$, $R_L=1K\Omega$



Şekil-2.14 Temel Fark alıcı devre

Cözüm

Verilen devre V_1 ve V_2 işaretlerinin farkını alıp kuvvetlendirecektir. Önce çıkış işaretinin alacağı değeri bulalım. Bunun için;

$$V_o = \left[-\frac{R_f}{R_1} \cdot V_1 \right] + \left[\left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \cdot \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_2 \right) \right]$$
$$V_o = \left[-\frac{10K\Omega}{10K\Omega} \cdot (-2V) \right] + \left[\left(1 + \frac{10K\Omega}{10K\Omega} \right) \cdot \left(\frac{10K\Omega}{10K\Omega + 10K\Omega} \cdot 2V \right) \right]$$
$$V_o = [2V] + [(1+1) \cdot (0.5 \cdot 2V)]$$
$$V_o = [2V] + [2V]$$
$$V_o = +4V$$

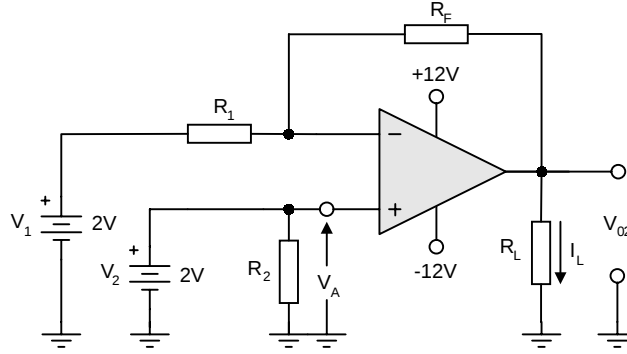
Görüldüğü gibi fark alıcı devre opamp girişine uygulanan işaretlerin farkını almıştır. Çıkış gerilimi $V_o = V_2 - V_1$ olmuştur.

Opamp çıkışına bağlanan R_L yük direnci üzerinden geçen I_L akımını hesaplayalım.

$$I_L = \frac{V_o}{R_L} \Rightarrow I_L = \frac{4V}{1K\Omega} = 4mA$$

Örnek: 2.7

Şekil-2.15’de verilen fark alıcı devrede çıkış gerilimini (V_o) ve opamp’tan çekilen yük akımını (I_L) bulunuz? $R_1=R_2=R_3=10K\Omega$, $R_f=10K\Omega$, $R_L=10K\Omega$



Şekil-2.13 Temel Fark Alıcı devre

Cözüm:

Verilen devre V_1 ve V_2 işaretlerinin farkını alıp kuvvetlendirecektir. Önce çıkış işaretinin alacağı değeri bulalım. Bunun için;

$$V_o = \left[-\frac{R_f}{R_1} \cdot V_1 \right] + \left[\left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \cdot V_A \right]$$

$$V_o = \left[-\frac{R_f}{R_1} \cdot V_1 \right] + \left[\left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \cdot (+2V) \right]$$

$$V_o = \left[-\frac{10K\Omega}{10K\Omega} \cdot 2V \right] + \left[\left(1 + \frac{10K\Omega}{10K\Omega} \right) \cdot (2V) \right]$$

$$V_o = [-2V] + [4V]$$

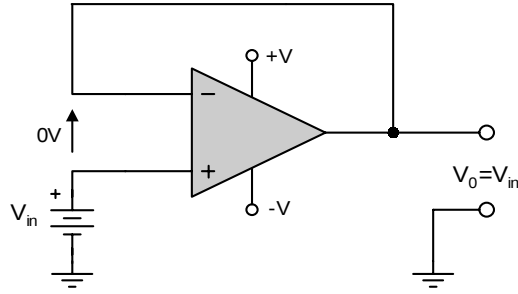
$$V_o = +2V$$

2.3 GERİLİM İZLEYİCİ

Opamp kullanılarak gerçekleştirilen diğer bir uygulama ise gerilim izleyicisi (Voltage Follower) olarak bilinir. Gerilim izleyici devreler; yüksek giriş, alçak çıkış empedansa sahip olmaları nedeniyle pek çok uygulama ve tasarımda sıklıkla kullanılırlar.

- Bu bölümde opamp’la gerçekleştirilen gerilim izleyici devreyi inceleyerek birkaç temel uygulama örneğini inceleyeceksiniz.

Gerilim izleyici devre, evirmeyen yükselteç devresinin özel bir halidir. Temel bir gerilim izleyici devre şekil-2.14’de verilmiştir. Dikkat edilirse bu devrede R_f geri besleme direnci kullanılmamış, geri besleme direkt yapılmıştır. Opamp girişleri arasında gerilim farkı olmadığından çıkış gerilimi V_o , giriş gerilimi ile aynıdır ($V_o=V_{in}$). Devrede gerilim kazancı yoktur. Bu nedenle bu tip devrelere gerilim izleyicisi denir.

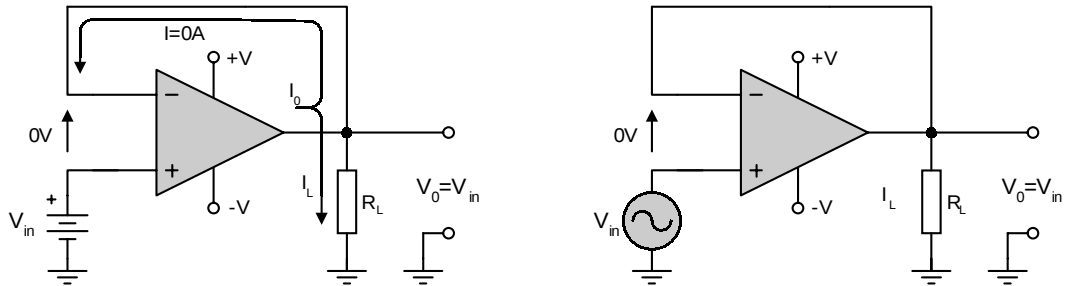


Şekil-2.14 Gerilim izleyici devre

Genel amaçlı opamplarla (LM 741 gibi) şekil-2.14'deki bağlantı yapılarak gerilim izleyicisi elde edilebileceği gibi yalnızca bu amaçla gerçekleştirilmiş operasyonel yükselteçlerde vardır. Örneğin LM 110 tümdevresi bu amaç için üretilmiştir. LM 110 tümdevresinde çıkışla eviren giriş arasındaki bağlantı tüm devre içerisinde yapılmıştır. LM 110 tümdevresinin bazı karakteristikleri aşağıda verilmiştir.

- Giriş direnci R_i : 106 M Ω (çok büyük)
- Giriş akımı I_{in} : 1 nA (çok küçük)
- Çıkış direnci R_o : 0.7 Ω (çok küçük)
- Band genişliği BG: 10 Mhz
- Gerilim Kazancı A_{CL} : 0.9997

Dış bağlantı ile gerçekleştirilen gerilim izleyicileri de yaklaşık aynı değere sahiptirler. Gerilim izleyicilerinde giriş direnci çok büyük olduğu için bir önceki devreyi yüklemeyiz. Bu yüzden bunlara “buffer” veya “izolasyon amplifikatörü” denir. Dolayısı ile çıkış geriliminin genlik ve fazı girişle aynıdır. Şekil-2.15'de dc ve ac çalışma için gerilim izleyici devreleri ve çevre akımları verilmiştir. Yük akımı I_L , opamp'tan çekilen akıma eşittir.



Şekil-2.15 Gerilim izleyici devrenin dc ve ac çalışma şartları

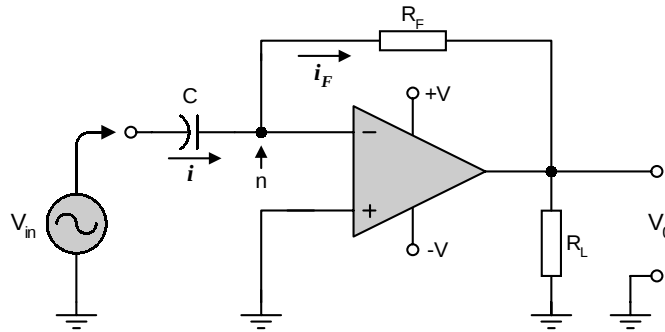
2.4 TÜREV VE ENTEGRAL ALICI

Bu bölüme kadar anlatılan opamp uygulamalarında geri besleme elemanlarının tamamen omik olduğu varsanıldı veya omik bir eleman olan direnc kullanıldı. Genel olarak elemanlar kapasitif ve endüktif özellik gösterdiklerinden giriş ve geri besleme direnci yerine empedans içeren (L ve C) elemanlarda kullanılır. Böylece tamamen omik eleman yerine, empedans kullanmakla devrenin işlevide büyük oranda değiştirilmiş olur.

- Bu bölümde opamp'la gerçekleştirilen temel türev ve entegral alıcı devreleri inceleyecek ve birkaç temel uygulama örneği göreceksiniz.

Türev Alıcı Devre

Türev alıcı devresi, genel olarak bir eviren yükselteç özelliğindedir. Fark olarak girişte R_i direnci yerine C kondansatörü bulunmaktadır. Genel bir türev alıcı devresi Şekil-2.16'da verilmiştir. Türev alıcı, girişinden uygulanan işaretin türevini alarak çıkışa aktaran bir devredir.



Şekil-2.16 Türev Alıcı Devre

Devrenin çalışmasını kısaca inceleyelim. Girişte kullanılan kondansatör, ac işaretleri geçiren fakat dc işaretleri geçirmeden üzerinde bloke eden bir devre elemanıdır. Dolayısı ile dc işaretler için türev alma söz konusu değildir. Gerçekte dc işaretler için türev alıcı çıkışı $V_0=0$ 'dır. Türev alıcı girişine mutlaka sinüsoydal işaret uygulanması söz konusu değildir. Frekans barındıran veya genliği zamana bağlı olarak değişen bir işaretin uygulanması yeterlidir. Şekil-2.16'da verilen türev alıcı devrenin çıkış gerilimi;

$$V_0 = -R_F \cdot i$$

değerine eşittir. C kondansatörü üzerinden akan i akımının değeri ise;

$$i = C \frac{dV_{in}}{dt}$$

olduğu bilinmektedir. Dolayısıyla bu değer çıkış gerilimi için yeniden düzenlenirse;

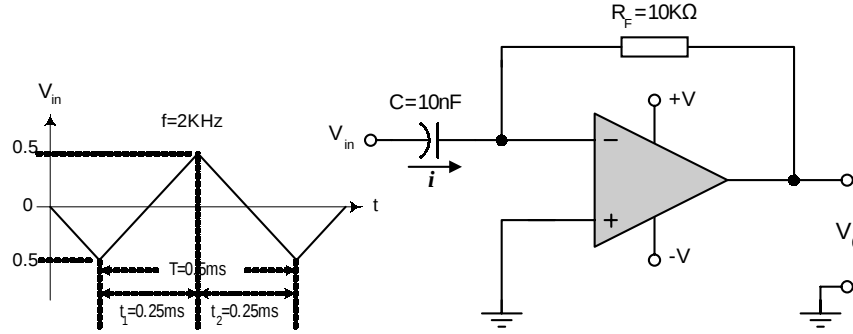
$$V_0 - R_F \cdot i \Rightarrow V_0 = -R_F \cdot C \frac{dV_{in}}{dt}$$

olarak ifade edilir. Bu denklemden de görüldüğü gibi çıkış gerilimi (V_0), giriş geriliminin türevi ile orantılıdır.

Türev alıcı devrenin çıkış denkleminde kullanılan; dV_{in}/dt ifadesi herhangi bir anda giriş işaretinin eğimini veya değişim hızını belirtmektedir. Bu ifade matematiksel olarak türev fonksiyonu olarak bilinir. Dolayısı ile içerisinde eğim veya değişim barındıran tüm işaretlerin türevini almak söz konusudur. Konunun daha iyi anlaşılması amacı ile aşağıda örnek bir devre çözümü verilmiştir.

Örnek: 2.8

Şekil-2.17’de verilen türev alıcı devre girişine genliği tepeden tepeye $V_{pp}=0.5V$ olan 2KHz’lik bir üçgen dalga işareti uygulanmıştır. Çıkış geriliminin (V_o) analizini yaparak dalga biçimini çiziniz.



Şekil-2.17 Türev alıcı devrenin analizi

Cözüm:

Verilen devrede önce pozitif eğimi hesaplayalım. V_1 ve V_2 işaretlerinin farkını alıp kuvvetlendirecektir. Önce çıkış işaretinin alacağı değeri bulalım. Bunun için;

$$\text{Pozitif eğim : } t_1 = \frac{dV_{in}}{dt} = \frac{\Delta V_{in}}{\Delta t} = \frac{0.5V}{0.25 \cdot 10^{-3}s} = 2000 \frac{V}{s}$$

Pozitif eğim için çıkış gerilimini hesaplayalım,

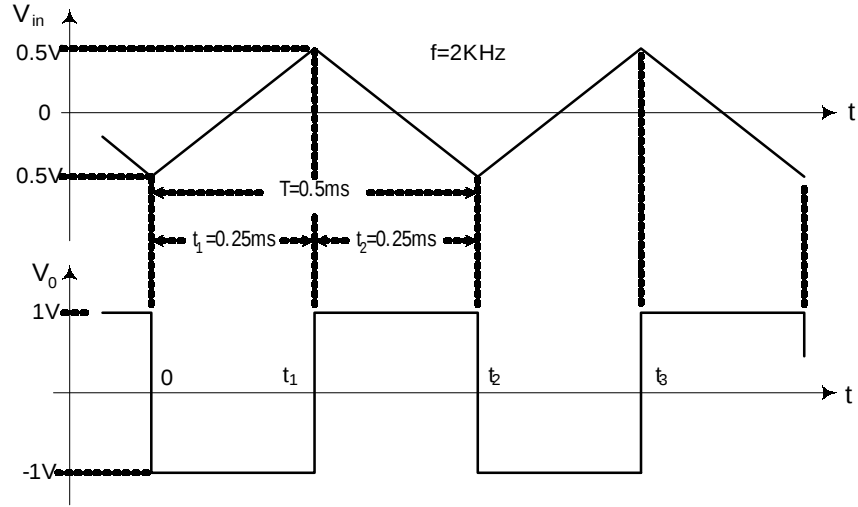
$$V_o(t_1) = -R_F \cdot C \frac{dV_{in}}{dt} = -50 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 2000 = -1V$$

Negatif eğim için gerekli analizleri yapalım.

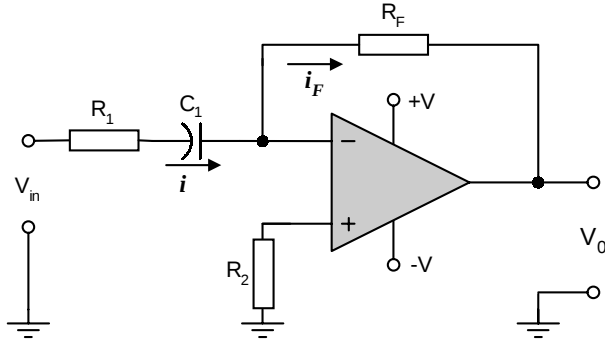
$$\text{Negatif eğim : } t_2 = -\frac{dV_{in}}{dt} = -\frac{\Delta V_{in}}{\Delta t} = -\frac{0.5V}{0.25 \cdot 10^{-3}s} = -2000 \frac{V}{s}$$

$$V_o(t_2) = -R_F \cdot C \frac{dV_{in}}{dt} = -50 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot \left(-2000 \frac{V}{s}\right) = 1V$$

Yukarıda yapılan analizler ışığında giriş ve çıkış işaretlerini dalga biçimlerini birlikte gösterelim.



Pratik uygulamalarda şekil-2.16'daki devre yalın hali ile yeterli değildir. Örneğin yüksek frekanslarda C kondansatörü kısa devre gibi davranacağından yükseltecin kazancını artırarak doyuma götürebilir. Ayrıca V_{in} işaretinin içerisinde çeşitli gürültüler olabilir. Gürültü işaretleri ise çok geniş frekans tayfına sahiptir. Bu durumda gürültüde olduğu gibi yükseltilebilir. Bu istenmeyen durumu önlemek için opamp devresinin kazancını yüksek frekanslar için sınırlamak gerekir. Bu amaçla şekil-2.18'de görülen devre geliştirilmiştir.



Şekil-2.18 Türev alıcı devrenin analizi

Bu devrede giriş kazancı sınırlayan R_1 direnci eklenmiştir. Böylece devrenin gerilim kazancı R_F/R_1 ile sınırlanmıştır. R_2 direnci ise opamp girişlerindeki dc akım kompanzasyonunun sağlanması için kullanılmıştır. Ayrıca bu devrenin türev alıcı olarak çalışabilmesi için aşağıdaki iki şartın yerine getirilmesi gerekir.

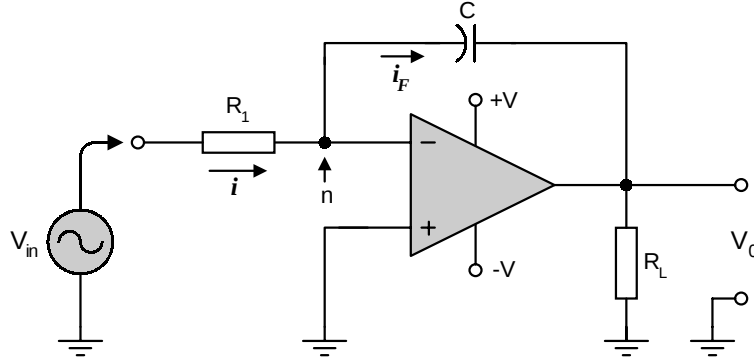
1- Devrede giriş işaretinin frekansı F_{GR} ; F_C değerine eşit yada ondan küçük olmalıdır.

$$F_{GR} \leq \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} = F_C$$

2- Devrede $R_1 \cdot C_1$ çarpımı "zaman sabiti" olarak isimlendirilir. Giriş işaretinin periyodu yaklaşık bu değerde olmalıdır.

Entegral Alıcı

Entegral alıcı devre, girişe uygulanan işaretin entegralini alarak çıkışa aktarır. Bu işlemi gerçekleştiren bir entegral alıcı devre şekil-2.19’da gösterilmiştir. Görüldüğü gibi bu devrede geri besleme bir kondansatör yardımı ile yapılmaktadır.



Şekil-2.19 Entegral Alıcı Devre

Entegral alıcı devrenin n noktasındaki gerilim, opamp giriş özelliğinden dolayı 0 volt civarındadır. Bu durumda i akımı ise $i = V_{in}/R_1$ veya $i = -I_F$ dir. Bilindiği gibi kondansatör uçlarındaki gerilim;

$$V_C = \frac{1}{C} \int -I_F$$

Kondansatör üzerinden geçen akım ise;

$$I_C = C \frac{dv}{dt}$$

değerine eşittir.

Bu açıklamalardan sonra devredeki n noktası için K.A.K’yı yazalım;

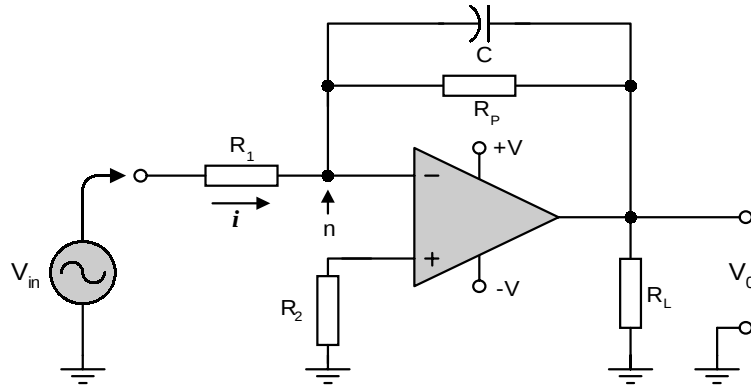
$$I - I_F = 0 \Rightarrow I = I_F$$

$$\frac{V_{in}}{R_1} - \left[-C \frac{dV_0}{dt} \right] = 0 \Rightarrow \frac{V_{in}}{R_1} + C \frac{dV_0}{dt}$$

V_0 değerini bulmak için her iki terimin zamana göre türevini alırsak;

$$V_0 = \frac{1}{R_1 \cdot C} \int V_{in} \cdot dt$$

değerini buluruz. Formülden de görüldüğü gibi opamp giriş geriliminin entegralini alan bir devre olarak çalışmaktadır. Bilindiği gibi entegral anlam olarak bir eğrinin altında kalan alana karşılık gelmektedir. Şekil-2.19’da verilen temel entegral alıcı devre bu haliyle yeterli değildir. Geliştirilmiş bir entegral alıcı devresi şekil-2.20’de verilmiştir.



Şekil-2.20 Geliştirilmiş Entegral Alıcı Devre

Bu devrede; giriş ofset geriliminin giderek opamp çıkışını doyuma götürmesini engellemek amacıyla C kondansatörüne paralel bir R_p direnci bağlanmıştır. Bu direnç, opamp'ın gerilim kazancını da sınırlamaktadır. Ayrıca giriş polarma akımlarının eşit olmayışından doğacak ofset geriliminin etkilerini gidermek amacı ile R_2 direnci kullanılmıştır. Bu direncin değeri $R_2 = R_f / R_1$ olmalıdır. Opampın entegral alıcı olarak görev yapabilmesi için girişine uygulanacak işaretin frekansı (f_{GR}), f_c değerine eşit yada ondan büyük olmalıdır.

$$(f_{GR} \geq f_c)$$

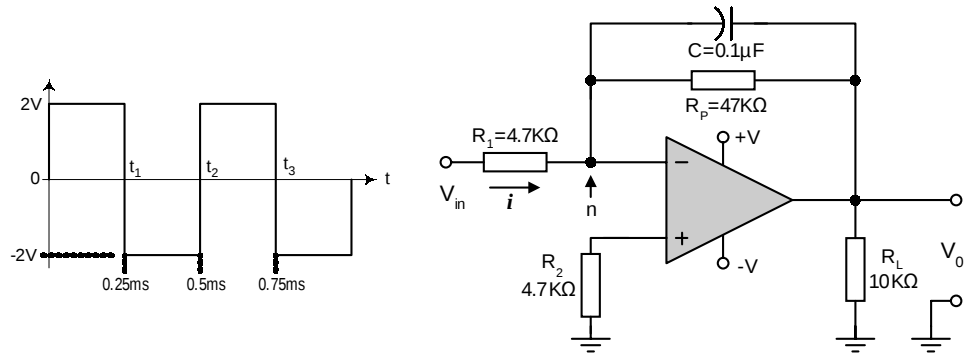
$$F_{GR} \geq F_C = \frac{1}{2\pi \cdot R_p \cdot C_F}$$

Ayrıca devrenin zaman sabitesi ($1/R_1 \cdot C_f$) ile, girişe uygulanan işaretin frekansı $f_{GR} < f_c$ olduğunda devre sadece eviren yükselteç olarak çalışır.

Bilindiği gibi devre entegral alıcı olarak çalıştığı zaman, giriş işaretinin entegralini alarak çıkışa aktarır. Örneğin giriş işareti kare dalga biçiminde ise, devre çıkışında üçgen dalga bir işaret alınır. Konunun daha iyi anlaşılması amacı ile aşağıda örnek bir devre analizi verilmiştir.

Örnek: 2.9

Şekil-2.21'de verilen türev alıcı devre girişine genliği tepeden tepeyede $V_{pp}=2V$ olan 2KHz'lik bir kare dalga işareti uygulanmıştır. Çıkış geriliminin (V_o) analizini yaparak dalga biçimini çiziniz.



Şekil-2.21 Entegral alıcı devrenin analizi

Cözüm:

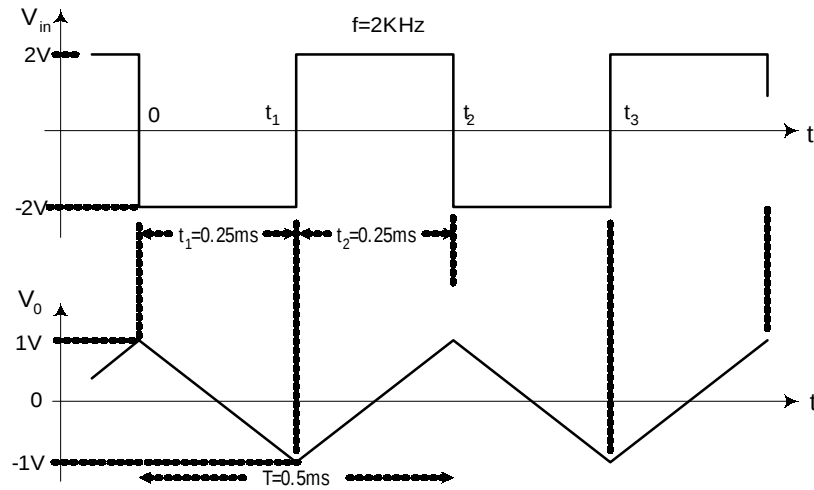
Verilen devrede pozitif yarım saykıl (alternans) için çıkış gerilimini hesaplayalım.

$$V_0(t_1) = -\frac{1}{R_1 \cdot C} \int_0^{T/2} V_m \cdot dt = -\frac{V_m}{R_1 \cdot C} \cdot t \Big|_0^{t_1} = \frac{2V}{4.7 \cdot 10^3 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} \cdot (0.25 \cdot 10^{-3})$$
$$V_0(t_1) \cong -1V$$

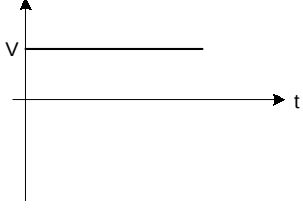
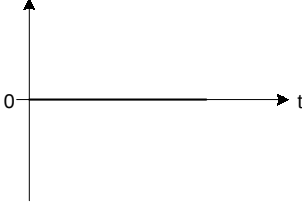
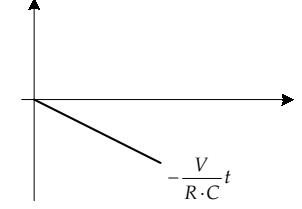
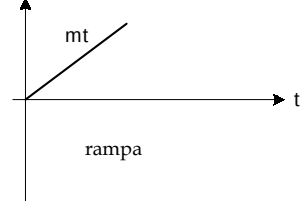
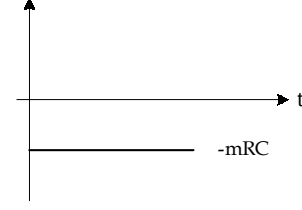
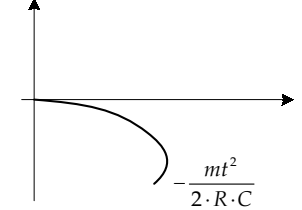
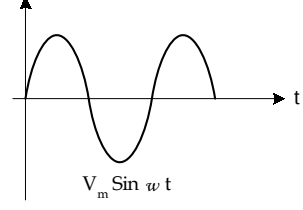
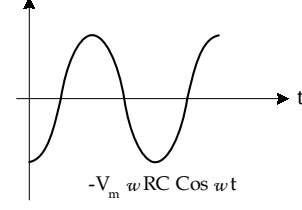
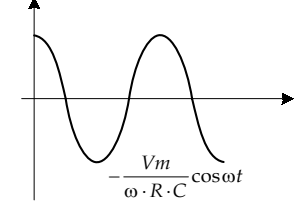
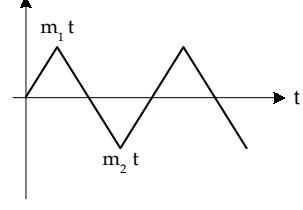
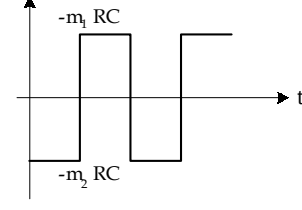
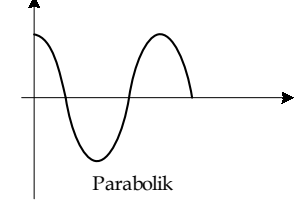
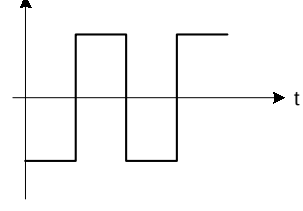
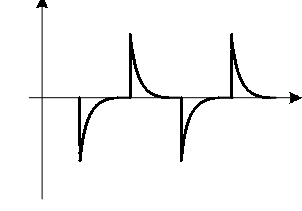
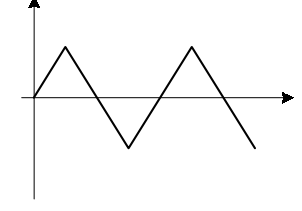
Negatif yarım saykıl;

$$V_0(t_2) = -\frac{1}{R_1 \cdot C} \int_{T/2}^T -V_m \cdot dt = +\frac{V_m}{R_1 \cdot C} \cdot t \Big|_{t_1}^{t_2} = \frac{2V}{4.7 \cdot 10^3 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} \cdot (0.25 \cdot 10^{-3})$$
$$V_0(t_2) \cong +1V$$

Yukarıda yapılan analizler ışığında giriş ve çıkış işaretlerini dalga biçimlerini birlikte gösterelim.



Türev ve entegral alıcı devreler, elektronik endüstrisinde pek çok alanda kullanılırlar. Bu durum dikkate alınarak çeşitli işaretler için türev ve entegral alıcı devrenin çıkışlarında oluşturabilecekleri dalga biçimleri şekil-2.22’de verilmiştir.

Giriş İşareti Dalga Şekli	Opamp'la Türevi (dV_1/dt)	Opamp'la Entegrali
		
		
		
		
		

Şekil-2.22 Opamp'la gerçekleştirilen türev ve entegral alıcı devrelerinin bazı giriş işaretlerinde çıkış dalga biçimleri

BÖLÜM 3

Opamp Uygulamaları

Konular:

- 3.1 Gerilim Karşılaştırıcıları (Komparator)
- 3.2 Multivibratörler
- 3.3 Aktif Filtreler
- 3.4 Hassas

Amaçlar:

Bu bölümü bitirdiğinizde aşağıda belirtilen konular hakkında ayrıntılı bilgiye sahip olacaksınız.

- ☐ Operasyonel yükseltecin tanıtımı ve sembolü,
- ☐ İdeal opamp özellikleri
- ☐ Pratik opamp özellikleri ve 741 tipi tümdevre opamp'ın tanıtılması ve terminal bağlantıları
- ☐ Opamp'ın temel yapısı ve blok olarak gösterimi
- ☐ Transistörlü Farksal Yükseltecin Yapısı, Özellikleri ve Çalışma Karakteristikleri
- ☐ Opamp Karakteristikleri

3.1 GERİLİM KARŞILAŞTIRICILAR

Gerilim karşılaştırmacıları kimi kaynaklarda kısaca “komparator” (comparators) olarak tanımlanır. Temel işlevi herhangi bir gerilim değerini bilinen bir değer ile karşılaştırmayı seviyesini belirlemektir. Bu nedenle “Gerilim Seviye Dedektörü” olarak da adlandırılır.

Kullanım amacına ve işlevine bağlı olarak pek çok tip gerilim karşılaştırmacı devre geliştirilmiştir. Bu bölümde sırayla aşağıda belirtilen temel karşılaştırmacı devreleri incelenecek ve uygulama örnekleri verilecektir.

- *Basit Komparator Devresi*
- *Negatif Seviyeli Gerilim Dedektörleri*
- *Pozitif Seviyeli Gerilim Dedektörleri*
- *Pozitif Geribeslemeli Gerilim Seviye Dedektörü*

Gerilim karşılaştırmacıları kısaca “komparator” olarak bilinir veya tanımlanır. Kimi kaynaklarda “Gerilim Seviye Dedektörü” olarak da anılmaktadır. Komparatorlar genellikle opamp’lardan yararlanılarak oluşturulur ve iki adet girişe sahiptir. Komparator’un temel işlevi girişlerine uygulanan iki ayrı işaretin birbirleri ile mukayese edilmesini sağlamaktır. Girişlerden birine referans işaret, diğerine ise mukayese edilecek işaret uygulanır. Bu iki işaret komparator tarafından karşılaştırılır. Mukayese edilen işaretlerin değerlerine bağlı olarak komparator çıkışından bir işaret alınır. Sonuçta komparator, karşılaştırılacak işaretin referans geriliminden büyük veya küçük olduğunu belirler. Eğer komparator olarak her hangi bir opamp kullanılırsa opampın çıkış gerilimi ya pozitif yada negatif doyumdadır. Böylece mukayese edilen gerilimin referans geriliminden farklı olduğunu anlaşılır.

Referans gerilimi; pozitif, negatif veya sıfır değerinde olabilir. Komparatorlar genellikle referans gerilimin polaritesine bağlı olarak; pozitif, negatif ve sıfır gerilim seviye dedektörü olarak da isimlendirilerek sınıflandırılmaktadır. Komparatorlar aşağıda belirtilen amaçlar için kullanılırlar.

- Her hangi bir işaretin sıfır seviyesinden ne zaman ve hangi yönde geçtiğini belirleyen sıfır seviye detektörleri olarak.
- Her hangi bir işaretin belirli bir referans gerilimine ne zaman ulaştığını gösteren gerilim seviye detektörü olarak kullanılırlar
- Düzensiz biçimdeki işaretlerin kare dalga veya darbeleri işaretlere dönüştürülmesin de schmit tetikleyici olarak.
- Kare ve üçgen dalgaların üretilmesinde osilatör olarak kullanılırlar.

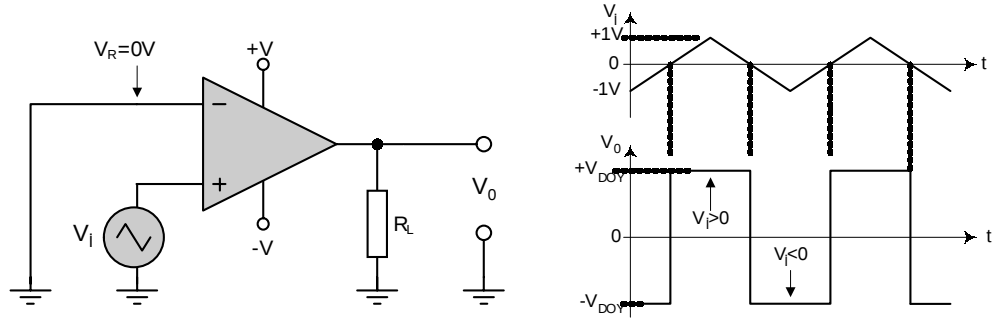
Kullanım alanları son derece geniş bir alanı kapsayan komparatorlar; darbe genişliği modülatörü (PWM), tepe detektörü, gecikme ve zamanlama devrelerinde temel devre elemanı olarak kullanılmaktadır. Analog ve sayısal veri işleme ve oluşturma sistemleri ise diğer önemli kullanım alanlarındandır.

Basit Komparatör

Genel amaçlı bir opamp, komparator olarak kullanılacağı gibi bu iş için özel olarak üretilmiş ve tek bir tümdevre içerisine yerleştirilmiş komparatorlar vardır (LM 101, LM 301 v.b gibi). Bu tümdevreler daha iyi sonuç verirler. Opamp kullanılarak oluşturulmuş basit bir

komparatör devresi şekil-3.1’de gösterilmiştir.

Devreden görüldüğü gibi opamp devresinde geribesleme direnci kullanılmamıştır. Dolayısıyla opamp’ın gerilim kazancı sonsuzdur. Opamp temel çalışma ilkesine bağlı olarak eviren ve evirmeyen girişlerine uygulanan işaretlerin farkını alıp açık çevrim kazancı kadar yükseltip çıkışına aktaracaktır.



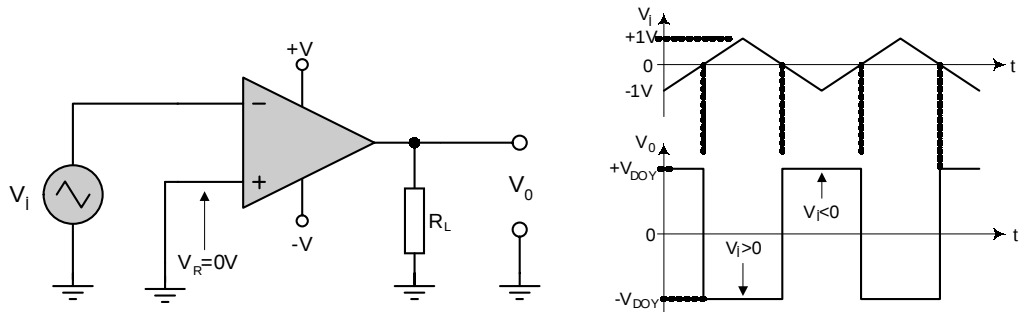
Şekil-3.1 Evirmeyen girişli basit bir komparator devresi ve giriş/çıkış dalga biçimleri

Komparator devresinde opamp’ın evirmeyen girişine üçgen dalga uygulanmış, eviren giriş ise şaseye bağlanmıştır. Dolayısıyla komparator devresinin referans gerilimi $V_R=0V$ ’dur.

Opamp’ın evirmeyen girişine uygulanan V_i giriş işaretinin değeri; V_R değerinden büyük olduğunda yani $V_i > 0$ olduğunda opamp’ın çıkış gerilimi pozitif yönde doyuma ($+V_{D0Y}$) gidecektir. $V_i < 0$ olduğunda ise komparator çıkışı negatif yönde doyuma ($-V_{D0Y}$) gidecektir. Çünkü opamp’ın açık çevrim kazancı maksimumdur.

Bu noktada $\pm V_{D0Y}$ değerlerini opamp’ın besleme gerilimi belirlediğini tekrar hatırlatalım. Örneğin $\pm 15V$ ’luk bir gerilimle beslenen bir opamp’ta çıkışta oluşabilecek $\pm V_{D0Y}$ değeri yaklaşık olarak $\pm 13V$ civarındadır.

Şekil-3.2’de eviren girişli komparator devresi verilmiştir. Karşılaştırılacak işaret opamp’ın eviren girişine uygulanmıştır. Referans gerilimi ise evirmeyen girişteki V_R gerilimidir ve şase (0V) potansiyelindedir. Komparator girişine uygulanan işaret ve bu işarete bağlı olarak elde edilen çıkış işareti şekil üzerinde gösterilmiştir. Eviren girişten uygulanan işarete bağlı olarak opamp çıkışı değişecektir. Örneğin giriş işareti V_i , V_R ’den büyük olduğunda opamp çıkışı $-V_{D0Y}$ değerine, küçük olduğunda ise $+V_{D0Y}$ değerine kilitlenecektir.



Şekil-3.2 Eviren girişli basit bir komparator devresi ve giriş/çıkış dalga biçimleri

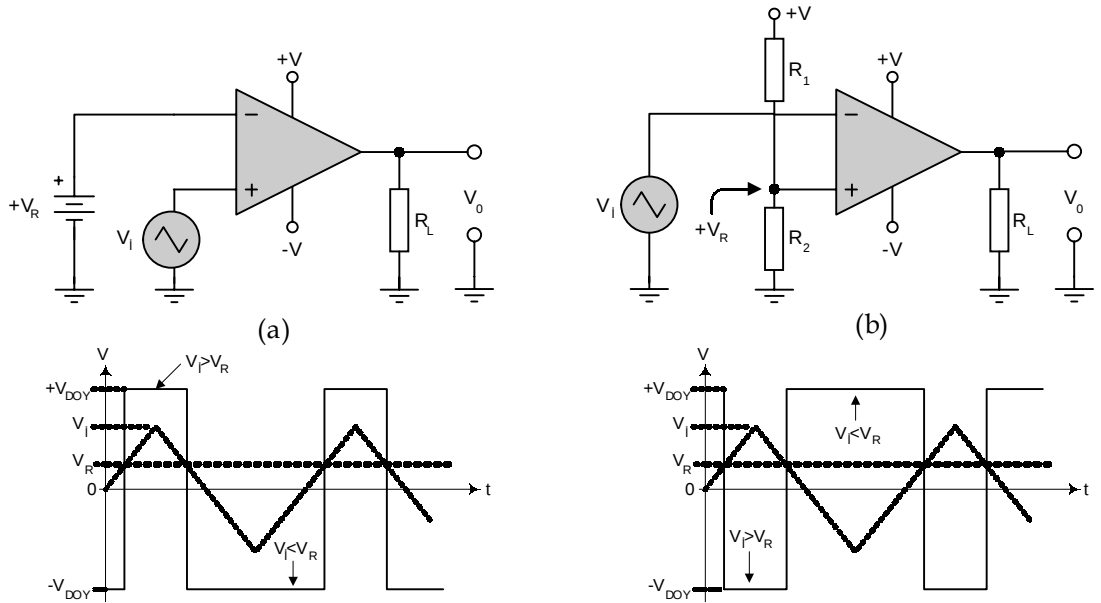
Yukarıda verilen komparator devrelerinde referans gerilimi şasedir (0V). V_i işareti negatiften pozitifte veya pozitiften negatife doğru giderken sıfır seviyesini keser. Çıkış ise bu anlarda $+V$

doymundan $-V$ doyumuna, veya $-V$ doymundan $+V$ doyumuna gider. Çıkış işareti bu şekilde durum değiştirdiğinde, giriş işaretinin sıfırdan geçtiği anlaşılır. Bu durum şekil-3.1 ve şekil-3.2 üzerinde gösterilmiştir.

Yukarıda verilen komparator devreleri uygulamada yeterli sonucu veremez. Pratik uygulamalarda opamp, çoğu kez girişindeki seviye değişimlerine şekillerde görüldüğü gibi hızlı cevap veremez. Ayrıca; giriş uçlarındaki gürültüden dolayı giriş işareti üzerinde bir takım osilasyonlar oluşabilir. Bu osilasyonlar yüzünden sıfır eksenini bir kaç defa kesilerek komparator çıkışı durum değiştirebilir. Bu durum hatalı algılamalara neden olabilir. Belirtilen bu hataları minimuma indirmek için çeşitli tip komparator devreleri geliştirilmiştir. Sonraki bölümlerde geliştirilmiş komparator devrelerini inceleyeceğiz.

Pozitif Seviyeli Gerilim Dedektörleri

Bir önceki bölümde komparatorlarda kullanılacak referans gerilimi olarak şase potansiyelini belirlemiştik. Bu tür komparatorlara genellikle “Sıfır Seviyeli Gerilim Dedektörleri” denilmektedir. Komparator devresinde kullanılan opamp girişlerinden herhangi birisine pozitif sabit bir referans gerilimi uygulanırsa bu tür komparatorlara “Pozitif Seviyeli Gerilim Dedektörleri” denilmektedir. Şekil-3.3.a ve b’de bu tür dedektör örnekleri görülmektedir. Şekil-3.3.a’da referans gerilimi sembolik bir batarya ile belirtilmiştir. Şekil-3.3.b’de ise referans gerilimi gerilim bölücü dirençler kullanarak elde edilmiştir. Her iki şekilde de referans gerilimi V_R pozitif bir değerdedir.



Şekil-3.3.a ve b Pozitif seviyeli gerilim dedektörleri ve dalga biçimleri

Şekil-3.3.a’daki komparator devresinde evirmeyen girişe uygulanan üçgen dalgaının genliği bir an için 0V olarak düşünelim. Bu durumda, opamp’ın eviren girişinde bulunan referans gerilimi V_R pozitif olduğu için opamp girişindeki fark gerilimi V_R olacaktır. Dolayısıyla eviren giriş etkin olacak ve komparator çıkışı negatif doyumda olacaktır ($-V_{DOY}$). Komparator çıkışının bu durumu, evirmeyen girişteki V_i işaretinin genliği V_R seviyesine ulaşana kadar devam eder. $V_i = V_R$ eşitliği bozulup $V_i > V_R$ olunca, evirmeyen giriş etkin konuma geçecek ve opamp’ı pozitif doyumuna sürecektir ($+V_{DOY}$).

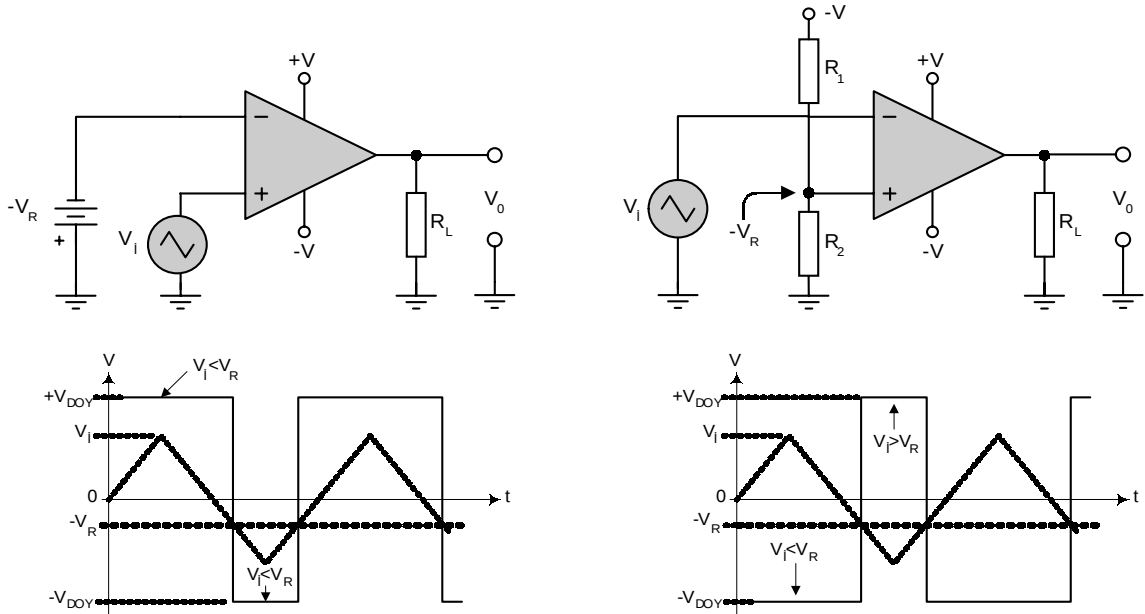
Özet olarak opamp girişlerindeki $V_i = V_R$ dengesi hangi giriş lehine değişirse, opamp’ın çıkışı

girişine uygun olarak $\pm V_{DOY}$ değerlerinde değişikliğe uğrayacaktır. Bu durumlar şekil-3.3 üzerinde ayrıntılı olarak çizilmiştir. Dalga biçimlerini inceleyiniz.

Negatif Seviyeli Gerilim Dedektörleri

Komparator devresinde kullanılan opamp girişlerinden herhangi birisine negatif sabit bir referans gerilimi uygulanırsa bu tür komparatorlara “Negatif Seviyeli Gerilim Dedektörleri” denilmektedir. Şekil-3.4.a ve b’de bu tür dedektör örnekleri görülmektedir. Şekil-3.4.a’da referans gerilimi sembolik bir batarya ile belirtilmiştir. Şekil-3.4.b’de ise referans gerilimi gerilim bölücü dirençler kullanarak elde edilmiştir. Her iki şekilde de referans gerilimi V_R negatif bir değerdedir.

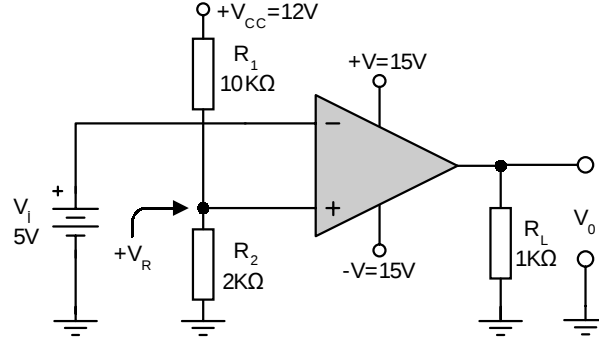
Bu tür komparatorlerin çalışması şekil-3.4 üzerinde gösterilmiştir. Özetle, opamp girişlerindeki $V_i = V_R$ dengesi hangi giriş lehine değişirse, opamp’ın çıkışı o girişine uygun olarak $\pm V_{DOY}$ değerlerinde değişikliğe uğrayacaktır. Dalga biçimlerini inceleyiniz.



Şekil-3.4.a ve b Negatif seviyeli gerilim dedektörleri ve dalga biçimleri

Örnek: 3.1

Şekil-3.5’de verilen gerilim seviye dedektörünün çıkışında elde edilecek gerilim değerini (V_0) hesaplayınız? Opamp’ı ideal olarak kabul ediniz.



Şekil-3.5 Gerilim seviye dedektörü ve analizi

Cözüm:

Verilen komparator devresinde önce referans gerilim (V_R) değerini bulmalıyız. Bunun için opamp’ın evirmeyen girişine uygulanan V_R değeri;

$$V_R = \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] \cdot (+V_{CC}) \rightarrow V_R = \left[\frac{10K\Omega}{10K\Omega + 2K\Omega} \right] \cdot (12V) \quad V_R = 10V$$

olarak bulunur.

Komparator’e seviyesinin tespiti için uygulanacak giriş işaretinin değeri ise $V_i=5V$ ’dur. Bu durumda opamp’ın evirmeyen girişi daha etkindir. Çünkü;

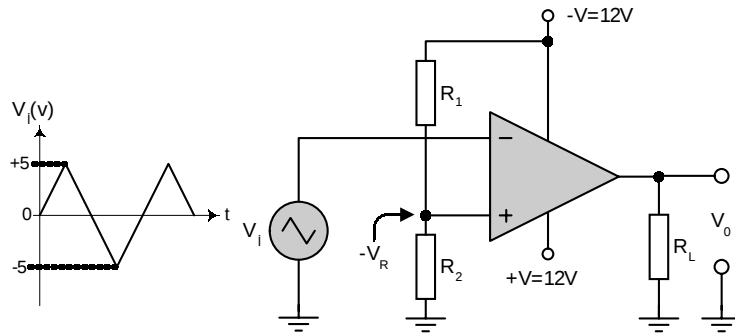
$$V_i < V_R$$

olmuştur.

Bu sonuca göre opamp çıkışı $+V_{DOY}$ değerine sahip olacaktır. Opamp’ın besleme gerilimi $\pm 15V$ olduğuna göre ideal bir opamp için çıkış gerilimi $V_0=+15V$ ’dur. Gerçek bir opamp’ta ise $V_0=+13V$ civarındadır.

Örnek: 3.2

Şekil-3.6’da verilen gerilim seviye dedektörünün analizini yaparak çıkış işaretinin dalga biçimini çiziniz? $R_1=2K\Omega$, $R_2=10K\Omega$, $R_L=1K\Omega$



Şekil-3.6 Gerilim seviye dedektörü ve analizi

Cözüm:

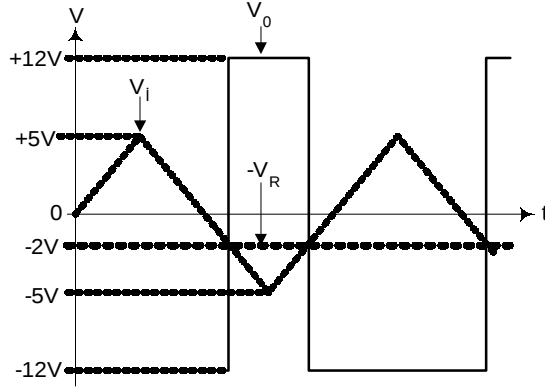
Verilen komparator devresinde önce referans gerilim (V_R) değerini bulmalıyız. Bunun için opamp'ın evirmeyen girişine uygulanan V_R değeri;

$$V_R = \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] \cdot (-V)$$

$$V_R = \left[\frac{2K\Omega}{2K\Omega + 10K\Omega} \right] \cdot (-12V)$$

$$V_R = -2V$$

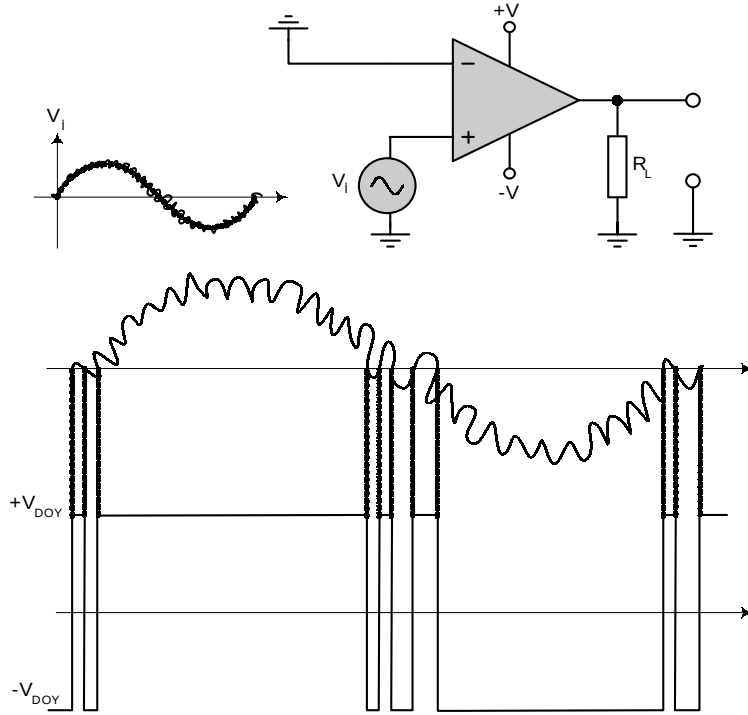
olarak bulunur. Bulunan bu değere göre çıkış işaretinin dalga biçimi aşağıda verilmiştir.



Pozitif Geribeslemeli Gerilim Seviye Dedektörü

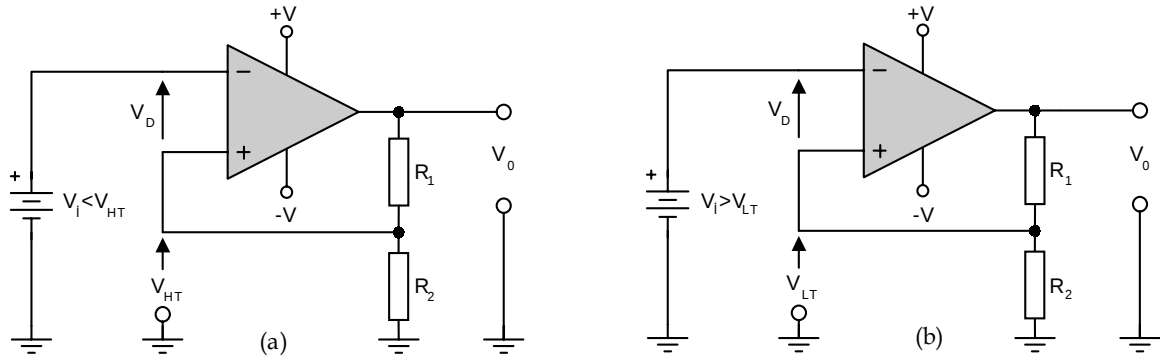
Komparator veya gerilim seviye dedektörü'nün temel çalışma prensibi, girişlerine uygulanan iki işaretin karşılaştırılması şeklindedir. Komparator olarak çalıştırılan opamp'ın eviren ve evirmeyen girişlerine uygulanan işaretlerden hangisi etkin ise komparator çıkışındaki V_O gerilimini oluşturmaktadır. Tüm gerilim seviye dedektörlerinde opamp açık çevrimde çalıştırılmaktadır. Bu nedenle kazancı son derece yüksektir. Bu durum kimi uygulamalarda sorun yaratmaktadır.

Örnek olarak şekil-3.7'de görülen ve içerisinde gürültüler barındıran bir işaretin komparator girişine uygulandığını varsayalım. Bu durum opamp'ın çalışmasını olumsuz etkileyecek ve küçük gürültü işaretlerinde dahi komparator çıkışı durum değiştirecektir. Gürültünün komparator çıkışını nasıl etkilediği şekil-3.7 üzerinde büyütülerek gösterilmiştir.



Şekil-3.7 Gürültülü bir giriş işaretinin opamp çıkışını etkilemesi

Komparatör girişinin duyarlılığını ayarlamak, gürültü etkisini azaltmak ve kazancını kontrol etmek için Şekil-3.8'de verilen pozitif geribeslemeli komparatör devresi geliştirilmiştir. Bu devrede R_1 ve R_2 dirençleri yardımı ile pozitif geri besleme yapılarak komparatörün giriş duyarlılığı ve kazancı ayarlanabilir hale getirilmiştir. Belli bir değerin altındaki işaretler için komparatör durum değiştirmez. Bu tip devrelere “**Schmit Trigger**” devreleri denilmektedir.



Şekil-3.8.a ve b Pozitif geribeslemeli gerilim dedektörleri

Şekil-3.8.a'daki devrede $V_I < V_{HT}$ olduğunda çıkış gerilimi $+V_{DOY}$ durumundadır. Opamp'ın evirmeyen girişine uygulanan geribesleme geriliminin değeri;

$$V_{HT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (+V_{DOY})$$

olur. Bu gerilime, eşik üst gerilimi denir. Eğer V_I 'nin değerini artırırsak V_D geriliminin polaritesi değişecek ve çıkış gerilimi V_0 azalmaya başlayacaktır. Bu durumda geribesleme

gerilimi V_{HT} de azalacağından V_D gerilimi hızla değişecektir. Çıkış gerilimi bu sefer $-V_{DOY}$ değerine kilitlenecektir. Bu durum şekil-3.8.b üzerinde gösterilmiştir. $V_0 = -V_{DOY}$ değerine alt eşik gerilimi denir ve değeri;

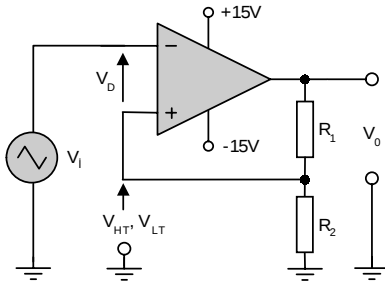
$$V_{LT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (-V_{DOY})$$

olarak ifade edilir.

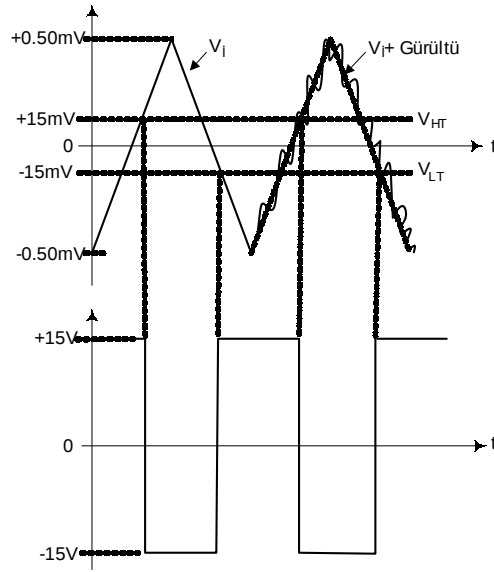
Sonuç olarak, pozitif geribesleme sayesinde çıkış gerilimi V_0 daha hızlı değişmektedir. Eğer alt ve üst eşik gerilimi değerleri, gürültü geriliminin tepe değerinden büyük ise, geribesleme sayesinde gürültü etkisi ortadan kalkmış olur.

Örnek: 3.3

Şekil-3.9'da verilen gerilim seviye dedektörünün analizini yaparak çıkış dalga biçimini çiziniz? Giriş işaretinde izin verilebilecek gürültünün tepe değerlerini hesaplayınız? Giriş işaretinin dalga biçimi yanda verilmiştir.
 $R_1 = 100K\Omega$, $R_2 = 100\Omega$



Şekil-3.9 gerilim seviye dedektörü



Verilen devrenin önce alt ve üst eşik eşik gerilimlerinin değerini bulalım.

$$V_{HT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (+V_{DOY})$$

$$V_{HT} = \frac{100\Omega}{100K\Omega + 100\Omega} \cdot (+15V)$$

$$V_{HT} \cong 15mV$$

$$V_{LT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (-V_{DOY})$$

$$V_{LT} = \frac{100\Omega}{100K\Omega + 100\Omega} \cdot (-15V)$$

$$V_{LT} \cong 15mV$$

Bulunan bu değerler dikkate alınarak gerilim seviye dedektörünün; giriş işareti ve gürültü etkenlerine bağlı olarak alacağı çıkış dalga biçimi yukarıda verilmiştir. Görüldüğü gibi giriş işareti üzerine binebilecek $+15mV$ 'lık tepe değere sahip bir giriş gürültü komparator çıkışını etkilememektedir

3.2 AKTİF FİLTRELER

Belirli bir frekans bandını gecirmek, bunun dışında kalan frekansları zayıflatmak amacı ile filtre devreleri kullanılır. Filtreler; aktif ve pasif olmak üzere iki temel tipte tasarlanırlar. Bu bölümde opamplarla gerçekleştirilmiş aktif filtre devrelerini ayrıntılı olarak inceleyeceğiz.

Alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren ve band söndüren olmak üzere dört tip aktif filtre vardır. Bu bölümde sıra ile aşağıda belirtilen konular hakkında ayrıntılı bilgiler edinecek ve çeşitli uygulama devreleri gerçekleştireceksiniz.

- *Aktif ve pasif filtrelerin özellikleri*
- *Alçak Geçiren Filtre*
- *Yüksek Geçiren Filtre*
- *Band Geçiren Filtre*
- *Band Söndüren Filtre*

Filtrelerin başlıca işlevi, belirli bir frekans bandını geçirip diğerlerini zayıflatmasıdır. Pasif ve Aktif olmak üzere iki tip filtre tasarımı yapılabilir. Pasif filtre tasarımında; direnç, kondansatör ve bobin (self) gibi pasif devre elemanları kullanılır. Aktif filtrelerde ise pasif devre elemanlarına ilaveten transistör ve tümdevre gibi yarıiletken devre elemanları da kullanılır. Aktif filtrelerin pasif filtrelere nazaran bazı avantaj ve dezavantajları vardır. Bunlar aşağıda sıralanmıştır.

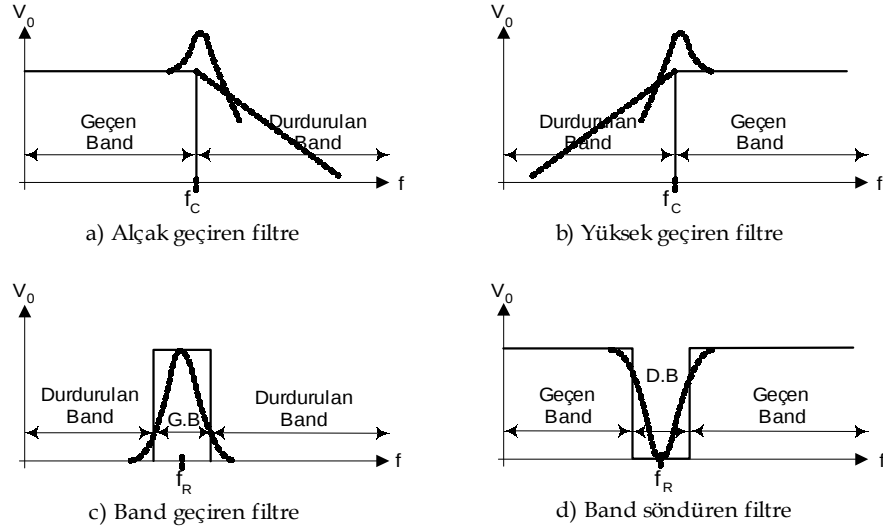
- Aktif filtre tasarımında bobin (self) elemanı kullanılmaz. Bu nedenle tasarımı kolay ve ucuzdur.
- Aktif filtre devrelerinin çıkış empedansı çok düşük, giriş empedansı ise oldukça yüksektir. Bu nedenle, aktif filtrelerin girişlerine veya çıkışlarına bağlanacak devre veya devre elemanlarının etkilenmesi söz konusu değildir.
- Aktif filtrelerde, filtrenin geçirgen olduğu frekanslarda herhangi bir zayıflatma olmaz. Çünkü aktif filtre tasarımında kullanılan opamp, filtre edilen işaretleri yükselterek çıkışına aktarabilir.
- Pasif filtreler herhangi bir besleme gerilimine gereksinim duymazlar. Fakat aktif filtrelerin her zaman besleme gerilimine gereksinimleri vardır.
- Aktif filtre tasarımında kullanılan opampların band genişlikleri sınırlı olduğundan her frekansta aktif filtre tasarlamak oldukça zordur.
- Aktif filtre devrelerinde tümdevre üretim teknolojilerinden kaynaklanan sınırlamalar nedeniyle self (bobin) elemanı kullanılamaz. Bu eleman yerine negatif empedans dönüştürücülerden yararlanılarak kondansatörden self elde edilebilir.

Pek çok endüstriyel uygulamada sıkça kullanılan filtreler başlıca dört tiptir. Bunlar;

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

olarak adlandırılır. Belirtilen dört tip filtrenin frekans tepkileri (cevapları) şekil-3.10'da ayrıntılı olarak çizilmiştir. Örneğin alçak geçiren filtre, belirlenen bir frekansın altındaki frekansları geçiren, üstündekileri ise zayıflatan 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.



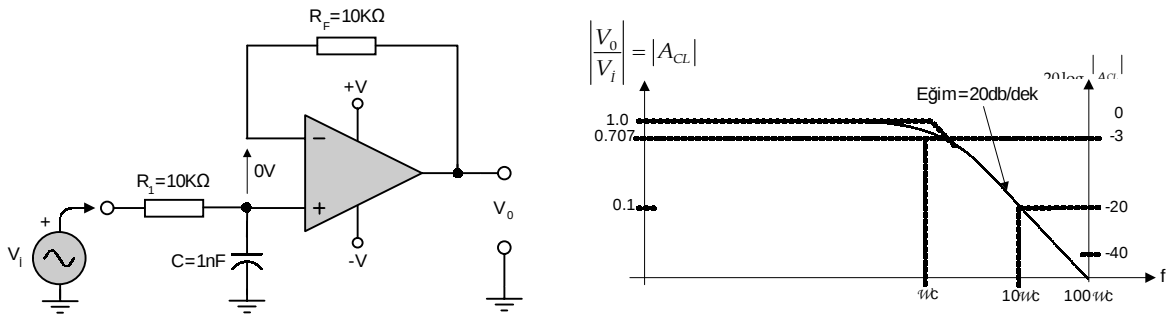
Şekil-3.10 Aktif filtrelerin frekans tepkileri

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 köşe frekansına kadar çıkış gerilim V_0 sabittir ve zayıflama yoktur. Köşe frekansı değerinden sonra çıkış işareti belirli bir eğimle zayıflar. Bu durum şekil-3.10'daki karakteristikte kesik çizgi ile gösterilmiştir. Düz çizgi ise ideal filtreyi temsil etmektedir.

Yüksek geçiren filtre; kesim frekansının (F_c) üstündeki frekansları geçirir, altındakileri ise durdurur veya zayıflatır. Band geçiren filtre ise, sadece belirlenen band içerisindeki frekansları geçirir, diğerlerini zayıflatır.

Alçak Geçiren Filtre

Belirlenen kesim frekansının altındaki frekansları olduğu gibi geçirip, üzerindeki frekansları zayıflatılan filtreler alçak geçiren filtre denir. Filtre devreleri zayıflatma eğimine veya kalitesine bağlı olarak; 1. derece veya -20db/decad, 2.derece veya -40db/decad ve 3. derece -60db/decad olmak üzere tasarlanabilirler. Uygulamalarda sıkça kullanılan 1. derece veya -20 db/decad'lık filtre devresi ve frekans cevabı şekil-3.11.a.b'de verilmiştir.



Şekil-3.11 Birinci derece (-20db/decad) alçak geçiren filtre ve frekans tepkisi

Devrede filtre işlemi R ve C elemanlarından oluşmaktadır. Opamp ise birim kazanç yükseltici olarak çalışmaktadır. DC işaretler için C kondansatörü açık devredir. R1=RF seçildiğinde opamp girişlerine eşit direnç bağlanmış olur. Opamp'ın eviren ve evirmeyen girişleri arasında potansiyel fark olmadığından (0V), çıkış gerilimi C kondansatörü uçlarındaki gerilime eşittir. Giriş V_i gerilimi; direnç ve kondansatör üzerinde bölündüğünden çıkış gerili değeri V_o ;

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

olarak bulunur. Opamp'ın kapalı çevrim kazancı ise,

$$A_{CL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + j\omega \cdot R \cdot C}$$

olur. Görüldüğü gibi opamp'ın gerilim kazancı frekansın bir fonksiyonudur. Bu durumda;

$$\omega \rightarrow 0 \quad \text{için} \quad |A_{CL}| \rightarrow 1 \quad \text{ve} \quad \omega \rightarrow \infty \quad \text{için} \quad |A_{CL}| \rightarrow 0$$

olur. Görüldüğü gibi frekans değeri büyüdükçe opamp'ın kazancı sıfıra ulaşmaktadır. F_c köşe frekansı değerinden sonra çıkış gerilimi 20db/dekad'lık veya 6db/oktav'lık bir eğimle zayıflar.

Devrenin F_c köşe frekansı, A_{CL} 'nin $1/\sqrt{2}$ değerindeki frekanstır. Bu ifade;

$$\sqrt{2} = \sqrt{1 + \omega_c^2 \cdot R^2 \cdot C^2}$$

değerine eşittir. Buradan şekil-3.11'de verilen 20db/dekad'lık alçak geçiren filtre devresinin köşe frekansı F_c ;

$$F_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

olarak bulunur.

Örnek: 3.4

Cözüm

Şekil-3.11'de verilen alçak geçiren filtre devresinin köşe frekansının 2KHz olması isteniyor. Devrede $R_1=R_f=10K\Omega$ olarak seçildiğine göre C değeri ne olmalıdır? Ayrıca köşe frekansının genliği ne olur hesaplayınız?

$F_c=2KHz$ için kondansatörünün olması gereken değeri bulalım.

$$F_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \rightarrow C = \frac{1}{\omega_c \cdot R} \rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R}$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 0.008\mu F$$

olmalıdır. Köşe frekansının genliği ise;

$$|A_{CL}| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \Rightarrow -3dB, \quad \theta_{CL} = -45^\circ$$

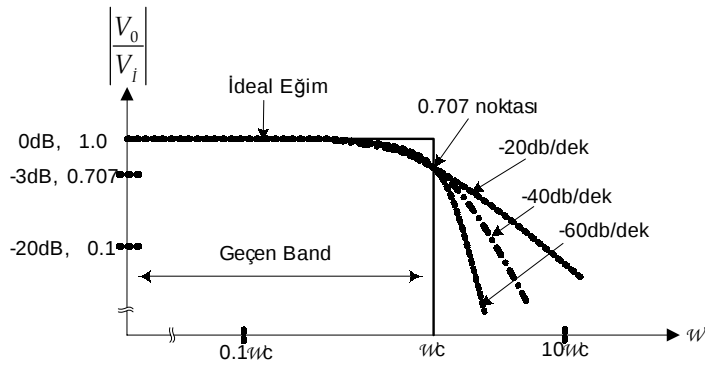
olmalıdır. Köşe frekansının genliği ise;

$$A_{CL} = \frac{1}{1+j1} = \frac{1}{\sqrt{2} + 45^\circ} = 0.707 \cdot (-45^\circ)$$

$$|A_{CL}| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \Rightarrow -3dB, \theta_{CL} = -45^\circ$$

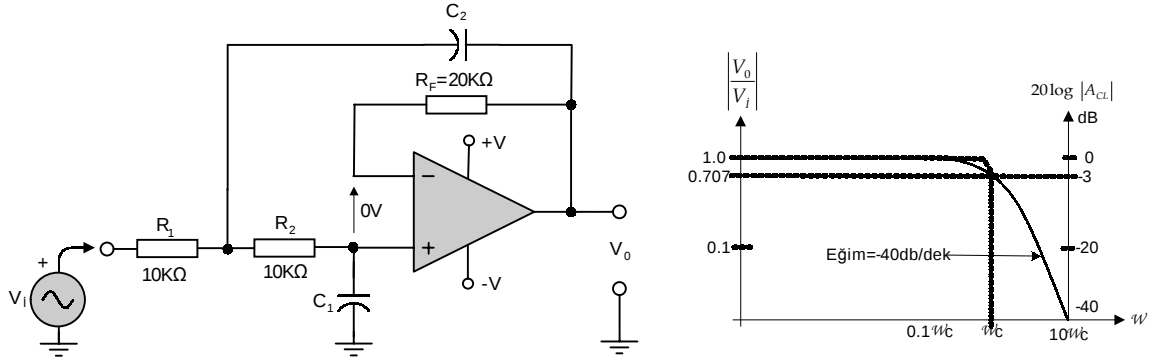
değerindedir. Şekil-3.11.b’de görüldüğü gibi $0.1\omega_c$ ’de $A_{CL}=1$ (0dB), ve $10\omega_c$ ’de $A_{CL}=0.1$ (20dB) olmaktadır.

Filtre devrelerinde köşe frekansından sonra zayıflama eğiminin artması, filtrenin ideale yaklaştığını gösterir. Pek çok uygulamada 20db/dekad’lık birinci dereceden bir filtre devresi yeterli olmayabilir. Bu amaçla -40dB/dekad’lık ve -60dB/dekad’lık filtre devreleri geliştirilmiştir. Alçak geçiren filtre devresi için 20, 40 ve 60dB/dekad’lık üç tip filtre devresi için frekans cevabı (frekans/kazanç eğrileri) şekil-3.12’de çizilmiştir.



Şekil-3.12 Alçak geçiren filtre devrelerinin frekans tepkisi

-40dB/dekad’lık sık kullanılan bir alçak geçiren filtre devresi şekil-3.13’de verilmiştir. Devrenin kapalı çevrim kazancı, köşe frekansından sonra -40dB/dekad’lık bir eğimle zayıflar. Devrede opamp birim kazanç amplifikatörü olarak düzenlenmiştir. Dolayısıyla C_1 kondansatörü uçlarındaki gerilim çıkış gerilimine (V_o) eşittir. $R_1=R_2$ seçmekle devre basitleştirilebilir.



Şekil-3.13 -40dB/Dekad'lık Alçak geçiren filtre ve frekans tepkisi

Devrenin düzenlenmesi ve analizi için aşağıda belirtilen adımlar sırayla izlenmelidir.

1. İlk adım köşe frekansı ω_c 'nin belirlenmesi veya seçilmesidir.
2. Analiz kolaylığı için $R_1=R_2$ olmalı ve değeri $10K\Omega$ ile $100K\Omega$ arasında seçilmelidir. R_F değeri ise $2 \cdot R$ olarak seçilmelidir.
3. C_1 kondansatörünün değeri;

$$C_1 = \frac{0.707}{\omega_c \cdot R}$$

formülü kullanılarak hesaplanabilir. C_2 kondansatörü ise $C_2=2 \cdot C_1$ olarak seçilmelidir. dir. aşağıda belirtilen yöntem izlenir.

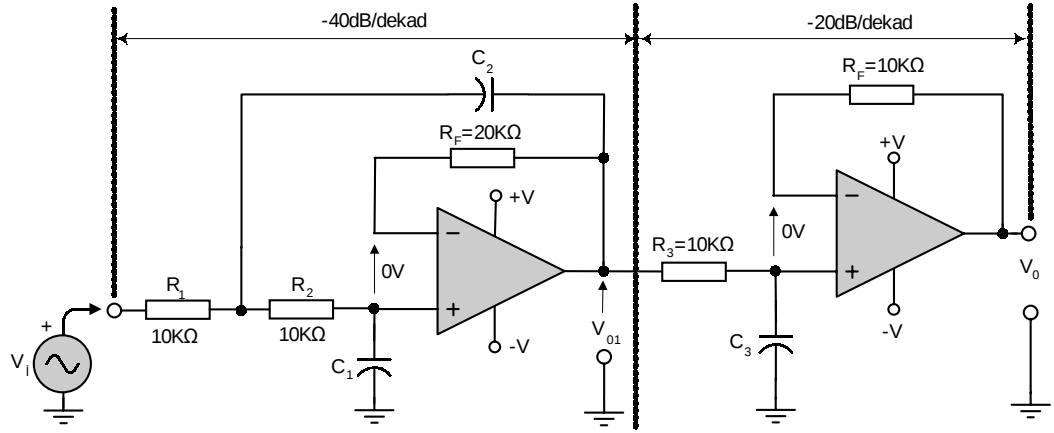
Örnek: 3.5

Şekil-3.13'de verilen alçak geçiren filtre devresinde $\omega_c=30k$ rad/s için C_1 ve C_2 değerleri ne olmalıdır. Hesaplayınız?

$$C_1 = \frac{0.707}{\omega_c \cdot R} \rightarrow C_1 = \frac{0.707}{(30 \cdot 10^3) \cdot (10 \cdot 10^3)} = 0.0024 \mu F = 2.4 nF$$

$$C_2 = 2 \cdot C_1 = 2 \cdot (0.0024 \mu F) = 0.0048 \mu F$$

-60dB/dekad'lık alçak geçiren bir filtre devresi elde etmek için, şekil-3.14'de görüldüğü gibi -40dB/dekad'lık bir filtre ile -20dB/dekad'lık filtre arka arkaya bağlanmalıdır.



Şekil-3.14 -60dB/Dekad'lık Alçak geçiren filtre devresi

Devrenin düzenlenmesi ve analizinde ilk adım Fc köşe frekansının seçilmesidir. Dirençler ise; $R_1=R_2=R_3=R$ olarak seçilmeli, değerleri ise 10KΩ ile 100KΩ arasında olmalıdır. C_3 kondansatörünün değeri;

$$C_1 = \frac{1}{\omega_c \cdot R}$$

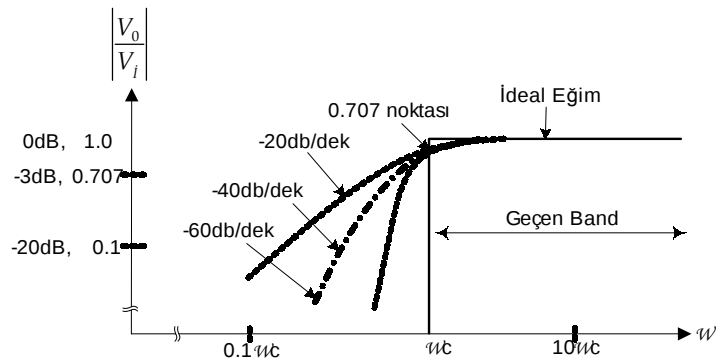
formülünden hesaplanmalıdır. C_1 ve C_2 değerleri için ise;

$$C_1 = \frac{1}{2} \cdot C_3 \text{ ve } C_2 = 2 \cdot C_3$$

bağıntıları kullanılmalıdır.

Yüksek Geçiren Filtre

Yüksek geçiren filtre; belirlenen köşe frekansının üstündeki frekansları olduğu gibi geçirip, altındaki frekansları zayıflatan filtre devresidir. -20deb/decad, -40deb/decad ve 60deb/dekad olmak üzere üç tip yüksek geçiren filtre devresi vardır. Bu üç tip filtre devresinin frekans cevapları (kazanç/frekans) eğrileri şekil-3.15'de gösterilmiştir.



Şekil-3.15 Yüksek geçiren filtre devrelerinin frekans tepkisi

-20dB/dekad'lık bir filtre devresi ve frekans/kazanç karakteristiği şekil-3.16'da verilmiştir. Yüksek geçiren filtre devresi temelde alçak geçiren filtre ile benzerlik gösterir. Sadece R ve C elemanlarının yerleri değişmiştir. Opamp birim kazanç ampifikatörü olarak çalıştığı için çıkış gerilimi V_o , R direncinin uçlarındaki gerilime eşittir.

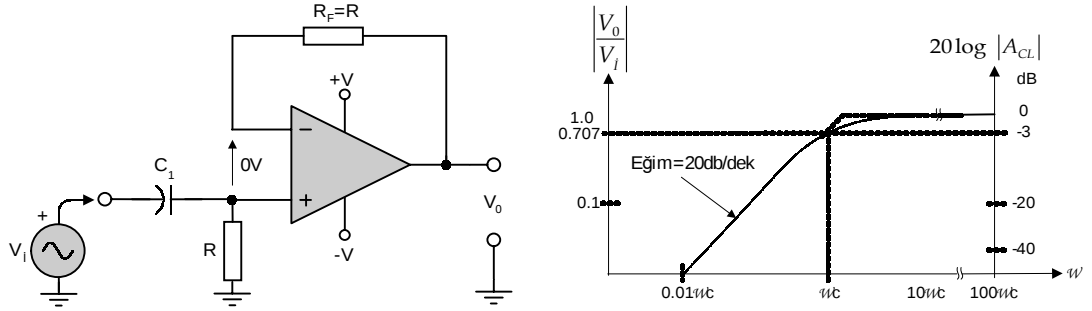
$$V_o = \frac{1}{1 - j \frac{1}{\omega RC}} \cdot V_i$$

$$|A_{CL}| = \left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega RC)^2}}}$$

Kapalı çevrim kazancının $1/\sqrt{2} = 0.707$ değeri için; $\omega RC=1$ olmalıdır. Buradan devrenin köşe frekansı;

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

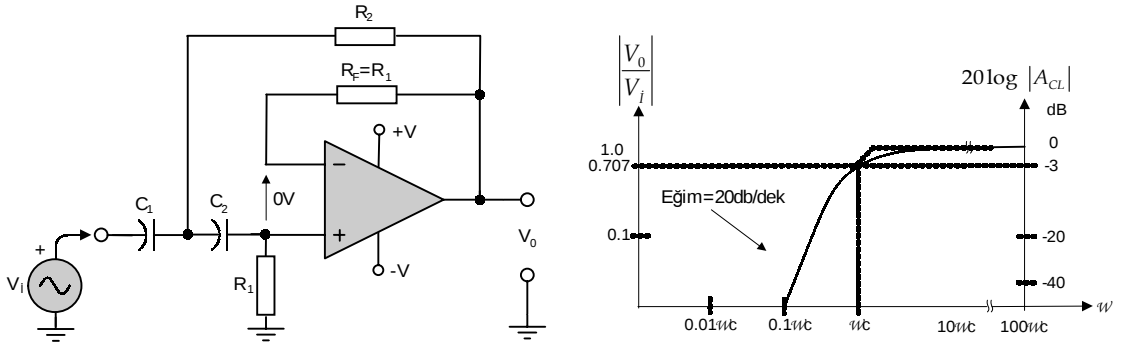
olarak elde edilir.



Şekil-3.16 -20dB/Dekad'lık Yüksek geçiren filtre devresi ve frekans-kazanç eğrisi

Devrenin düzenleme ve analizi aşağıdaki gibi yapılmalıdır. İlk adım olarak f_c köşe frekansı seçilmelidir. İkinci adımda uygun bir C değeri seçilmelidir. Gerekli R değeri yukarıda verilen bağıntılar kullanılarak hesaplanmalıdır. Son olarak $R_F=R$ seçilmelidir.

Kimi uygulamalarda -20dB/dekad'lık filtre devresi yeterli olmayabilir. Frekans/kazanç karakteristiği daha iyi olan -40dB/dekad'lık bir yüksek geçiren filtre devresi şekil-3.17'de verilmiştir.



Şekil-3.17 -40dB/Dekad'lık Yüksek geçiren filtre devresi ve frekans-kazanç eğrisi

Devrenin düzenleme ve analizi aşağıdaki gibi yapılmalıdır. İlk adım olarak F_c köşe frekansı seçilmelidir. İkinci aşamada $C_1=C_2=C$ seçilmelidir. Direnç değerleri ise;

$$R_1 = \frac{1.414}{\omega_c \cdot C} \quad R_2 = \frac{1}{2} \cdot R_1$$

formüllerinden hesaplanmalıdır. Opmap'ın DC ofset sıfırlaması için $R_F=R_1$ Seçilmelidir.

Örnek: 3.6

Şekil-3.17'de verilen yüksek geçiren filtre devresinde $F_c=1\text{KHz}$ ve $C_1=C_2=0.01\mu\text{F}$ olarak seçilmiş ise R_1 ve R_2 değerleri ne olmalıdır. Hesaplayınız?

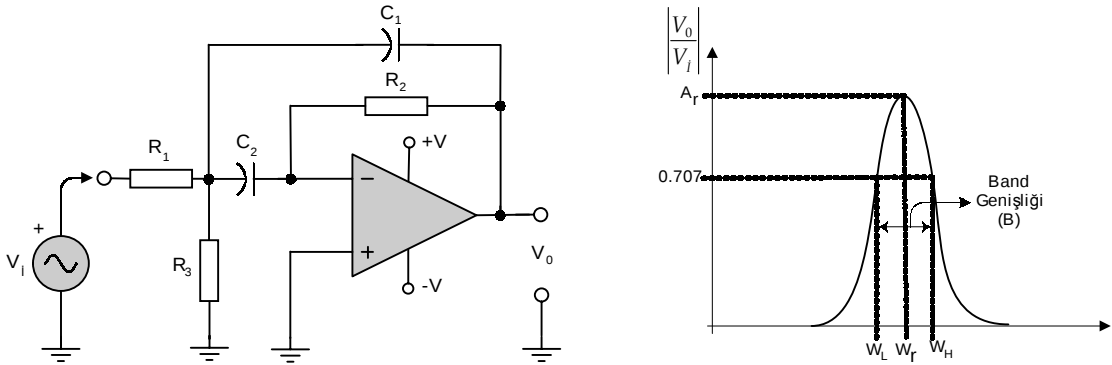
$$R_1 = \frac{1.414}{\omega_c \cdot C} \rightarrow R_1 = \frac{1.414}{(6.28) \cdot (1 \cdot 10^3) \cdot (0.01 \cdot 10^{-6})} = 22.5\text{K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{1}{2} \cdot R_1 \rightarrow R_2 = \frac{1}{2} \cdot (22.5\text{K}\Omega) = 11.3\text{K}\Omega$$

-60dB/dekad'lık yüksek geçiren filtre devresi tıpkı alçak geçiren filtrede olduğu gibi oluşturulabilir. Bunun için -40dB/dekad'lık ve -20dB/dekad'lık yüksek geçiren filtre devreleri arka arkaya bağlanmalıdır.

Band Geçiren Filtre

Belirli bir frekans aralığındaki işaretleri geçirip, diğerlerini geçirmeyen veya zayıflatan filtrelere band geçiren filtre denir. Şekil-3.18'de band geçiren filtre devresi ve frekans cevabı verilmiştir. Bu devrede; çıkış gerilimin ve kazancın maksimum olduğu frekansa "Rezonans Frekansı" denir. Rezonans frekansı F_R veya ω_R ile sembolize edilir.



Şekil-3.18 Band geçiren filtre devresi ve frekans cevabı

Band geçiren filtre devresinde kazancın 0.707 katı olan frekanslara alt (W_L) ve üst (W_H) kesim frekansı denir. Alt ve üst kesim frekansları arasındaki bölgeye ise "Band Genişliği" adı verilir ve "B" ile sembolize edilir. Band Genişliği; $B=W_H-W_L$ şeklinde belirlenebilir.

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 büyüktür. Rezonans frekansının (W_R), band genişliğine (B) oranına filtre devresinin kalite

faktörü (Q) denir. Kalite Faktörü, $Q=Wr/B$ formülü ile belirlenir. Q'nun alacağı değere göre filtre devresinin kalitesi ve seçiciliği değişir. Q değeri yüksek ise seçicilikte fazladır. Dar bantlı filtrelerde seçicilik daha fazladır çünkü $Q>10$ 'dur. Geniş bantlı da ise $Q<10$ 'dur.

Şekil-3.18'de verilen band geçiren filtre devresi dar veya geniş bantlı olabilir. Band geçiren filtre tasarımında iki yöntem vardır. Birinci yöntemde Wr ve B değerleri seçilir, Q değeri ise hesaplanır. İkinci yöntemde ise Wr 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;

$$R_2 = \frac{2}{B \cdot C} \quad R_1 = \frac{R_2}{2 \cdot A_r} \quad R_3 = \frac{R_2}{4 \cdot Q^2 - 2 \cdot A_r}$$

formülleri yardımı ile bulunur. R_3 değerinin pozitif olması için $4Q^2 > 2A_r$ olmalıdır.

Örnek: 3.7

Şekil-3.18'de verilen band geçiren filtre devresinde $Wr=10$ k rad/s, $A_r=40$, $Q=20$ ve $C_1=C_2=C=0.01\mu F$ değerleri için B , R_1 , R_2 , ve R_3 değerlerini hesaplayınız?

$$B = \frac{Wr}{Q} = \frac{10 \cdot 10^3}{20} = 0.5k \text{ rad / s}$$

$$R_2 = \frac{2}{B \cdot C} = \frac{2}{0.5 \cdot 10^3 \cdot 0.01 \cdot 10^{-6}} = 400K\Omega$$

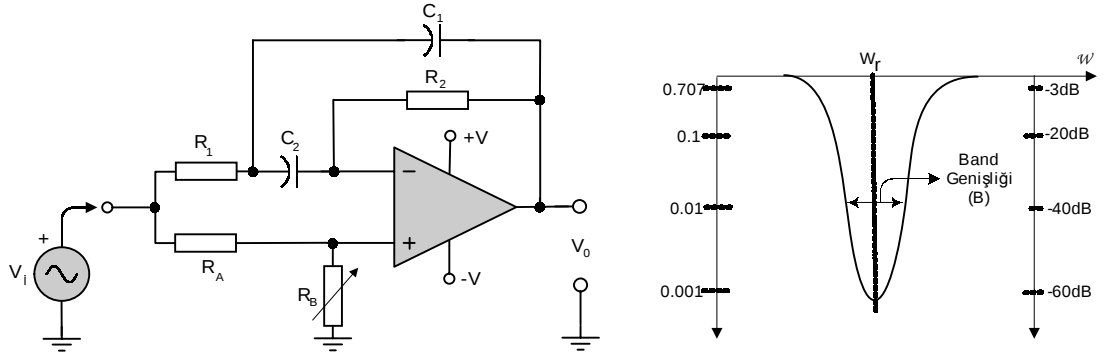
$$R_1 = \frac{R_2}{2 \cdot A_r} = \frac{400 \cdot 10^3}{2 \cdot 40} = 5K\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_2}{4 \cdot Q^2 - 2 \cdot A_r} = \frac{400 \cdot 10^3}{4 \cdot 400 - 2 \cdot 40} = 263K\Omega$$

Band Söndüren Filtre

Belirli bir frekans aralığındaki işaretleri geçirmeyip, diğerlerini geçireren veya zayıflatan bir filtre tipidir. Band söndüren filtre genellikle istenmeyen ve sistemler üzerinde parazit (gürültü) etkisi yapan işaretlerin azaltılmasında kullanılır. Örneğin elektronik cihazların çevresinde çalışan motor, generator, transformatör v.b elektromekaniksel cihazlar çevrelerinde ve şebekede elektiriksel gürültü oluşmasına sebep olurlar. Belirtilen bu parazitleri yok etmek amacı ile elektronik cihazların pek çoğunda band söndüren filtre devreleri kullanılır.

Tipik bir band söndüren filtre devresi ve frekans cevabı şekil-3.19'da verilmiştir. Band söndüren filtre devresinin düzenlenmesinde; rezonans frekansı, band genişliği (B) veya kalite faktörü (Q)'nın bilinmesi gerekir.



Şekil-3.19 Band söndüren filtre devresi ve frekans cevabı

Devrenin düzenlenmesi ve eleman değerlerinin hesaplanmasında aşağıdaki adımlar izlenir.

1. $C_1=C_2=C$ elemanları için uygun bir değer seçilir.
2. Devrede kullanılan direnç değerleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

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

R_A direnci için uygun değer; $R_A=1K\Omega$ 'dur.

$$R_B = 2 \cdot Q^2 \cdot R_A$$

3.3 MULTİVİBRATÖRLER

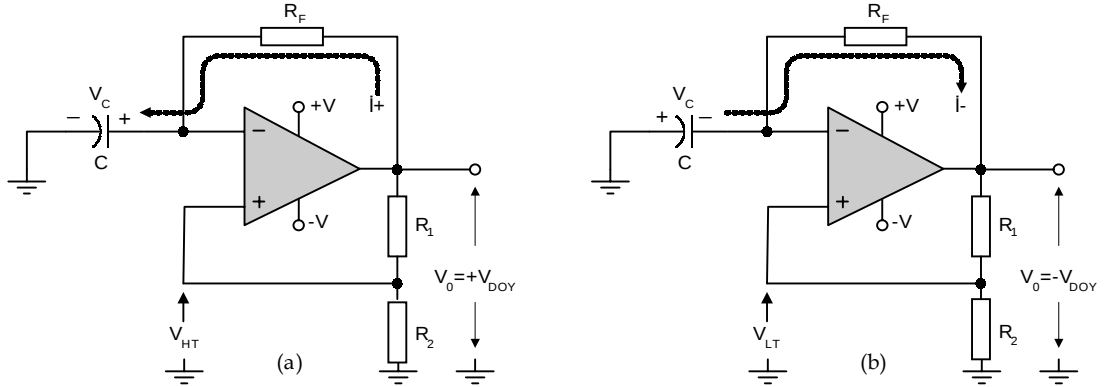
Bu bölümde opamp kullanılarak oluşturulan astable (kararsız) ve monostable (tek-kararlı) multivibratör devrelerini inceleyeceğiz. Multivibratör devreleri genellikle sayısal sistemler de oldukça geniş bir kullanım alanına sahiptir. Bu bölümde opamp'la gerçekleştirilen;

- Astable Multivibratör (Kare dalga Üretici)
- Monostable Multivibratör

devrelerinin tasarımı ve çalışması hakkında ayrıntılı bilgiler elde edeceksiniz.

Astable Multivibratör

Astable multivibratör gerçekte bir kare dalga üreticidir (osilatör). Opamp'la oluşturulmuş bir kare dalga üretici şekil-3.20'de verilmiştir. Eviren girişe bağlanan C kondansatörü dışında devre bir komparatora benzer. C kondansatörü dc işaretler için açık devre olduğuna göre opamp açık çevrim'de çalışmaktadır ve kazancı çok yüksektir. Opamp çıkışı girişlerine bağlı olarak $+V_{DOY}$ ve $-V_{DOY}$ arasında salınacaktır.



Şekil-3.20 Kare Dalga üreteç Devresi

Devrenin çalışmasını kısaca açıklayalım. R_1 ve R_2 dirençleri gerilim bölücü olarak kullanılmıştır. Çıkış işaretinin belirli bir miktarı R_2 üzerinde opamp'ın evirmeyen girişine uygulanmıştır. İlk anda opamp çıkışının $V_0 = +V_{DOY}$ değerinde olduğunu kabul edelim. Bu durum da şekil-3.20.a'da gösterilen V_{HT} gerilimi;

$$V_{HT} = R_1 \frac{+V_{DOY}}{R_1 + R_2}$$

değerindedir. R_F direnci üzerinden de negatif geribesleme oluşacaktır. R_F üzerinden I_+ akımı akacak ve C kondansatörü belirtilen yönde şarj olacaktır. Kondansatör üzerinde oluşan V_C şarj gerilimi, opamp'ın evirmeyen girişine uygulanan V_{HT} geriliminden küçük olduğu sürece çıkış $V_0 = +V_{DOY}$ değerinde kalacaktır.

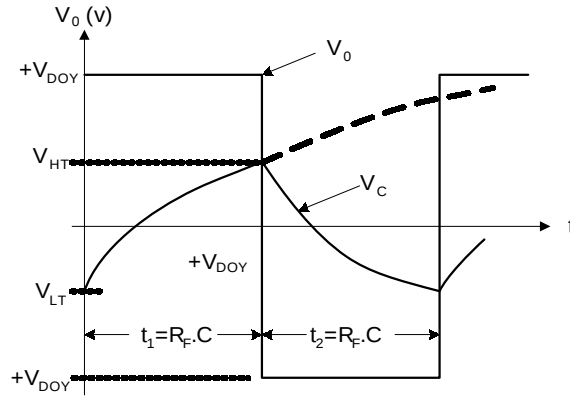
Kondansatör gerilimi V_C , V_{HT} değerini geçtiği anda, opamp çıkışı $+V_{DOY}$ 'dan $-V_{DOY}$ değerine geçer. Bu durum şekil-3.20.b'de gösterilmiştir. Böylece opamp'ın evirmeyen girişine negatif bir gerilim uygulanmış olur. Bu gerilim değeri;

$$V_{LT} = R_1 \frac{-V_{DOY}}{R_1 + R_2}$$

olur. Opamp çıkışı $-V_{DOY}$ değerine geçtiğinde kondansatör gerilimi V_C , akacak olan I_- akımı ile önce $0V$ 'a deşarj olacaktır. Daha sonra ise V_{LT} değerine kadar tekrar şarj olacaktır.

V_C gerilim V_{LT} değerinden daha negatif olduğunda ise opamp çıkışı tekrar konum değiştirecektir. $-V_{DOY}$ değerinden $+V_{DOY}$ değerine ulaşacaktır. Bu durum böylece sürüp gidecektir.

C kondansatörünün şarj süresi devrenin osilasyon frekansını belirlemektedir. Devrede oluşan gerilimler ve çıkış işaretinin dalga biçimi şekil-3.21'de gösterilmiştir.



Şekil-3.21 Kare Dalga üreteç Devresinin dalga biçimleri

Devrede kondansatörün şarj süresinin hesaplanmasını kolaylaştırmak için R_2 direnci;

$$R_2 = 0.86 \cdot R_1$$

şeklinde seçilmelidir. Örneğin $R_1 = 100\text{K}\Omega$ ise $R_2 = 86\text{K}\Omega$ değerinde olmalıdır. Devrede kondansatörün şarj ve deşarjı aynı elemanlar ve simetrik gerilim değerleri ile yapıldığından çıkış da elde edilecek kare dalga'nın her iki alternansı da (t_1 ve t_2) eşit olacaktır. Böylece;

$$t_1 = t_2 = R_F \cdot C$$

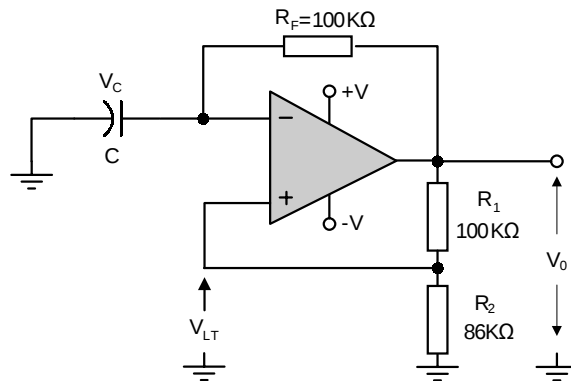
olacaktır. Devre çıkışında elde edilen kare dalga işaretin periyodu ise $R_2 = 0.86 \cdot R_1$ değerleri için; $T = 2 \cdot R_F \cdot C$ olacaktır. Buradan devrenin frekansı;

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2 \cdot R_F \cdot C}$$

olarak bulunur veya hesaplanabilir.

Örnek: 3.8

Şekil-3.22'de verilen kare dalga osilatörü devresinde çalışma frekansı 50Hz olması isteniyor. C kondansatörünün değeri ne olmalıdır? Hesaplayınız? $\pm V_{D0Y} = 15\text{V}$



Şekil-3.22 Kare dalga osilatörünün analizi

Cözüm

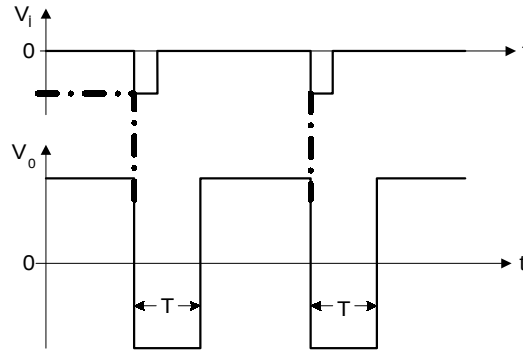
$$V_{HT} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \cdot (+V_{DOY}) = \frac{86K\Omega}{86K\Omega + 100K\Omega} \cdot (+15V) \cong +7V$$

$$V_{LT} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \cdot (-V_{DOY}) = \frac{86K\Omega}{86K\Omega + 100K\Omega} \cdot (-15V) \cong -7V$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2 \cdot R_F \cdot C} \quad C = \frac{1}{2 \cdot R_F \cdot f} \quad C = \frac{1}{2 \cdot 100K\Omega \cdot 50Hz} = \frac{1}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 50} = 0.1\mu F$$

Monostable Multivibratör

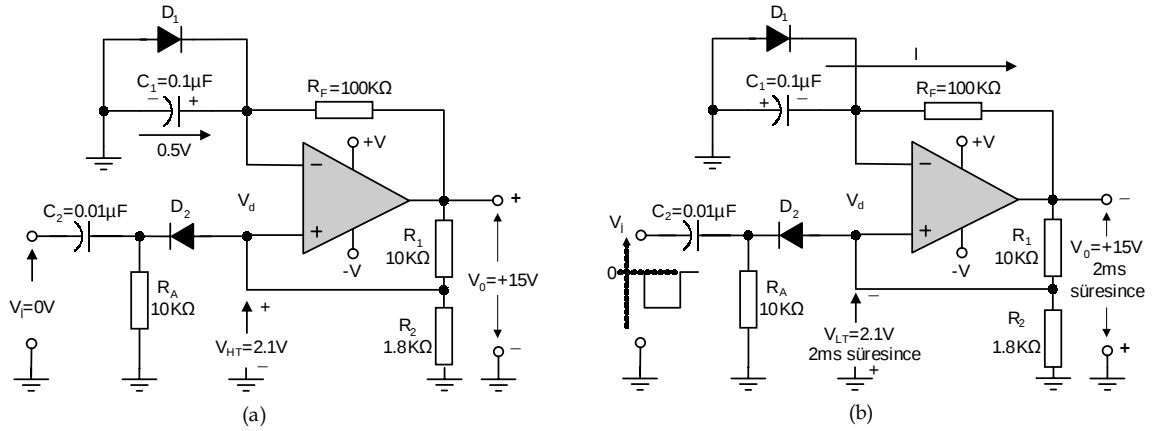
Tek dengeli multivibratör olarak adlandırılan bu tür devreler, girişinden uygulanan işarete bağlı olarak sadece tek bir darbe şeklinde çıkış işareti verirler. Çıkış işaretinin darbe süresi ise devrede kullanılan R ve C elemanları ile sağlanır. Şekil-3.23'de bir astable multivibratör devresinde giriş ve çıkış dalga biçimleri birlikte verilmiştir.



Şekil-3.23 Monostable multivibratör devresinde giriş (V_i) ve Çıkış (V_o) dalga biçimleri

Dalga şekillerinden de görüldüğü gibi çıkış işaretinin darbe süresi, multivibratörün giriş işaretinin darbe süresinden bağımsızdır. Ondan daha büyük veya küçük olabilir. Bu özelliği monostable multivibratörü zamanlama ve geciktirme sistemlerinin tasarımında popüler kılar. Ayrıca bu tür multivibratörler özellikle sayısal sistemlerde tetikleme kaynağı olarak da kullanılmaktadır.

Monostable multivibratörün üç ayrı konumda çalışmaktadır. Bunlar; kararlı hal, geçiş hali ve kararsız hal olarak tanımlanır. Tipik bir monostable multivibratör devresi ve çalışması şekil-3.24.a ve b'de gösterilmiştir.



Şekil-3.24.a ve b Monostable multivibratör devresi ve çalışması

Şekil-3.24.a'da kararlı hal görülmektedir ve çıkış $V_O=+V_{DOY}$ 'dur. Opamp'ın evirmeyen girişine R_1 ve R_2 tarafından V_{HT} gerilim uygulanmıştır. Eviren giriş ise D_1 diyodu iletimde iken $0.5V$ ile sınırlanır. Kararlı halde opamp'ın evirmeyen girişi daha etkin olduğundan ($V_{HT}=+2.1V$) opamp çıkışı daima $+V_{DOY}$ değerindedir.

Şekil-3.24.b'de gösterildiği gibi astable multivibratör devresinin girişine bir negatif darbe uygulandığını düşünelim. Eğer bu darbenin genliği V_{HT} değerinden büyük olursa opamp'ın evirmeyen girişi, eviren girişe göre daha negatif olacaktır. Bu durumda opamp çıkışı değişecek ve $+V_{DOY}$ 'dan $-V_{DOY}$ olacaktır. Bu olaya "geçiş durumu" denir. İyi bir sonuç için C_2 kondansatörü $0.005\mu F$ 'dan büyük seçilmelidir.

Geçiş durumundan sonra multivibratör kararsız duruma geçecektir. Fakat bu kararsız halde uzun süre kalamaz. Çünkü R_1 ve R_2 dirençleri üzerinden opamp'ın evirmeyen girişine $V_{LT}=-2.1V$ civarında bir gerilim uygulanır. Bu durumda D_1 diyodu $-V_{DOY}$ gerilimi ile ters yönde kutuplandığı için kesimdedir. C_1 kondansatörü önce $0V$ 'a kadar deşarj olacak ve daha sonra ters yönde şarj olacaktır. Belirli bir süre sonra opamp'ın eviren ucundaki negatiflik, evirmeyen uçtaki $V_{LT}=-2.1V$ 'dan daha büyük olur. Bu anda opamp çıkışı tekrar $-V_{DOY}$ 'dan $+V_{DOY}$ 'uma geçer. Böylece çıkış darbesi tamamlanmış olur. Multivibratör tekrar kararlı hale geçer. Bu tip multivibratörlerde tek bir kararlı durum olduğundan "monostable multivibratör" olarak adlandırılır.

3.4 GERİLİM/AKIM ve AKIM/GERİLİM DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ

Endüstriyel sistemlerde basınç, ısı, sıcaklık, debi v.b gibi çeşitli fiziksel büyüklüklerin ölçülmesinde ve kontrol edilmesinde sensörlerden (transducers) yararlanılır. Sensörlerin genellikle kullanım amaçları yukarıda belirtilen fiziksel büyüklükleri elektriksel işaretlere dönüştürmektir. Dönüştürme işlemi sonucunda elde edilen akım veya gerilim değerleri endüstride kullanılan standart değerler aralığında olmalıdır.

Herhangi bir sensör çıkışında elde edilen elektriksel büyüklük standart bir akım veya gerilim değerine dönüştürülür. Endüstriyel uygulamalarda pek çok zaman elde edilen standart akım veya gerilim değerlerinin birbirlerine dönüştürülmeleri gerekir. Bu tür işlevleri yerine getirmek amacıyla akım/gerilim veya gerilim akım dönüştürücülerinden faydalanılır. Dönüştürücü devrelerinin tasarımı opamp'la gerçekleştirilir. Elektronik sistemlerde kullanılan başlıca iki tip dönüştürücü vardır. Bunlar;

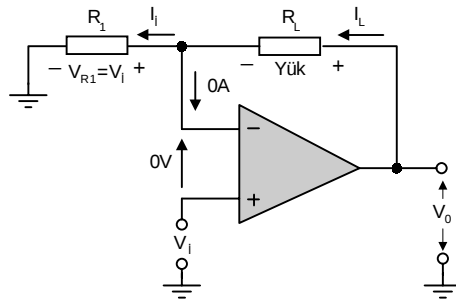
- Gerilim/Akım Dönüştürücüsü
- Akım/Gerilim Dönüştürücüsü

olarak tanımlanmaktadır. Bu bölüm boyunca; gerilim/akım ve akım/gerilim dönüştürme işlemlerinin nasıl gerçekleştirildiğini inceleyerek gerekli analizleri yapacağız.

Gerilim/Akım Dönüştürücü

Elektronik devre uygulamalarında herhangi bir devrenin giriş işaret kaynağı genellikle bir gerilim kaynağı şeklindedir. Eğer, herhangi bir devrede giriş gerilimine bağlı olarak bir çıkış akımı elde ediliyorsa bu tür sistem ve devrelere gerilim kontrollü akım kaynağı denir. Bu tür sistem veya devreler "gerilim/akım dönüştürücüsü (Voltage-to-Current Converter)" olarak da adlandırılmaktadır. Gerilim/Akım dönüştürücü bir devrenin çıkışından elde edilecek akımın, giriş gerilimiyle orantılı olması istenir. Opamp'la gerçekleştirilmiş tipik bir Gerilim/akım dönüştürücü devre Şekil-3.25'de görülmektedir.

Verilen bu devreyi önceki bölümlerde evirmeyen yükselteç olarak tanımlamış ve analizini yapmıştık. Devrenin Gerilim/akım dönüştürücü haline gelmesinin başlıca nedeni R_1 olarak tanımlanan yük direnci ve bu direnç üzerinden geçen I_L akımıdır.

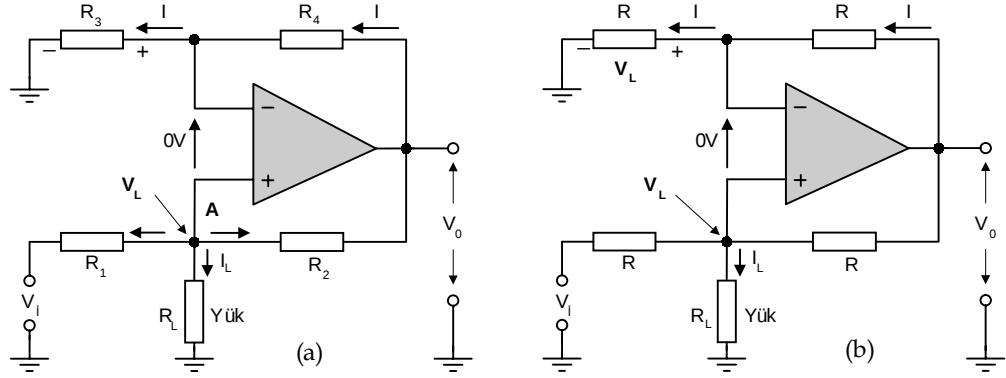


Şekil-3.25 Topraksız yükler için gerilim/akım dönüştürücü devre

Devreyi dikkatlice incelediğimizde R_L üzerinden geçen I_L akımının tamamen V_i giriş gerilimine bağlı olduğunu görürüz. Devrede $I_i = I_L$ 'dir. Buradan I_L değerini yazarsak;

$$I_L = I_i = \frac{V_i}{R_L}$$

olduğu görülür. Formülden görüldüğü gibi I_L akımı tamamen giriş gerilimi V_i değerine bağlıdır. Şekil-3.25'de verilen devrede R_L yük direncinin herhangi bir ucu toprağa bağlı değildir. Bu durum uygulamada bazı sorunlara neden olabilir. Topraklı yükler için şekil-3.26.a'da görülen gerilim/akım torak dönüştürücü devre geliştirilmiştir.



Şekil-3.26.a ve b Gerilim/Akım dönüştürücü devre (topraklı) ve basitleştirilmiş hali

Bu devre için A noktasındaki düğüm denklemini yazalım.

$$I_L + \frac{V_L - V_i}{R_1} + \frac{V_L - V_0}{R_2} = 0$$

düzenlenirse; $I_L(R_1 \cdot R_2) + (V_L \cdot R_2) - (V_i \cdot R_2) + (V_L \cdot R_1) - (V_0 \cdot R_1) = 0$ (Denklem-3.1)

elde edilir. İdeal bir opamp'ın girişlerindeki gerilim farkının 0V olduğunu biliyoruz. Bu nedenle evirmeyen girişe uygulanan V_L gerilimi, opamp'ın eviren giriş terminalinde de görülür. Buradan;

$$V_L = I_L \cdot R_L \text{ ve } I = \frac{V_0}{R_3 + R_4}$$

yazılabilir. Bu devrede; $R_3=R_4$ ve $R_1=R_2$ ise V_L gerilimi; $V_L=V_0/2$ olacaktır. Bu değer denklem-3.1'de yerine konulursa;

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

olacaktır. Bu sonuç bize I_L akımının V_i giriş gerilimi ile orantılı ve R_L yük direncinden bağımsız olduğunu belirtir.

Şekil-3.26.a'da verilen gerilim/akım dönüştürücü devreyi daha basit hale getirmek için devrede kullanılan dirençleri $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ şeklinde seçebiliriz. Bu durumda devremiz şimdi şekil-3.26.b'de verilen şekle dönüşür. Bu ise bize analiz kolaylığı sağlar.

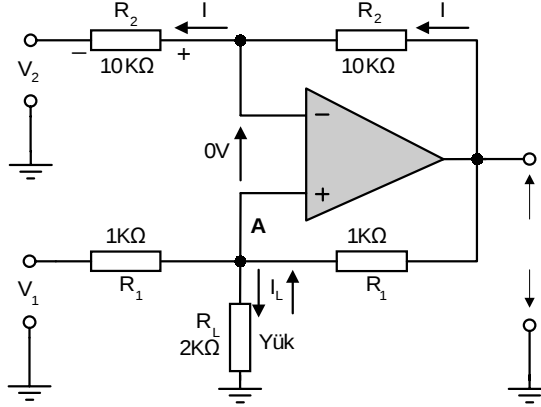
Örnek: 3.9

Şekil-3.27’de verilen gerilim/akım dönüştürücü devrede;

a. $V_1=5V, V_2=2V$

b. $V_1=0V, V_2=2V$

olduğuna göre, her iki durum için devrenin V_0 çıkış gerilimini ve I_L yük akımını hesaplayınız.



Şekil-3.27 Gerilim/akım dönüştürücü devre ve analizi

Cözüm

Devrede V_0 gerilimi ve I_L akımını sırasıyla formüle edelim.

$$I = \frac{V_0 - V_2}{2R_2} \quad V_L = I \cdot R_2 + V_2 = \frac{V_0 - V_2}{2R_2} \cdot (R_2) + V_2$$

$$V_0 = 2 \cdot V_L - V_2 \quad (\text{Denklem-3.2})$$

$$I_L + \frac{V_L - V_1}{R_1} + \frac{V_L - V_0}{R_1} = 0$$

Burada, denklem-3.2 yerine konularak I_L akımı yazılırsa,

$$I_L = \frac{V_1 - V_2}{R_1}$$

bulunur. Bulunan bu formülleri kullanarak problemi çözmeye başlayalım.

a) $I_L = \frac{V_1 - V_2}{R_1} = \frac{(5V - 2V)}{1K\Omega} = 3mA \quad V_L = I_L \cdot R_L = 3mA \cdot 2K\Omega = 6V$

$$V_0 = 2 \cdot V_L - V_2 = 2 \cdot 6 - 2 = 10V$$

Bu durumda devre bir akım kaynağı (current source) gibi davranıp yüke yani dış devreye akım sağlamaktadır.

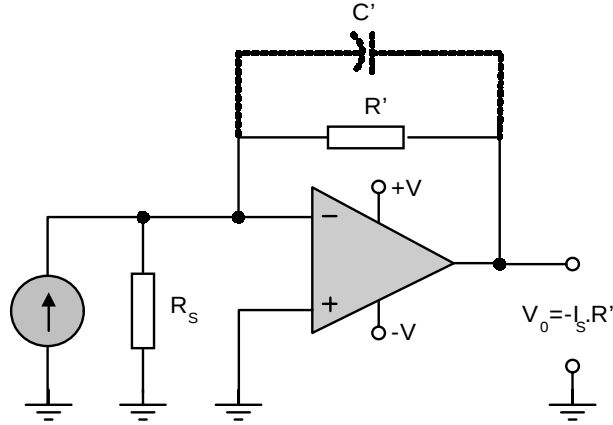
a) $I_L = \frac{V_1 - V_2}{R_1} = \frac{(0 - 2V)}{1K\Omega} = -2mA \quad V_L = I_L \cdot R_L = -2mA \cdot 2K\Omega = -4V$

$$V_0 = 2 \cdot V_L - V_2 = -2 \cdot 4 - 2 = -10V$$

Bu durumda devre bir akım çekici (current sink) gibi davranıp dış devreden yani yükten akım çekmektedir.

Akım/Gerilim Dönüştürücü

Bazı elektronik devre elemanları yükten bağımsız bir çıkış akımı üretirler. Termokupl, fotosel, termistör v.b gibi pek çok elemanı örnek olarak gösterebiliriz. Bu elemanlar yardımı ile üretilen akımın ölçülebilmesi ve üzerinde işlem yapıp kullanılabilir hale getirilebilmesi için gerilime çevrilmesi gerekir. Akımı, gerilime çeviren tipik bir devre şeması şekil-3.28'de çizilmiştir.



Şekil-3.28 Akım/gerilim dönüştürücü devre

Bu devrede çıkış gerilimi V_0 ;

$$V_0 = -I_s \cdot R'$$

değerine eşittir. Böylece girişten uygulanan I_s akımı çıkışta bir gerilime dönüştürülmüş olur. R direncine paralel bağlı C' kondansatörü ise yüksek frekansla ilgili gürültülerin zayıflaması ve muhtemel osilasyonların önlenmesi için konulmuştur.

Akım/gerilim çeviricisi ideal bir ampermetre gibi, akım ölçmelerin de rahatlıkla kullanılırlar. Opamp girişleri yüklenmediğinden devre ideal bir ampermetredir. Bilindiği gibi ideal bir ampermetrenin iç direncinin sıfır olması istenir ki uçlarında gerilim düşümü olmasın. Opamplarla yapılan ölçme işlemlerinde bu dilek yerine getirilmiş olur.

BÖLÜM 4

Silikon Kontrollü Devre Elemanları

Konular:

- 4.1 Tek Bileşimli Transistör (UJT)
- 4.2 Programlanabilir UJT
- 4.3 Tristör (SCR)
- 4.4 Triyak
- 4.5 Diyak
- 4.6 Diğer Devre Elemanları

Amaçlar:

Bu bölümü bitirdiğinizde aşağıda belirtilen konular hakkında ayrıntılı bilgiye sahip olacaksınız.

- ❑ Operasyonel yükseltecin tanıtımı ve sembolü,
- ❑ İdeal opamp özellikleri
- ❑ Pratik opamp özellikleri ve 741 tipi tümdevre opamp'ın tanıtılması ve terminal bağlantıları
- ❑ Opamp'ın temel yapısı ve blok olarak gösterimi
- ❑ Transistörlü Farksal Yükseltecin Yapısı, Özellikleri ve Çalışma Karakteristikleri
- ❑ Opamp Karakteristikleri

4.1 TEK EKLEMLİ TRANSİSTÖR (UJT)

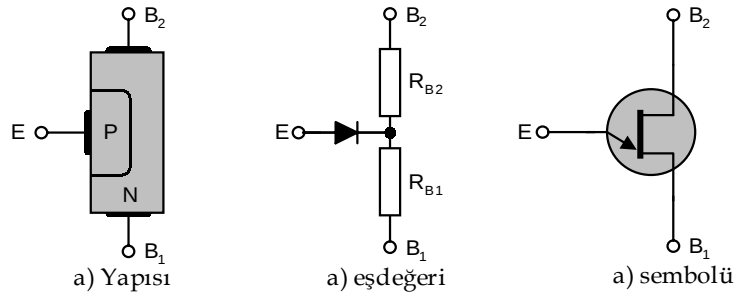
Tek eklemlı transistör (uniunction transistors), kısaca UJT olarak da adlandırılmaktadır. En önemli elektriksel özelliği negatif direnc karakteristiğidir. Bu özellik, UJT'nin osilatör ve pıls ienaratörü tasarımında kullanılmasını sağlar. UJT ayrıca güç kontrolü devrelerinde tetikleme elemanı olarak da kullanılmaktadır. Bu bölümde aşağıda belirtilen sıra içerisinde UJT'yi tüm yönleri ile tanıyıp uygulama yeteneğinizi geliştireceksiniz.

- UJT'nin Yapısı ve Sembolü
- UJT'nin V-I Karakteristikleri
- UJT Parametrelerinin Tanıtımı
- UJT Uygulamaları

UJT'nin Yapısı ve Sembolü

UJT, N tipi bir yarıiletken gövdenin ortasına bir PN eklemi eklenmesi ile oluşturulmuştur. Bu durum şekil-4.1.a'da görülmektedir. Ortadaki P yarı iletken eklemine emiter ucu bağlanır. N tipi yarı iletken maddeye yapılan bağlantılar B_1 ve B_2 beyz'leri olarak adlandırılır. UJT'nin elektriksel eşdeğeri şekil-4.1.b'de gösterilmiştir. Bu eşdeğer devrede R_{B2} direnci, B_2 ile E eklemi arasındaki kısmın direncini gösterir.

UJT'nin emiter ucu açık bırakılıp beyzler arasından (B_1, B_2) ölçülen direnç değerine "Beyzler arası Direnç" denir ve R_{BB} ile gösterilir. Bu direnç değeri R_{B1} ve R_{B2} iletkenlerinin toplam direncidir. Şekil-4.1.c'de ise UJT'nin sembolü verilmiştir. UJT'nin negatif direnç özelliğini beyz direnci R_{B1} sağlar. Bu durum ileride anlatılacaktır.



Şekil-4.1 a.b.c UJT'nin yapısı, eşdeğeri, sembolü

UJT'nin V-I Karakteristikleri

UJT üç uçlu aktif bir devre elemanıdır. UJT'nin çalışmasını anlamak için çeşitli karakteristiklerini incelemek gerekir. UJT'nin en önemli karakteristiği; emiter besleme gerilimine (V_{EE}) bağlı olarak ölçülen, emiter gerilimi (V_E) ve emiter akımı (I_E) değerleridir. UJT karakteristiklerini incelemek için şekil-4.2.a'daki temel uygulama devresi kullanılabilir. Şekil-4.2.b'de ise emiter besleme gerilimi V_{EE} artarken emiter akımı (I_E) ve emiter gerilimi (V_E) ölçümünden elde edilen UJT giriş karakteristiği görülmektedir

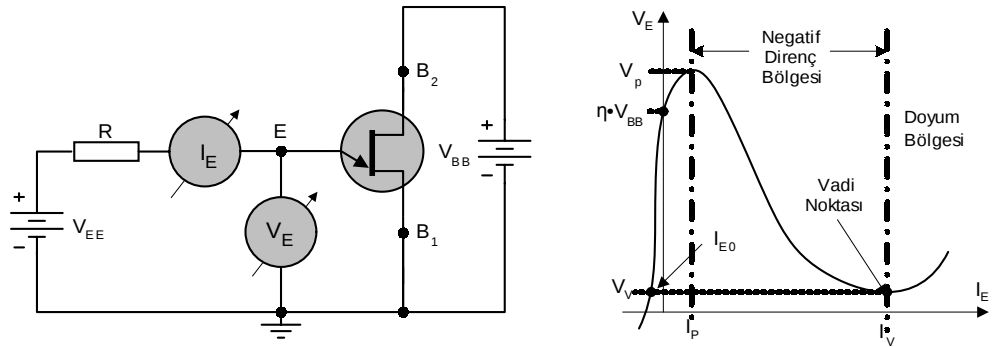
$V_{EE}=0$ iken (Emiter ucu açık, $I_E=0$) UJT, V_{BB} gerilim kaynağına bağlı olan bir gerilim bölücü olarak çalışacaktır. Emiterde görülen gerilim;

$$V_{E(I_E=0)} = V_{RB1} = V_{BB} \cdot \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$$

değerinde olur. Formülde kullanılan R_{B1}/R_{BB} ifadesine gerçek ilgisizlik oranı denir ve η ile sembolize edilir. Bu değer UJT üreticileri tarafından kullanıcıya verilmektedir. UJT'nin emiter gerilimi için denklemi yeniden düzenlersek;

$$V_{E(I_E=0)} = V_{RB1} = V_{BB} \cdot \eta$$

formülünü elde ederiz.



Şekil-4.2.a.b UJT Uygulama Devresi ve Giriş Karakteristiği

UJT'nin emiter ucu, bir silisyum diyot gibi düşünülebilir. Bu durum eşdeğer devrede gösterilmiştir. Emiter sürücü gerilimi V_E , formüldeki $(\eta \cdot V_{BB})$ değerinden daha küçük olduğu zaman [$V_E < (\eta \cdot V_{BB})$] diyot ters yönde polarize olur ve açık devredir. Bu yüzden I_E akımı, çok küçük bir sızıntı akımı mertebesinde dir. Bu değere I_{E0} denir.

Uygulama devresindeki V_{EE} besleme gerilimini artırırsak, Küçük bir ileri yön akımı akmaya başlayacaktır. Akan bu akım diyodun iletim gerilimi değeri V_D 'ye erişinceye kadar devam eder. V_{EE} gerilimi değeri V_{BB} değerini aştığında diyot iletime geçer ve gerilim engeli görülmez. İletim sağlanır. İletimin sağlandığı bu noktada ölçülen emiter gerilimi "Tepe noktası" olarak bilinir. Bu değer;

$$V_E = V_P = \eta \cdot V_{BB} + V_D$$

formülü ile bulunur. Bu değer karakteristikte de işaretlenmiştir. Bu durumda tepe noktası akımı (I_P) eklem içerisinde akar. Giriş gerilimi (V_E) tepe noktası değerini aştığında; besleme gerilimi V_{BB} 'nin polaritesinden dolayı yarı iletkendeki elektronlar beyz'den emiter bölgesine doğru akarlar.

E ile B_1 arasındaki şarjın artması dolayısı ile beyzin bu kısmının iletkenliği de artacaktır. Emiter akımı artarken R_{B1} direnci azalacak ve böylece (V_E) gerilimi de azalacaktır. Bu "Negatif Direnç Etkisidir" ve karakteristik de gösterilmiştir. Bu durum vadi noktasına erişinceye kadar devam eder. Vadi noktasında emiter akımı artarken artık R_{B1} değeri azalmaz. Bu durum beyz'deki akım taşıyıcıların doyuma ulaşmasından kaynaklanmaktadır. Bu durum da R_{B1} 'deki gerilim düşümü artacak ve aynı şekilde emiter gerilimi (V_E) yükselecektir. R_{B1} 'deki ve emiterde oluşan gerilim artışı UJT giriş karakteristiklerindeki doyum (saturasyon) bölgesini oluşturur. Şekil-4.2.b'de görülen UJT giriş karakteristiği belirli bir beyzler arası dirençde UJT'nin davranışını göstermektedir.

UJT yalnız negatif direnç bölgesinde çalışır. Giriş karakteristiğinde bu önemli özellik görülmektedir. Bu özelliklerden birisi tepe noktası değeri V_P , ikincisi ise V_{BB} 'deki artışla birlikte doğrusal olarak artan Vadi gerilimi V_V değeridir. Karakteristikten görüldüğü gibi I_P değeri ile I_V değeri arasındaki bölge UJT'nin aktif olduğu negatif direnç bölgesidir.

UJT Parametrelerinin Tanıtımı

Bu bölümde, üretici dökümanlarından alınan önemli UJT parametrelerinin anlamları ve alabildikleri değerler sıra ile tanıtılmıştır.

R_{BB} =Beyzler arası direnç: Bu değer UJT'nin emiter ucu açıkken beyzler arasından ölçülen direncin omik değeridir. Bu değer yaklaşık olarak $4K\Omega$ ile $10K\Omega$ arasındadır. Bu direnç değeri sıcaklık değişimlerinden etkilenir. Bu etkilenme $^{\circ}C$ başına %0.1 ile %0.9 arasındadır.

η =Gerçek İlgisizlik Oranı: Bu oran sabit bir değerdir. Beyzler arası direnç değerinden ve sıcaklık değişimlerinden etkilenmez. Yaklaşık olarak 0.47 ile 0.75 değerleri arasındadır. η oranı aşağıdaki formülden hesaplanabilir. V_D , ileri polarlama diyot ön gerilimidir.

$$\eta = \frac{V_P - V_D}{V_{BB}}$$

V_P =Tepe Noktası Gerilimi: UJT giriş karakteristiğinde görüldüğü gibi negatif direnç bölgesinin başladığı andaki sınır gerilimi değeridir. Tepe noktası gerilimi değeri, diyot gerilimi (V_D) değişimleri sonucu olarak sıcaklık artarken azalır. Bu değer aynı zamanda V_{BB} değeri ile doğrusal olarak artar.

$$V_E = V_P = n V_{BB} + V_D$$

I_P =Tepe Noktası Akımı: UJT'nin negatif direnç bölgesinde çalışmasına geçiş için gerekli olan minimum akım değeridir. Tepe noktası akımı (I_P), beyzler arası direnç değeri ile ters orantılıdır. I_P değeri sıcaklık arttığında azalır. I_P değeri μA seviyesindedir.

V_V =Vadi Gerilimi: UJT giriş karakteristiğinin de görülen negatif direnç bölgesinin bitimindeki sınır değeridir. Vadi gerilimi, V_{BB} geriliminin artışıyla birlikte artar ve sıcaklık artışı ile azalır. Vadi gerilimi değeri yaklaşık olarak 2v ile 5v arasındadır.

I_V =Vadi Akımı: Negatif direnç bölgesindeki maksimum emiter akımı değerine denir. Vadi akımı, beyzler arası dirençle birlikte artar. Bu akımın sıcaklıkla ilgisi, sıcaklık arttığında azalmasıdır. Vadi akımının tam değerini belirlemek, vadi bölgesi geniş olduğu için zordur.

I_{EO} =Emiter Sızıntı Akımı: Emiter ucu ters polarlama edildiğinde de akan akım değeridir. Sızıntı akımı değeri emiter ucu açıkken bilinen bir gerilim değerinde ölçülür. Bu değer yaklaşık 0.01 μA ile 10 μA arasındadır. Bu akım bipolar transistörlerin I_{CO} sızıntı akımına benzer.

Yukarıda açıklanan temel parametrelere ek olarak, bilinen bir emiter akımındaki saturasyon gerilimi ($V_{E(sat)}$), Maksimum osilasyon frekansı (f_{max}), Anahtarlama süreleri v.b. gibi parametreler de vardır. Bunlar ve değerleri üretici kataloglarında verilmişlerdir. Ayrıca UJT karakteristiklerine ek olarak, izin verilen maksimum güç sınırı, maksimum emiter gerilimi, maksimum beyzler arası direnç değeri, maksimum emiter akımı, maksimum çalışma sıcaklığı gibi sınır değerleri kataloglarda verilirler. Kısaca yukarıda belirtilen ve anlatılan parametreler çeşitli ölçme devreleri yardımı ile ölçüleceği gibi üretici firma kataloglarından da yararlanılarak bulunabilir.

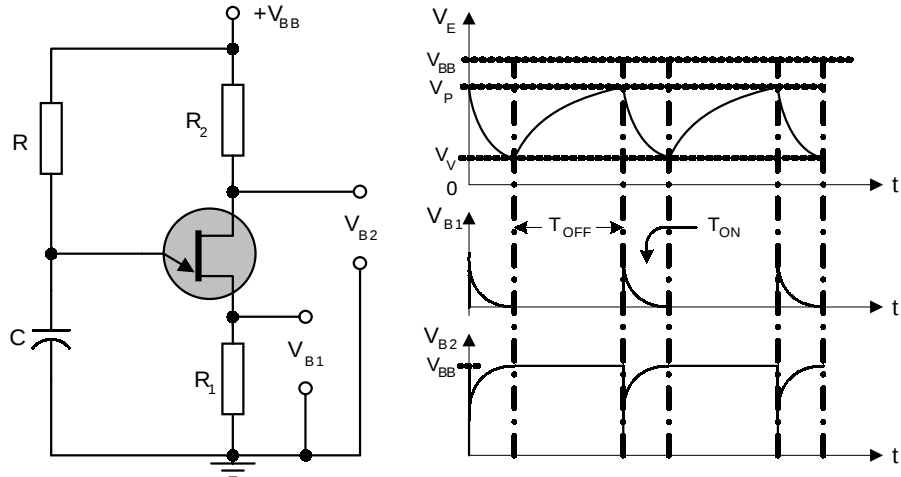
UJT Uygulamaları

UJT; çeşitli osilatör devrelerinde, zamanlama devrelerinde de, tetikleme kaynağı olarak çeşitli sistemlerde ve testere dişi üretici olarak bir çok uygulamalarda güvenle kullanılmaktadır. Aşağıdaki bölümler de UJT'nin en çok kullanılan üç tip uygulama devresi anlatılmıştır.

a. Gevşemeli (Relaksasyon) Osilatör

Tek eklemlili transistör (UJT)'nin en çok kullanılan uygulamalarından birisi relaksasyon osilatörüdür. Bu devreye işlevinden ötürü kararsız (Astable) anahtarlam devresi de denir. Bu devrenin yapısı çok basit ve frekans kararlılığı iyi olduğu için çok sık kullanılır. Bu osilatörde çalışma frekansı çok geniş bir saha boyunca ayarlanabilir.

Relaksasyon osilatör devresi ve dalga şekilleri şekil-4.3.a ve b'de görülmektedir. Devrede R_1 ve R_2 dirençlerinin kullanılması şart değildir. Fakat bu dirençler yardımı ile V_{B1} ve V_{B2} işaretlerinin çıkıştan alınması gerçekleşir. R_1 değeri maksimum 10-40Ω arasında olmalıdır. Bu direnç değerinin daha fazla olması, UJT'nin negatif direnç etkisini bozar. R_2 direnci ise belirtilen işlevinden başka, devrede sıcaklık değişimlerinden dolayı meydana gelecek osilasyon kaymalarını önler. Kısaca kararlılığı sağlar.



Şekil-4.3.a.b Relaksasyon osilatörü ve dalga şekilleri

Devrenin çalışmasını kısaca şöyle özetleyebiliriz. C_1 kondansatörü, R_1 üzerinden belli bir sürede V_{BB} sürücü geriliminden dolayı şarj olmaya başlar. Kondansatör şarj gerilimi (V_E), tepe noktası gerilimi (V_P) değerine eriştiği anda UJT iletime geçer. Bu anda C_1 kondansatörü, emiter, R_2 direnci ve şase yolu iledeşarj olur. Kondansatöründeşarj gerilimi, vadi gerilimi (V_V) değerine ulaşmaya kadar devam eder. Bu noktada UJT direnci R_{B1} artmaya başlar ve UJT kesime gider. Bu durumda C_1 kondansatörü tekrar aynı şekilde şarj olmaya başlar. Böylece tek bir osilasyon tamamlanmış olur. C_1 kondansatörünün şarj süresi, çıkış gerilimi V_{B1} 'in sıfır olduğu süreye eşittir. şarj süresi T_{OFF} olarak tanımlanır.

$$T_{OFF} = R \cdot C \cdot \ln \cdot \frac{1}{1 - \eta} - \frac{V_D}{V_{B1B2}}$$

formülünden hesaplanır. Burada; V_{B1B2} , beyzler arası gerilimdir. Pek çok durumda $V_{B1B2} \gg V_D$ olduğundan $V_D/(V_{B1B2})$ terimi $(1-\eta)$ terimi ile karşılaştırıldığında ihmal edilebilir. Bu durumda yukarıda ki formül ;

$$T_{OFF} = R \cdot C \cdot \ln \cdot \frac{1}{1-\eta}$$

olur. $\eta=0.7$ olduğunu kabul edersek,

$$T_{OFF} \approx 1.2(R \cdot C)$$

olur. T_{OFF} zamanı kondansatörün şarj zamanıdır. Bu anda UJT kesimdedir. T_{ON} zamanı ise UJT'nin iletimde olduğu süredir. Bu anda kondansatör deşarj olmaktadır. Genellikle deşarj zamanı (T_{ON}), şarj zamanından (T_{OFF}) çok daha kısadır. Relaksasyon osilatörün frekansı İSE yaklaşık olarak şu formülden bulunur.

$$F = \frac{1}{T_{OFF}} = \frac{1}{R \cdot C \cdot \ln \cdot \frac{1}{1-\eta}}$$

Osilasyonu sağlamak için aşağıdaki şartları yerine getirmek gerekir.

$$\frac{V_{BB} - V_P}{R} > I_P \quad \frac{V_{BB} - V_V}{R} < I_V$$

Formülden de görüleceği gibi ilk şart R direnci, I_P tepe akımını besleyecek kadar küçük değerde olmalıdır. Bu şart sağlanmazsa UJT iletme geçmeyecektir. Diğer şart ise, jonksiyon üzerinden vadi akımının akmasına izin veren R direncinin minimum değere ayarlanmasıdır. Bu şart yerine getirilmezse UJT iletim durumunda kalamayacaktır. Uygulamalarda yukarıdaki şartlar için R direncinin geniş bir sınır değeri vardır. Örnek şartlar olarak;

$$2K\Omega \leq R \leq 2M\Omega$$

değerleri gösterilebilir.

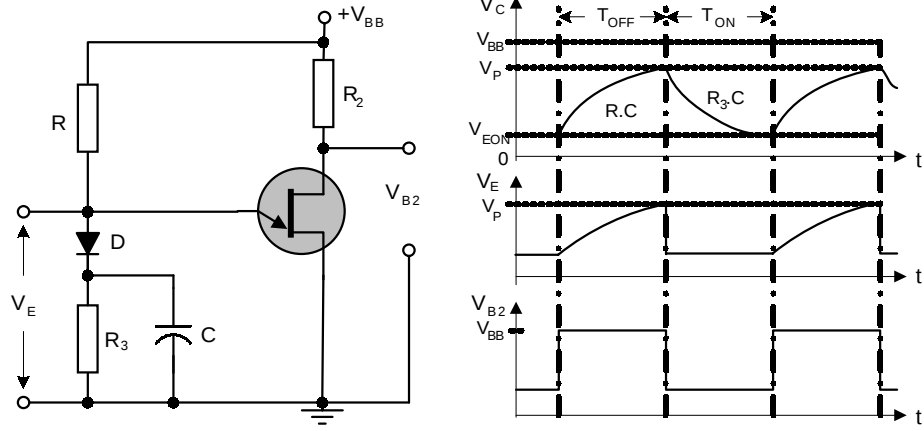
Yukarıdaki açıklamalardan görüleceği gibi osilatör frekansı, tepe noktası gerilimi V_P 'ye bağlıdır. V_P geriliminin ise sıcaklıkla etkilendiğini önceki bölümde açıklamıştık. Devrede sıcaklık etkisini azaltarak frekans kararlılığını sağlamak için R_2 direnci kullanılmıştır. Şekil-4.3'deki devre de beyzler arası gerilime (V_{B1B2}), R_2 üzerinde düşen gerilimin tesir ettiği görülebilir. (Genellikle $R_1 \ll R_2$ olduğundan R_1 ihmal edilebilir) R_2 için uygun bir değer seçilerek devre sıcaklık değişmelerine karşı kararlı hale getirilebilir. $R_2 \gg R_1$ ve $R_{BB} \gg R_2$ varsayarak, R_2 değeri;

$$R_2 = \frac{0.31 \cdot R_{BB}}{\eta \cdot V_{BB}}$$

formülünden hesaplanabilir. R_2 için örnek değerler 100Ω ile 500Ω değerleri arasındır. Relaksasyon osilatörün deşarj süresi; UJT'nin negatif direnç karakteristiği yardımı ile tayin edilir. Bu özellik bir dezavantajdır. Yukarıda anlatılan bu devre ile bu süreyi kontrol etme imkanı yoktur. Bu süre her bir UJT'de farklıdır.

b. Deşarj Süresi Kontrollü Gevşemeli Osilatör

Gevşemeli (Relaksasyon) osilatör devresinde şarj süresinin R direnci yardımı ile kontrol edildiği, deşarj süresinin ise kontrol edilemediği anlatılmıştı. Bu uygulamada relaksasyon osilatörün deşarj süresi kontrol edilerek daha kullanışlı bir devre geliştirilmiştir. Deşarj süresi kontrollü relaksasyon osilatör devresi ve dalga şekilleri şekil-4.4.a.b'de çizilmiştir.



Şekil-4.4.a ve b Deşarj süresi kontrollü relaksasyon osilatör ve dalga şekilleri

Devrenin çalışmasını kısaca anlatalım; Devreyi Thevenin teoremini uygulayarak basitleştirirsek, devrenin eşdeğer gerilimi ve direnci;

$$V_{TH} = \frac{R_3}{R_1 + R_2} \cdot V_{BB} \quad R_{TH} = \frac{R \cdot R_3}{R + R_3}$$

olur. Bu durumda C kondansatörü, diyot ve R_{TH} üzerinden V_{TH} gerilimine şarj olur. Kondansatör gerilimi V_P değerine şarj olduğunda UJT iletime geçer. Emiter gerilimi bu anda, $(V_{E(on)})$ değerine düşer. Bu gerilim, $I_E - V_E$ karakteristiğinin negatif direnç bölgesi ve yük çizgisinin kesişme noktası ile tayin edilir. $V_P > (V_{E(on)})$ olduğunda UJT ters polarize olarak kesime gider. Bu durumda C kondansatörü ancak R_3 üzerinden deşarj olur. Kondansatör gerilimi $V_{E(on)}$ değerine eriştiğinde diyot iletime geçer ve kondansatörün şarjı daha sonraki palste başlar. Böylece D diyodu ve R_3 direnci yardımı ile deşarj süresi kontrol edilmiştir. Şarj ve deşarj süreleri aşağıdaki formüllerle hesap edilebilir. Şarj süresi;

$$T_{OFF} = R_{TH} \cdot C \cdot \ln \cdot \frac{V_{TH} - V_{E(ON)}}{V_{TH} - V_P} \cdot V_{BB}$$

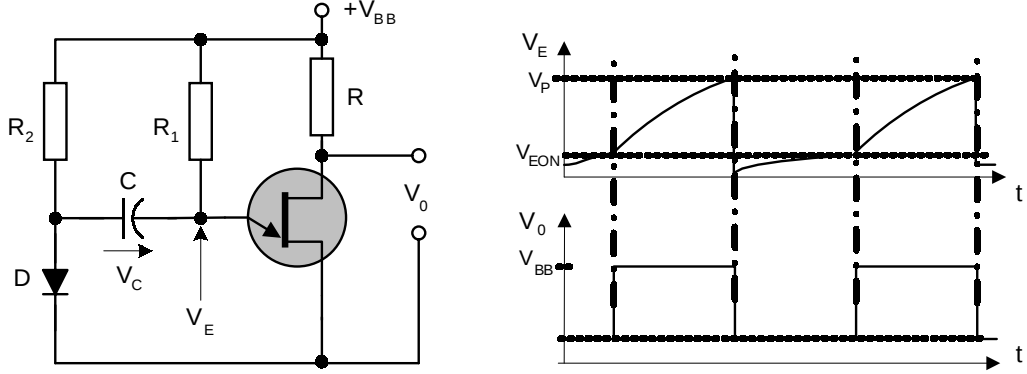
Deşarj süresi;

$$T_{ON} = R_2 \cdot C \cdot \ln \cdot \frac{V_P}{V_{E(ON)}}$$

Bu osilatörün çıkış dalga biçimleri şekil-4.4.b'de görülmektedir. B_2 beyzindeki işaret kare dalgadır. Belirtildiği gibi bu osilatörde şarj ve deşarj ($T_{on}-T_{off}$) sürelerini kontrol etmek mümkündür.

c. Kararsız (astable) Multivibratör

Kare dalga üretimi için çok kullanılan bir kare dalga çıkışlı astabil multivibratör devresi ve çıkış dalga biçimleri şekil-4.5.a ve b'de gösterilmiştir.



Şekil-4.5 Astabil Multivibratör ve Dalga şekilleri

Bu devrenin çalışmasını kısaca şöyle özetleyebiliriz: Kaynak gerilimi devreye bağlandığında diyot iletme geçer ve kondansatör R_1 üzerinden V_{BB} değerine şarj olmaya başlar. Diyot üzerindeki gerilim düşümü ihmal edilirse kondansatör gerilimi, emiter gerilimine (V_E) eşit olur. Buna göre $V_C = V_E$ 'dir. Emiter geriliminin değeri, V_P değerini aştığında UJT iletme geçer ve emiter gerilimi $V_{E(ON)}$ değerine düşer. Emiter gerilimindeki bu düşüş diyodun ters polarlanması sebeptir. Diyod'un iletimi durur. C kondansatörü bu anda, Diyot yeniden iletme geçinceye kadar R_2 üzerinden şarj olur. Emiter akımı bu şartlar altında I_V değerinin altına düşer. Formüle edersek;

$$\left[\frac{V_{BB} - V_{E(ON)}}{R_1} \right] < I_V$$

olur. Bu olaylar bir tam saykılta tamamlanır. Daha sonraki saykıl R_1 üzerinden C kondansatörünün şarjı ile başlar. Bu durumda şarj ve deşarj süreleri aşağıdaki formülle bulunur. Şarj süresi;

$$T_{OFF} = R_1 \cdot C \cdot \ln \cdot V_{BB} - \frac{V_{E(ON)}}{V_{BB} - V_P}$$

Deşarj süresi;

$$T_{ON} = R_2 \cdot C \cdot \ln \cdot \frac{V_{BB} + V_P - V_{E(ON)}}{V_{BB} - V_P}$$

Monostabil (Tek kararlı) multivibratörlerin (UJT ve BJT transistörleri bir arada olan tipler) saykıl süresi senkronizasyonlu (uyumlu) değişik tetikleme ve testere dişi devrelerinin var olduğu unutulmamalıdır.

4.2 PROGRAMLANABİLİR UJT (PUT)

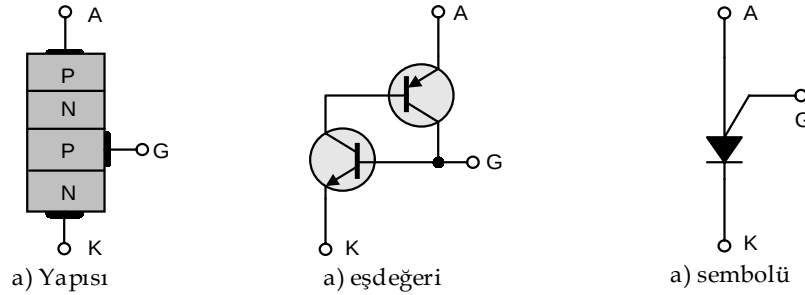
Programlanabilir tek eklemlı transistör (PUT), UJT'den geliştirilmiş aktif bir devre elemanıdır. Çalışma bakımından SCR ile benzerlik gösterir. Bu elemanın en önemli özelliği tetikleme gerilimi seviyesinin, istenilen bir gerilim değerine programlanabilmesidir.

Bu bölümde aşağıda belirtilen sıra içerisinde PUT'u tüm yönleri ile tanıyıp uygulama yeteneğinizi geliştireceksiniz.

- PUT'un Yapısı ve Sembolü
- PUT'un Programlanması
- PUT'un UJT'ye nazaran üstünlükleri
- PUT Uygulamaları

PUT'un Yapısı ve Sembolü

PUT'un yapısı, Bilinen normal tek bileşimli transistör (UJT)'den biraz farklılık gösterir. PUT tıpkı tristör gibi 4 farklı yarı iletken eklemin (PNPN) bitişminden oluşmuştur. UJT'un yapısı şekil-4.6.a'da gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi PUT, üç uçlu bir devre elemanıdır. Uçları tristör gibi Anot (A), Katot (K) ve geyt (G) olarak isimlendirilmişlerdir. Dikkat edilirse tristör'den farklı olarak geyt ucu N tipi yarı iletkene bağlanmıştır. Şekil-4.6.b'de PUT'un transistörle gerçekleştirilmiş eşdeğer devresi çizilmiştir. Şekil-4.6.c'de ise PUT'un şematik sembolü görülmektedir.



Şekil-4.6.a.b.c. PUT'un Yapısı, Transistör Eşdeğeri, Sembolü

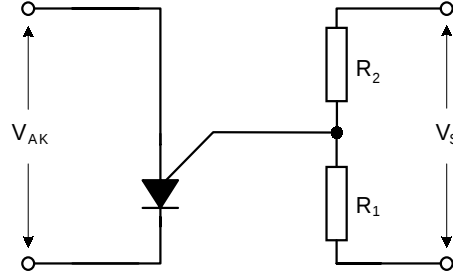
PUT'un Programlanması

PUT'a harici dirençler başlayarak UJT'den daha ileri seviyede fonksiyonları gerçekleştirebiliriz. PUT'un anot-katot arasına uygulanan gerilim değeri, programlanan tetikleme gerilimi (V_P) seviyesini geçerse PUT iletme geçer. Eğer anot-katot arasına uygulanan gerilim, tutma gerilimi (V_H) seviyesinin altına düşerse bu değere vadi noktası gerilimi (V_V) denir. Vadi gerilimi değeri yaklaşık 1 volt olursa PUT kesime gider.

Yukarıda anlatıldığı gibi PUT'un iletme geçmesi için gerekli olan tetikleme gerilimi değeri (V_P) istenilen bir değere programlanabilir. PUT'un programlanabilmesi için gerekli devre bağlantısı ve karakteristiği şekil-4.7'de verilmiştir. Bu devrede görüldüğü gibi V_P gerilimini büyük ölçüde R_2 ve R_1 değerleri belirlemektedir.

$$V_P = V_{AK} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S + V_T$$

Bu formül kullanılan V_T ; PUT un denge gerilimidir. R_1 ve R_2 değerleri ayarlanarak V_P değeri istenilen bir gerilim değerine programlanabilir.



Şekil-4.7 PUT'un programlanabilmesi için gerekli devre düzeneği

PUT'un UJT'ye Nazaran Üstünlükleri

- PUT'un tetikleme gerilimi (V_P) istenilen değerde seçilebilir. Oysa normal UJT'de V_P değeri bir tanedir. PUT'un tetikleme gerilimi programlanabilir ve besleme gerilimine bağlı değildir.
- Tetikleme akımı (I_P) ve tutma akımı (I_H) harici dirençler ile geniş bir saha içerisinde ayarlanabilir.
- PUT iletim durumunda iken üzerindeki gerilim düşümü 1.4 volt'dan daha az bir değerdedir. PUT oldukça yüksek gerilim değerlerinde rahatlıkla kullanılabilir.
- PUT; Yüksek gerilim altında çalıştığında geyt ucundan, anod ve katod ucuna akan akım değeri çok küçüktür. ($I_{GA0} < 10 \text{ nA}$)
- PUT'un tetiklenmesi için çok küçük akım değerleri yeterlidir. Bu nedenle uzun süreli tamamlayıcı devre tasarımlarında da tercih edilir. (Pals üreteçleri)

PUT Uygulamaları

PUT pek çok çeşit devre uygulamalarında kullanılmaktadır. PUT'la yapılan bazı uygulamaları şöyle sıralayabiliriz. Pals üreteçleri, tek kararlı multivibratörler, testere dişi üreteçler, metronom vb. belirtilen bu uygulamalardan bazılarını kısaca inceleyelim.

a- Pals Üreteci

PUT'un en çok kullanılan uygulama yerlerinin başında pals üreteçleri gelmektedir. (Relaksasyon osilatör) şekil-4.8'de PUT'la yapılan bir relaksasyon osilatör devresi görülmektedir. Bu devrede PUT un tetikleme gerilimi (V_P), R_1 ve R_2 dirençleri tarafından ayarlanır. Bu değer formülize edilirse;

$$V_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_S \quad R_G = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

yazılabilir. PUT iletme geçtiğinde oluşan I_p akımının minimum ve maksimum değeri I_v akımı ve R_g değeri tarafından tayin edilir. R_g değeri ise R_1 ve R_2 dirençlerinin paralel eşdeğeridir. Bu değer üretici kataloglarında verilir.

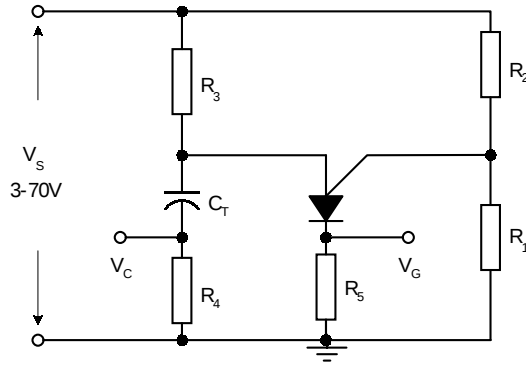
Kondansatör gerilimi tepe gerilimi (V_p) seviyesini aştığı zaman PUT tetiklenir ve kondansatör PUT üzerinden deşarj olur. Kondansatör deşarj akımı vadi akımı (I_v) seviyesini geçinceye kadar devam eder. Bu anda PUT kesime gider ve kondansatör tekrar şarj olur. Bu olay periyodik olarak tekrarlanarak devam eder. Üretilen sinyalin frekansını C_T ve R_3 elemanlarının zaman sabitesi belirler.

$$(T = R_3 \cdot C_T)$$

R_4 ve R_5 dirençleri kondansatör deşarj akımını sınırlar. Bu dirençlerin değeri küçük olmalıdır. Devrenin zaman sabitesi;

$$\tau = \text{Zaman sabitesi} = (R_4 + R_5) \times C_T$$

formülüyle belirlenir. R_4 ve R_5 değerleri aynı zamanda pozitif ve negatif palslerin genlik değerlerini ayarlama da kullanılır. Eğer çıkıştan tek pals alınacaksa R_4 ve R_5 dirençlerinden birisi kullanılmaz. Osilasyonun başlaması için R_3 değeri önemlidir. R_3 direnci, üzerinden geçen akımın değerini belirler. R_3 üzerinden geçen akım PUT tetikleme akımı (I_p) den büyük fakat vadi akımı (I_v) dan küçük olacak şekilde ayarlanmalıdır. Bu ayar R_3 ile yapılır.



Şekil-4.8 PUT'la gerçekleştirilen pals üretici

Devrenin osilasyon şartlarını aşağıdaki eşitlik sağlar.

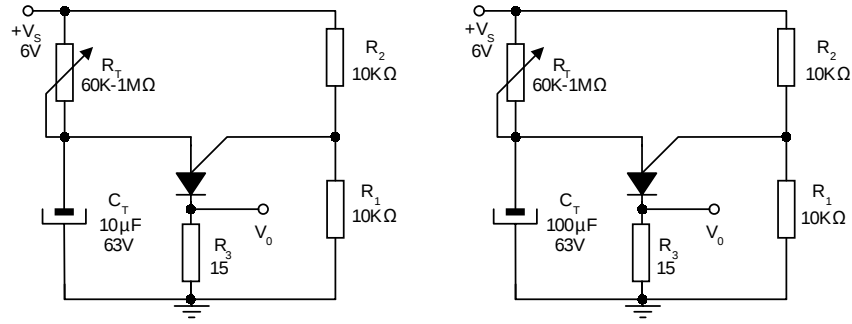
$$\frac{V_S - V_v}{I_v} < R_3 < \frac{V_S - V_p}{I_p}$$

Bu eşitlikte V_v =vadi noktası gerilimidir. Yaklaşık 1 voltur V_p =Tepe noktası gerilimidir. Bu gerilim değeri;

$$V_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_S$$

eşitliğinden de görüldüğü gibi R_1 ve R_2 dirençleri ile ayarlanır. Devredeki I_p ve I_v akımları da bu dirençlerin paralel eşdeğeri ile belirlenir. Bu değer üretici kataloglarında (R_g) verilir. Pals üretici 3-70 volt besleme gerilimlerin de çalışır. Besleme gerilim bu değerlerin dışın da olursa osilatör çalışmaz. Devrenin zaman sabitesi kondansatörün sızıntı akımı tarafından ayarlanır. Bunun nedeni pals üretici devresinin direncinin çok yüksek olmasıdır. Kondansatörün şarj akımı, ilk andaki sızıntı akımına göre oldukça yüksek bir değerde seçilmelidir. Bu durum sağlanmazsa kondansatörün şarj süresi uzar.

Şekil-4.9.a da uzun süreli bir zamanlayıcı devresi verilmiştir. Bu devrede $10\mu\text{F}$ değerinde bir mika (MKL) kondansatör kullanılmıştır. Şekil-4.9.b’de ise $100\mu\text{F}$ ’lık elektrolitik kondansatör kullanılan kısa süreli bir zamanlayıcı devresi görülmektedir. Bu devrede kondansatörün sızıntı akımı $1\mu\text{A}$ ’den çok küçüktür. Bundan dolayı devrenin zamanlama süresi önceki devreden daha azdır. Zamanlama süreleri şekillerin yanında belirtilmiştir.



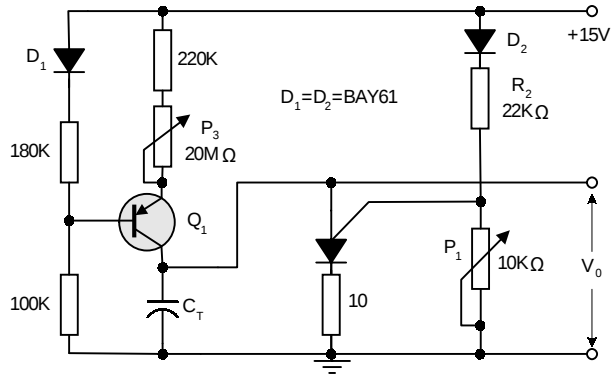
Şekil-4.9.a ve b Kısa ve uzun süreli zamanlayıcı devreleri

b- Testere Dişi Üretici

Önemli bir PUT uygulaması da testere dişi üretici devresidir. Böyle bir devre Şekil-4.10’da verilmiştir. Bu devrede C_T kondansatörünün şarj akımı bir transistor ile sağlanmıştır. Bu transistor sabit bir akım sağlayarak osilatörün testere dişi geriliminin lineeritesini düzeltir.

Devrede üretilen sinyalin genliği P_1 potansiyometresi ile yaklaşık 1 ile 10 volt arasında ayarlanabilir. P_3 potansiyometresi ise üretilen sinyalin frekansını (süresini) ayarlar. Bu devrede geniş bir frekans sahasında sinyal üretmek için farklı C_T değerleri kullanılabilir. İstenirse bir anahtar kullanılarak çeşitli C_T değerleri devreye eklenebilir.

Transistörün V_{BE} gerilimini sıcaklıktan etkilenmemesi için D_1 diyodu kullanılmıştır. PUT ofseti (denge) geriliminin sıcaklıkla değişimi ise D_2 ile minimuma indirilmiştir. Devrenin çıkış akımı küçüktür. Bu akım P_3 emiter direnci ile ayarlanabilir. $P_3=20\text{M}\Omega$ iken I akımı $1\mu\text{A}$ ’den çok küçüktür. Bundan dolayı devre çıkışına eğer istenirse yükselteç eklenebilir.



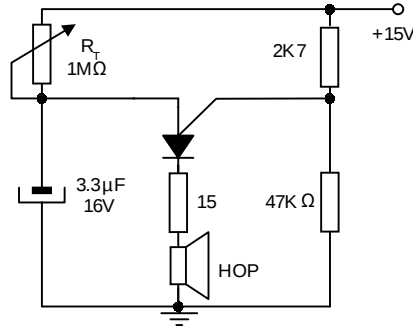
Şekil-4.10 PUT’la yapılan testere dişi üretici devresi

c- PUT'la Bir Tristörün Tetiklenmesi

PUT'la bir tristörün tetiklenmesi için gerekli tetikleme devresi şekil-15.5'de çizilmiştir. Bu devrede tristörün tetiklenmesi için kondansatörün deşarj palsi PUT üzerinden tristöre doğrudan doğruya uygulanmıştır. 1 MΩ'luk potansiyometre ile kondansatörün şarj akımı ayarlanarak şarj süresi belirlenir. Kondansatör şarj gerilimi PUT tetikleme seviyesine eriştiğinde PUT iletme geçer. Bu anda kondansatörün deşarj akımı tristörü tetikler. Zener diyot kontrol devresinin (tetikleme devresi) gerilimini sınırlar ve negatif yarım saykıl esnasında kondansatörün deşarjını engeller.

Bu devrede girişten uygulanan (kontrol edilen) AC gerilim yerine DC gerilim uygulanırsa uzun süreli zamanlayıcı olarak kullanılabilir. Bu durumda eleman değerlerini yeniden düzenlenerek istenilen zaman gecikmesi sağlanabilir.

Şekil-4.11'de PUT ile yapılan bir metronom devresi görülmektedir. Bu devre pals üreticinin basit bir uygulamasıdır. 1MΩ'luk potansiyometre ile devrenin frekansı 30Hz ile 240Hz arasında ayarlanabilir. Çıkışta 4Ω'luk bir hoparlör kullanılmıştır.



Şekil-4.11 PUT'la yapılan metronom devresi

4.3 SCR (Tristör)

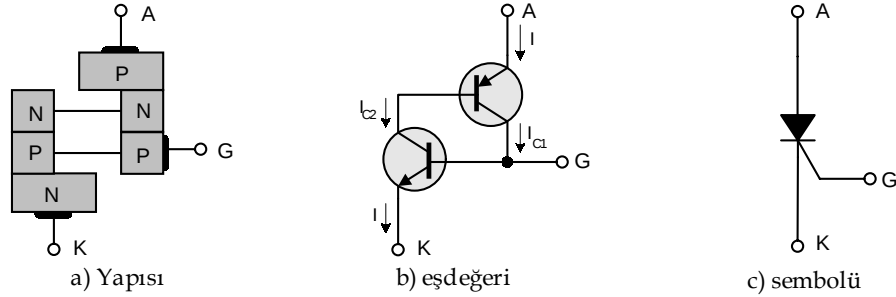
İlk SCR (Silikon controlled rectifiers: Slikon Kontrollü Doğrultucular) 1957 yılında Amerika'da general elektrik firması tarafından üretilmiştir. Yarı iletken olarak transistörün daha gelişmiş bir modeli olarak kabul edilir. SCR'ler yüksek akım ve gerilimlerin kontrolünde, yüksek güçlü anahtarlama devrelerinde sıkça kullanılırlar. En önemli avantajı güç kaybının oldukça az olmasıdır. Elektronik piyasasında SCR, tristör olarak da adlandırılmaktadır.

Bu bölümde aşağıda belirtilen sıra içerisinde SCR'yi tüm yönleri ile tanıyıp uygulama yeteneğinizi geliştireceksiniz.

- SCR'nin Yapısı ve Sembolü
- SCR'nin Çalışma Biçimleri
- SCR'yi Tetikleme Yöntemleri
- SCR'nin V-I Karakteristikleri ve Parametreleri

SCR'nin Yapısı ve Sembolü

Tristör; 4 adet bipolar yarı iletken PN ekleminden oluşmuş üç uçlu aktif bir devre elemanıdır. Tristör, yarı iletken devre elemanları ailesinden SCR grubuna dahildir. Şekil-4.12.a.b ve c'de tristörün yapısı, transistor eşdeğeri ve şematik sembolü görülmektedir.



Şekil-4.12. a.b.c Tristör'ün yapısı, transistor eşdeğeri, şematik sembolü

Tristör'ler genellikle 3 uçlu üretilirler. Her bir ucu işlevlerinden ötürü katot, anot ve geyt olarak adlandırılmaktadır. Dört uca sahip olan tristörler de vardır. Bu tiplerde iki adet geyt ucu bulunmaktadır. Ayrıca ışığa duyarlı olarak çalışan ve LASCR olarak adlandırılan SCR çeşitleri de bulunmaktadır. SCR'ler diyot gibi sadece tek yönde akım geçirirler. Çift yönlü akım geçiren SCR'lere ise Triyak denir. Kullanım alanına ve amacına bağlı olarak yüzlerce farklı tip ve boyut da tristör üretimi yapılmaktadır. Şekil-4.13'de örnek olarak birkaç farklı tip ve boyut da tristör görüntüleri verilmiştir.

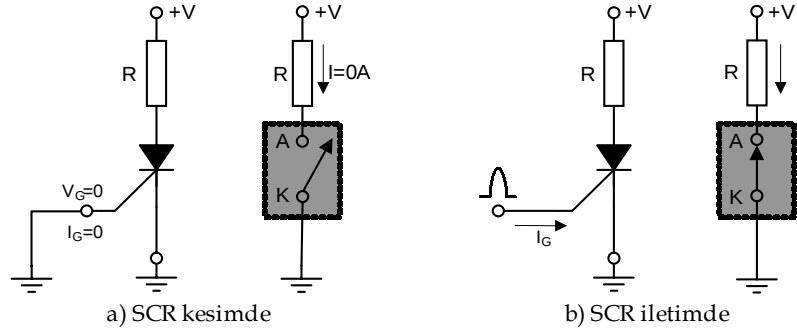


Şekil-4.13 Çeşitli tip ve güçlerdeki tristörlerin görünümü

SCR'nin Çalışma Biçimi

SCR'ler; gereksinime göre iletimde veya kesimde çalıştırılırlar. SCR iletimde çalıştırıldığında; anot-katot terminalleri arasındaki direnç çok düşüktür ve birkaç ohm civarındadır. Bu çalışma şeklinde; SCR'nin Anot-Katot terminali kapalı bir anahtar gibi düşünülebilir.

SCR kesimde çalıştırıldığında ise; anot-katot terminalleri arasındaki direnç çok yüksektir. Bu değer; 10 MΩ'dan yüzlerce MΩ'a kadar olabilir. Bu çalışma şeklinde; SCR'nin anot-katot terminalleri arası açık bir anahtar olarak düşünülebilir. Bu durum şekil-4.14'de sembolik olarak gösterilmiştir.



Şekil-4.14 SCR'nin Çalışma biçimleri

SCR'nin iletim ve kesimde çalışmasından yararlanılarak pek çok endüstriyel uygulama gerçekleştirilir. SCR'yi iletimde veya kesimde çalıştırmak için farklı yöntemler kullanılmaktadır. Aşağıda bu yöntemler anlatılmıştır.

SCR'yi Tetikleme Yöntemleri

SCR'nin tetikleme yöntemlerini belirlemek için transistör eşdeğerinden yararlanılır. PNP tipi bir transistörle, NPN tipi bir transistör şekil-4.12.b'de görüldüğü gibi bir arada bağlanırsa teorik olarak bir SCR oluşur. Bu devre SCR'nin çalışmasını irdlemek açısından önemlidir. Bu devrede SCR akımı;

$$I = \frac{I_{CB01} + I_{CB02}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

$$I = \frac{\beta_2 \cdot I_C (1 + \beta_1)}{1 - (\beta_1 + \beta_2)}$$

yazılabilir. Bu formülde I_{CB01} ve I_{CB02} transistörlerin sızıntı akımlarıdır. α_1 ve α_2 ise akım yükseltme katsayılarıdır. ($\alpha = I_E/I_C$), Akım yükseltme katsayılarının oldukça küçük olduğu bilinmektedir ($\alpha_1 + \alpha_2 = 1$). Sızıntı akımlarının bu durumda çok küçük olacağı açıktır. Sızıntı akımının çok çok küçük olması bir dezavantajdır. Bundan dolayı akım yükseltme katsayılarının 1'e yakın olması istenir.

Akım amplifikasyon katsayılarının (α_1 ve α_2) doğrudan doğruya jonksiyonlara bağlı olduğu açıktır. Bu nedenle SCR iletimde veya kesimde çalıştırmak için gerekli olan tetikleme metotları yukarıda ki bağlantı ve devrelerden yararlanarak geliştirilebilir. SCR'yi iletime veya kesime sürmek için belli başlı bir takım yöntemler vardır. Bu yöntemleri aşağıdaki gibi sıralayabiliriz.

1. Transistör Şeklinde çalıştırma metodu:

Bilindiği gibi bir transistörde beyz akımı artarken, emiter akımında beyz akımına bağlı olarak artar. SCR'de aynı işlem geyt ucu ile gerçekleştirilir. SCR'de geyte ileri yönde bir akım uygulanırsa SCR iletime geçer. Bu anda akım artışı $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ değerine erişmelidir ($\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ değeri, akım iletimini devam ettiren değerdir). SCR'yi tetiklemede kullanılan en popüler metot budur.

2. Anot ile katot arasındaki gerilimi artırma metodu:

Bu metod da SCR'nin anot ile katodu arasına yüksek bir gerilim uygulanarak SCR'nin ilettime geçmesi sağlanır. Bu işlem yapıldığında jonksiyonlarda kuvvetli bir elektrik alanı oluşur. Bu sayede gerilim seddi aşılıarak, jonksiyonlardaki akım akışında bir artış sağlanır. Bu akım değeri iletimi devam ettiren $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ değerine eritiinde SCR, kesimden ilettime geçer.

3. Frekansı artırma metodu:

Anot ile katot arasına uygulanan gerilimde hızlı bir değişme yapılırsa SCR ilettime geçer. SCR'nin jonksiyonları bir yere kadar kondansatör gibi davranırlar. Anoda bir gerilim uygulandığında, bu gerilim bir değişime neden olur ve jonksiyon kapasitelerini şarj eden bir şarj akımı meydana gelir. Bu akımın değeri $i = (\Delta v / \Delta t)$ formülünden hesaplanır. Eğer gerilim değişimi (Δv), kısa bir süre içinde (Δt), meydana gelirse, SCR kesimden iletim durumuna geçer.

4. Sıcaklığı artırma metodu:

SCR'nin çalışma ortamı sıcaklığı artırıldığın da SCR jonksiyonlarındaki akım taşıyıcıların sayısı artacaktır. Bu ise SCR'nin kesimden ilettime sürülmesini sağlar.

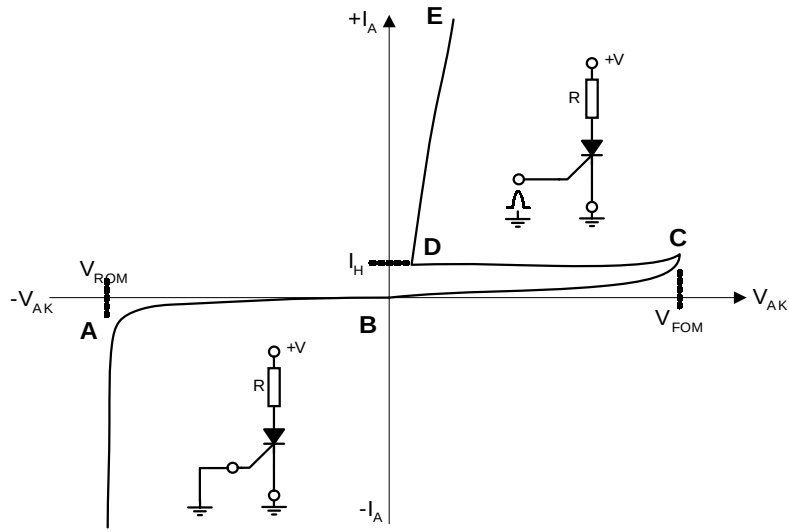
5. Işıklı çalıştırma metodu:

Bazı tip SCR'ler ışığa karşı duyarlıdırlar. Bu tip SCR'lere **LASCR** denir. ışık enerjisinin uygulanması sonucunda oluşan radyasyon, Akım taşıyıcı çiftlerinin serbest bırakılmasına neden olur. Bu ise jonksiyon içinden geçen akımın artmasını sağlar. Böylece SCR'nin ilettime geçmesi sağlanır.

Yukarıda anlatılan yöntemler içinde en çok kullanılan ve en verimli SCR tetikleme metodu; transistör şeklinde yapılan tetikleme yöntemidir.

SCR Karakteristikleri

SCR'nin çalışmasını daha iyi anlayabilmek için SCR karakteristiklerinden faydalanacağız. Şekil-4.15'de SCR'nin akım-gerilim (I-A) karakteristiği görülmektedir. Devrede geyt ucu açık devre yapıldığında veya anot katot arasına ters polarmada bir gerilim uygulandığında SCR kesim durumundadır. Bu halde SCR seri bağlı birbirine ters iki diyot gibi davranır. Bundan dolayı SCR üzerinden çok küçük bir sızıntı akımı akar. Bu durum karakteristik üzerinde (A ve B noktaları arasında) gösterilmiştir. Bu bölge "ters tutma bölgesi" olarak bilinir. V_{ROM} noktasında zener kırılma olayı meydana gelir. Bu durum SCR'yi tehlikeye sokar. Bu limite ulaşılmalıdır.



Şekil-4.15 SCR Akım-Gerilim Karakteristikleri

SCR'nin anot-katot arasına doğru polarma uygulanıp, geyt ucu boşta bırakıldığında yani tetikleme yapılmadığında SCR iletimde değildir. Çünkü geyt ters polarma kabul edilir. Geyt'in bağlı olduğu jonksiyonundan bir sızıntı akımı geçer. Bu bölge karakteristik de B ile C noktaları arasındır. Bu bölgeye "ileri yöndeki tutma bölgesi" denir.

J₂ jonksiyonundaki büyük ters polarma değeri ($V_{(BR)FX}$) maksimum kırılma gerilimi noktasını belirler. Uygulanan gerilim bu değere ulaştığında SCR iletime geçer ve üzerinden büyük bir akımın akmasına imkan verir. Bu akım sadece devredeki R direnci ile sınırlanabilir. SCR iletime geçtiği anda, üzerinden geçen akımda büyük bir artış, üzerine düşen gerilimde ise büyük bir düşüşü gözlenir. Bu durum SCR iletime geçtiği anda negatif direnç etkisi gösterdiğini kanıtlar. Bu durum karakteristikte C ve D noktaları arasında belirtilmiştir.

SCR karakteristiğinde görüldüğü gibi çalışma noktası V_{FOM} noktasından E noktasına ulaştığında SCR artık negatif direnç bölgesinden çıkmış ve tamamen iletken olmuştur. Bu noktada SCR üzerinden geçen akımın değeri yaklaşık olarak;

$$I = \frac{V - 0.8V}{R}$$

değerindedir.

SCR'yi yeniden kesime götürmek için I_A akımını "Tutma akımı= I_H " değerinin altında bir seviyeye düşürmek gerekir. Bu durum ancak kaynak gerilimi (V) azaltılarak yada SCR yalıtıma geçinceye kadar içerisinden ters yönde bir akım geçirerek gerçekleştirilir. SCR iletim durumuna geçtikten sonra geyt kontrolünü kaybeder. Bundan dolayı SCR'yi tetiklemek için, geyte sürekli bir akımdan ziyade kısa bir pals uygulamak yeterlidir. Böylece gereksiz güç harcaması önlenmiş olur.

SCR Parametrelerinin Tanıtılması:

Bu bölümde üretici firmaların hazırlamış oldukları kullanım kataloglarında belirtilen bazı önemli parametrelerin anlamları ve alabildikleri değerler sıra ile tanıtılmıştır.

V_{ROM} (Ters Tepe Gerilimi): Bu gerilim, SCR zarar görmeden, SCR'ye uygulanabilecek ters polarma geriliminin maksimum değeridir. Üretici firmalar bu değeri kataloglarında tanımlarlar. Bu parametre, bazen AC gerilimlere veya ani gerilim değerlerine göre de

verilebilir.

V_{FOM} (Doğru Polarmada Tepe Tutma Gerilimi): SCR iletim durumunda iken çalışabileceği maksimum ani ileri ön gerilimi değeridir. Bu parametre bir kaç şekilde tanımlanabilir. Bazen geyt açık devre olduğu durumda, bazen de geyt ile katot arasındaki dirençle birlikte tanımlanır. (V_{RRM})

$I_{F(AV)}$ (Ortalama İleri Yön Akımı): Bu parametre iletim esnasında SCR içerisinden geçmesine izin verilen maksimum DC akım değeridir. Bazen bu akım değeri etkin değer olarak da verilebilir.

$I_{Rx-I_{Fx}}$ (Ters ve İleri yöndeki maksimum Sızıntı Akımları): Bu parametre SCR'nin sızıntı akımı değerlerini belirtmede kullanılır. Bu değerler üretici kataloglarında verilirler. Bu parametre genellikle tepe değerlerine göre verilir. "x" geyt ile katot arasındaki çıkış empedansı durumunu gösterir.

I_{GT} (Geyt Tetikleme Akımı): Bu akım, verilen bir anot geriliminde SCR'yi tetiklemeyi garanti eden maksimum geyt akımı değeridir. Üretici firmalar bu akımın değerini Yük direnci ve anot-katot gerilim değeri ile birlikte verirler. Verilen bu değerler tetiklemenin garanti edildiği minimum değerlerdir.

V_{GT} (Geyt Tetikleme Gerilimi): Geyt giriş akımı I_{GT} değerinde iken ve SCR tetiklenmeden önce meydana gelen maksimum geyt gerilimidir. Bu gerilim sıcaklığa bağlıdır. 25°C'de 0.6 volt, 100°C'de ise 0.3 volt civarındadır.

V_{GRM} (Ters Tepe Geyt Gerilimi): SCR'nin zarar görebileceği geyt terminaline uygulanan ters gerilimin maksimum değeridir.

P_{GM} (Maksimum Geyt Gücü): İzin verilen ani güç harcamasının maksimum değeridir. Bazen bu değer ortalama olarak da verilebilir ($P_{G(AV)}$).

I_H (Tutma Akımı): SCR'nin iletimine sebep olan değer hemen altındaki akım değeridir. Bu değer SCR'yi kesimde tutan sınır değeridir. Üretici firmalar aynı tip bütün SCR'ler için gerekli maksimum tutma akımı değerini verirler. Örneğin, tutma akımı değeri $I_H=5mA$ verilmiş ise, bu durumda 5mA'nın altındaki bütün akım değerlerinde SCR kesim durumundadır.

dv/dt (Akım Artış Hızı): SCR iletim durumunda çalışırken anot geriliminde zamana bağlı olarak meydana gelebilecek maksimum artış hızını belirtir.

Buraya kadar tanımlanan SCR parametreleri en çok kullanılan parametrelerdir. Bunlara ek olarak özel şartlar altında çalışmalar için farklı bir takım parametrelerde üretici katalogların da verilebilirler. Bu parametreler laboratuvar çalışmalarında çeşitli ölçme devreleri kullanılarak ölçülebilir. SCR iki çalışma şekline sahip devre elemanı olarak düşünülmelidir. Bunlardan biri kesim, diğeri ise iletim durumudur. Bu iki çalışma durumu arasındaki geçiş zamanı çok kısadır.

4.4 SCR UYGULAMALARI

Bir önceki bölümde SCR karakteristiklerini ve parametrelerini tanıdık. İletim ve kesim olmak üzere iki temel çalışma şekli olduğunu öğrendik. SCR'ı iletimde veya kesimde çalıştırmak için gerekli şartları inceledik. Artık SCR ile endüstriyel uygulamalar yapabiliriz.

SCR'nin en temel ve belirgin kullanım alanı ac ve dc güç kontrolüdür. Bu bölümde aşağıda belirtilen sıra içerisinde SCR ile gerçekleştirilmiş temel uygulamaları inceleyip analizini yapacağız.

- SCR ile Faz Kontrol
- Faz Kontrolünde Tetikleme Yöntemleri
- SCR ile Çeşitli Uygulama Devreleri

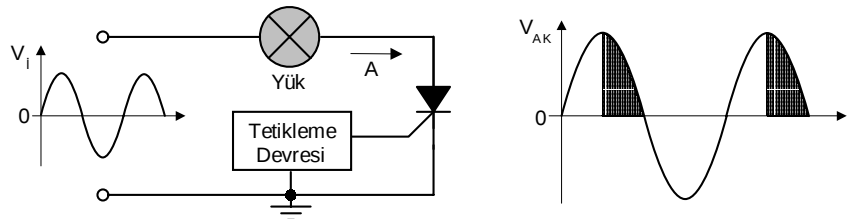
Pek çok uygulamada SCR'nin tercih edilmesinin en büyük sebebi alçak güç kaybıdır. Bundan dolayı SCR; güç kontrolü, ısı kontrolü, motor hız kontrolü, ışık karartma kontrolü gibi birçok endüstriyel uygulamada rahatlıkla kullanılmaktadır. SCR'lerin başlıca kullanım alanlarını aşağıdaki gibi sıralayabiliriz.

- Alçak frekanslarda çalışan sistemlerde güç transistörü yerine başarıyla kullanılır.
- Elektromekanik devrelerde; anahtarların, şalterlerin, rölelerin ve reostaların bütün çeşitleri yerine kullanılır.
- Koruyucu devrelerde, sigorta ve devre açıcı, kesici yerine kullanılır.
- Güç amplifikatörü devrelerinde, magnetik amplifikatör yerine kullanılabilir.

Yarım Saykıl Faz Kontrol

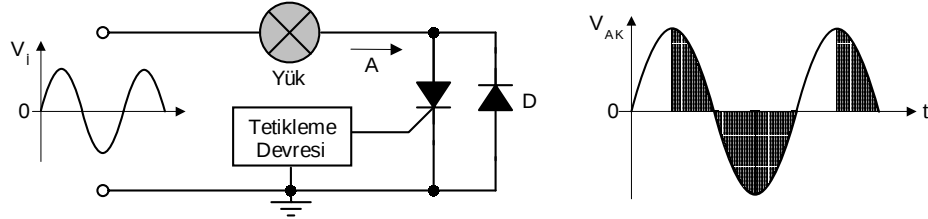
SCR'nin en temel çalışması faz kontrolünde belirginleşir. AC işaretlerin kontrolünde SCR ideal bir devre elemanıdır. AC işareti belirlenen bir faz açısında SCR tetiklenerek güç kontrolü yapılabilir. SCR geytini tetiklemek şartıyla tek yönde akım geçiren bir devre elemanıdır. Bundan dolayı SCR, AC çalışma da sadece tek bir alternansta (1/2 saykıl) iletimde tutulabilir. Uygun bir tetikleme devresi kullanılarak SCR'nin iletim açısını yarım saykıl süresince (0° - 180°) denetlemek mümkündür.

Uygulamalardaki bazı sınırlamalar nedeniyle tetikleme açısı daha da küçüktür. Yarım saykıl kontrol metodunda güç kaynağından alınan mevcut gücün ancak yarısı kontrol edilip yüke transfer edilebilir. Kaynaktaki mevcut gücün yarısı ise hiç kullanılmamaktadır. Bu bir dezavantajdır. Bu durum şekil-4.16'da gösterilmiştir. Şekilde belirtilen taralı alanda SCR faz kontrolü yapmaktadır.



Şekil-4.16 Yarım Saykıl Kontrol metodu ve çıkış dalga biçimi

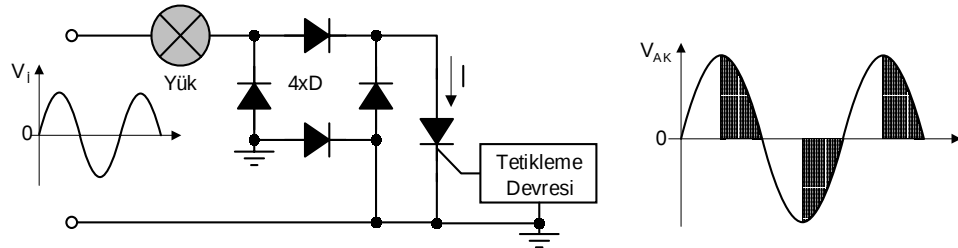
Yarım saykıl kontrol metodunda mevcut olan diğer yarım saykılın kullanılmadığı görülmüştü. Pozitif yarım saykılın faz açısı kontrolü SCR ile sağlanmaktaydı. Şekil-4.17'de görülen kontrol metodunda ise negatif alternans bir D diyodu vasıtasıyla yüke transfer edilmiştir (Negatif yarım saykıl SCR kontrol yapmaz). Bu metotta yüke transfer edilen gücü, tam güçten yarım güce kadar ayarlamak mümkündür. Güç kontrol açısı şekil-4.17'de AC çıkış sinyali üzerinde taralı alanda gösterilmiştir.



Şekil-4.17 Yarım saykıl kontrollü tam saykıl iletim ve dalga şekilleri

Tam Saykıl Faz Kontrol

Tam saykıl kontrol metodunda AC sinyalin her iki yarım saykılı da kontrol edilebilir. Bundan dolayı yüke uygulanan ac gerilimi veya yük üzerinden geçen ac akımı 0° dan 360° ye kadar kontrol etmek mümkündür. SCR ile tam saykıl güç kontrolünü gerçekleştirmek için şekil-4.18'de görülen köprü diyot devresi kullanılmıştır. Köprü diyot devresi ac gerilimi doğrultarak SCR'ye uygulamaktadır. Bu sayede tristör bütün alternanslarda doğru polarlamlandırılmış olur. Yük üzerinde oluşan gerilim ise SCR ile kontrol edilmiş AC sinyaldir.

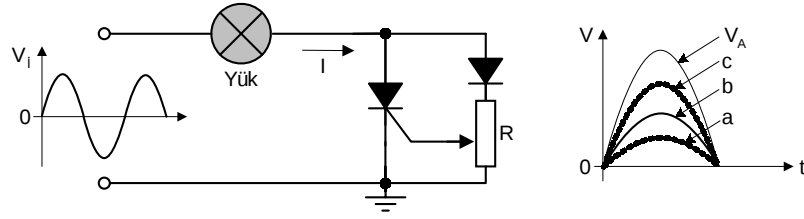


Şekil-4.18 Tristör ile yapılan tam saykıl kontrol Metodu

Faz Kontrolde Tetikleme Metodları

Faz açısı kontrol devrelerinde SCR tetikleme devresi blok olarak gösterilmiştir. Bu bölümde SCR'yi tetiklemek için kullanılabilecek tetikleme devrelerini ayrıntıları ile inceleyeceğiz. SCR'yi tetiklemek için bir çok yöntem mevcuttur.

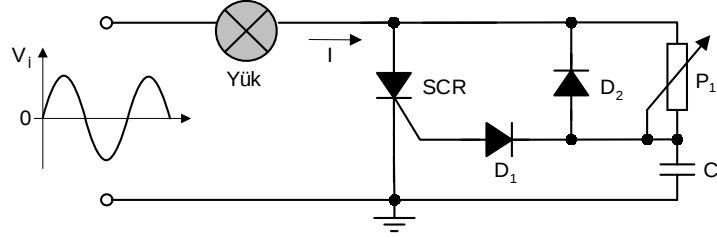
Tam dalga faz kontrolünde kullanılan direkt tetikleme metodu şekil-4.19 gösterilmiştir. Fakat bu devre ile tetiklenebilecek faz açısı 90° ile sınırlıdır. Bu durum ac işaret üzerinde gösterilmiştir. Şekildeki devrede D_1 diyodu, SCR'nin geyt-katot arasını aşırı bir ters gerilimden korur. P_1 potansiyometresi ise SCR ateşleme açısının 0° - 90° lik bir saha içerisinde ayarlanmasını sağlar.



Şekil-4.19 SCR'nin bir ayarlı direnç ile tetiklenmesi ve kontrol açıları

Potansiyometre minimum pozisyonda iken SCR tetiklenmez. Şekil-4.19'da mümkün olabilecek üç ayrı durum ac işaret üzerinde gösterilmiştir. Burada a,b,c eğrileri P_1 potansiyometresi ile yapılabilecek üç ayarı göstermektedir. "a" ayarında tetikleme işlemi yoktur. SCR tetiklenemediği için kesimdedir. "b" ayarında ise tetikleme 90° de meydana gelmektedir. "c" ayarında ise tetikleme çok küçük bir faz açısında meydana gelmektedir.

Ayarlı direnç kullanılarak yapılan tetikleme devresinde, tetikleme açısının küçük bir sahada yapılabildiğini gördük. Tetikleme açısının daha geniş bir alanda yapabilmek için şekil-4.20'deki tetikleme devresi kullanılabilir. Bu devrede C kondansatörü tetikleme açısının genişletilmesinde önemli bir işlev yüklenmiştir. C kondansatörü her alternansta tetikleme gerilimine şarj olur. Kondansatör gerilimi, SCR tetikleme gerilimi V_{GT} değerine ulaştığında D_2 ve SCR üzerinden deşarj olur. D_1 , SCR'yi aşırı ters gerilime karşı korur. P_1 , C'nin şarj süresini ayarlama kullanılır. Bu ise ateşleme açısının ayarlanmasını sağlar.

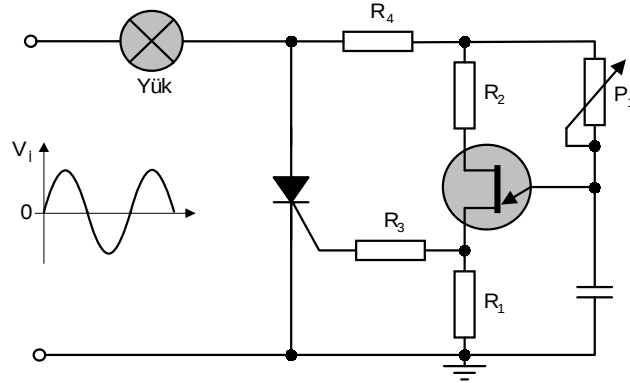


Şekil-4.20 SCR'nin kondansatör kontrollü tetiklenmesi

Yukarıda anlatılan her iki metod da SCR tetikleme açıları, doğrudan doğruya kontrol edilecek olan giriş gerilimine ve SCR'nin tetikleme gerilimine bağlıdır. Bu bağımlılık kararsız çalışmayı doğurur. Ayrıca çeşitli devre elemanları için anormal değerler gündeme gelebilir.

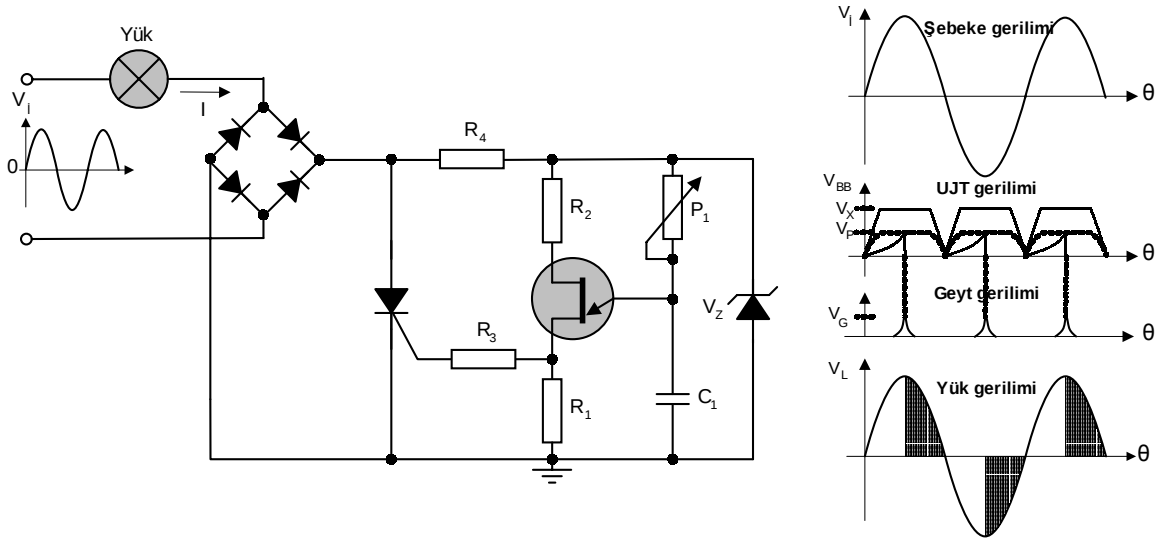
Uygulamada en çok tercih edilen tetikleme metodu, SCR'yi bir UJT ile tetiklemektir. Böyle bir yarım dalga faz kontrol devresi şekil-4.21'de gösterilmiştir.

Bu devrenin çalışmasını kısaca özetleyelim. C_1 kondansatörü $P_1 \times C_1$ zaman sabitesine bağlı olarak UJT kırılma gerilime şarj olur. Kondansatör gerilimi UJT kırılma gerilimi değerine ulaştığında UJT iletme geçer. UJT iletme geçtiğinde R_1 üzerinde bir tetikleme palsi oluşur. Bu tetikleme palsi R_3 ile SCR geytine uygulanır. R_2 akım sınırlayıcıdır. UJT'yi aşırı akımlardan korur. Eğer kaynak gerilimi V_s çok yüksek ise, tetikleme devresine uygun bir zener bağlanarak UJT korunur ve gerilim regülasyonu sağlanır.



Şekil-4.21 UJT'li yarım dalga faz kontrolü

Şekil-4.22'de ise çok kullanılan UJT kontrollü tam dalga faz kontrol devresi çizilmiştir. Bu devrede köprü, faz kontrol devresindeki SCR ye doğrultulmuş ileri yönde bir gerilim besler. Böylece SCR her iki alternansta da faz kontrolü yapabilir. Devredeki zener diyot UJT besleme gerilimini sabit bir değerde tutar. Bu devrenin çalışması şekil-4.21'deki devre ile benzerlik gösterir. Devrenin çalışmasında oluşan çeşitli gerilimleri şekil-4.22'de grafiksel olarak gösterilmiştir. Grafikte kullanılan sembollerin anlamları aşağıda belirtilmiştir.



Şekil-4.22 UJT'li Tam Dalga Faz Kontrolü ve Dalga şekilleri

V_{BB} =Zener diyot tarafından sınırlanan ve regüle edilen UJT besleme gerilimi.

V_P =UJT'nin emiter kırılma gerilimi (Bu değer V_{BB} gerilimine bağlıdır.)

V_2 =Kondansatör şarj gerilimidir.

θ =Tetikleme açısı (Bu değer $P_1 \cdot C_1$ zaman sabitesine bağlıdır.)

V_i =Faz açısının kontrol edilmesi istenen giriş gerilimidir.

V_L =Kontrol edilen yük gerilimidir.

Bu devrede senkronizasyon, C_1 kondansatörü yardımıyla gerçekleştirilir. Kondansatör gerilimi, SCR tetiklendiğinde SCR üzerinden deşarj olur. Bu durum her saykılta tekrarlanır.

4.5 TRIYAK VE DİYAK

Triyak, silikon kontrollü redresör grubuna dahil bir devre elemanıdır. Triyak, gerçekte çift yönlü bir SCR'dir ve SCR'den uyarlanarak geliştirilmiştir Endüstriyel uygulamalarda ve güç kontrolinde çok kullanılır. Alternatif akım ve gerilim beslemeli güç kontrolleri triyakın en önemli uygulama alanlarıdır.

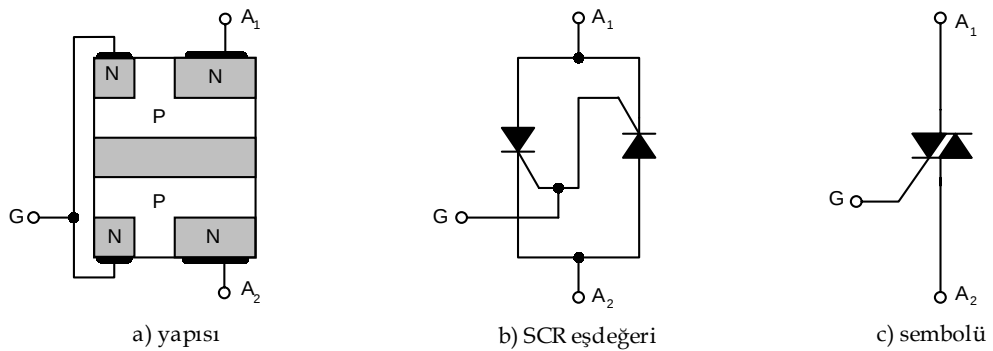
Diyaak ise çift yönlü tetikleme diyotu olarak tanımlanır. SCR sınıfına dahil aktif bir devre elemanıdır.

Bu bölümde aşağıda belirtilen sıra içerisinde bu devre elemanlarını tüm yönleri ile tanımlayıp çeşitli uygulamalar gerçekleştireceğiz.

- *Triyak'ın Yapısı ve Sembolü*
- *Triyak'ı Tetikleme Yöntemleri*
- *Triyak Karakteristikleri*
- *Triyak Parametrelerinin Tanıtımı*
- *Diyaak*
- *Diyaak'ın Akım/Gerilim Karakteristikleri*
- *Triyak ve Diyaak Uygulamaları*

Triyak'ın Yapısı ve Sembolü

Önceki bölümde SCR'nin nasıl yapıldığını görmüştük. Bilindiği gibi SCR dört adet P ve N eklemlerinin bir araya getirilmesinden oluşmuştur. Triyak da benzer şekilde beş adet P ve N ekleminin bir araya getirilmesi ile yapılır. Triyak'ın genel yapısı, tristör eşdeğeri ve şematik sembolü şekil-4.23'de sırayla verilmiştir. Triyak iki yönlü bir SCR gibi çalışır ve simetrik yapıya sahip aktif bir devre elemanıdır. Triyak; tıpkı SCR gibi tetikleme sinyallerinin kontrolü altında, büyük gerilim ve akımları kontrol etmekte kullanılır. Anot-1, Anot-2 ve geyt olmak üzere üç adet terminale sahiptir. Geyt, tetikleme terminalidir.



Şekil-4.23.a.b.c Triyak'ın yapısı, SCR eşdeğeri ve şematik sembolü

Triyak, alternatif akımda alternatif sinyalin tam saykılında (0° - 360°) faz kontrolü yapabilir. Bu ise ideal bir güç kontrolü demektir. Güç kontrol elemanı olarak triyak kendisine eşdeğer olan röle ile karşılaştırıldığında yüksek hızı ve ekonomikliğı ile daha avantajlıdır. Ayrıca triyak'ın röle gibi kontakları olmadığından sessiz çalışır ve herhangi bir ark oluşturmaz.

Triyak; aydınlatma ve ısıtma sistemlerinde, motor devir ve hız kontrol devrelerinde güvenle kullanılır. Simetrik bir devre elemanıdır. Bu nedenle minimum distorsiyon altında AC

devrelerde çift polarmalı olarak çalışabilir. Gerek şebeke, gerekse atmosferden sızabilecek parazitlerden etkilenir. Triyakla ac işaretin her iki alternansında kontrol yapılabilir.

Triyak yüksek frekanslarda iyi bir çalışma karakteristiği gösteremez. Uygun çalışma frekansı sahası 50 Hz'den 400 Hz'e kadardır. Daha yüksek frekanslarda çalıştırılmamalıdır.

Triyak'ı Tetikleme Yöntemleri

Triyak'ın iki anot ucu (A_1 , A_2) ve tek bir geyt ucu vardır. Geyt (G) ve ikinci anot parametrelerinin her ikisinde A_1 anot ucu referans alınarak ölçülür. Triyak, başlıca dört tetikleme yöntemi ile tetiklenebilir. Tetikleme, A_2 ve G parametrelerine göre dört kordinant bölgesin de gerçekleştirilir.

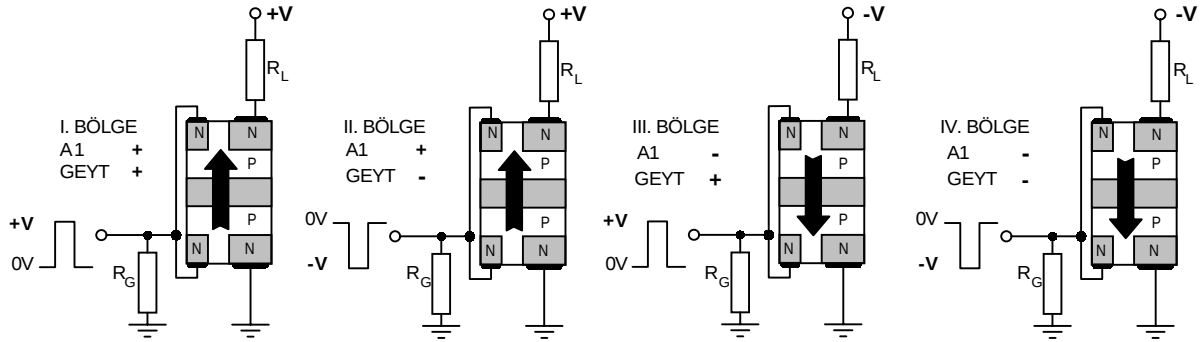
I.BÖLGE: Bu tetikleme bölgesi; A_1 anoduna göre A_2 ve geyt'in her ikisinde pozitif olduğu I.kordinant bölgesindeki çalışma şeklidir. En çok kullanılan tetikleme yöntemi budur. ($+A_2, +I_G$), (I+)

II.BÖLGE: Bu tetikleme bölgesi; A_1 anoduna göre A_2 anodu negatif, geytine ise pozitif polarite uygulanan II. koordinat bölgesindeki çalışma şeklidir. ($-A_2, +I_G$).

III.BÖLGE: Bu tetikleme bölgesi; A_1 Anoduna göre A_2 anodu ve geyt ucunun her ikisine de negatif polarite uygulanan III. koordinat bölgesindeki çalışma şeklidir. ($-A_2, -I_G$)

IV. BÖLGE: Bu çalışma bölgesinde A_1 anoduna göre; A_2 anoduna pozitif geyt'ine ise negatif polarite uygulanan IV. koordinat bölgesindeki çalışma şeklidir. ($+A_2, -I_G$)

Uygulamalarda en çok tercih edilen ve kullanılan I. koordinat bölgesi içindeki çalışma metodudur. Triyak'ın belirtilen dört ayrı bölgede çalışması şekil-4.24 üzerinde kısaca özetlemiştir. Dikkatlice inceleyiniz.



Şekil-4.24 Triyak'ın tetiklenme bölgeleri ve çalışması

Üretici firmalar genellikle geyt tetikleme akımı değerini bu çalışma bölgesi için verirler. Bu bölgede tetikleme akımı değeri diğer bölgelere göre oldukça düşüktür. Bir bölge için verilen tetikleme akımı diğer bölgeler için triyak'ı tetikleyecek akım değeri değildir. Bu değer her bölge için ayrı olabilir. Tetikleme genellikle bir palse yapıldığı için, tetikleme palsi esnasında geyti tetikleyecek yeterli enerjiyi beslemek için akım değeri katalogda verilen değerde olmalıdır.

Triyak kontrollü güç devrelerinde genellikle endüktif yüklerde kullanılmaktadır. Bu durumda triyakın tetikleme palsi genişliği, Lenz Kanunundan dolayı biraz daha geniş tutulmalıdır.

A₁ ile A₂ arasındaki gerilimin bir fonksiyonu olarak triyak içerisinde geçen akımın değerini karakteristikteki eğri vermektedir. Karakteristikte görülen V_{B0} değeri, triyak'ın yüksek empedanslı bir bölgeden düşük empedanslı bir bölgeye kadar çalıştığı kısımda herhangi bir andaki gerilim değeridir. Bu gerilim değerinden sonra triyak iletme geçer. Bu gerilimden sonraki küçük bir artışta, triyak akımı (I_A), ani ve keskin bir artma gösterir.



Triyak geyt ucu sayesinde bir kere tetiklendiğinde geyt sinyali artık triyak içinden geçen akımı kontrol edemez. Geyt sinyali, geyt ucundan genellikle kısa bir pals olarak verilir. Geyt ucuna sürekli bir sinyal uygulamak gerekmez. Geyt'e sürekli sinyal uygulanmasından kaçınılmalıdır. Sürekli sinyal geyt devresinde aşırı ısınmaya neden olarak triyak'ı bozabilir. Karakteristiğe bakıldığında III. bölgedeki eğrinin de I. bölge ile aynı olduğu görülür. Bu bölgede tiryaka uygulanan gerilimlerinin polariteleri I. bölgeye göre terstir. Bu durum tetikleme şekilleri bölümünde anlatılmıştı. Her iki bölgedeki karakteristiklerin aynı olması triyak'ın simetrik özelliğinden olduğu unutulmamalıdır.

Üretici firmalar, triyak kullanıcıları için çeşitli karakteristik değerleri kataloglarında belirtirler. Çok kullanılan bazı karakteristik değerler bu bölümde anlatılmıştır.

97

P_{GM} (Maksimum Geyt Güç Harcaması): Bu değer geytteki maksimum ani güç harcamasını belirtir. Genellikle geyt güç harcaması ($P_{G(AV)}$) olarak da belirtilir.

V_{IT} (Geyt Tetikleme Akımı): Triyak'ın belirtilen (verilen) bir anot gerilimi altında ve belirtilen bir çalışma sıcaklığında tetiklenebilmesi için izin verilen maksimum geyt akımıdır. Örnek olarak $V_D=12$ volt, $T_C=25^{\circ}C$, $I_{max}=10$ mA

V_{GT} (Geyt Tetikleme Gerilimi): Üretici kataloglarında tetikleme gerilimi için izin verilen maksimum geyt tetikleme gerilimi değeridir. Genellikle $25^{\circ}C$ lik bir ortam için verilir.

dv/dt (Kesimdeki Çalışma Gerilimi Artışının Oranı): Bir triyak iletimde değilken izin verilen maksimum anotlar arası gerilim artışı oranı V/s cinsinden tanımlanır. Bu değer kataloglarda $100^{\circ}C$ için verilir.

V_{DROM} (AC'deki Kesim Tepe Gerilimi): Bu değer üretici tarafından belirlenen triyaka uygulanabilecek ters gerilimin maksimum değeridir. Bu değer dışında uygulanabilecek herhangi bir gerilim triyaka zarar verebilir. Bu değer bazen tek bir pulse göre verilebilir.

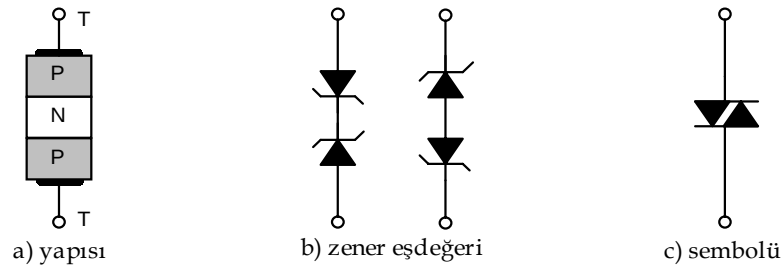
I_{TSM} (İletim Durumundaki Ani Akım Değişimi): Bu değer, triyak iletim durumunda iken içerisinden akmasına izin verilen maksimum değişim akımıdır. Bu özellik genellikle yarım veya tam saykıl 50 Hz veya 60 Hz için verilir.

Üretici kataloglarında birtakım özel uygulamalar için gerekli gerilim değerleri ve bazı özel parametreler de vardır. Tetikleme akımı ve gerilimi değerleri en önemli triyak parametreleridir. Bu değerler daha çok eleman sıcaklığına bağlıdır. Sıcaklıkla birlikte değişebilirler. Bunun için devre dizaynında dikkatli olunmalıdır. Triyak uygulamalarında geyt devresinin dizaynına dikkat edilmelidir. Dizayncı triyak'ın bütün çalışma şartları altında tetiklendiğinden emin olmalıdır. Dizaynda triyak'ın tetikleme akımlarının SCR sahası içerisinde bulunduğu göz önünde bulundurulmalıdır. SCR sahası kataloglarda maksimum geyt güç harcamasına göre tanımlanır. Bunun için en kötü durumdaki minimum geyt akımı dahi triyak'ı tetikleyebilecek seviyede olmalıdır.

Triyak'ın çalışma ısısının önemi daha önce belirtildi. Yüksek güçlü çalışmalarda ısıyı sabit değerlerde muhafaza etmek için soğutucular kullanılabilir.

DIYAK

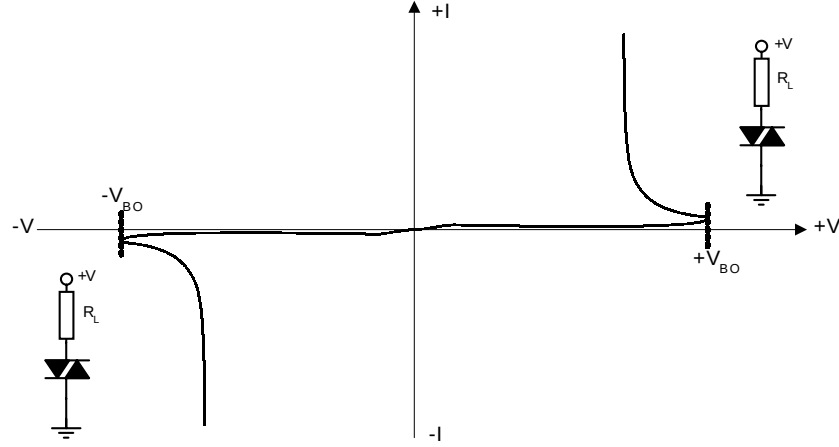
Diyak çift yönlü tetikleme diyotu olarak tanımlanan SCR sınıfına dahil aktif bir devre elemanıdır. Diyak, polaritesiz (kutupsuz) iki uca sahip olan bir tetikleme diyotudur. Bu eleman üç adet (PNP) yarı iletken eklemin bir araya getirilmesiyle oluşturulmuştur. Diyak'ın yapısı ve şematik sembolü şekil 4.26'da verilmiştir.



Şekil-4.26 Diyak'ın yapısı ve şematik sembolü

Diyak'ın Akım-Gerilim Karakteristikleri

Diyak'ın akım-gerilim karakteristiği şekil-4.27'de çizilmiştir. Karakteristikte görüldüğü gibi diyak uçlarına uygulanan gerilim değeri, gerek V_{BOI} gerekse V_{BOII} değerinden birisine ulaştığında diyak iletme geçer. Bu gerilim değerlerine diyak kırılma gerilimi denir.



Şekil-4.27 Diyak'ın akım-gerilim Karakteristiği

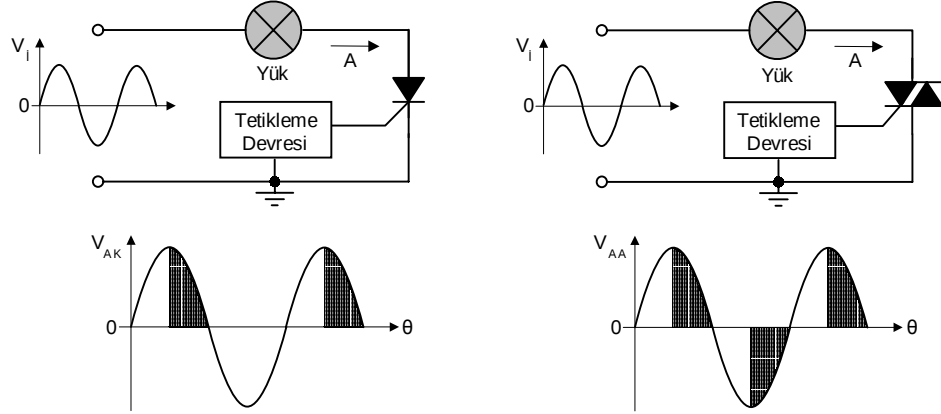
Diyak çift yönlü simetrik bir devre elemanıdır. Diyak negatif direnç bölgesine girer girmez iletme geçer. Bu bölgede diyak içerisinde geçen akım artarken uçlarındaki gerilim düşümü azalır. Diyak çift yönlü bir devre elemanı olduğundan her iki yönde akan akım değeri aynıdır. Bundan dolayı karakteristiği simetriktr.

Triyak ve Diyak Uygulamaları

Bundan önceki bölümde triyak ve diyak'ın çalışması ve karakteristikleri anlatılmıştı. Bu bölümde bu devre elemanları ile gerçekleştirilen bazı önemli uygulamalar anlatılacaktır.

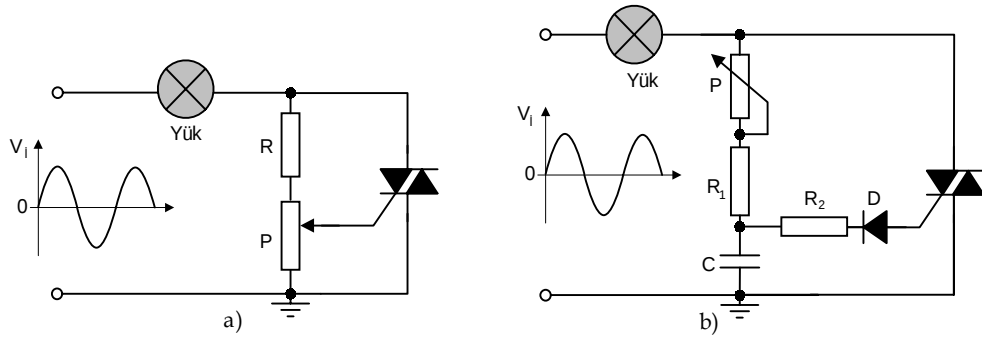
Triyak'ın başlıca uygulama alanı güç kontrolüdür. Bilindiği gibi SCR'de güç kontrolünde kullanılmaktaydı. Fakat triyak çift polarmalı bir eleman olduğu için kontrol sahası tristörden daha geniştir. Örneğin alternatif akımda tristörle yapılan kontrol yarım saykıl boyuncadır. Bu durum anlatılmıştı.

Triyak'la aynı sinyal üzerinde tam saykıl kontrol yapmak mümkündür. Tiristör ve triyakla yapılan faz kontrolü ve kontrol açıları şekil-4.28 üzerinde ayrı ayrı gösterilmiştir. Görüldüğü gibi tristörde mümkün olan kontrol açısı 90° 'dir ve sadece tek bir alternanstadır. Triyak'la hem pozitif hem de negatif alternansta faz kontrolü yapılabilir.



Şekil-4.28 Triyak ve tristörle yapılan faz kontrolü ve dalga şekilleri

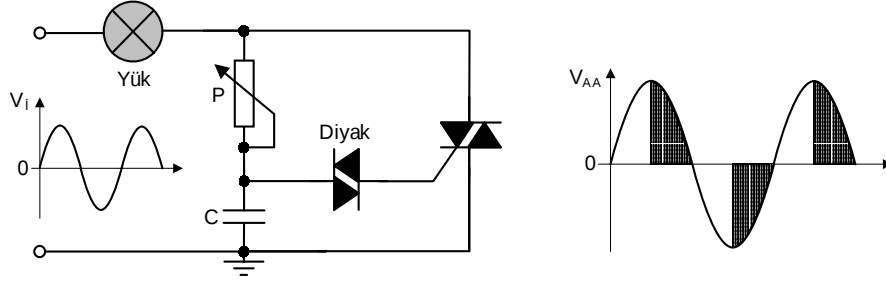
Yukarıda belirtilen güç kontrol devrelerinde tetikleme devresinin önemi büyüktür. Bilindiği gibi güç kontrolü, tetikleme geriliminin bir sonucudur. Triyak'ın tetiklenmesinde kullanılan iki ayrı tetikleme devresi şekil-4.29'da verilmiştir.



Şekil-4.29 Triyak'ı tetikleme yöntemleri

Şekil-4.29.a'daki tetikleme devresinde; tetikleme sinyali, giriş geriliminden R ve P dirençleri yardımı ile direkt olarak triyak'ın geytine uygulanmıştır. Şekil-4.29.b'deki devrede ise biraz daha geliştirilmiş bir tetikleme devresi görülmektedir. Bu devrede tetikleme gerilimi; R_1 , P, C ve R_2 elemanları ile sağlanır. D diyodu ise tristörün geytini ters gerilimlerden korumak amacı ile kullanılmıştır.

Bu tetikleme devreleri kullanımda pek tercih edilmezler. Pratikte en çok kullanılan ve tercih edilen tetikleme devresi şekil-4.30'da verilmiştir. Bu tetikleme devresinde triyak'ın tetiklenmesi diyak ile gerçekleştirilmiştir. Bu devre diyak tetiklemeli triyakla yapılan bir tam dalga faz kontrol devresidir. Tetikleme açısı P potansiyometresi C kondansatörü ve diyakın kırılma gerilimi ile ayarlanabilir.



Şekil-4.29 Diyak Tetiklemeli, triyakla yapılan faz kontrolü

Bu devrede, yüke uygulanan AC gerilimin herhangi bir andaki değerinde triyakı iletme sürebilmek için tetikleme devresinde direnç, kondansatör birleşimi kullanılmıştır. Devrenin zaman sabitesi; (tetikleme palsının frekansı) yük devresi ve faz kontrol potansiyometresi P1'in değeri ile birlikte C1 kondansatörünün değerine bağlıdır. Bu elemanlarla elde edilen zaman sabitesi kontrol edilecek sinyali istenilen noktada tetikleyerek faz açısını belirler.

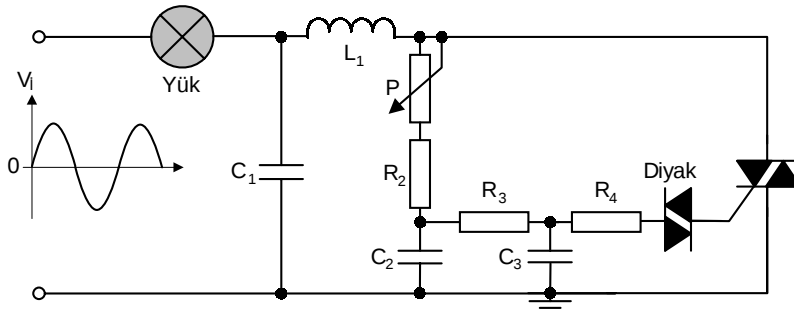
Devrede kondansatör üzerinde oluşan gerilim değeri, diyağı iletimi sürecektir seviyeye ulaştığında diyak tetiklenerek iletme geçer. Diyak iletken olduğunda; triyak, diyak üzerinden tetiklenir. Bu anda kondansatör diyak üzerinden deşarj olur ve yeni bir saykılın başlamasına izin verir.

$$\text{Zaman sabitesi} = (\text{yük direnci} + P_1) \times C_1$$

değerine eşittir.

Şekil-4.29'daki devre az sayıda elemanla gerçekleştirilmiştir. Büyük akım ve gerilim değerlerinde çalışır. Bu devrede kontrol edilen gerilim harmonik bakımından oldukça zengin olacaktır. Harmonikler şebekeye bağlı diğer cihazlara zarar verirler ve özellikle alıcı cihazlarda (radyo, TV) parazitlere sebep olurlar. Bundan dolayı diyak ve triyak'ın iletim ve kesime gitmelerinden oluşan harmonikleri yok etmek için bir filtre devresi eklenmelidir. Böyle bir faz kontrol devresi şekil-4.30'da çizilmiştir.

Devrenin çalışmasını ve elemanların fonksiyonlarını kısaca özetleyelim. P potansiyometresi minimum değere ayarlandığında tetikleme devresine zarar vermemesi için potansiyometreye seri olarak bir R2 gerilim bölücü direnç bağlanmıştır. Eğer R2 bağlanmaz ise C2 kondansatörü P üzerinden şebeke gerilimine şarj olmak sureti ile tetikleme devresine zarar verebilir. Devrede; C1 ve L1 şebekede oluşabilecek parazitleri filtre etmek amacıyla kullanılmıştır.



Şekil-4.30 Diyak tetiklemeli triyakla yapılan faz kontrolü (Filtreli)

BÖLÜM 5

DC Güç Kaynakları

Konular:

- 5.1 DC Güç Kaynakları
- 5.2 Transistörlü Gerilim Kaynakları
- 5.3 Tümdevre Gerilim Kaynakları
- 5.4 Anahtarlama Gerilim Kaynakları

Amaçlar:

Bu bölümü bitirdiğinizde aşağıda belirtilen konular hakkında ayrıntılı bilgiye sahip olacaksınız.

- DC güç kaynaklarının temel yapısı ve genel prensipleri,
- Gerilim regülasyonu ve önemi
- Transistörlü paralel ve seri gerilim regülasyonu
- Tümdevre pozitif gerilim regülatörlerinin özellikleri ve uygulamaları
- Tümdevre negatif gerilim regülatörlerinin temel özellikleri ve uygulamaları
- Tümdevre ayarlanabilir gerilim regülatörlerinin temel özellikleri ve uygulamaları
- Anahtarlama gerilim regülatörleri

5.1 DC GÜÇ KAYNAKLARI

Tüm elektronik cihazlar çalışmak için bir DC güç kaynağına (DC power supply) gereksinim duyarlar. Bu gerilimi elde etmenin en pratik ve ekonomik yolu şehir şebekesinde bulunan AC gerilimi, DC gerilime dönüştürmektir. Dönüştürme işlemi Doğrultmaç (redresör) olarak adlandırılan cihazlarla gerçekleştirilir.

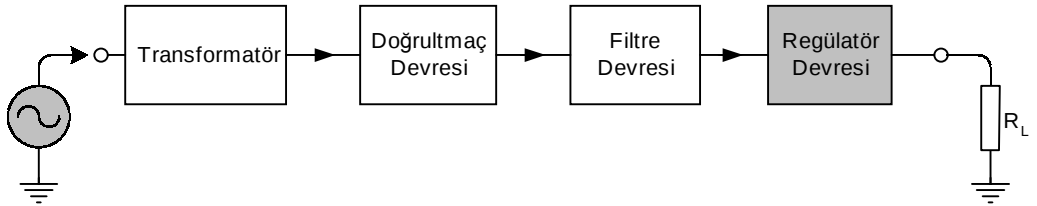
Doğrultmac veya DC Güç kaynağı (DC power supply) denilen cihazlar, basitten karmasığa doğru birçok farklı yöntemle tasarlanabilir. Bu bölüm; bir dc güç kaynağının genel yapısı içerisinde aşağıdaki konulardan oluşmaktadır.

- Temel dc Güç Kaynağı
- Transformatörler
- Doğrultmac ve Filtre devreleri
- Regülasyon işlemi

Temel DC Güç Kaynağı (Power Supply)

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 çözümdür. dc enerji elde etmenin diğer bir alternatifi ise şehir şebekesinden alınan ac gerilimi kullanmaktır. Şebekeden alınan ac formdaki sinüsoydal gerilim, dc gerilime dönüştürülür. Bu işlem için dc güç kaynakları kullanılır.

Temel bir dc güç kaynağının blok şeması şekil-5.1’de görülmektedir. Sistem; doğrultucu, filtre ve regülatör (regulator) 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 gerilimden uzaktır ve az da olsa dalgalanmalar (rıpıl) içerir. Filtre devreleri tam bir dc gerilim elde etmek ve rıpıl faktörünü minimuma indirmek için kullanılır. İdeal bir dc gerilim elde etmek için kullanılan son kat ise regülatör düzenekleri içerir. Sistemi oluşturan blokları sıra ile kısaca inceleyelim.



Şekil-5.1 ac Gerilimin dc Gerilime dönüştürülmesi

Transformatör

Şehir şebeke gerilimi genellikle 220Vrms/50Hz’dir. Bu gerilim değerini belirlenen veya istenilen bir ac gerilim değerine dönüştürülmesinde transformatörler kullanılır. Bir transformatör silisyumlu özel sac’tan yapılmış gövde (karkas) üzerine sarılan iletken iki ayrı sargıdan oluşur. Bu sargılara primer ve sekonder adı verilir. Primer giriş, sekonder çıkış sargısıdır. Primer ile sekonder sargıları arasında fiziksel bir bağlantı yoktur. Bu özellik, kullanıcıyı ve sistemi şehir şebekesinden yalıtarak güvenli bir çalışma sağlar.

Üreticiler çeşitli güç değerlerinde transformatör üreterek kullanıcının tüketimine sunarlar.

Bir trafonun gücü artıkça boyutu ve fiyatı da artmaktadır. Enerji kayıpları az olduğundan primerden uygulanan güç, çok az kayıpla sekondere aktarılır. Primer sargıları genellikle 220Vrms'dir. Sekonder sargıları ise farklı gerilim değerlerinde üretilmektedir. Transformatörlerin primer ve sekonder gerilimleri ve güçleri üzerlerinde etkin değer (rms) olarak belirtilir.

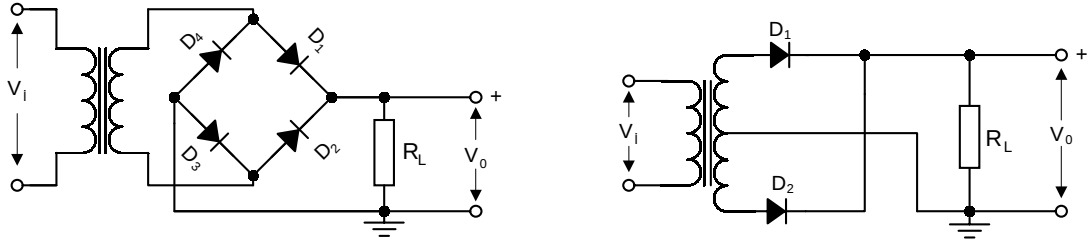
Transformatör seçiminde; primer ve sekonder gerilimleri ile birlikte gücüne de dikkat edilmelidir. Bir güç kaynağının tasarımında kullanılacak transformatörün toplam gücü; trafo üzerinde ve diğer devre elemanlarında harcanan güç ile yükte harcanan gücün toplamı kadardır. Transformatör her durumda istenen akımı vermelidir. Fakat bir transformatörden uzun süre yüksek akım çekilirse, çekirdeğin doyma bölgesine girme tehlikesi vardır. Bu nedenle transformatör seçimine dikkat edilmeli, tasarlanacak dc kaynağının gücüne uygun transformatör seçimi yapılmalıdır. Şekil-5.2'de örnek olarak farklı güçlerdeki bazı transformatör görüntüleri verilmiştir.



Şekil-5.2 Çeşitli güçlerde transformatörler

Doğrultmaç ve Filtre Devreleri

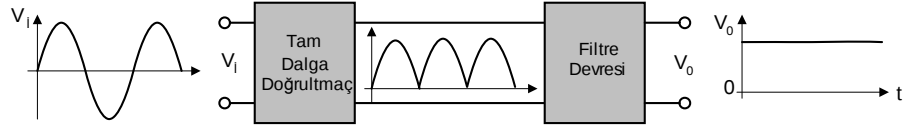
Şehir şebekesinden alınan ve bir transformatör yardımıyla değeri istenilen seviyeye ayarlanan AC gerilimi, DC gerilime dönüştürmek için ilk adım doğrultmaç devresi kullanmaktır. Doğrultmaç devreleri, yarım dalga ve tam dalga olmak üzere iki tiptir. Yarım dalga doğrultmaç devresi kaliteli bir güç kaynağı tasarımı için yeterli değildir. Çıkış gerilimi düşük ve darbelidir. İyi bir güç kaynağı tasarımında mutlaka tamdalga doğrultmaç devresi kullanılmalıdır. Köprü tipi ve orta uçlu olmak üzere iki tip tamdalga doğrultmaç devresi tasarlanabilir. Tipik bir köprü tipi tamdalga doğrultmaç devresi ve çıkışından alınan dalga biçimi Şekil-5.2' de verilmiştir.



Şekil-5.2 Köprü tipi ve orta uçlu tam dalga doğrultmaç devreleri

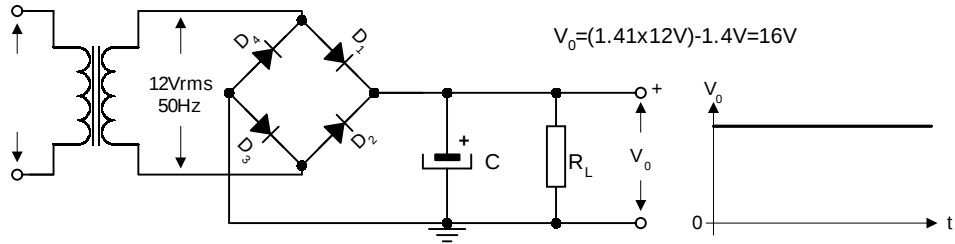
Doğrultmaç çıkışından alınan işaretin dalga biçimi, dc işaretten uzaktır ve çeşitli dalgalanmalar (ripple) barındırmaktadır. İşaret üzerindeki dalgalanmaları minimum düzeye indirip tam bir dc gerilim elde etmek amacı ile filtre devreleri kullanılır. Çeşitli tip filtre devreleri (RC, C, LC, π v.b) vardır. En pratik ve ekonomik filtre işlemi kondansa-törlerle yapılır. Şekil-5.3’de tamdalga doğrultmaç çıkışından alınan işaret ve filtre işlemi grafiksel olarak gösterilmiştir.

Doğrultmaç ve filtre devrelerinin çalışmaları ve özellikleri üzerinde fazla durmayacağız. Bu konuları daha önceden bildiğinizi varsayarak sadece hatırlatma yapılmıştır.



Şekil-5.3 Köprü tipi ve orta uçlu tam dalga doğrultmaç devreleri

Son olarak şekil-5.4’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-5.4 Köprü tipi ve orta uçlu tam dalga doğrultmaç devreleri

Gerilim Regülasyonu ve önemi

Kaliteli bir güç kaynağının yapımında son aşama regülasyon 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 değiştiğinde (ya da) çıkış yükü değiştiğinde, çıkış gerilimi sabit kalamayarak değişmektedir.
- Regülesiz kaynağın girişindeki ac gerilim değişmesi, çıkış dc geriliminde değişmesine neden olur.
- Regülesiz kaynakta doğrultma işleminde kullanılan yarıiletkenler ısıdan

etkilenirler. Dolayısıyla ısıdaki değişimler çıkış dc gerilimini değiştirebilir.

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

$$G.R = \frac{V_{YÜKSÜZ} - V_{TAMYÜKLÜ}}{V_{TAMYÜKLÜ}}$$

Gerilim regülasyonu genellikle % olarak ifade edilir. Bu durumda %G.R;

$$G.R = \% \frac{V_{YÜKSÜZ} - V_{TAMYÜKLÜ}}{V_{TAMYÜKLÜ}} \cdot 100$$

Örnek: 5.1

Bir dc güç kaynağının çıkış gerilimi boşa (yüksüz, $I_L=0A$) 12V ölçülmüştür. Güç kaynağının çıkış gerilimi 10mA'lık tam yükte ise 11.9V ölçülmüştür. Kaynağın gerilim regülasyonunu bulunuz?

Cözüm

$$G.R = \% \frac{V_{YÜKSÜZ} - V_{TAMYÜKLÜ}}{V_{TAMYÜKLÜ}} \cdot 100 \quad G.R = \% \frac{12V - 11.9V}{11.9V} \cdot 100$$

$$G.R = \%0.084 / mA$$

5.2 TRANSİSTÖRLÜ GERİLİM REGÜLATÖRLERİ

Kararlı ve düzenli bir dc gerilim elde etmede ilk adım gerilim regülasyonudur. Gerilim regülasyonu, gerilim regülatörü devreleri kullanarak yapılmaktadır. İlk gerilim regülatörleri zener diyot-transistör ikilisinin kullanılması ile geliştirilmiştir.

Bu bölümde regüle işleminin temel ilkelerini öğrenmek amacı ile transistörlü gerilim regülatörlerini inceleyeceğiz. Regülatör devresinin yüke seri veya paralel olması regülatörün tipini belirler. Seri ve paralel olmak üzere iki tip transistörlü gerilim regülatörü vardır. Paralel gerilim regülatörleri bosta akım çekmeleri, çok güç harcamaları vb nedenlerden ötürü pek tercih edilmezler. Regüle devrelerine, çıkış akımını istenilen seviyede sınırlamak amacı ile bir takım ilave düzenekler eklenebilir.

- Paralel Gerilim Regülatörü
- Seri Gerilim Regülatörü

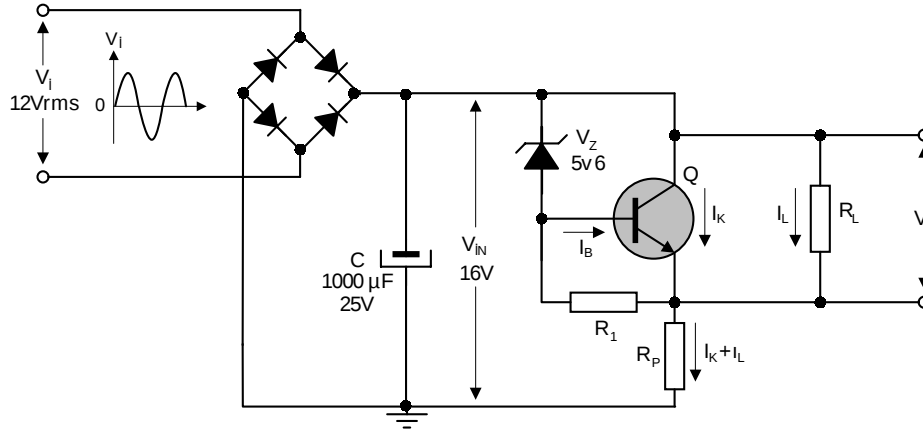
Regüle işleminin amacı belli bir elektriksel büyüklüğü dış etkilere bağımsız olarak sabit tutabilmektir. Bunun için regüle edilecek büyüklük (gerilim veya akım) sürekli olarak ölçülmek zorundadır. Ölçülen bu değer (o andaki değer), olması istenen gerçek değerle karşılaştırılarak regüle işlemi yapılır.

Regüle devrelerinde; olması istenen değer için bir referans gerilimi gereklidir. Bu değer zener diyotlarla sağlanır. Zener diyotla yapılan regüle devresi önceki bölümlerde incelenmişti. Burada tekrar incelenmeyecektir. Zener diyot regüle işlemi için tek başına yeterli değildir.

Zener diyotla alınan referans değeri, diğer bir takım elektronik devre elemanları ile geliştirilerek regüle işlemi yapılır. Regüle işlemi gerilim için yapıldığı gibi akım içinde yapılabilir. Bu bölümde gerilimi kararlı kılmak için gerçekleştirilen regülatörler incelenecektir. Transistörlü gerilim regülatörleri seri ve paralel gerilim regülatörleri olarak ikiye ayrılmışlardır. Paralel regülatörde yüke paralel gerilim kontrolü yapılır. Seri regülatörde ise gerilim kontrolü yük ile seri olup akım yolu üzerindedir. Bu iki regülatör tipi aşağıda ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Paralel Gerilim Regülatörü

Standart bir paralel gerilim regülatörü devresi şekil-5.5’de verilmiştir. Bu devrede; R_P direnci ve Q transistörü yardımı ile regüle edilmeye uygun bir gerilim bölücü oluşturulur. Çıkış gerilimi V_0 , zener geriliminden transistörün V_{BE} eşik gerilimi kadar daha büyüktür. Yani $V_0 = V_Z + V_{BE}$ olur. R_P ön direnci, transistörün maksimum akımı ve transistörde harcanmasına izin verilen maksimum güç kaybı aşılmayacak biçimde seçilmelidir.



Şekil-5.5 Paralel Gerilim Regülatörü Devresi

Örneğin zener gerilimi $V_Z = 5.6$ volt, Regülesiz giriş gerilimi $V_i = 16$ volt değerinde ise, transistörden izin verilen maksimum $I_C = 1A$ ’lık akması halinde R_P direncinin değeri;

$$R_P = \frac{V_{IN} - V_0}{I_C} = \frac{16 - 6}{1} = 10\Omega$$

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;

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

olarak bulunur. O halde R_P direnci, 25W’lık bir güçle yüklenebilecek şekilde seçilmelidir. Devredeki I_K kısa devre akımı ise;

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

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

kılar. Daha sonra zener diyotundan akan akım değeri, zener kırılma akımı I_{Zmin} değerinden daha küçük olursa kararlılık yok olur. Bu durum aynı zaman da V_0 çıkış gerilimi, $V_i - (V_Z + V_{BE})$ olduğunda söz konusudur. Zener akımı $I_Z = 0.02$ amper olan bir zener diyodu kullanıldığında R_{Lmin} değeri;

$$R_{Lmin} = \frac{V_{BE}}{I_Z} = \frac{0.6V}{0.02mA} = 6\Omega$$

olur. Burada dikkat edilmesi gereken husus, I_{Zmax} değerine transistörün beyz akımının da ekleneceğidir. Bu anda zener diyottan akacak gerçek akım değeri;

$$I_{Zmax} = I_Z + I_B = I_Z + \frac{I_L}{\beta}$$

olur. Düşük güçlü bir transistörde β değeri örneğin 50 ise;

$$I_{Zmax} = 0.02mA + \frac{1}{50} = 40mA$$

olur ve zener gücü;

$$P_Z = V_Z \cdot I_Z \quad P_Z = 5.6V \cdot 0.04A \quad P_Z = 224 mW$$

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

Seri Gerilim Regülatörleri

Seri gerilim regülatörlerinde, regülasyon transistörü yüke seri bağlanır. Çıkış gerilimi V_0 ; transistörün beyz-emiter gerilimi (V_{BE}) ile zener gerilimi (V_Z) toplamına eşittir. Şekil-5.6'da seri regülatör devresi görülmektedir. Buna göre çıkış gerilimi;

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

olur. Çıkış yük akımı ise, seçilen transistörün beyz akımını sağlayabilmesi şartı ile;

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

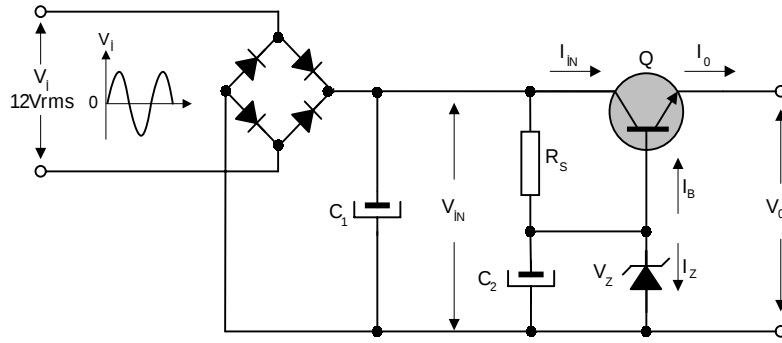
değerinde olur. Burada transistörün kaldırabileceği maksimum güç kaybı da dikkate alınmalıdır. β , transistörün akım kazancıdır. R_S direncinin bu durumda değeri;

$$R_S = \frac{V_{IN} - V_Z}{I_Z + I_{BMAX}}$$

ifadesinden bulunur. Burada I_{BMAX} ;

$$I_{BMAX} = \frac{I_{0MAX} (= I_{CMAX})}{\beta}$$

değerine eşittir.



Şekil-5.6 Seri Gerilim Regülatörü Devresi

Önceki bölümlerde anlatılan gerilim regülatörleri uygulama da bu halleri ile yeterli değillerdir. Bu devrelerde çıkış geriliminin değeri kullanılan elemanların toleranslarına bağlıdır. Bu ise bir dezavantajdır. Uygulamada; çıkış geriliminin istenilen değere ayarlanabilmesi, yüksek akım verebilmesi ve aşırı akım koruması iyi bir güç kaynağından istenilen özelliklerdir. Şekil-5.7'de yukarıda sıralanan bazı özelliklere 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 amacı ile kullanılarak β 'ya aşırı bağımlılık yok edilmiştir. Devrenin analizine gelince; Toprağa göre Q_1 transistörünün kollektöründeki gerilim V_{CEQ1} ;

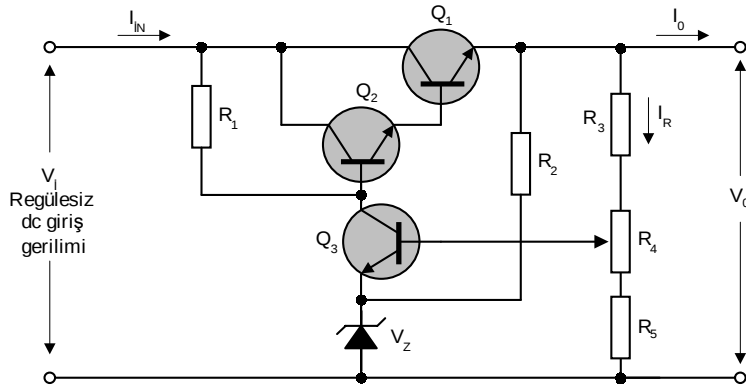
$$V_{CEQ1} = V_0 + V_{BEQ3} + V_{BEQ2}$$

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;

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

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

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



Şekil-5.7 Çıkışı Ayarlanabilen Kararlı Gerilim Regülatörü

Transistörde harcanabilecek maksimum güç P_{Q3} ;

$$P_{Q3} = (V_{0MAX} - V_{0MIN}) \cdot I_{LMAX}$$

değerindedir. Devrede giriş gerilimi V_i , ayarlanabilecek çıkış gerilimi V_0 'dan daha büyük

olmalıdır. Örneğin çıkış geriliminin maksimum değeri 24 volt, akımı ise 0.5 Amper olsun. Bu durumda P_{Q3} transistöründe harcanacak maksimum güç;

$$P_{Q3} = (V_{0MAX} - V_{0MIN}) \cdot I_{LMAX}$$

$$P_{Q3} = (24V - -9V) \cdot 0.5 \quad P_{Q3} = 9W$$

elde ederiz. Kullanılacak transistör, bu güce dayanabilecek güçte seçilmelidir. Devredeki diğer elemanların analizine gelince; Önce devrede kullanılan R_3 , R_4 , R_5 gerilim bölücü dirençlerinin değerlerini bulalım. Bunun için önce Q_1 'in beyz akımını bulmamız gerekir. BC107 transistörü kullanalım. Katologdan bu transistörün beyz akımı $I_{Bmax}=100\mu A$ bulunur. Gerilim bölücülerden akan I_R akımı beyz akımının yaklaşık 50 katı olmalıdır.

$$I_{RMIN} = 50 \cdot I_{BMAX} \Rightarrow I_{RMIN} = 50 + 0.1 \Rightarrow I_{RMIN} = 5mA$$

Bu değer doğal olarak en küçük V_0 değeri için geçerlidir. Q_1 beyzinde bu durumda;

$$V_{BQ1} = V_Z + V_{BEQ1} \Rightarrow V_{BQ1} = 5.6V + 0.6 \Rightarrow V_{BQ1} = 6.2V$$

bulunur. Buradan direnç değerlerini belirleyelim.

$$R_3, R_3, R_3 = \frac{V_{0MIN}}{V_{BQ1}} = \frac{9V}{5mA} = 1.8K\Omega$$

18 voltluk çıkış geriliminde ise;

$$I_{RMAX} = \frac{18V}{1.8K\Omega} = 10mA$$

olur. En kolay R_5 değerini buluruz. Devrenin çalışması için R_5 de en az;

$$V_{R5} = V_{BEQ1} + V_Z \Rightarrow V_{R5} = 5.6 + 0.2 \Rightarrow V_{R5} = 6.2V$$

gerilim düşmelidir. Buradan;

$$R_5 = \frac{V_{R5}}{I_{RMAX}} = \frac{6.2V}{10mA} = 620\Omega$$

bulunur. R_4 'ün değeri hesaplarken ayarlanabilir orta noktayı R_3 ve R_4 arasında düşünelim. Bu durumda çıkış gerilimi $V_{Lmin}=9V$ 'dur. R_4 ve R_5 de 6.2 volt düşerken, I_R akımı 5mA dir.

$$R_{4,5} = \frac{V_{R4,R5}}{I_{RMIN}} = \frac{6.2V}{5mA} = 1.2K\Omega$$

$$R_4 = R_{4,5} - R_5 = (1.2K\Omega - 620\Omega) \quad R_4 = 620\Omega$$

bulunur. Buradan R_3 de basitçe;

$$R_3 = (R_3, R_4, R_5) - (R_{2,3})$$

$$R_3 = (1.8K\Omega - 1.24K\Omega) = 560\Omega$$

olarak bulunur. Devrede çok önemli bir işlevi yerine getiren dirençlerden biride regülasyon işlemi yapan Q_1 transistörünün yük direnci R_1 'dir. R_1 değerini bulmak için Q_2 ve Q_3 'ün beyz akımını bilmemiz gerekir. Üretici kataloglarından Q_3 için $\beta=25$, Q_2 'için $\beta=200$ akım kazancı bulunmuştur. O halde 0.5A'lık bir yük akımını kumanda etmek için;

$$I_{BQ3} = \frac{I_L}{\beta_{Q3}} = \frac{0.5A}{25} = 20mA \quad I_{BQ2} = \frac{I_{EQ2}}{\beta_{Q2}} = \frac{20mA}{200} = 0.1mA$$

olur. Q_2 'nin beyz akımı, β_{Q2} 'ye ve aynı zamanda Q_3 'ün beyz akımına eşit olan, kendisinin emiter akımına bağlıdır. R_1 direnci, bu durumda üzerinde düşen en küçük gerilimde dahi $I_{R4}=1mA$ 'lık akım geçirecek şekilde seçilmelidir. R_4 direncindeki en küçük gerilim değerini;

$$V_{RMIN} = 21.6 - (18V + 0.6V + 0.6V) = 2V$$

$$R_{1MAX} = \frac{V_{R4}}{I_{BQ2}} = \frac{2V}{0.1mA} = 20K\Omega$$

elde edilir. $R_1=18K\Omega$ seçelim. R_2 direnci ise zener kırılma gerilimini ayarlayan ön dirençtir. Bu direncin değeri her durumda zeneri regülede tutacak değerde seçilmelidir. Bunun için zener minimum kırılma akımını katalogdan $I_{Zmin}=5mA$ alalım. Bu durumda R_2 değeri;

$$R_2 = \frac{V_{0MIN} - V_Z}{I_{ZMIN}} = \frac{9V - 5.6V}{5mA} = 680\Omega$$

bulunur.

Aşırı Akım Koruması

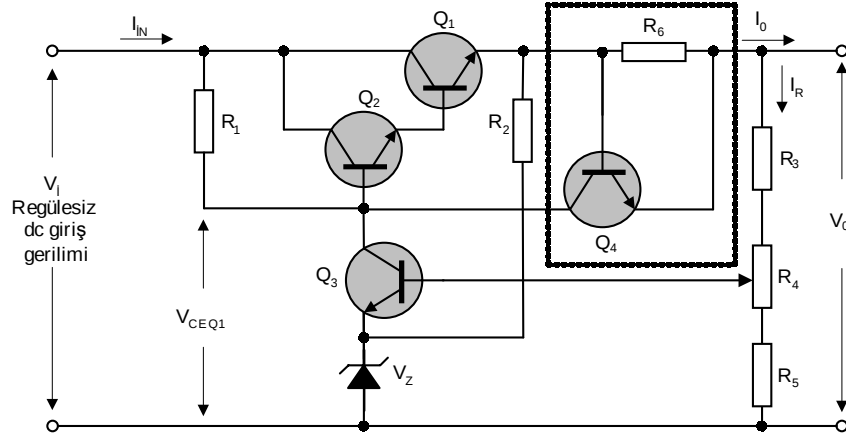
Regüleli gerilim kaynaklarından istenen bir diğer özellik ise aşırı akım korumasıdır. Regüleli bir akım kaynağının çıkışından aşırı akım çekildiğinde veya kısa devre olduğunda regüle devresinin ve güç kaynağının zarar görmemesi için aşırı akım koruma devresi eklenir. Şekil-5.8'de böyle bir devre verilmiştir. Bu devrede, şekil-5.7'deki devreye ilave olarak R_6 ve Q_4 transistörü ilave edilmiştir. Devrenin diğer kısımları aynıdır. Bu yeni elemanlar bize iki seçenek sunarlar.

- 1) Çıkış Akımı I_L değerini önceden belirlenen bir akım değerinde sınırlanır.
- 2) Çıkış akımı I_L , önceden belirlenen bir değeri aşarsa çıkış gerilimi sıfıra indirilir.

Devrenin çalışması kısaca şöyledir: Çıkıştan alınan I_L akımı, R_{AK} direnci ve Q_3 transistörü üzerinden geçer. Bu anda I_L akımı R_{AK} direnci üzerinde bir gerilim düşümüne neden olur. Bu gerilimin değerini I_L akımı ve R_{AK} değeri belirler. R_{AK} üzerine düşen gerilim, Q_4 transistörünün beyz-emiter gerilimine ulaştığında Q_4 iletime geçer ve Q_3 transistörünün beyz gerilimini sınırlar. Böylece akım sabit bir değerde kalır ve aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I_{0MAX} = \frac{V_{BE4}}{R_6} = \frac{0.6V}{5mA}$$

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



Şekil-5.8 Aşırı Akım Korumasının Gerçekleştirilmesi

5.3 LİNEER TÜMDEVRE GERİLİM REGÜLATÖRLERİ

Lineer tümdevre gerilim regülatörleri; ayrık elemanlarla oluşturulan regülatörlere 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.

Bu bölümde;

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

lineer tümdevre gerilim regülatörleri ayrıntılı olarak sizlere tanıtılacak çeşitli uygulama örnekleri verilecektir.

DC gerilimi, tüm etkilere karşı kararlı (regüleli) hale getirebilmek için regüle işleminin önemli 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 olanak sağlamıştır. Günümüzde tek bir tümdevre içerisinde yüzlerce farklı tip ve özellikte gerilim regülatörü üretimi yapılmaktadır. Bu bölümde elektronik piyasasında yaygın olarak kullanılan birkaç farklı tip tümdevre gerilim regülatörünün tanıtımı yapılacak ve uygulama örnekleri verilecektir.

Sabit Gerilim Çıkışlı Lineer Tümdevreler

Tümdevre imalatçıları, çeşitli sabit gerilim değerlerinde regüleli çıkış gerilimi verebilen tip 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 ayrılırlar. Bu bölümde,

bu tür tümdevreleri inceleyeceğiz.

Tablo-5.1’de oldukça sık kullanılan; üç terminalli, sabit çıkışlı pozitif gerilim regülatörlerinin bazı önemli özellikleri verilmiştir.

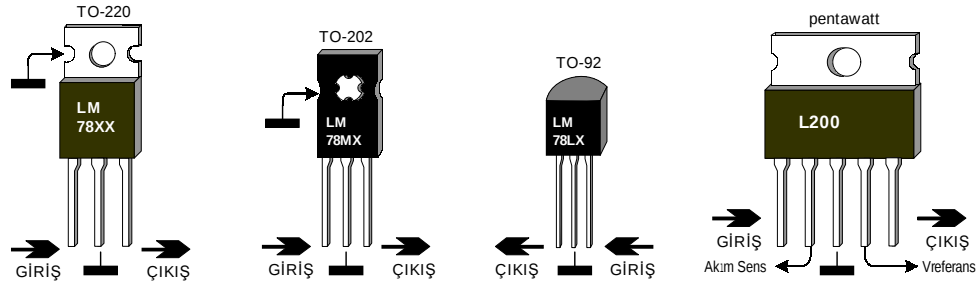
78’li sayılarla kodlanan gerilim regülatörlerinde ilk iki rakam (78) regülatör tipini sonraki harf çıkış akımını, son rakamlar ise çıkış gerilimi değerini verir. Örneğin 7805 ile kodlanmış bir regülatör; +5V çıkış gerilimi ve 1A çıkış akımına sahiptir.

Pozitif 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				
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-5.1 Tümdevreli Pozitif Gerilim Regülatörleri

78M15 şeklinde kodlanmış bir gerilim regülatörü ise +15V çıkış gerilimine ve 500mA çıkış akımına sahiptir.

Pozitif veya negatif sabit gerilim regülatörleri kullanarak regülatör yapmak için tablo-5.1’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 ısıl korumalıdır. Çıkıştan aşırı akım çekildiğinde ısıl duyarlı koruma devresi etkinleşerek tümdevreyi aşırı akıma karşı korur. Pozitif sabit gerilim regülatörlerinin terminal bağlantıları ve kılıf tipleri ise şekil-5.9’da verilmiştir.

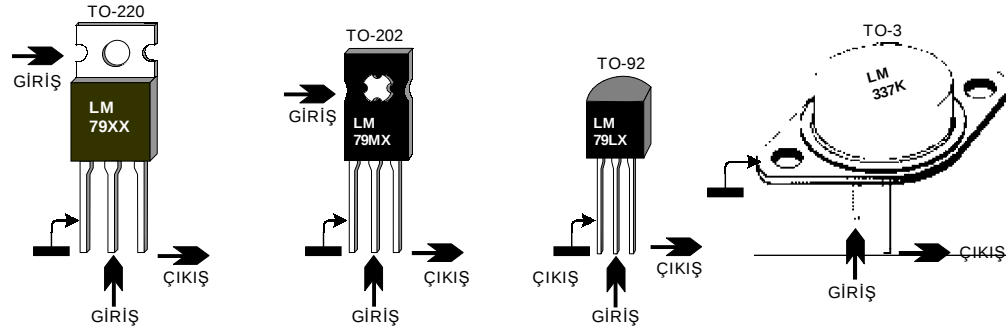


Şekil-5.9 Tümdevre pozitif gerilim regülatörlerinin kılıf tipleri ve pin bağlantıları

Negatif çıkışlı sabit gerilim regülatörleri ise 79’lu sayılarla (7912, 79L15, 79M09 v.b gibi) kodlanırlar. Tablo-5.2’de ise negatif gerilim regülatörleri özellikleri ile birlikte verilmiştir. Tümdevreli negatif gerilim regülatörlerinin kılıf tipleri ve terminal bağlantıları şekil-5.10’da verilmiştir. Negatif gerilim regülatörlerinin terminal bağlantıları, pozitif regülatörlerden farklıdır. Bu duruma devre tasarımı ve montajında dikkat edilmelidir.

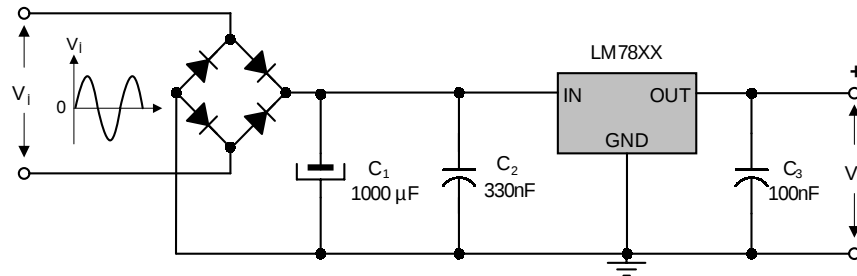
Negatif Sabit Gerilim Çıkışlı Lineer Tümdevreler												
Tümdevre Tipi	Çıkış Gerilimi								Giriş Gerilimi (max)	Çıkış Akımı (max)	Tipik Sükunet Akımı	Kılıf Tipi
	5V	6V	8V	9V	12V	15V	18V	24V				
79.....	X	X	X	X	X	X	X	X	35	1A	4.2mA	TO220
79M...	X	X	X	X	X	X	X	X	35	500mA	3mA	TO202
79L....	X	X	X	X	X	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-5.2 Tümdevreli Pozitif Gerilim Regülatörleri



Şekil-5.10 Tümdevre negatif gerilim regülatörlerinin kılıf tipleri ve pin bağlantıları

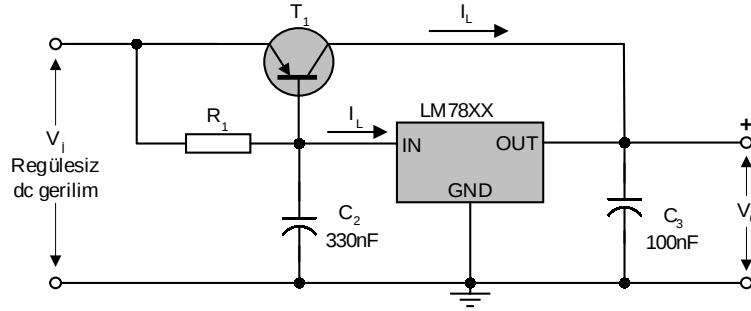
Üç uçlu sabit pozitif gerilim regülatörü ile yapılan temel uygulama devresi Şekil-5.11’de çizilmiştir. Bu bağlantı tipiyle yapılan devre montajında; doğrultucu, regülatör ve beslenecek devre birbirlerine yakın iseler, C_1 ve C_2 kondansatörlerine gereksinim olmaz. Ancak bağlantı kablolarının boyları birkaç santimin dışına çıktığında yüksek frekanslarda titreşimi önlemek için bu kondansatörler mutlaka kullanılır. C_2 kondansatörü ayrıca çıkış geriliminin kararlılığını sağlamada ve regülasyon hızını iyileştirmede kullanılmaktadır.



Şekil-5.11 Üç uçlu pozitif gerilim regülatörünün temel bağlantı şeması

Sabit gerilim regülatörlerinin çıkış akımları istenirse yükseltilebilir. yüksek çıkış akımları verebilen bir devre örneği şekil-5.12’de çizilmiştir. Bu devrede regülatörün çıkış akımını arttırabilmek için tümdevreye bir PNP tipi güç transistörü paralel bağlanmıştır. Devrede; R_1

direnci ve tümdevreden akan yük akımı, R_1 direnci üzerinde transistörü süren bir gerilim düşümüne neden olur. Tümdevreden akan akım ne kadar büyükse R_1 'deki gerilim düşümü ve T_1 'den akan akım da o kadar büyük olur. Bu durumda yük akımı, tümdevre ve transistör üzerinde ikiye bölünür. Böylece, devrenin çıkış akımı tümdevreye zarar vermeden yükseltilmiş olur. Devre çıkışından transistörün gücüne bağlı olarak yüksek akımlar alınabilir. Çıkış gerilimi sabittir.



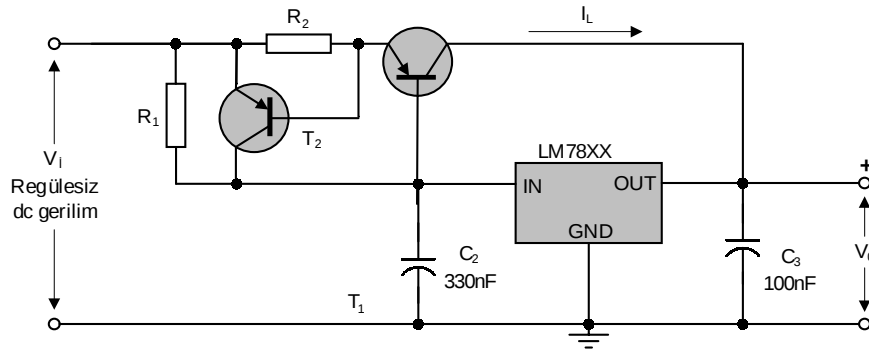
Şekil-5.12 Yüksek çıkış akımları verebilen sabit regülatör devresi

Şekil-5.12'de verilen regülatör devresinde aşırı akım koruması yoktur. Sadece tümdevre içten aşırı akıma karşı korumalıdır. Fakat transistörde her hangi bir koruma yoktur. Transistör için aşırı akım koruması yapan bir devre örneği şekil-5.13'de verilmiştir. Bu devrede aşırı akım koruması T_2 transistörü ve R_2 direnci yardımı ile yapılmaktadır. Devrede R_2 üzerinden geçen yük akımı (I_L), R_2 üzerinde bir gerilim düşümüne neden olur. Bu gerilim değeri T_2 transistörünün eşik gerilimi ($V_{BE}=0.6V$) değerine ulaştığında T_2 iletime geçer, T_1 kesime gider. Dolayısı ile tümdevre ve T_1 transistörü aşırı akımdan korunmuş olur.

Devrede aşırı akım korumasını gerçekleştiren R_2 direncinin değeri oldukça önemlidir ve koruma işlemine uygun olarak seçilmelidir. Bu direncin değeri;

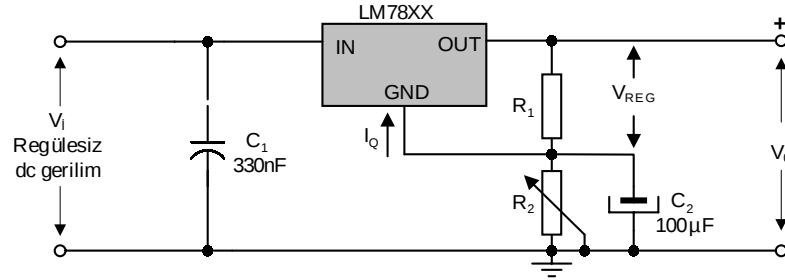
$$R_2 = \frac{V_{BE}}{I_{LMAX}} = \frac{0.6V}{I_{MAX}}$$

elde edilir.



Şekil-5.13 Aşırı akım korumalı yüksek çıkış akımlı regülatör devresi

Sabit gerilim regülatörlerinin çıkış gerilimleri istenirse ayarlanarak istenilen değerlerde çıkış gerilimi vermesi sağlanabilir. Çıkış gerilimi istenilen bir değere ayarlanabilen bir devre örneği şekil-5.14'de verilmiştir.



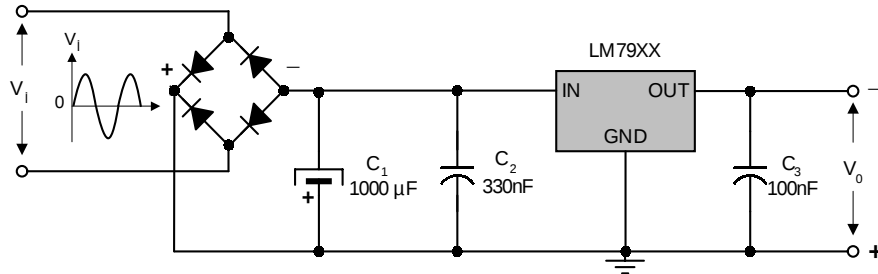
Şekil-5.14 Çıkış Gerilimi Ayarlanabilen Regülatör Devresi

Bu devrede tümdevre çıkışına R_1 ve R_2 dirençleri bağlanmıştır. Bundan dolayı regülatörün şase ucu 0 volttan farklı bir gerilimdedir. Regülatörün çıkış gerilimi V_0 ;

$$V_0 = V_{REG} \cdot \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] + R_2 \cdot I_Q$$

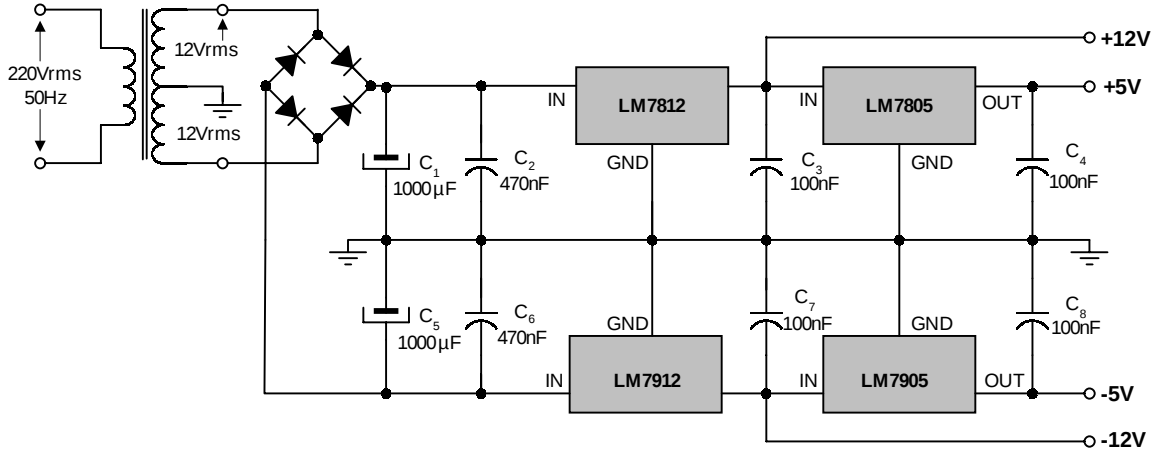
formülü ile bulunur. Formülde kullanılan I_Q akımı, Tümdevrenin R_2 direncinden akan sükünet akımıdır ve değeri 5mA ile 10mA arasında değişir. Devrenin çıkış geriliminin dalgalılık oranı oldukça büyüktür. Dalgalılık oranını azaltmak amacı ile çıkışa 100μF'lık bir kondansatör bağlanmıştır. Çıkış dalgalılık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

Sabit gerilim çıkışlı negatif gerilim regülatörünün temel bağlantısı şekil-5.15'de verilmiştir. Bu tür tümdevrelerin tüm özellikleri pozitif gerilim regülatörleri ile benzerlik gösterir. Sadece tümdevre terminal bağlantıları farklıdır.



Şekil-5.15 Negatif sabit gerilim çıkışlı regülatörlerin temel bağlantısı

Pozitif ve negatif sabit gerilim regülatörleri birlikte kullanılarak simetrik çıkışlı sabit gerilim regülatörleri yapılabilir. Şekil-5.16'da bu tip besleme kaynaklarına örnekler verilmiştir. Bu tip regüleli gerilim kaynakları yapılırken kondansatörlerin polaritelerine ve tümdevre bacak uçlarına dikkat edilmelidir.



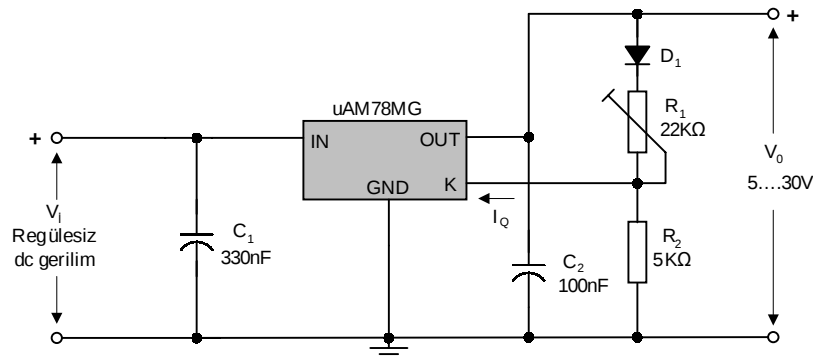
Şekil-5.16 Sabit Simetrik çıkışlı regüleli güç kaynağı

Bu bölümde en çok kullanılan ve popüler olan gerilim regülatörleri verilmiştir. Bu tümdevrelere ilaveten daha bir çok tip ve modelde gerilim regülatörleri de vardır. Bunlar hakkında ayrıntılı bilgileri üretici firmaların hazırlamış oldukları bilgi kitaplarından (data book) bulabilirsiniz.

Ayarlanabilir Gerilim Çıkışlı Lineer Tümdevreler

Ayarlanabilir çıkışlı tümdevreler oldukça yeni gelişmeler göstermektedir ve pek çok tipleri vardır. Bu bölümde çok kullanılan bir kaç tip ayarlanabilir çıkışlı tümdevre tanıtılacaktır. Çok kullanılan ve kullanımı oldukça basit olan pozitif gerilim regülatörü $\mu A78MG$ ve negatif gerilim regülatörü $\mu A79MG$ ile uygulama örnekleri ve bazı karakteristik değerler verilecektir.

Bu tümdevreler ile maksimum 0.5A çıkış akımında, +5V dan +30V'a kadar ve -2.2V'dan -30V'a kadar regüleli gerilimler üretilebilir. Bu tümdevreler; iç akım sınırlaması, kayıp güç sınırlaması ve aşırı sıcaklığa karşı koruma devreleri içerirler. Çıkış gerilimlerin kararlılığı, yük ve giriş gerilimleri değişimlerine karşı her durumda %1'den daha iyidir. Şekil-5.17'de ayarlanabilir bir çıkışa sahip regülatör örneği verilmiştir.



Şekil-5.17 Ayarlanabilir gerilim regülatörü devresi

Bu devrede çıkış gerilimi V_0 ; aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$V_0 = \left[\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right] \cdot V_R$$

Bu formülde V_R değeri referans gerilimidir. Bu değer $\mu A78MG$ için 5V, $\mu A79MG$ için -2.2V dur. Devredeki K kontrol girişi, çıkış geriliminin ayarlanmasını sağlar. K ucuna doğru akan akımın değeri sadece 1mA'dır. Gerilim bölücünün ortalama akımı 1mA olarak belirlenirse 78MG tümdevresinde R_2 için,

$$R_2 = \frac{V_R}{I_Q} = \frac{5V}{1mA} = 5K\Omega$$

79MG tümdevresinde ise R_2 için;

$$R_2 = \frac{V_R}{I_Q} = \frac{2.2V}{1mA} = 2.2K\Omega$$

değerleri bulunur. Çünkü kontrol girişi K, her iki tümdevrede de referans gerilimidir. Şekil-5.17'deki devrede C_1 ve C_2 kondansatörlerinin işlevleri önceki bölümlerde açıklananlarla aynıdır. Yani bu kondansatörler çıkış geriliminin rıplı faktörünü (dalgalıgını) ve girişteki değişmelere karşı karalılığını iyileştirmede kullanılırlar. Tümdevrenin lehimleme süresi 10 saniyeyi geçmemelidir. Ayrıca tümdevreye uygulanacak giriş gerilimi maksimum çıkış geriliminden en az 2V daha yüksek olmalıdır.

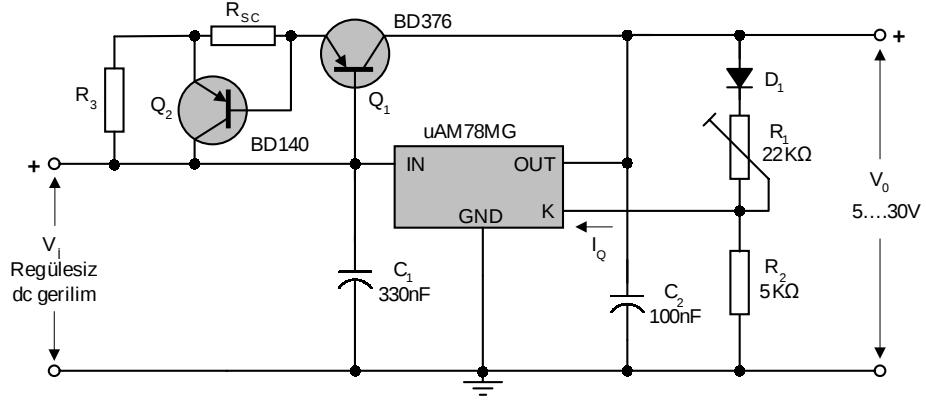
Devre de R_1 ve R_2 dirençlerinden pratik olarak aynı akım akar. (K ucundan akan akım çok küçük olduğundan ihmal edilebilir.) Böylece 1mA'lık I_Q akımı için çıkış gerilimi;

$$V_0 = (R_1 + R_2) \cdot I_Q$$

$$V_0 = (R_1 + R_2) \cdot 1mA$$

R_1 ve R_2 değerleri $K\Omega$ olarak seçilmelidir. Örnek devrede R_1 direnci ayarlı seçildiğinden çıkış gerilimin değeri bu direnç ile ayarlanabilir.

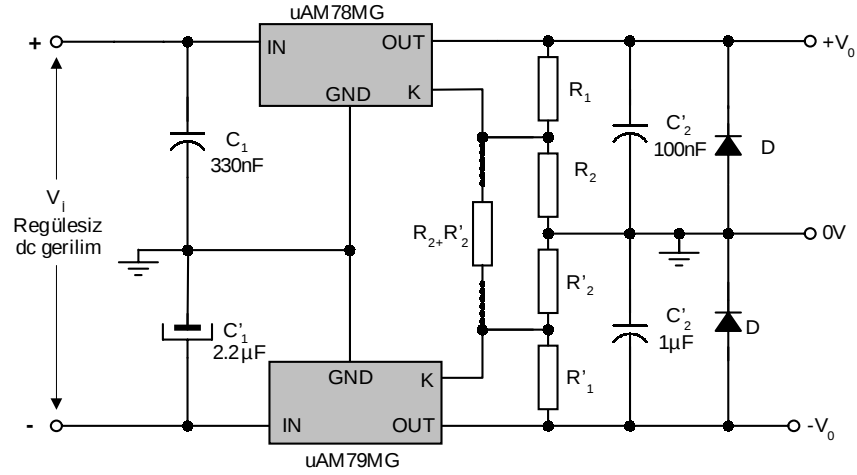
Bu tür tümdevrelerin çıkış akımları güç transistörleri kullanılarak artırılabilir. Bunun için sabit gerilim kaynaklarında kullanılan ilkelerden faydalanılır. Şekil-5.18'de yüksek çıkış akımları verebilen bir devre tasarımı yapılmıştır. Bu devrede çıkış akımının bir kısmı T_1 transistörü üzerinden alınmış böylece tümdevrenin zarar görmesi engellenerek çıkış akımının kapasitesi artırılmıştır. Aynı devre üzerinde T_2 transistörü ve R_{sc} dirençleri yardımı ile aşırı akım koruması da yapılmıştır. R_{sc} direncinin değeri belirlenen maksimum çıkış akımı değerine göre seçilir. Devredeki R_1 direnci ise çıkış geriliminin değerini ayarlamada kullanılır.



Şekil-5.18 Yüksek çıkış akımlı ve aşırı akım korumalı regülatör

Negatif ayarlanabilir gerilim kaynakları da aynı esaslara bağlı olarak kullanılır. Şekil-5. 19'da ise simetrik bir gerilim kaynağı örneği verilmiştir. Bu tip simetrik gerilim kaynaklarına "Dual-Tracking" gerilim regülatörleri denir. Bu devrede pozitif ve negatif gerilim regülatörleri birbirleri ile öyle bağlanmışlardır ki çıkış gerilimleri şaseye göre daima aynı (tam) mutlak değerleri gösterirler. Örneğin; yük akımı değişmelerinde pozitif çıkış gerilimi 10mV azalırsa, aynı anda negatif gerilimde otomatik olarak 10mV azalır. Böylece çıkış gerilimleri daima toprağa (şaseye) göre simetrik kalır.

İmalatçı firmalar değişik güç ve tiplerde daha bir çok ayarlanabilir gerilim regülatörleri üretmişlerdir ve üretmeye de devam ediyorlar. Bu tümdevreler hakkında ayrıntılı bilgi ve örnek uygulamalar kataloglardan temin edilebilir.



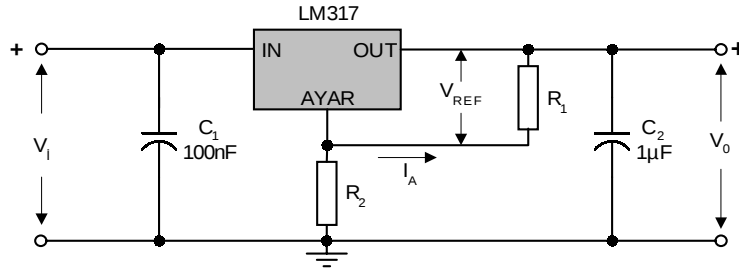
Şekil-5. 19 Simetrik Ayarlanabilir Gerilim Regülatörü

Özel Tip Gerilim Regülatörleri

Çeşitli ihtiyaçlara cevap verebilecek pek çok tip gerilim regülatörleri üretilmiştir. Bu regülatörler bir çok üretici firma tarafından değişik isim ve katalog numarası ile tüketiciye sunulmuştur. Kısaca bazı örnekler sıralayalım. MC 1560, SE 550, TL 1723, LM117, LM137, LM317, LM337, MC 723, L200 v.b. Bu tüm devrelerin iç yapılarında ve kullanımlarında bazı farklılıklar olmalarına karşın temel düşünce hepsinde aynıdır.

Bu bölümde sık kullanılan ve elektronik piyasasında kolayca bulunabilen LM317 ve LM337 pozitif ve negatif ayarlanabilir gerilim regülatörlerini kısaca tanıtaacağız. Şekil-3.20’de Ayarlanabilir çıkış üreten LM317’li pozitif gerilim regülatörü devresi görülmektedir. Devrenin çıkış gerilimi;

$$V_0 = V_{REF} \cdot \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] + I_A \cdot R_2$$



Şekil-5.20 LM317’li Ayarlanabilir gerilim regülatörü devresi

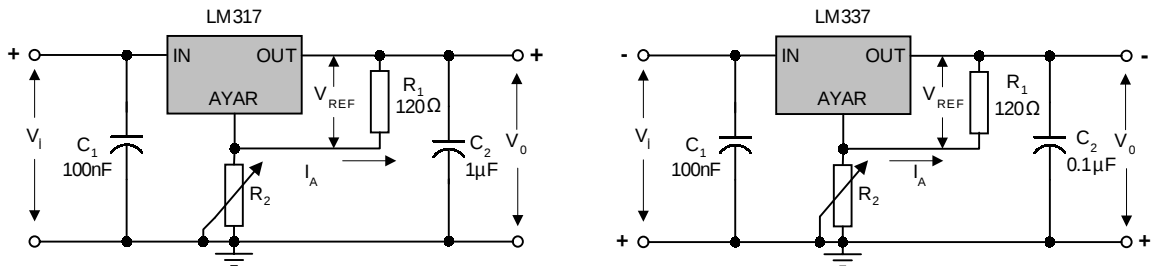
LM337 tümdevresi için tipik değerler ise üretici tarafından;

$$V_{REF}=1.25V$$

$$I_A=100\mu A$$

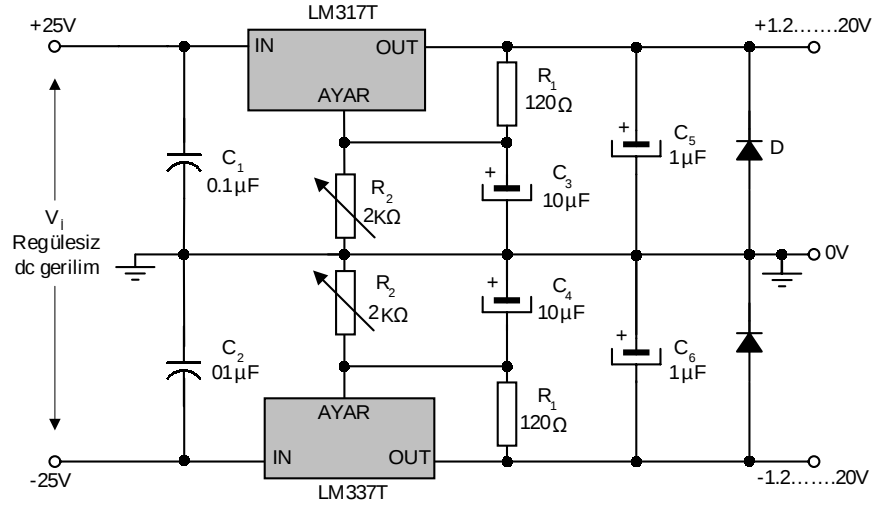
olarak verilmiştir. Şekil-5.21’de Ayarlanabilir çıkış veren pozitif ve negatif gerilim regülatörleri verilmiştir. Her iki devrede de çıkış gerilimi R_2 ayarlı direnci tarafından ayarlanmaktadır. R_2 değerine bağlı olarak çıkış geriliminin alabileceği gerilim değerleri ise tablo olarak verilmiştir.

$V_I = +40V$ veya $-40V$	
R_2 Değeri	V_0
0Ω	1.25V
120Ω	2.5V
360Ω	5V
1032Ω	12V
2184Ω	24V
2760Ω	30V



Şekil-5.21 Pozitif ve negatif ayarlanabilir gerilim regülatörü devreleri

LM317 ve LM337 tümdevreleri birlikte kullanılarak ayarlı $\pm 20V$ simetrik çıkış gerilimi verebilen bir gerilim regülatörü devresi ise şekil-5.22’de verilmiştir. Bu devrede pozitif ve negatif çıkış gerilimleri birbirinden bağımsız olarak 1.2V ile 20V arasında ayarlanabilmektedir.



Şekil-5.22 Laboratuvar tipi ayarlanabilir simetrik gerilim regülatörü devresi

5.4 ANAHTARLAMALI GERİLİM REGÜLATÖRLERİ

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 kaynaklarının 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. Birkac farklı tip anahtarlamalı gerilim regülatörü tasarımı yapılmaktadır. Bu bölümde;

- Anahtarlamalı gerilim regülatörlerinin genel özellikleri
- Asağı Doğru Anahtarlamalı Regülatör
- Yukarı doğru Anahtarlamalı Regülatör
- Yön Çeviren Anahtarlamalı Regülatör

sıra ile incelenecek ve uygulama örnekleri verilecektir.

Genel Özellikler

Güç kaynaklarının tasarımında dikkat edilmesi gereken önemli faktörlerden birisi verimliliktir. 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 (10W altı) dc güç kaynaklarının tasarımında önemsenmeyecek boyutlarda olan bu kayıp özellikle yüksek güçlerde sorunlara neden olmaktadır. Doğrusal (lineer) bir regülatörde güç kaybı yaklaşık olarak;

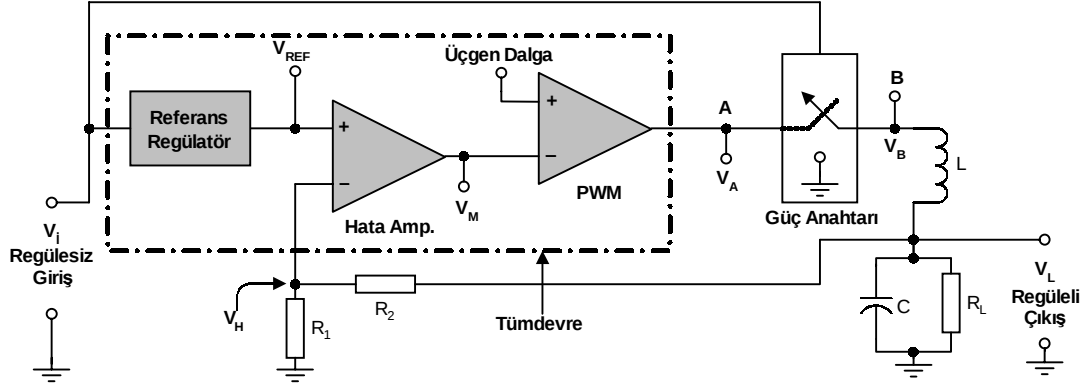
$$P_{REG} = (V_I - V_O) \cdot I_L \cong (V_V - V_E) \cdot I_L \cong V_{CE} \cdot I_C$$

olarak ifade edilmektedir. Dolayısıyla kayıpların tümüne yakını kontrol elemanı olarak kullanılan ve aktif bölgede çalıştırılan transistör üzerinde oluşmaktadır.

Anahtarlama gerilim regülatörlerinin tasarımı zor ve maliyetleri yüksektir. Bu nedenle düşük güçler için kullanımı ve tasarımı pek tercih edilmez. Yüksek güçlü dc kaynakların tasarımında ise anahtarlama gerilim regülatörü kullanmak neredeyse zorunluluktur. Anahtarlama gerilim regülatörlerinin diğerlerine nazaran temel özellikleri aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

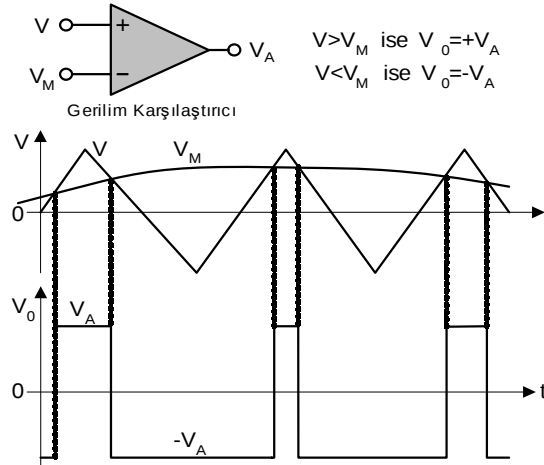
- Yapıları doğrusal (lineer) regülatörlere göre daha karmaşık ve zordur. Bu nedenle maliyetleri daha yüksektir.
- Çıkış gürültü seviyeleri ve dalgalılık oranları daha yüksektir. İlave filtre devreleri kullanımına gereksinim duyulur. Bu durum maliyeti artırır.
- Yük akımlarında ve giriş gerilimlerinde meydana gelen değişimleri algılama ve tepki verme süreleri daha uzundur.
- Anahtarlama gerilim regülatörleri yapılarından dolayı, elektromanyetik ve radyo frekanslı (EMI-RFI) girişimlere sebep olurlar. Bu nedenle özel filtre devrelerine ve ekranlama işlemine gereksinim duyarlar.
- Anahtarlama güç kaynaklarının verimleri diğer güç kaynaklarına nazaran oldukça yüksektir.
- Anahtarlama gerilim regülatörlerinin çalışma frekansları şehir şebekesinden çok yüksektir (KHz). Bu nedenle tasarımlarında kullanılan bobin ve transformatör v.b gibi. devre elemanlarının fiziksel boyutları oldukça küçüktür.
- Doğrusal regülatörlerde; regülesiz giriş gerilimi daima çıkış geriliminden büyük olmalıdır. Anahtarlama gerilim regülatörlerde ise çıkış gerilimi girişten büyük yapılabilir.
- Anahtarlama gerilim regülatörlerinde birden fazla çıkış elde edilebilmekte ve çıkış geriliminin kutupları değiştirilebilmektedir. Bu özellik doğrusal regülatörlerde söz konusu değildir.

Anahtarlama gerilim regülatörünün temel çalışma prensibi, girişine uygulanan dc işaretin yüksek frekanslarda anahtarlana çıkışa aktarılmasına dayanmaktadır. Bu işlem için giriş gerilimi kısılmakta ve darbe-periyot oranı değiştirilmektedir. Kısaca darbe genişliği modülasyonu (Pulse Width Modulation=PWM) yapılmaktadır. Bu işlem; regülatör çıkışını yük ve giriş geriliminde oluşan değişimlerden bağımsız hale getirir. Ayrıca devrede kullanılan elemanlar (yariletkenler) kesim/doyum modunda anahtarlama olarak çalıştıkları için güç kayıpları minimumdur. Anahtarlama bir güç kaynağının blok olarak temel yapısı şekil-5.23'de verilmiştir.



Şekil-5.23 Anahtarlamalı dc gerilim regülatörünün blok diyagramı

Blok diyagramı verilen anahtarlamalı gerilim regülatörünün temel çalışma ilkelerinden olan darbe genişliği modülasyonunun (PWM) temel prensibi ise şekil-5.24’de gösterilmiştir.



Şekil-5.24 Anahtarlamalı dc gerilim regülatöründe dalga biçimleri

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

$$V_H = V_0 \cdot \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right]$$

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

$$V_{REF} = V_0 \cdot \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right]$$

olur. Bu formülden regüleli çıkış gerilimini yazarsak;

$$V_0 = V_L = V_{REF} \cdot \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right]$$

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 $V_{REF}=10V$ olarak seçilirse; devrenin çıkış gerilimi V_0 ;

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

olarak bulunur. Dolayısı ile çıkış geriliminin maksimum değeri V_i kadar olduğundan bu devre $V_0 < V_i$ olacak şekilde kullanılabilir.

Şekil-5.24’de verilen gerilim karşılaştırıcının çıkışındaki V_A geriliminin periyodu T' dir. Buna göre darbe-periyot oranı;

$$DPO = \delta = D = \frac{\text{Darbe Süresi}}{T}$$

olur. Görüldüğü gibi darbe periyot oranını (D); V_A geriliminin periyodu (T) belirlemektedir. V_A gerilimi ise şekil-5.24’de görüldüğü gibi karşılaştırıcı girişine verilen V_M değerine bağlıdır. Dolayısıyla sistemin lineer bir darbe periyot modülatörü (PWM) gibi çalıştığını söyleyebiliriz.

$$D = \frac{\text{Darbe Süresi}}{T} = 0.5 \cdot \left[1 - \frac{V_M}{V} \right]$$

Devrede (şekil-5.23) PWM modülatörü çıkışından alınan V_A gerilimi kare dalgadır. Bu gerilimin gücü, bir güç anahtarından geçirilerek yükseltilmektedir. Dolayısıyla güç anahtarı çıkışından alınan V_B gerilimi de kare dalgadır. 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.

Anahtarlama regülatör devresinde (şekil-5.23) 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_{CESAT}) düşük ve anahtarlama hızı yüksek transistörler tercih edilir.

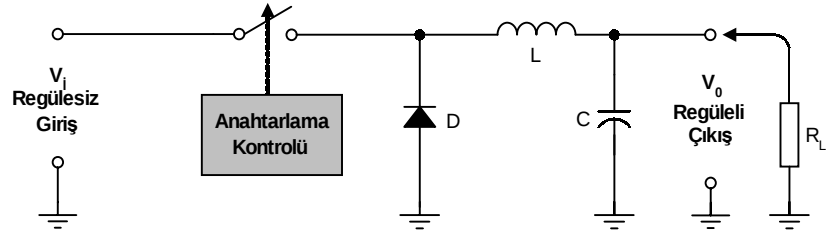
Günümüzde pek çok farklı tip anahtarlama gerilim regülatörü tasarımı yapılabilmektedir. Bunların içerisinde en yaygın olarak kullanılanlar ise genellikle 3 tiptir. Bunlar;

- Aşağıya doğru (step-down veya buck) anahtarlama regülatör
- Yukarıya doğru (step-up veya boost) anahtarlama regülatör
- Yön çeviren (inverting veya boost) anahtarlama regülatör

olarak adlandırılır. Yukarıda belirtilen 3 ayrı tip anahtarlama regülatörü ayrıntılı olarak inceleyeceğiz. Her 3 tip’in özelliklerini belirterek avantaj ve dezavantajları üzerinde duracağız.

Aşağı Doğru (buck) Anahtarlama Regülatör

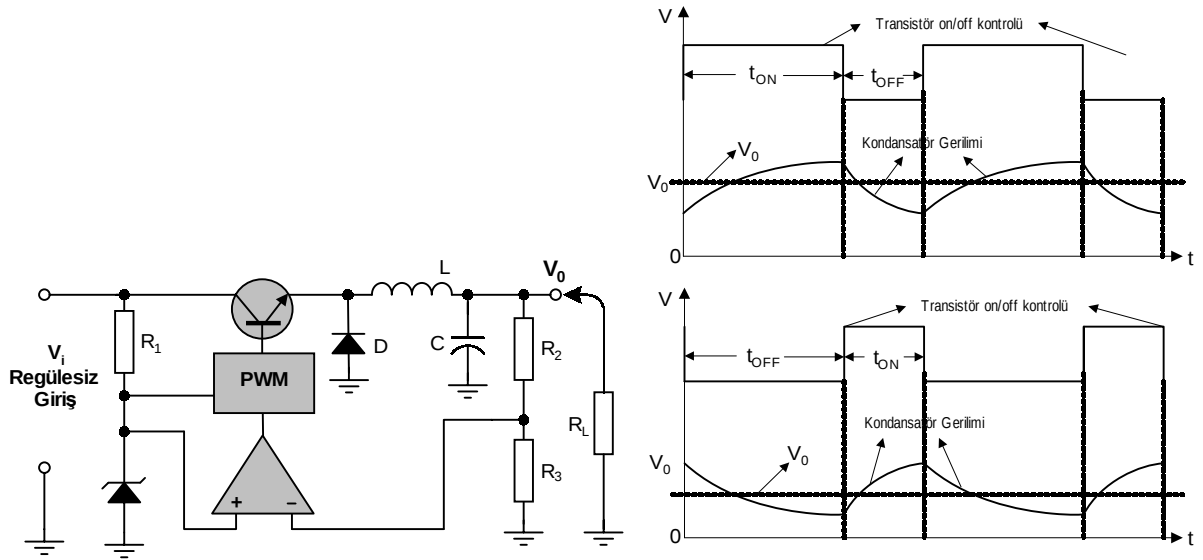
Bu tür regülatörlerin çıkışından alınan regüleli gerilim, regülesiz giriş geriliminden daha küçüktür. Aşağı doğru regülatörün temel çalışma prensibini anlamak amacıyla basitleştirilmiş temel yapısı şekil-5.25’de verilmiştir.



Şekil-5.25 Aşağı doğru anahtarlama gerilim regülatörünün temel (basit) yapısı

Devrede girişten uygulanan regülesiz dc gerilimi karedalgaya çevirmek (anahtarlamak) için bir S1 anahtarı kullanılmaktadır. Bu anahtar gerçekte bir transistördür. Anahtarlama süreleri ise (darbe periyot oranları) doğal olarak regülatörün çıkış yüküne bağlı olarak yapılacaktır. Çıkış geriliminin ortalamasını almak ve harmonikleri zayıflatmak için bir LC filtresi kullanılmıştır.

Aşağı doğru anahtarlama gerilim regülatörünün geliştirilmiş devresi ve devrede kullanılan T1 transistörünün kesim-doyum (on-off) aralıkları Şekil-5.26'da verilmiştir.



Şekil-5.26 Aşağı doğru anahtarlama gerilim regülatörü ve gerilim dalga biçimleri