



T.C.

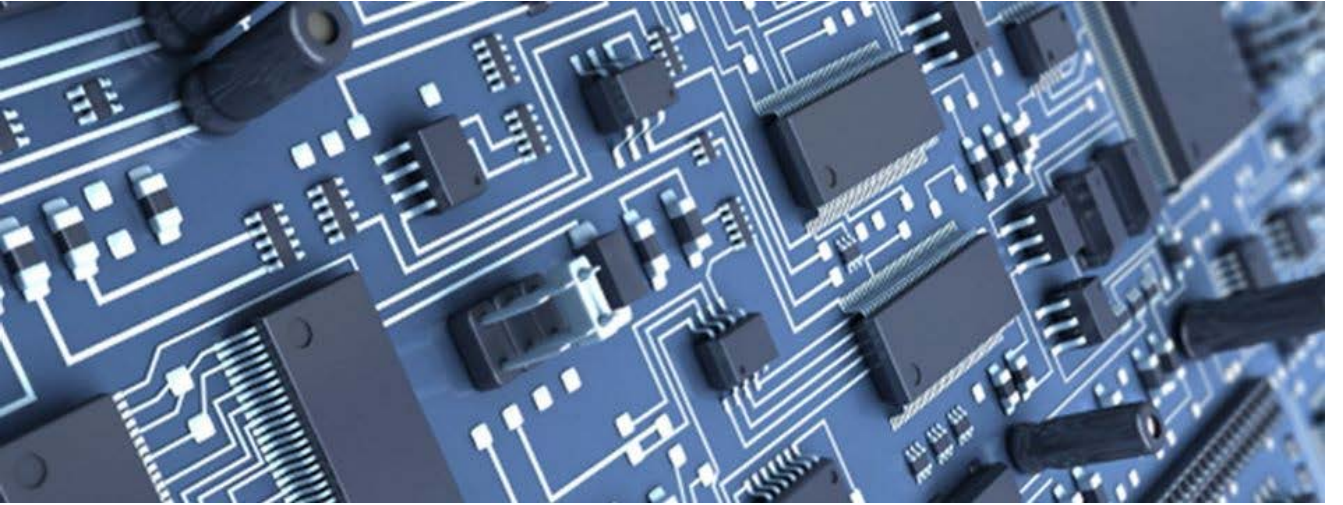
NUH NACI YAZGAN ÜNİVERSİTESİ

MÜHENDİSLİK FAKÜLTESİ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

ELEKTRONİK DEVRELER-I

LABORATUVARI DERSİ DENEY FÖYÜ



**HAZIRLAYAN
ARŞ. GÖR. ERHAN KURT**

KAYSERİ – 2014

LABORATUVAR GÜVENLİK FORMU

Laboratuvar ortamında çalışanların sağlık ve güvenliği ile yürütülen çalışmaların başarısı için temel güvenlik kurallarına uyulması büyük önem taşımaktadır. Bu sebeple aşağıda tanımlanan kurallara uyulması gerekmektedir.

- 13 mA'den büyük akım veya 40 V'dan büyük voltajlar insan sağlığı için tehlike arz etmektedir ve öldürücü etkisi vardır. Bu nedenle elektrik çarpmalarından korunmak için gerekli önlemleri alınız ve görevlilerin uyarılarına mutlaka uyunuz.
- Kaza ve yaralanmalar olduğu zaman görevliye derhal haber veriniz. Kazayı bildirmek için vakit geçirmeyiniz.
- Hasara uğramış veya çalışmayan alet ve cihazları derhal laboratuvar görevlisine bildirin.
- Herhangi bir nedenle hasar verdiğiniz tüm cihaz ve donanımlarının onarımı ya da yeniden alınma bedeli tarafınızdan karşılanacaktır. Cihazların üzerine kitap defter gibi ağır malzemeler yerleştirmeyiniz ve yerlerini değiştirmeyiniz.
- Multimetreleri ölçüm kademelerinin sınırı dışındaki akım veya gerilim kademelerinde çalıştırmayınız. Güç kaynaklarından düşük gerilim alınız. Böyle bir nedenle cihazları bozan grubun cihazları kullanmayı bilmediği düşünülür ve deney notu sıfır olur.
- Laboratuvarında hiçbir zaman koşmayınız, en acil durumlarda bile yürüyünüz. Birbirinizle el şakası yapmanız veya boğuşmanız herhangi bir kazaya sebep olabilir, alet ve cihazlar hasara uğrayabilir.
- Laboratuvarların sessiz ve sakin ortamını bozacak yüksek sesle konuşma, tartışma yapılması yasaktır. Başka grupların çalışmalarını engellemek, izin almadan laboratuvarı terk etmek, diğer gruplardan yardım almaya çalışmak ve laboratuvarında dolaşmak laboratuvardan ihraç sebebidir
- Laboratuvarlara yiyecek, içecek sokmak, sigara vb. içmek yasaktır.
- Laboratuvarlarda cep telefonu kullanımı yasaktır.
- Çalışma esnasında saçlar uzun ise mutlaka toplanmalıdır.
- Hafta içi mesai saatleri dışında ve hafta sonu laboratuvar görevlisi olmadan çalışılması yasaktır.
- Laboratuvara işi olmayan kişilerin girmesi yasaktır.
- Laboratuvarlara tam zamanında geliniz ve sadece ara verildiğinde dışarı çıkınız.
- Çalışma bittikten sonra kullanılan cihazlar yerlerine konulmalıdır.
- Laboratuvarında çalıştığınız alanın temizliği sizin sorumluluğunuzdadır. Çalışmalar bittikten sonra gereken temizlik yapılmalıdır.
- Laboratuvar çalışmalarında çıkan atıklar, laboratuvar görevlilerinin belirlediği kurallar çerçevesinde uzaklaştırılmalıdır.
- Laboratuvardan çıkmadan önce enerji kesilmelidir.

DİKKAT!

Laboratuvarında çalışan herkesin belirtilen kuralların tümüne uyması zorunludur. Bu kurallara uymayanlar laboratuvar sorumluları tarafından uyarılacak, gerekirse laboratuvardan süreli uzaklaştırma ile cezalandırılacaklardır. Laboratuvara kasıtlı olarak zarar verdiği tespit edilen kişiler laboratuvardan süresiz olarak uzaklaştırılacak ve verilen zarar tazmin ettirilecektir.

Yukarıdaki kuralları okudum ve kabul ediyorum.

Tarih : / /2014

Öğrencinin Adı Soyadı ve İmzası

Genel Notlandırma

Mazeretsiz olarak deneyden üçüne girmeyen kişiye FF notu verilecektir. Laboratuvar dersinin notu bütün laboratuvarlardan alınan toplam notların ortalamasına bakılarak verilecektir.

Ölçme ve Analiz Laboratuvarı dersi vize notu aşağıda yer alan üç not ile belirlenecektir.

Deney öncesi sınav (%40)

Her laboratuvar dersinin başında 10 dakikalık küçük sınavlar yapılacaktır. Küçük sınavlar önceki hafta yapılan ve o hafta yapılacak olan deneyle ilgili sorulardan oluşacaktır. Öğrenci bu soruları tek başına cevaplandıracaktır. Herhangi bir kopya durumunda öğrencinin deney notu sıfır olur.

Deneyler öncesi rapor(%30)

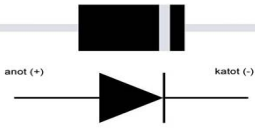
İlgili deneyin başında yapılması istenen kısımdır. Her grup üyesi ayrı olarak ön çalışmayı yapmalıdır. O hafta yapılacak olan deneyin ön çalışması deneye gelmeden önce hazırlanmalıdır. Deney öncesi hazırlık Proteus programı ile yapılabilir.

Uygulama kısmı (%30)

Deneyin laboratuvarında öğrenci tarafından gösterilen performansı içerir.

Genel Kurallar

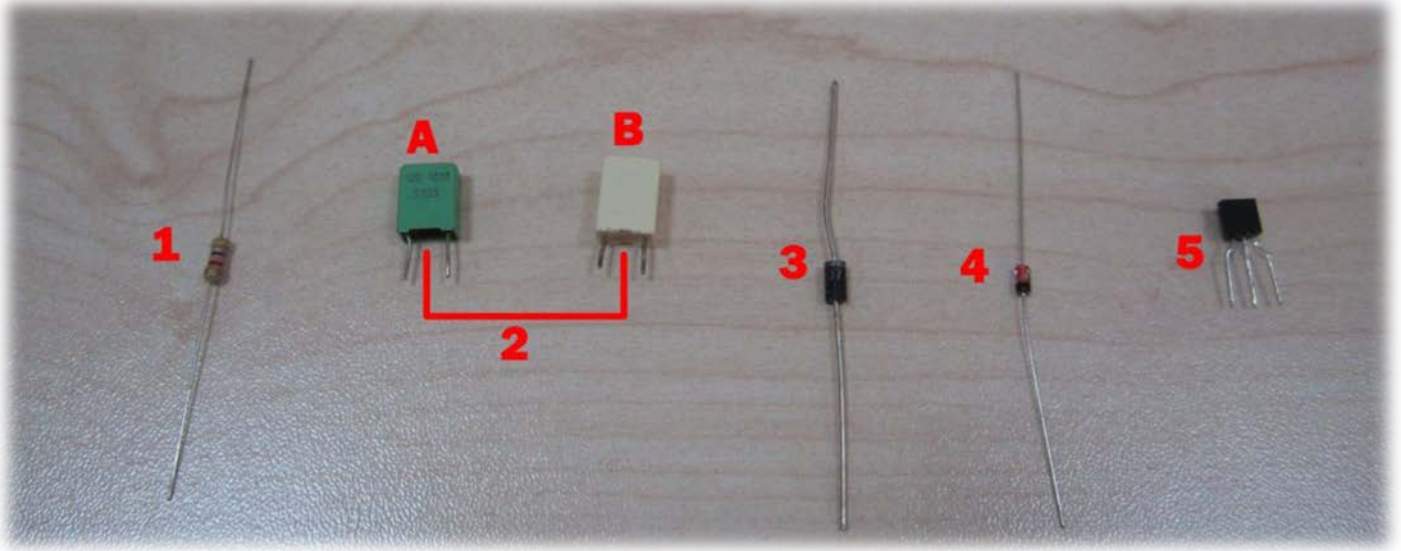
- Deneyler gruplar şeklinde yapılacaktır.
- Deneyler süresi içerisinde bitirilmek zorundadır. Bu nedenle öğrencinin deney içeriğini dikkate alarak zaman yönetimi yapılması gerekir.
- Her öğrencinin laboratuvar güvenlik kılavuzunu imzalayarak ilk deneyde deney sorumlusuna teslim emesi gereklidir.
- Deney ön hazırlıkları, tüm deneylerin teorik sonuçlarını ve Proteus kullanarak elde edilen benzetim sonuçlarını içermelidir. Bir ön hazırlık sayfasında sayfa sayısının az olmasına dikkat edilmelidir. Bu nedenle sonuçlar “painte” atılarak küçültülmelidir.
- Deney raporu temiz beyaz bir A4 kâğıdına yazılmalıdır. Aksi durumda raporlar değerlendirilmeyecektir.
- Deney raporlarını her öğrenci sadece kendi tecrübelerini kullanarak yazmalıdır. Başka bir grubun deney sonuçlarını veya başka kaynaklardan alınmış çıktıları getirmemelidir. Bu durumda öğrencinin deneyler öncesi rapor notu sıfır verilecektir.
- Rapor zımbalanmalıdır, ayrı bir dosya kullanılmamalıdır.
- Raporda yapılan devreler ve kullanılan elemanlar özenli ve detaylı bir biçimde verilmelidir. Tüm ölçüm ve çizimlerde kullanılan birimler mutlaka yazılmalıdır. Çizim ve tablolar mümkün olduğu kadar özenli ve ölçekli olmalıdır.
- Raporlarda bilimsel olarak anlamlı düzgün bir dil kullanılmalıdır. Basit ve gereksiz cümleler kullanılmamalıdır basit anlatımlar kesinlikle yazılmamalıdır.
- Kapaksız raporlar değerlendirilmeyecektir.



1.HAFTA

Temel Elektronik Elemanlar ve Diyot Karakteristiği

Amaç: Diyotların akım-gerilim davranışlarının incelenmesi ve özgeçirlerinin çıkarılması.



Resim 1 Temel Elektronik Elemanlar

1.1. Temel Elektronik Elemanlar

1.1.1. Direnç: Devreye uygulanan gerilim ve akım bir uçtan diğer uca ulaşmaya kadar izlediği yolda birtakım zorluklarla karşılaşır. Bu zorluklar elektronların geçişini etkileyen veya geciktiren kuvvetlerdir. İşte bu kuvvetlere direnç denir. Birimi ohm (Ω) ile gösterilir. Başka bir deyişle elektrik akımına karşı gösterilen zorluğa direnç denir. "R" harfi ile sembollendirilir.

1.1.2. Kapasitör: Kapasitör (kapasite, kondansatör, sığa), elektronların kutuplanarak elektriksel yükü elektrik alanın içerisinde depolayabilme özelliklerinden faydalanılarak, bir yalıtkan malzemenin iki metal tabaka arasına yerleştirilmesiyle oluşturulan temel elektrik ve elektronik devre elemanıdır. Elektrik yükü depolama, reaktif güç kontrolü, bilgi kaybı engelleme, AC/DC arasında dönüşüm yapmada kullanılırlar ve elektronik devrelerin vazgeçilmez elemanıdır.(A=680F, B=470F)

1.1.3. Diyot: Diyotlar yarı iletken elektronik devre elemanlarının temel yapı taşıdır. Diyot genel anlamda bir yönde akım geçiren, diğer yönde akım geçirmeyen elektronik devre elemanıdır. Kısacası üzerinden sadece tek yönde akım geçişine izin veren elemandır. Diyotun P kutbuna "Anot", N kutbuna da "Katot" adı verilir.

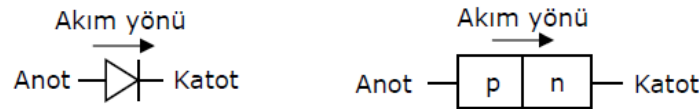
1.1.4. Zener Diyot: Ters polarizasyon altında uçlarına uygulanan gerilimi, ters kırılma gerilimi değerinde (zener geriliminde) sabit tutan diyot çeşidine zener diyot denir. Zener diyot kullanılarak çıkışın istenilen sabit değerde tutulduğu gerilime zener gerilimi denir. Zener diyotlar doğru polarizasyon altında doğrultucu olarak çalışır. Ancak genel kullanım amaçları ters kırılma gerilimi elde etmektir. Zener

diyotlar ters kırılma gerilim değerleriyle anılırlar. Örneğin 3V, 4.3V, 5.1V, 6.2V, 7.5V, 9.1V, 12V zener olarak adlandırılırlar.

1.1.5. Bjt Transistör: Alternatif işaretleri kuvvetlendirmek veya anahtarlama yapmak için kullanılan akım kontrollü elemanlardır.

1.2. Diyot Karakteristik Eğrilerinin İncelenmesi

Diyotlar elektrik akımını tek yönde ileten devre elemanlarıdır. Diyot sembolündeki ok akım yönünü gösterir.



Şekil 1.1 Yarı iletken diyotun yapısı ve sembolü

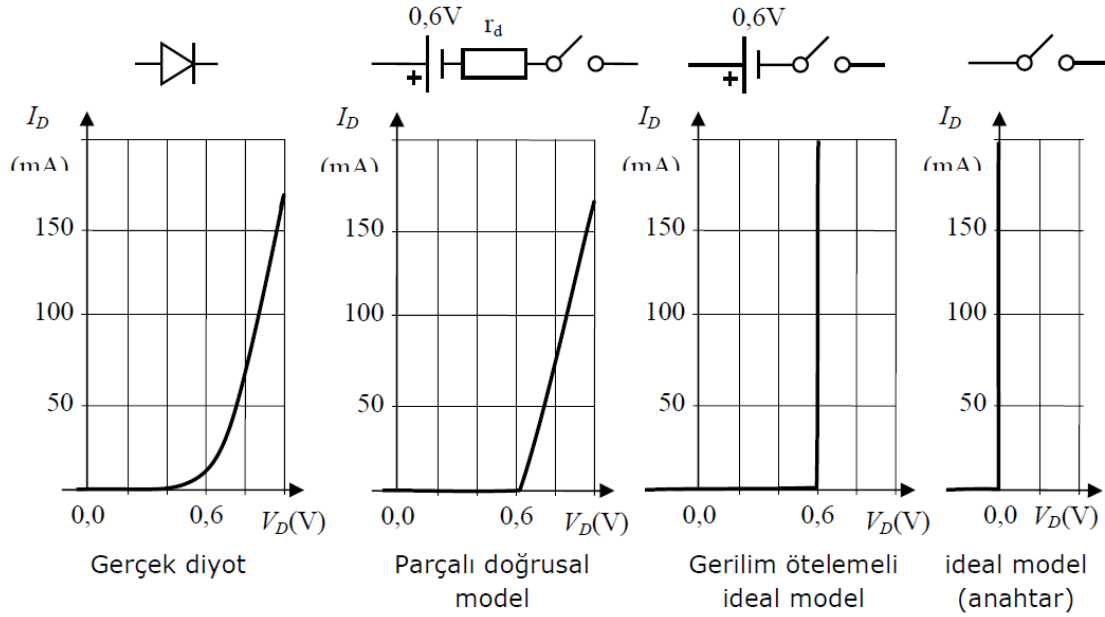
Yarı iletken diyot, bir p-tipi yarıiletkenle n-tipi yarıiletkenin birbirine değmesi ile oluşan eklem (jonksiyon) oluşur. Bir diyotun özellikleri p ve n tipi bölgelerin katkı yoğunlukları ve eklem yüzeyinin alanına bağlı olarak değişir. Büyük akı taşınması gereken doğrultucu diyotlarda eklem alanı büyük, hızlı küçük işaret diyotlarında ise küçük yapılıdır.

Bir yarıiletken diyodun akım-gerilim bağıntısı aşağıda verilmiştir:

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right) \quad (1.1)$$

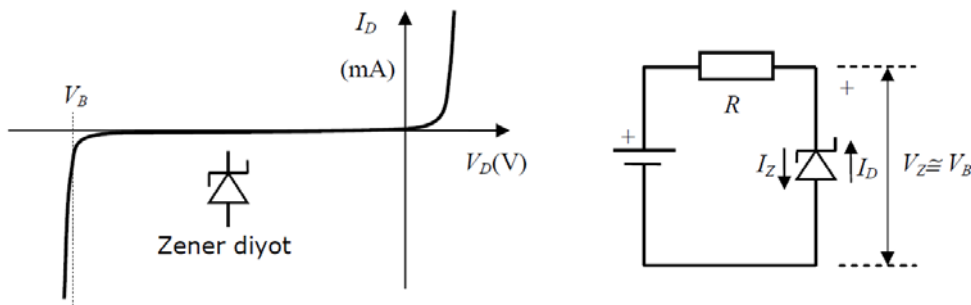
Burada V_D diyotun iki ucu arasındaki gerilimi, I_D diyottan geçen akımı göstermekte olup 290°K oda sıcaklığında $V_T = kT/q = 26 \text{ mV}$ dur. I_0 diyotun ters doyma akımı olup diyotun yapısına ve sıcaklığına göre 10^{-13}A ile 10^{-15}A arasında değişir.

Tipik bir silisyum diyot için bu eğri çizildiğinde yaklaşık $V_D \approx 0,6\text{V}$ civarında akımın mA mertebelerine yükseldiği görülür. Pratikte bu gerilimin altında diyot akımı sıfır kabul edilir (açık devre). Şekil 1.2' de diyotun gerçek öz eğrisi ile 1. 2. ve 3. dereceden idealleştirilmiş diyot öz eğrileri ve bunların devre eşdeğerleri verilmiştir. Elle yapılan diyot devresi hesaplarında bu eşdeğer devrelerden biri kullanılır. Gerçek öz eğri doğrusal olmadığından basit doğrusal devre analizi yöntemlerinde kullanılamaz. Ancak "spice" gibi bilgisayar destekli doğrusal olmayan analiz programları ile kullanılabilir.



Şekil 1.2 Silisyum diyotun gerçek, doğrusallaştırılmış ve ideal akım-gerilim eğrileri ve eşdeğer devreleri

Yarıiletken diyotlar ters yönde kutuplandığında ihmal edilebilecek kadar küçük bir negatif akım ($-I_0$) akıtır. Fakat ters gerilim arttırıldığında, "ters kırılma gerilimi", V_B , değerine ulaşınca ters diyot akımı çıkış ve/veya zener olayları nedeniyle birdenbire artmaya başlar. Ters kırılma gerilimi diyotların yapısına bağlı olarak, normal diyotlarda 100 voltlar mertebesinde ve diyot bu gerilimin altında çalıştığı sürece diyottan ters akım akmaz. "Zener diyot" adı verilen özel diyotlarda ters kırılma gerilimi 2-3 voltlara kadar düşer. Akım-gerilim eğrisi Şekil 1.3'de verilen bu diyotlar sabit gerilim kaynağı olarak kullanılır.



Şekil 1.3 Zener diyot sembolü, akım-gerilim

1.3. Deneyden Önce Yapılacak Hesaplar

1.3.1. Formül (1.1)'i kullanarak ve $I_0=2,7 \times 10^{-14}$ olarak çeşitli gerilim değerlerine karşı düşen diyot akımlarını hesaplayınız akım-gerilim eğrisini çiziniz.

$V_D(V)$	0	0.2	0.4	0.5	0.6	0.65	0.70	0.73
$I_D(mA)$								

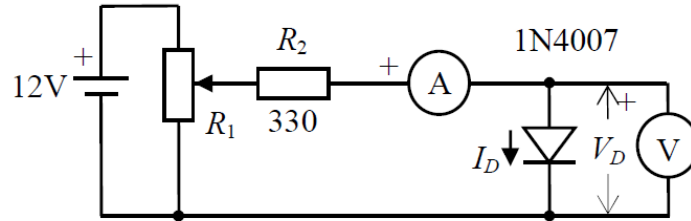
1.3.2. Şekil 1.5'deki devrede $V_Z=5,6V$ 'luk zener diyot kullanıldığında, $V=12V$ ve $R=330\Omega$ için devreden geçecek akımı hesaplayınız.

1.4. Sorular

- 1.4.1. Şekil 1-2'de verilen eşdeğer devrelerden hangisinin kullanılacağına nasıl karar verirsiniz? Her biri için birer örnek uygulama gösteriniz.
- 1.4.2. Şekil 1-2a'daki gerçek diyot özeğrisi sıcaklıkla nasıl değişir? Bir diyotun özeğrisini $T=20^{\circ}$, $T=50^{\circ}$ C ve $T=100^{\circ}$ C için aynı grafik üzerinde çiziniz.
- 1.4.3. Zener diyotlarda zener gerilimi sıcaklıkla nasıl değişir? Küçük ve büyük gerimli zener diyotlar için açıklayınız.

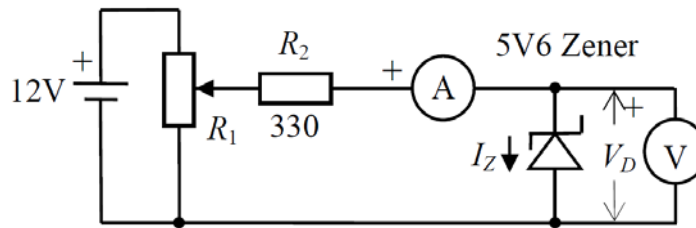
1.5. Deneyin Yapılışı

- 1.5.1. Şekil 1-4'deki devreyi kurunuz. Tablo 1-1'deki diyot gerilimi değerlerini elde edecek Şekilde gerilim bölücü direnci ayarlayarak devreden geçen akımları okuyup tabloyu doldurun ve diyotun deneysel akım-gerilim eğrisini teorik eğrinin bulunduğu grafiğe çiziniz.



Şekil 1.4 Diyot özeğrisinin çikarılması

- 1.5.2. Bulduğunuz değerlere göre kullandığınız diyotun ters doyma akımı I_0 ne olmalıdır?
- 1.5.3. 1N4002 doğrultucu diyot yerine 1N4148 küçük işaret diyotu koyarak 1. deneyi tekrarlayınız. Bu diyotun akım-gerilim eğrisini aynı grafik üzerine çiziniz.
- 1.5.4. 5,6V'luk bir zener diyot kullanarak Şekil 1.5'teki devreyi kurunuz. Tablo 1.3'deki diyot akımı değerlerini elde edecek Şekilde en büyük giriş gerilimini ayarlayınız ve diyot gerilimini okuyarak tabloya kaydediniz. Elde ettiğiniz değerlere göre deneysel akım-gerilim eğrisini çiziniz. Ters kırılma gerilimi civarında daha fazla nokta alarak bu bölgeyi detaylı olarak çiziniz.



Şekil 1.5 Zener diyot özeğrisinin çikarılması

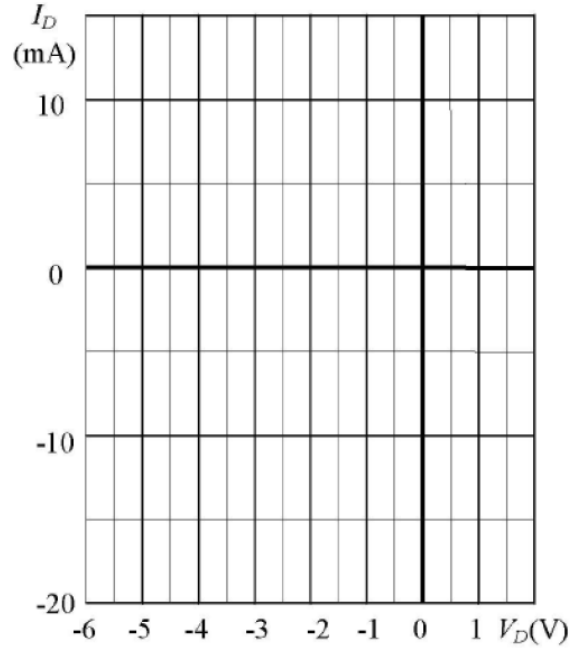
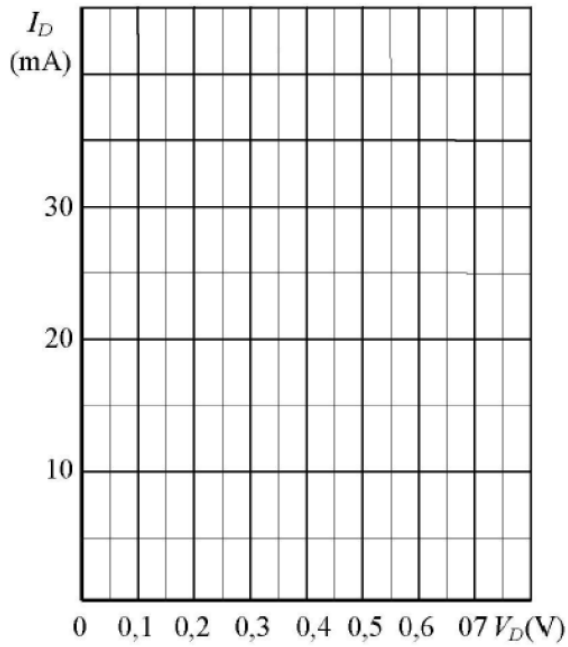
Deney No 1 - Diyot Karakteristiği

Deneyi Yapanlar :.....

Deney Tarihi :.....

Tablo 1-1

V_D (V)	0	0.2	0.4	0.5	0.6	0.65	0.70	0.73
I_D (mA) <i>teori</i>								
I_D (mA) <i>deney</i>								



2. $I_0 = \dots\dots\dots$

3.

Tablo 1-2

V_D (V)	0	0.2	0.4	0.5	0.6	0.65	0.70	0.73
I_D (mA)								

4.

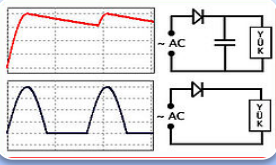
Tablo 1-3

V_D (V)						0		
I_D (mA)	-10	-5	-1	-0,1	0	+5	+10

2.HAFTA

Diyot Doğrultucu Devreleri

Amaç: Diyotlarla yapılan yarım ve tam dalga doğrultucu devrelerin incelenmesi

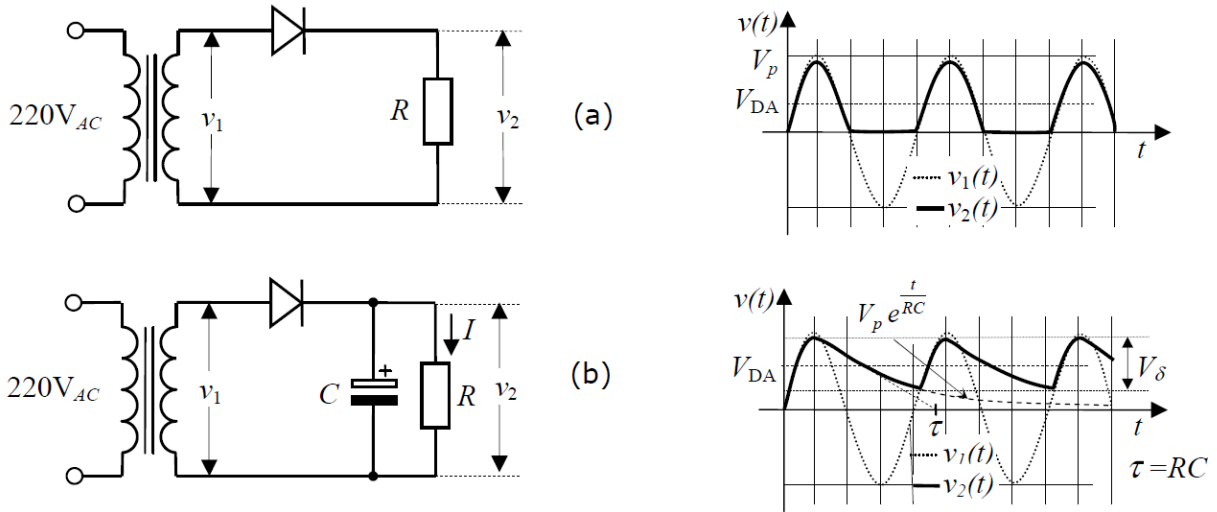


2.1. Temel Bilgiler

Diyotların en önemli uygulama alanı doğrultucu devrelerdir. Doğrultucular alternatif akımı doğru akıma çevirmeye yarar.

2.1.1. Tek Yollu Doğrultucu

En basit doğrultucu tek bir diyot kullanılarak şekil 2.1'deki devre ile gerçekleştirilebilir.



Şekil 2-1 (a) Tek yollu doğrultucu (b) Tek yollu süzgeçli doğrultucu ve dalga şekilleri

Şekil 2.1 a'daki devrede diyot sinüs biçimli v_1 alternatif geriliminin sadece sıfırdan büyük değerleri için iletimde olduğundan çıkıştaki v_2 gerilimi şekildeki kalın çizgili dalga şeklinde olur. Yani çıkış gerilimi her zaman artı değerlidir. Bu gerilimin DA bileşeni dalga şeklinin ortalamasına eşittir.

$$V_{DA} \text{ (yd)} = V_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} v(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} V_p \sin(\theta) d\theta = \frac{V_p}{\pi} \quad (2.1)$$

Fakat bu gerilim girişin eksi değerinde olduğu yarı periyot boyunca sıfırda kaldığından bir doğru gerilim olarak kullanılamaz. Bu yüzden devreye Şekil 2.1 b'de görüldüğü gibi bir kondansatör eklemek gerekir. Giriş gerilimi yükselirken $V_D = V_2 - V_1$ diyot gerilimi artı değerde olduğundan diyot iletindedir ve kondansatör dolar, çıkış gerilimi yaklaşık olarak giriş gerilimine eşit olur (gerçekte çıkış gerilimi girişten yaklaşık bir diyot iletim gerilimi, yani 0,6...0,8V kadar düşüktür). Giriş gerilimi tepe değerine ulaşıp düşmeye başlayınca, kondansatörün uçlarındaki gerilim aniden değişemeyeceği için çıkış gerilimi girişten daha yüksek kalır ve diyot tıkanır. Bu durumda kondansatörü direnci üzerinden üstel olarak $T=RC$ zaman sabiti ile boşalır.

$$v_2(t) = V_p e^{\frac{-t}{RC}} \quad (2.2)$$

Burada V_p giriş geriliminin tepe değeridir. $v_2(t) < v_1(t)$ olduğunda diyot tekrar iletme geçer ve kondansatör yeniden dolmaya başlar. Böylece çıkışta değeri V_s kadar dalgalanan bir doğru gerilim elde edilmiş olur.

RC yeterince büyük seçilerek dalgalanma gerilimi istendiği kadar azaltılabilir. Girişteki sinüs biçimli gerilim genelde 50Hz'lik şehir şebeke geriliminden elde edildiği için sinüsün periyodu $T=1/50=20\text{ms}$ olduğuna göre RC'nin T'den büyük değerleri için ($RC > T$), $t \approx T=20\text{ms}$ ve üstel fonksiyon da düz bir doğru parçası kabul edilirse;

$$V_\delta \cong V_p \frac{T}{RC} = V_p \frac{1}{f RC} \cong \frac{I}{f C} \quad [RC > T \text{ için}] \quad (2.3)$$

eşitliği elde edilir. Burada f giriş geriliminin frekansını, I ise yük direnci R den geçen akımı göstermektedir. Tek yönlü doğrultucuda $f=50\text{Hz}$ alınır. Kondansatör kullanıldığında çıkıştaki doğru gerilimi aşağıdaki formülle hesaplanabilir.

$$V_{DA} \cong V_p - \frac{V_\delta}{2} = V_p \left(1 - \frac{1}{2fC} \right) \quad [RC > T \text{ için}] \quad (2.4)$$

$RC < T$ için kondansatör etkisiz olduğundan çıkış gerilimi; $V_{DA} \cong \frac{V_p}{2}$ olacaktır.

2.1.2. İki Yollu (Çift Yollu) Doğrultucu

Hem dalgalanmayı azaltmak hem de doğrultucunun çıkış gücünü arttırmak için iki yönlü doğrultucu kullanılır. İki yönlü doğrultucuda giriş geriliminin eksi değerleri de kullanılır. Bunu yapmak için ya orta uçlu bir transformatör ve iki diyot veya 4 diyotlu köprü doğrultucu kullanılır. Her iki devrenin çıkış gerilimi de Şekil 2-2c'deki gibidir. Bu gerilimin DA bileşeni:

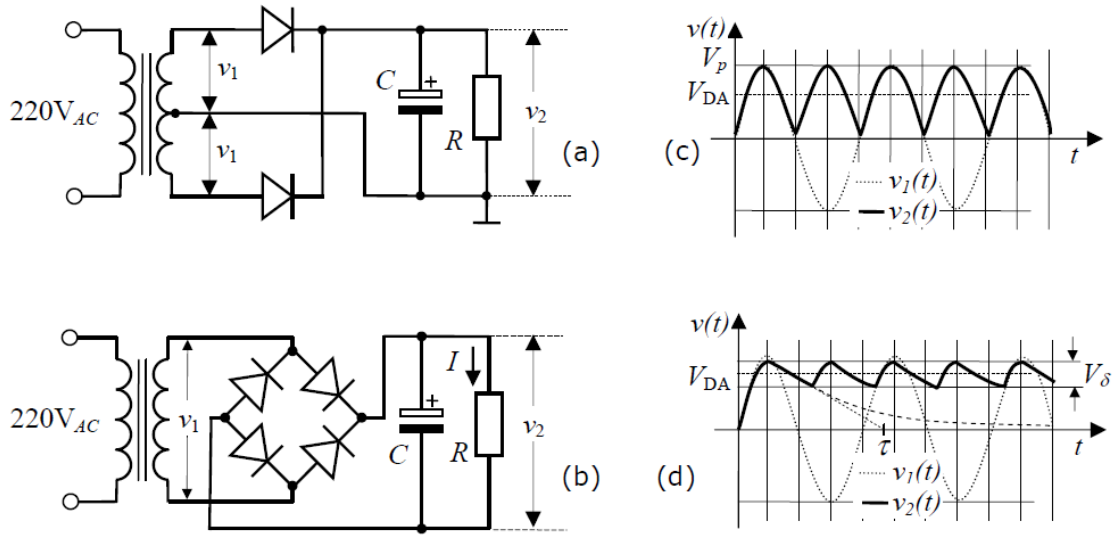
$$V_{DA}(\text{td}) = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} v(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} V_p \sin(\theta) d\theta = \frac{2V_p}{\pi} \quad (2.5)$$

Süzgeç kondansatörü, C, eklendiğinde çıkış dalgası Şekil 2-2d'deki gibi olur. Çift yönlü doğrultucu kullanıldığında çıkış frekansı iki kat arttığı için çıkıştaki dalgalanma yarıya düşer. Bu durumda (2-3) ve (2-4) eşitliğinde $f=100\text{Hz}$ alınmalıdır.

Kondansatör bağlandığında çıkışta elde edilen doğru gerilimin ortalama değeri;

$$V_{DA} \cong V_p - \frac{V_\delta}{2} = V_p \left(1 - \frac{1}{4fRC} \right) \quad [RC > T \text{ için}] \quad (2.6)$$

$RC \ll T$ için kondansatör etkisiz olduğundan çıkış gerilimi $V_{DA} \cong \frac{2V_p}{\pi}$ olacaktır.



Şekil 2-2 Çift yönlü doğrultucu devreler ve dalga şekilleri (a) Orta uçlu transformatörlü devre. (b) Köprü diyotlu devre. (c) Kondansatörsüz devrenin çıkış gerilimi. (d) Kondansatörlü devrenin çıkış dalga şekli

2.2. Deneyden Önce Yapılacak Hesaplar

2.2.1. $V_I=12V$ (etkin) olarak giriş geriliminin tepe değerini hesaplayınız. $R=1.5k\Omega$ ve $R=10k\Omega$ $C=47\mu F$ ve $C=470\mu F$ değerlerine karşı düşen dalgalanma gerilimlerini ve ortalama çıkış gerilimlerini hesaplayınız.

$$V_p = \dots\dots\dots$$

Tablo 2-1 Hesaplanan gerilim değerleri

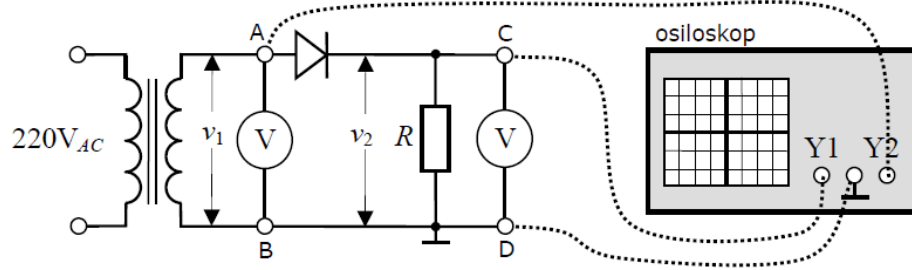
	Tek yönlü				Çift yönlü			
	100Ω		1,5 kΩ		100 Ω		1,5 kΩ	
C	47μF	470μF	47μF	470μF	47μF	470μF	47μF	470μF
V_δ (V)								
V_o (V)								

2.3. Sorular

- 2.3.1. Orta uçlu transformatör kullanan ve dört diyotlu tam dalga doğrultucu devreleri karşılaştırınız. Hangisi ne bakımdan daha iyidir.
- 2.3.2. Büyük dalgalanma olduğunda elde edilecek dalgalanma gerilimini yaklaşıklık yapmadan (üstel fonksiyonu kullanarak) hesaplayınız.
- 2.3.3. Transformatörün etkin çıkış direnci R_{tr} ve diyotların dinamik direnci R_d ihmal edilmezse (2-6) formülü nasıl olur. Yeniden çıkartınız.

2.4. DENEYİN YAPILIŞI

2.4.1. Şekil 2-3'deki devreyi $R = 10k\Omega$ için kurunuz. Multimetreyi "AC-volt" konumuna getirerek A-B uçlarına bağlayınız ve alternatif geriliminin etkin değerini ölçünüz. Tepe değerini hesaplayınız. Osiloskobu aynı noktalara bağlayarak gerilimin tepe değerini ölçünüz. Giriş ve çıkış (C-D) dalga şekillerini üst üste çiziniz.



Şekil 2-3 Tek yönlü doğrultucu

- 2.4.2.** Ölçtüğünüz V1 geriliminin değerini kullanarak Tablo 2-2'deki değerleri yeniden hesaplayınız. Tablo 2-2'ye yazınız.
- 2.4.3.** $R=100\Omega$ yapınız. Multimetreyi DC-volt konumuna alınız ve osiloskpla birlikte C-D uçlarına bağlayarak çıkış geriliminin ortalama değerini (voltmetre ile), tepe değerini ve dalgalanma geriliminin tepeden tepeye değerini (osiloskoplula) ölçünüz. Dalga şekillerini çiziniz.
- 2.4.4.** R direncinin uçlarına paralel olarak $47\mu F$ kondansatör bağlayarak 2. maddeyi tekrar yapınız.
- 2.4.5.** $47\mu F$ yerine $470\mu F$ kondansatör bağlayarak 2. maddeyi tekrar yapınız.
- 2.4.6.** $R=1.5k\Omega$ yaparak 2-3-4 ve 5. maddeleri tekrar yapınız. Bulduğunuz değerleri Tablo 2.2'ye yazın, 100Ω - $470\mu F$ için dalga şekillerini çiziniz.
- 2.4.7.** Çift yönlü doğrultuculardan birini kurup madde 2-6'yı tekrarlayınız.

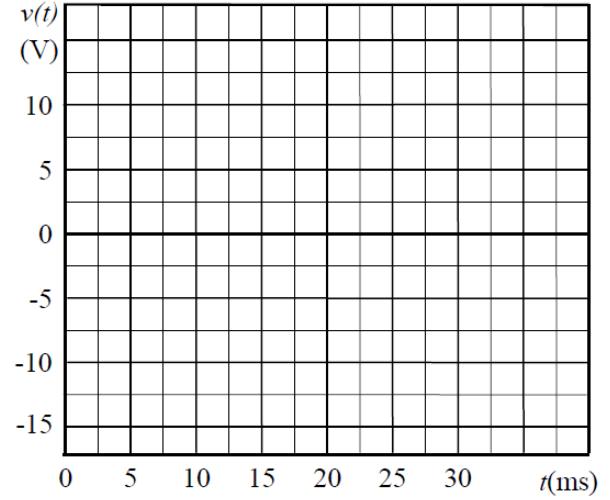
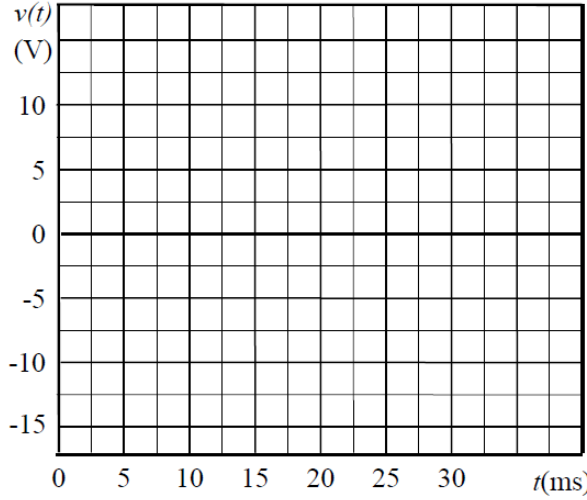
Deney No 2 – Diyotlu doğrultucu devreler

Deneyi Yapanlar :
Deney Tarihi :

- $V_1(\text{RMS}) = \dots\dots\dots V_{1p}(\text{hesap}) = \dots\dots\dots V_{1p}(\text{ölçüm}) = \dots\dots\dots$
-

Tek yönlü doğrultucu

Çift yönlü doğrultucu



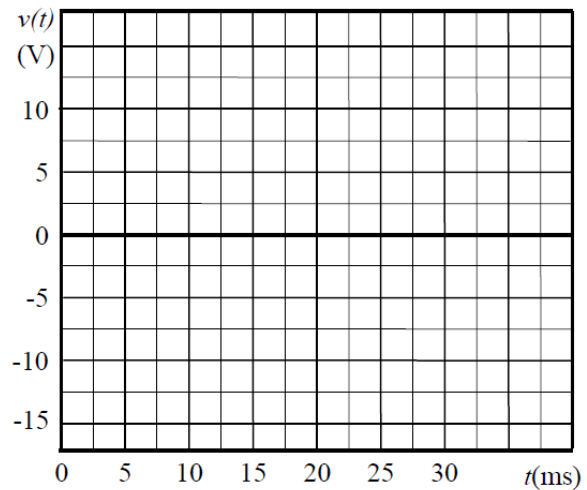
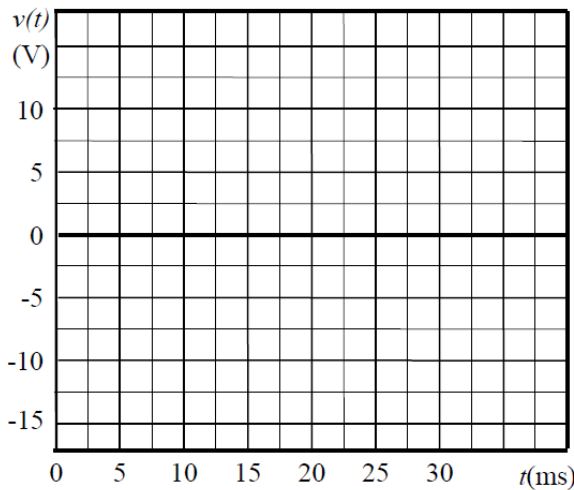
3. Kondansatörsüz doğrultucu

- Tek yönlü doğrultucu $V_{DA}(\text{hesap}) = \dots\dots\dots V_{DA}(\text{ölçülen}) = \dots\dots\dots$
- Çift yönlü doğrultucu $V_{DA}(\text{hesap}) = \dots\dots\dots V_{DA}(\text{ölçülen}) = \dots\dots\dots$

4. Kondansatörlü doğrultucu

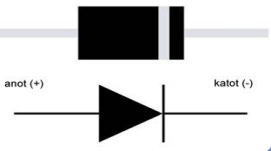
Tablo 2-2

	Tek yönlü				Çift yönlü			
	100Ω		1,5 kΩ		100Ω		1,5 kΩ	
R								
C	47μF	470μF	47μF	470μF	47μF	470μF	47μF	470μF
V_{δ} (V)								
V_{DA} (V) teorik								
V_{DA} (V) ölçülen								



3.HAFTA

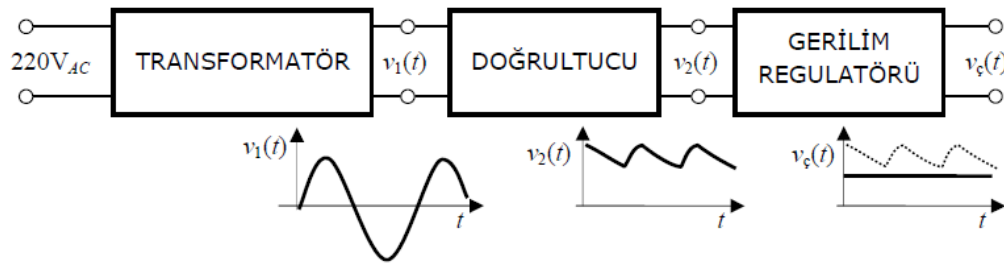
Besleme Devreleri



Amaç: Elektronik devrelerin beslenmesinde kullanılan doğru gerilim kaynaklarının incelenmesi

3.1. Temel Bilgiler

Doğrultucu devrelerden elde edilen doğru gerilim üzerindeki dalgalanma ve çıkış geriliminin yüke bağlı olarak değişmesi yüzünden elektronik devrelerin beslenmesinde kullanılmaya uygun değildir. Bu yüzden doğrultucunun arkasına bir gerilim regülatörü devresi eklenmelidir. Bu durumda genel amaçlı bir besleme devresi Şekil 3.1'deki gibi gerçekleştirilebilir.



Şekil 3-1 Elektronik doğru gerilim besleme devresi

Bir gerilim kaynağının kalitesi hat regülasyonu ve yük regülasyonu ile çıkış direnci tarafından belirlenir. Hat regülasyonu, 220V'luk giriş gerilimindeki değişimlerin, yük regülasyonu ise yük akımındaki değişimin çıkış gerilimine etkisini gösterir.

$$\text{Hat regülasyonu (\%)} = \frac{(\Delta V_{\phi} / V_{\phi})}{(\Delta V_g / V_g)} \times 100 \quad (3-1)$$

$$\text{Yük regülasyonu (\%)} = \frac{V_{\phi}(\text{yüksüz}) - V_{\phi}(\text{yükli})}{V_{\phi}(\text{yüksüz})} \times 100 \quad (3-2)$$

$$r_{\phi} = \frac{V_{\phi}(\text{yüksüz}) - V_{\phi}(\text{max. yük})}{I_{\phi, \text{max}}} \quad (3-3)$$

Çıkış direnci, r_{ϕ} ne kadar küçükse yük regülasyonu o kadar iyi olur. Yani kaynak, ideal gerilim kaynağına o kadar yaklaşıyor.

3.1.1. Zener Diyotlu Regülatör

En basit gerilim regülatörü bir zener diyot kullanılarak yapılabilir. Bu devre sadece küçük akımlı devrelerde kullanılabilir. Çıkış akımı zener diyottan geçebilecek en yüksek akımdan küçük olmak zorundadır. Çıkış gerilimi zener gerilimine eşittir ve akıma bağlı olarak çok az değişir. Bu değişim $I_{z, \text{min}} = 1 - 2 \text{ mA}$ değerinden sonra $I_{z, \text{max}}$ değerine kadar sabit kabul edilebilir. Gerçekte değişim $\Delta V = \Delta I \times r_d$ kadardır. Burada r_d zener diyodun dinamik eşdeğer direnci olup değeri standart zener diyotlar için $1 - 5 \Omega$ civarındadır. Devrenin çalışabilmesi için zenerden en az $I_{z, \text{min}}$ kadar, en çok $I_{z, \text{max}}$ kadar akım geçmelidir. Bunun sağlanması için seri direnç aşağıdaki sınırlar içinde seçilmelidir.

$$\frac{V_{2,\max} - V_Z}{I_{Z,\max}} < R < \frac{V_{2,\min} - V_Z}{I_{Z,\min} + I_{y,\max}} \quad (3-4)$$

Yük tarafından çekilebilecek en yüksek akım:

$$I_{y,\max} = \frac{V_{2,\min} - V_Z}{R} - I_{Z,\min} \quad (3-5)$$

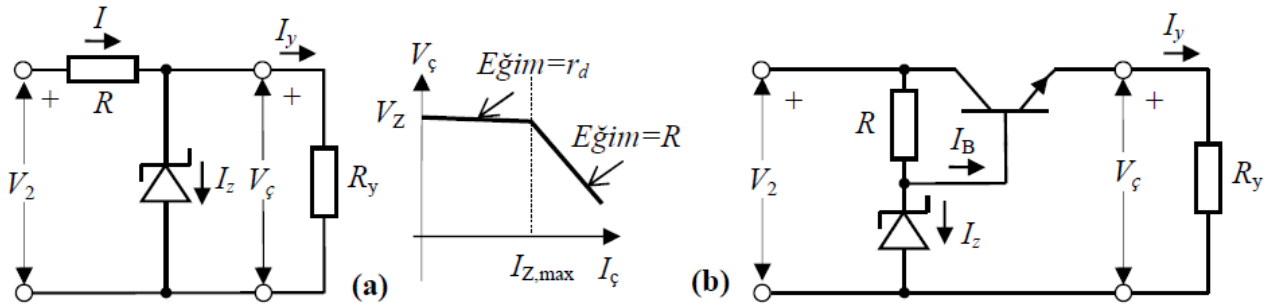
olur. Bunu sağlamak için:

$$R_y > \frac{V_Z}{I_{y,\max}} = \frac{R V_Z}{V_{2,\min} - V_Z - R I_{Z,\min}} \quad (3-6)$$

Olmalıdır. Devrenin çıkışına bir transistörlü emetör çıkışlı devre eklenerek çıkıştan alınabilecek akım β_F kadar arttırılabilir (Şekil 3.2b). Bu durumda;

$$I_{y,\max} = \left(\frac{V_{2,\min} - V_Z}{R} - I_{Z,\min} \right) \beta_F \quad (3-7)$$

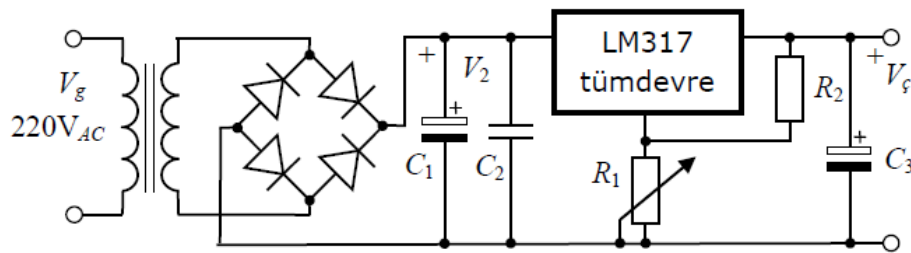
$$V_\zeta = V_Z - V_{BE} \cong V_Z - 0,7 \quad (3-8)$$



Şekil 3-2 (a) Zener diyotlu ve (b) Transistörlü regülâtör devresi

3.1.2. Tümdevre Regülâtörü

Zener diyotlu ve tek transistörlü regülâtörlerin çıkış gerilimleri az da olsa yük akımına ve sıcaklığa bağlı olarak değişir. İdeal gerilim kaynağına yakın bir kaynak yapabilmek için çıkış gerilimini sabit tutan geri beslemeli daha karmaşık devreler yapmak gerekir. Bugün tüm devre olarak bu tür devreler kolayca bulunabilmektedir. Tümdevre regülâtörler sabit ve ayarlı olarak yapılabilmektedir. 5V, 9V, 12V değerlerinde sabit çıkışlı ve 0-30V ayarlanabilen gerilim regülâtörleri en çok kullanılanlardır.



Şekil 3-3 Tüm devreli ayarlı gerilim kaynağı

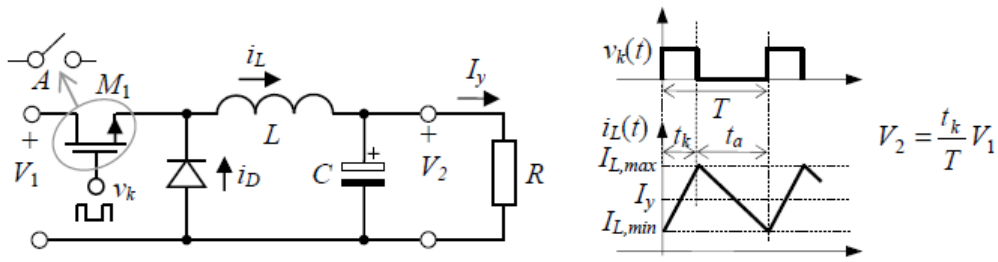
3.1.3. Anahtar Modlu Besleme Devreleri

Doğrusal regülatör devreleri çok düzgün doğru gerilim vermelerine rağmen verimleri düşüktür. Çünkü giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki gerilim farkı ile çıkış akımının çarpımı kadar güç devrede harcanır.

$$P_D = (V_2 - V_\zeta) \times I_\zeta \quad (3-9)$$

Devrede harcanan gücü azaltıp verimi arttırmak için çıkış transistörünün anahtar olarak (ya kesimde ya da doymada olacak şekilde) kullanılması gerekir. Bu durumda transistör kesimde iken $I_C=0$, doymada iken $V_{CE}=0$ olduğundan transistörde harcanan güç $P_D=V_{CE} \times I_C$ her zaman sıfır olur.

Transistörün anahtar olarak kullanıldığı devrelere "anahtar modlu (Switch Mode)" devreler denir. Anahtar modlu devrelerle doğru gerilimi yükseltmek veya düşürmek mümkündür.



Şekil 3-4 Anahtar modlu gerilim düşürücü besleme devresi (Buck converter)

Anahtar modlu devrelere bir örnek Şekil 3-4'de görülmektedir. Burada CMOS transistör anahtar olarak kullanılmaktadır. M1 transistörünün şekildeki kare dalga ile sürüldüğünü yani A anahtarının periyodik olarak açılıp kapandığını, RC zaman sabitinin yeterince büyük olduğunu ve çıkış geriliminin bir açma-kapama periyodu boyunca değişmediğini kabul edelim. A anahtarı kapatıldığında diyot tıkamada olduğundan kaynaktan gelen bütün akım bobinden akar. $0 \dots t_k$ zaman aralığında akımın değeri:

$$I_{L,k} = \frac{1}{L} \int_0^{t_k} (V_1 - V_2) dt + I_L(0) \cong \frac{V_1 - V_2}{L} t_k + I_L(0) \quad (3-10)$$

Bu zaman aralığı sonunda bobin akımı,

$$I_{L,max} \cong \frac{(V_1 - V_2)}{L} t_k + I_{L,min} \quad (3-11)$$

değerine ulaşır. Bu esnada anahtar açılır, bobinden geçen akım diyot üzerinden azalarak akmaya devam eder.

$$i_{L,a} = I_{L,max} - \frac{1}{L} \int_0^{t_a} V_2 dt \cong I_{L,max} - \frac{V_2}{L} t_a \quad (3-12)$$

Periyot tamamlandığında;

$$i_{L,\min} = I_L(0) = I_{L,\max} - \frac{V_2}{L} t_a = \frac{(V_1 - V_2)}{L} t_k + I_L(0) - \frac{V_2}{L} t_a \quad (3-13)$$

eşitliği elde edilir. Buradan,

$$\frac{(V_1 - V_2)}{L} t_k - \frac{V_2}{L} t_a = 0$$

$$\frac{(V_1 - V_2)}{V_2} = \frac{t_a}{t_k} \quad (3-14)$$

$$V_2 = \frac{t_a}{t_k + t_a} \quad (3-15)$$

Anahtar açma kapama periyodu $T = t_k + t_a$ olduğuna göre anahtarın kapalı olduğu sürenin periyoda oranına D denirse,

$$D = \frac{t_k}{T} = \frac{t_k}{t_k + t_a}$$

$$V_2 = D \times V_1 \quad (3-16)$$

Bu durumda çıkış geriliminin anahtarı açıp kapayan kare dalga kontrol işaretinin darbe/boşluk oranı ayarlanarak kolayca değiştirilebileceği görülür. Çıkıştan alınmak istenen güce bağlı olarak bobin değeri ve anahtarlama frekansı ayarlanır. Bobinde depolanan enerji $E = \frac{1}{2} L \times I^2$ olduğuna göre çıkıştan alınabilecek güç

$$P_{y,\max} = \frac{E_{\max}}{T} = E_{\max} f = \frac{1}{2} f L I_{L,\max}^2 \quad (3-17)$$

olur. Giriş gerilimi değiştiğinde çıkış geriliminin sabit kalabilmesi için darbe/boşluk oranını otomatik olarak ayarlayan ek elektronik kontrol devrelerine gerek vardır.

3.2. Deneyden Önce Yapılacak Hesaplar

1. $V_2=5,6V$, $V_1=12V$, $I_{z,\max}=20mA$, $P_{z,\max}=100mW$, $I_{z,\min}=2mA$ ve $I_{y,\max}=10mA$ alarak zener diyotlu regülatördeki R direncinin sınır değerlerini hesaplayınız.

..... < R <

2. $R=330\Omega$ seçilirse, regülasyonun bozulmaması için I_y yük akımının en büyük değeri ve R_y yük direncinin en küçük değeri ne olabilir?

$$I_{y,\max} = \dots\dots\dots$$

$$R_{y,\min} = \dots\dots\dots$$

3. Transistörlü devrede regülasyonun bozulmaması için R_y yük direncinin en küçük değeri ne olabilir? ($\beta_F=100$)

$$I_{y,\max} = \dots\dots\dots$$

$$R_{y,\min} = \dots\dots\dots$$

4. $V_1=12V$, $V_2=5V$, $L=120\mu H$ ve $f=100kHz$ için gerekli (D =darbe/periyot) oranını, bobinden geçen akım değerlerini ve çıkıştan alınabilecek en yüksek akımı hesaplayınız.

3.3. Sorular

1. Çıkış gerilimini sabit tutmak için kullanılan negatif geri beslemeli ve gerilim ayarlı transistörlü bir gerilim regülatörü devresi çizin. Çalışmasını anlatınız.
2. Şekil 3-2b'deki transistörlü devrenin dinamik çıkış direnci neye eşittir? Formülünü çıkartın.
3. Gerilimi yükselten Anahtar Modlu Besleme Devreleri (SMPS) nasıl yapılır? Şemalarını çizerek çalışmasını anlatınız.

3.4. Deneyin Yapılışı

1. Şekil 3-2a'daki devreyi $R=330\Omega$ için kurunuz. Multimetreyi "DC-volt" konumuna getirerek uçlarına bağlayınız ve çıkış gerilimini ölçünüz.
2. Çıkışa $1,5k\Omega$ ve 100Ω yük dirençleri bağlayarak çıkış gerilimini ve çıkış akımını ölçünüz.
3. Bu devrenin çıkış regülasyonu ve çıkış direncini hesaplayınız.
4. Bulduğunuz değerleri Tablo 3-1'e yazınız.
5. Çıkış geriliminin çıkış akımıyla değişimini çizin.
6. Devrenin çıkışına transistör bağlayarak 1.,2.,3.,4.,5. şıkları tekrarlayınız.
7. Tüm devreli regülatörü kurarak 1.,2.,3.,4.,5. şıkları tekrarlayınız.
8. Anahtar modlu gerilim dönüştürücü devresini kurarak çıkış gerilimini 5 volta ayarlayınız. Yüksüz ve $R_y=100\Omega$ dirençle yüklü durumda çıkış gerilimlerini ölçünüz. Yüklü durumda çıkış dalga şeklini inceleyiniz.

Deney Ön Raporu

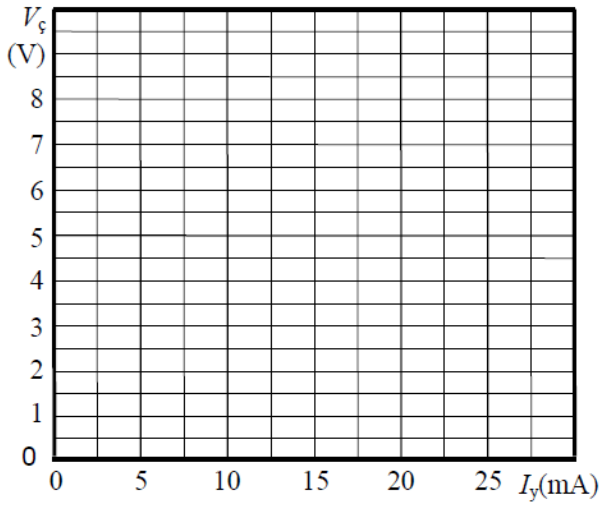
Deney No 3 – Besleme Devreleri

Deneyi Yapanlar :
Deney Tarihi :

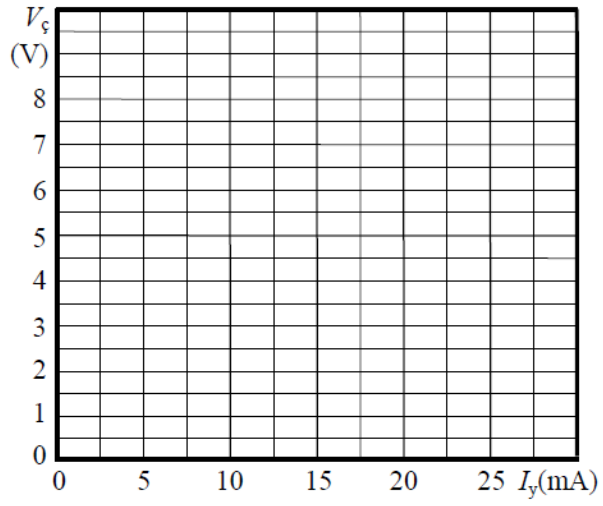
Tablo 3-1

R_y	Zener Diyotlu			Transistörlü			Tüm Devreli		
	∞	1,5k Ω	100 Ω	∞	1,5k Ω	100 Ω	∞	1,5k Ω	100 Ω
V_ζ (V)									
I_y (mA)									
Yük regülasyonu									
Çıkış direnci									

Zener Diyotlu Regülatör



Transistörlü Regülatör

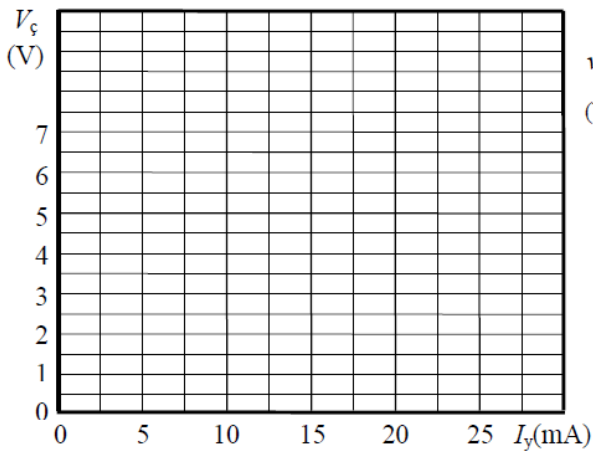


Anahtar modlu devre çıkış gerilimi:

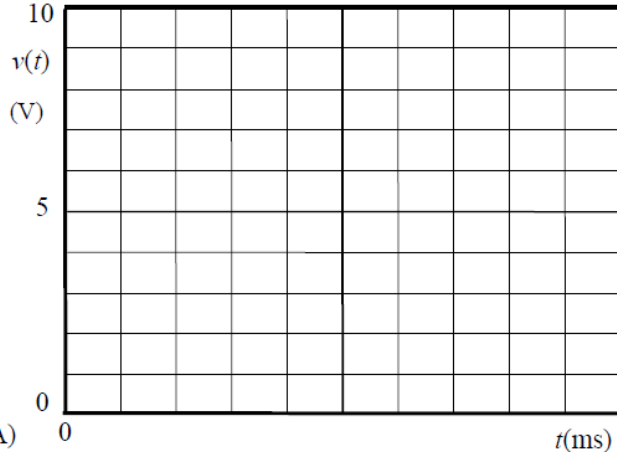
V_ζ = yükstüz

V_ζ = yüklü

Tüm Devreli Regülatör



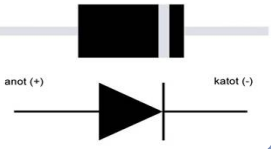
Anahtar Modlu Regülatör



4.HAFTA

Transistör Karakteristiğinin İncelenmesi

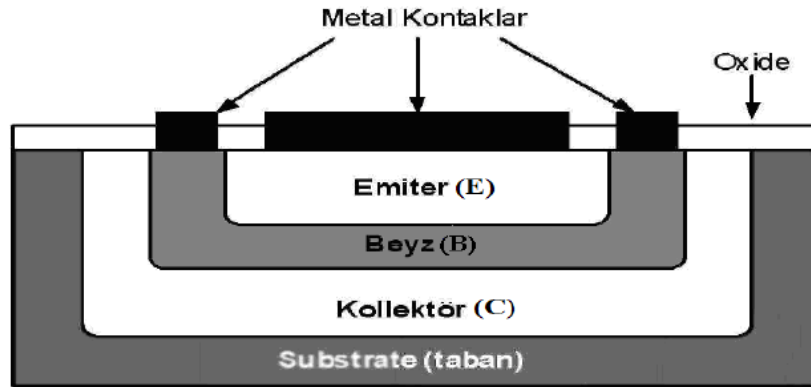
Amaç: Transistörün yapısının anlaşılması ve giriş ve çıkış karakteristiğinin incelenmesi



4.1. Temel Bilgiler

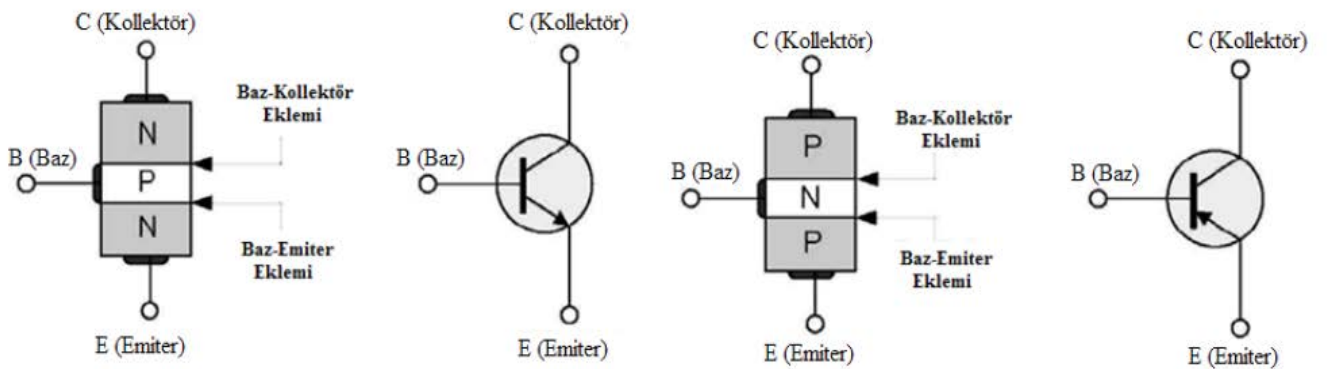
4.1.1. Transistörün Yapısı

Transistörler, katı-hal "solid-state" devre elemanlarıdır. Transistör yapımında silisyum, germanyum veya uygun yarıiletken karışımlar kullanılmaktadır. Transistörün temel yapısı Şekil 4. 1' de gösterilmiştir.



Şekil 4.1 Bipolar Eklem Transistörün yapısı

BJT transistörler katkılandırılmış **P** ve **N** tipi malzeme kullanılarak üretilir. **NPN** ve **PNP** olmak üzere başlıca iki tipi vardır. **NPN** transistörde 2 adet **N** tipi yarıiletken madde arasına 1 adet **P** tipi yarıiletken madde konur. **PNP** tipi transistörde ise, 2 adet **P** tipi yarıiletken madde arasına 1 adet **N** tipi yarıiletken madde konur. Dolayısıyla transistör 3 adet katmana veya terminale sahiptir.



a) NPN tipi transistörün fiziksel yapısı ve şematik sembolü

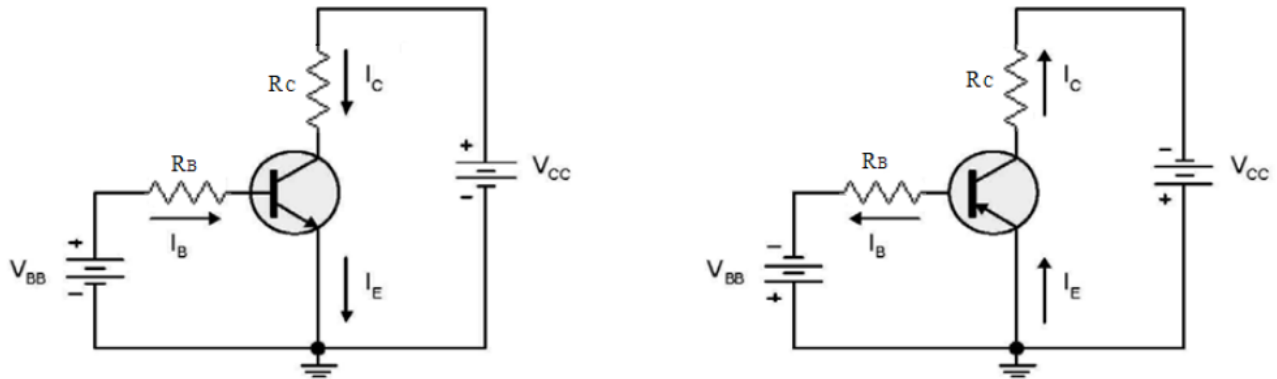
b) PNP tipi transistörün fiziksel yapısı ve şematik sembolü

Şekil 4.2: NPN ve PNP tipi transistörlerin fiziksel yapısı ve şematik sembolleri

4.1.2. Transistör Parametreleri

Transistörle yapılan her türlü tasarım ve çalışmada dikkat edilmesi gereken ilk konu, transistörün **DC** kutuplama gerilimleri ve akımlarıdır. Transistörlerin **DC** analizlerinde kullanılacak iki önemli parametre vardır. Bu parametreler; β_{DC} (**DC** akım kazancı) ve α_{DC} olarak tanımlanır.

Şekil 4.3' de **NPN** ve **PNP** tipi transistörler için gerekli kutuplama bağlantıları verilmiştir. Transistörün baz-emiter eklemine V_{BB} kaynağı ile doğru kutuplama uygulanmıştır. Baz-kollektör eklemine ise V_{CC} kaynağı ile ters kutuplama uygulanmıştır.



Şekil 4.3: **NPN** ve **PNP** transistörlerin kutuplandırılması

4.1.3. Beta DC (β_{DC}) ve Alfa DC (α_{DC}) Akım Kazançları

β akım kazancı, ortak emiter bağlantıda akım kazancı olarak da adlandırılır. Bir transistör için β akım kazancı, kollektör akımının baz akımına oranıyla belirlenir.

$$I_C = (1 + \beta)I_{CO} + \beta I_B$$

$$\beta \cong \frac{I_C}{I_B}$$

(4.1)

Kollektör akımını yukarıdaki eşitlikten $I_{CO} \ll I_B$ için;

$$I_C \cong \beta \times I_B$$

(4.2)

olarak tanımlayabiliriz. Transistörde emiter akımı;

$I_E = I_C + I_B$ olduğundan (4.2) ifadesi yeniden düzenlenirse;

$$I_E = \beta \times I_B + I_B$$

$$I_E = I_B \times (1 + \beta)$$

(4.3)

bağıntısı elde edilir.

Ortak bazlı bağlantıda akım kazancı olarak bilinen α değeri; kollektör akımının emiter akımına oranı olarak tanımlanır.

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad (4.4)$$

Emiter akım eşitliği kullanılarak;

$$\begin{aligned} I_E &= I_B + I_C \\ \frac{I_E}{I_C} &= \frac{I_B}{I_C} + 1 \end{aligned} \quad (4.5)$$

ifadesi elde edilir.

$$\alpha_{DC} = \frac{I_C}{I_E} \text{ ve } \beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} \text{ olduğundan yukarıdaki eşitlikte yerine koyulursa}$$

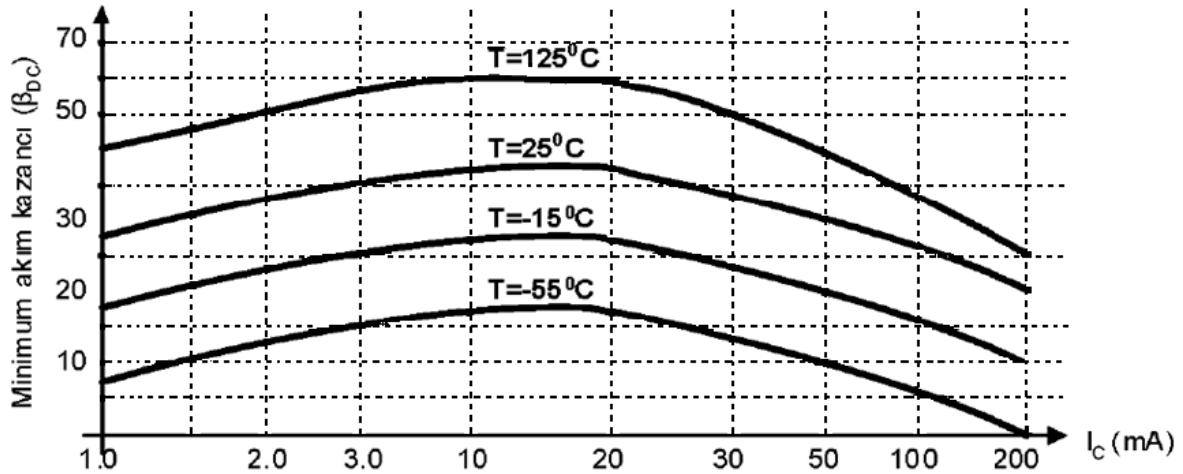
$$\frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta} \text{ elde edilir.}$$

Buradan her iki akım kazancı arasındaki ilişki

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} \quad (4.6)$$

olarak belirlenir.

Transistörlerde β akım kazancı, gerçekte sabit bir değer değildir. Değeri kollektör akımı ve sıcaklığa bağlıdır.

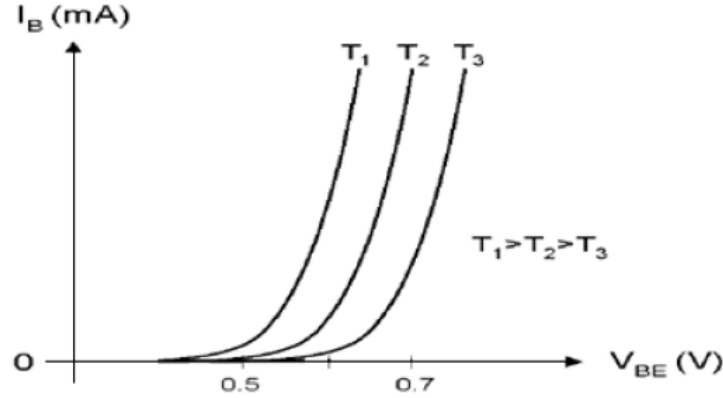


Şekil 4.4: Sıcaklık ve kollektör akımındaki değişime bağlı olarak β_{DC} nin değişimi

4.1.4. Transistörün Giriş Karakteristiği

Karakteristik eğri, herhangi bir elektriksel elemanda akım-gerilim ilişkisini gösterir. Transistör; giriş ve çıkış için iki ayrı karakteristik eğriye sahiptir. Transistörün giriş karakteristiği baz emiter gerilimi (V_{BE}) ile baz akımı (I_B) arasındaki ilişkiyi verir.

Transistörün giriş karakteristiklerini elde etmek için, kollektör-emiter gerilim (V_{CE}) parametre olarak alınır ve bu gerilime göre baz akımı (I_B) değiştirilir. Baz akımındaki bu değişimin baz-emiter gerilimine (V_{BE}) etkisi ölçülür.



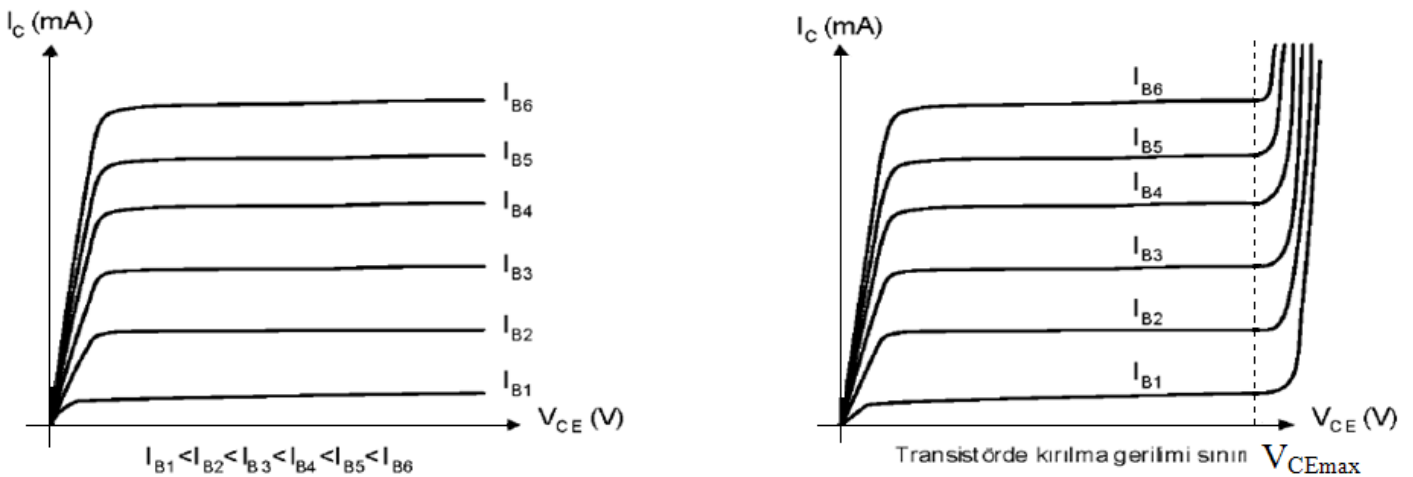
Şekil 4.5 Transistörün giriş karakteristiği

Grafikten de görüldüğü gibi transistörün giriş karakteristiği normal bir diyot karakteristiği ile benzerlik gösterir. V_{BE} gerilimi $0,5 V$ un altında olduğu sürece baz akımı ihmal edilecek derecede küçüktür. Uygulamalarda aksi belirtilmedikçe transistörün iletme başladığı andaki baz-emiter gerilimi $V_{BE} = 0,7 V$ olarak kabul edilir. Baz-emiter (V_{BE}) gerilimi, sıcaklıktan bir miktar etkilenir. Örneğin, her 1 lik sıcaklık artımında V_{BE} gerilimi yaklaşık $2,3 mV$ civarında azalır. C°

4.1.5. Transistörün Çıkış Karakteristiği

Transistörlerde çıkış, genellikle kollektör-emiter uçları arasından alınır. Bu nedenle transistörün çıkış karakteristiği; baz akımındaki (I_B) değişime bağlı olarak, kollektör akımı (I_C) ve kollektör-emiter (V_{CE}) gerilimindeki değişimi verir.

Transistöre uygulanan V_{CE} gerilimi önemlidir. Bu gerilim değeri belirli limitler dahilinde olmalıdır. Bu gerilim belirlenen limit değeri aştığında transistörde kırılma olayı meydana gelerek bozulmaya neden olur.



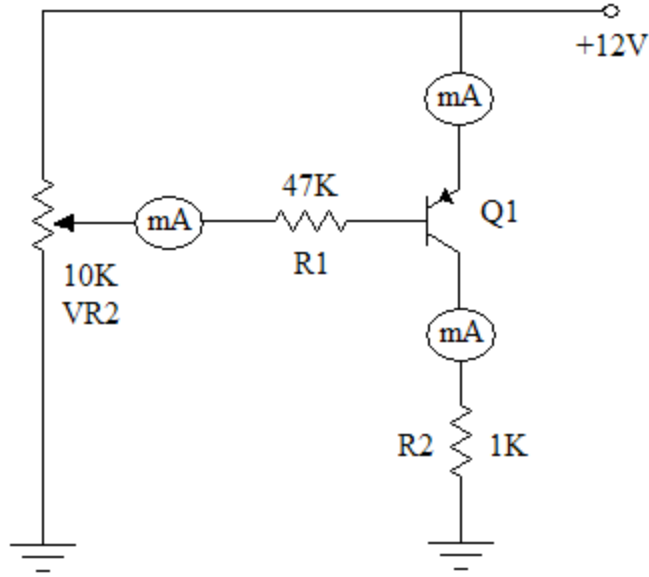
Şekil 6: Transistörün $I_C - V_{CE}$ karakteristikleri ve kırılma gerilimi

4.2. Deneyin Yapılışı

4.2.1. PNP Transistörün Karakteristikleri

Deney boardunu kullanarak Şekil 4.7'deki devreyi kurunuz.

Tablo 1'de verilen her bir I_C akımına karşılık I_B ve I_E akımlarını ölçüp verilen tabloya kaydediniz



Şekil 4.7: PNP transistörlü devre

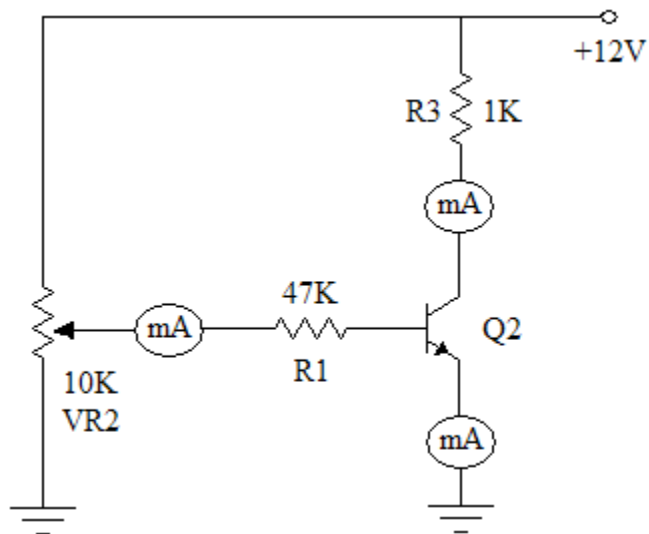
Tablo 1: PNP transistörü

I_C (mA)	I_B	I_E	$\beta=I_C/I_B$
3			
6			
9			
I_C (doyma)			

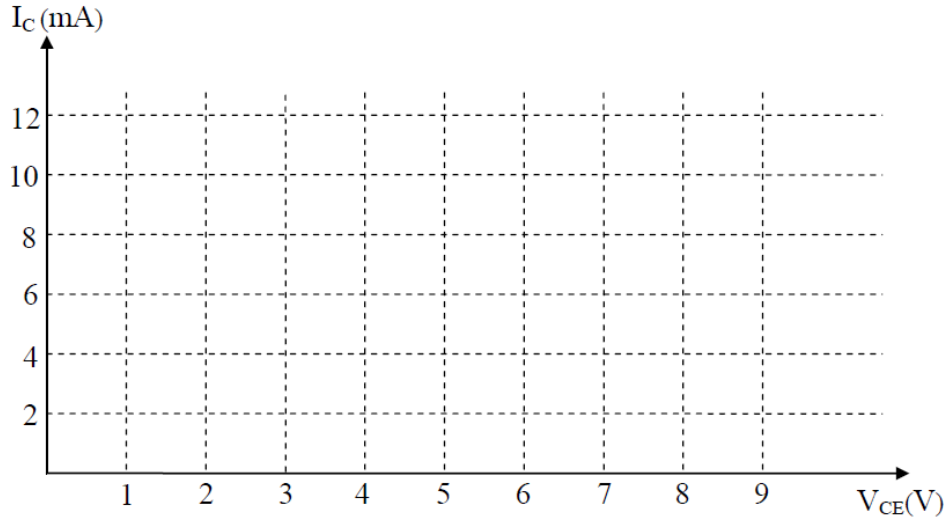
4.2.2. NPN Transistörün Karakteristikleri

Deney boardunu kullanarak Şekil 4.8'deki devreyi kurunuz.

Tablo 2 de verilen her bir I_C akımına karşılık I_B ve I_E akımlarını ölçüp verilen tabloya kaydediniz.



Şekil 4.8 NPN transistörlü devre

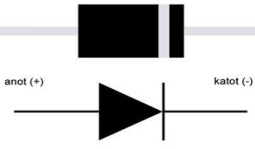


Şekil 4.10: Baz Akımı parametre olmak üzere transistörün V_{CE} - I_C karakteristiği

5.HAFTA

Ortak Emiterli Küçük Sinyal Yükseltici

Amaç: Transistör kullanarak ortak emiterli küçük sinyal yükseltici yapılması ve özelliklerinin incelenmesi



5.1.Temel Bilgiler

Ortak emiterli devrede NPN transistörün aktif bölgede çalışması için uygulanan gerilimler Şekil 5.1'de gösterilmiştir. B-E uçlarına V_{BE} ve C-E uçlarına V_{CE} kutuplama gerilimleri uygulanır. E-B jonksiyonu ileri yönde kutuplanır yani V_{BE} gerilimi pozitifdir. Kollektöre, emitere göre pozitif V_{CE} gerilimi uygulanır. Kollektör gerilimi tabana göre aşağıdaki gibi yazılır. $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$ C-B jonksiyonunu ters kutuplamak için V_{CB} gerilimi pozitif olmalıdır. Yani V_{CE} gerilimi V_{BE} geriliminden büyük olmalıdır. V_{CE} gerilimi V_{BE} 'den küçük ise V_{CB} gerilimi negatif olur ve C-B jonksiyonu ileri yönde kutuplanır dolayısıyla transistör doymaya girer. Ortak emiterli devrede giriş taban, çıkış kollektördür. Belirli bir I_B giriş akımı için I_C çıkış akımı oluşur. Transistörün çalışması ortak tabanlı devreki gibidir. Ortak tabanlı devredeki kazanç cinsinden I_B ile I_C arasındaki ilişki aşağıdaki gibi elde edilir.

$$I_E = I_B + I_C$$

$$I_C = \alpha_{DC} I_E + I_{CB0}, I_{CB0} \approx 0, I_C \approx \alpha_{DC} I_E$$

$$I_B \approx (1 - \alpha_{DC}) I_E$$

$$I_E \approx \frac{I_B}{1 - \alpha_{DC}}$$

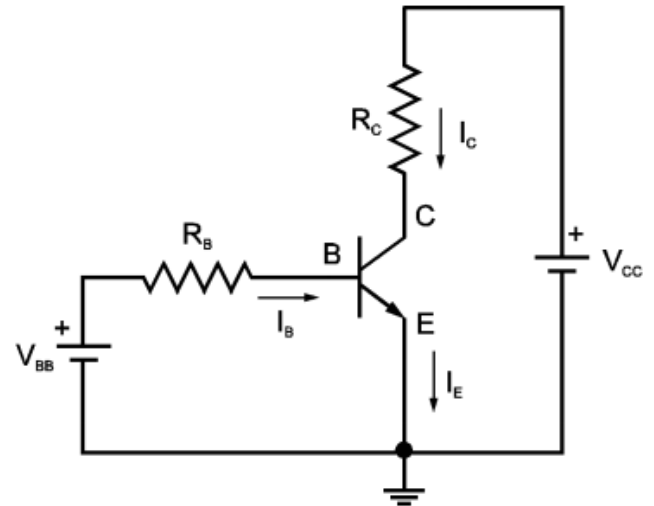
$$I_E = I_C + I_B = \frac{I_B}{1 - \alpha_{DC}}$$

$$I_C = \frac{\alpha_{DC}}{1 - \alpha_{DC}} I_B, I_C = \beta_{DC} \cdot I_B$$

$$\beta_{DC} = \frac{\alpha_{DC}}{1 - \alpha_{DC}}$$

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} : \text{Akım kazancı}$$

$$I_E = I_B + I_C = I_B + \beta_{DC} \cdot I_B = (1 + \beta_{DC}) I_B$$

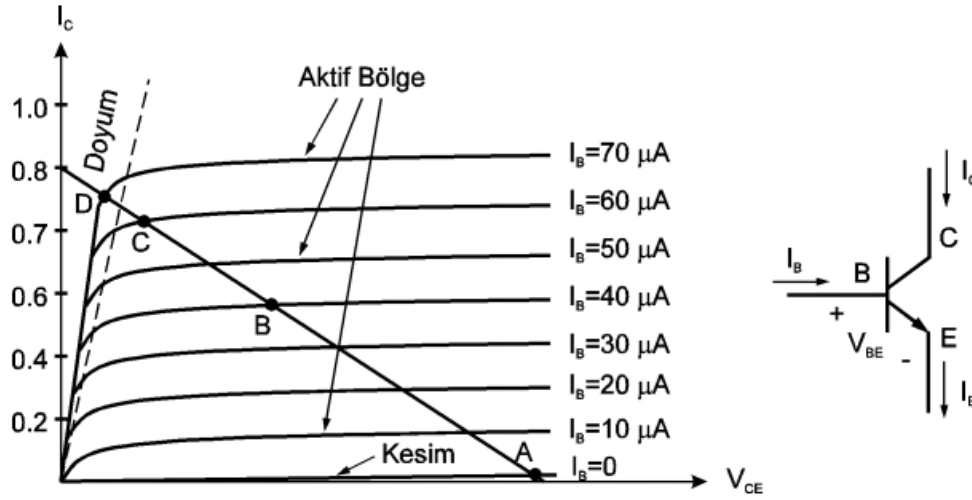


Şekil5.1 Ortak Emiterli devre

5.1.1. Ortak Emiterli Devrede Çıkış Karakteristiği

Ortak emiterli devrede bir NPN transistörün çıkış karakteristiği Şekil 1.5'de verilmiştir. A noktasında taban akımı sıfırdır ve transistörden çok küçük bir kollektör akımı geçer. Bu akım I_{CE0} sembolü ile gösterilir ($I_{CE0} = \alpha_{DC} \cdot I_{CB}$). A noktasında transistör kesimdedir. B ve C noktalarında transistör aktif bölgededir. Aktif bölgede kollektör akımı, taban akımının α_{DC} katıdır. Karakteristik üzerinde görüldüğü α_{DC} gibi her noktada aynı değildir. D noktasında ise transistör doyumda çalışır. Transistörde çalışma noktasının bulunması yük doğrusu çizilerek yapılabilir. $V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C$ (Şekil 5.1'den) denklemi

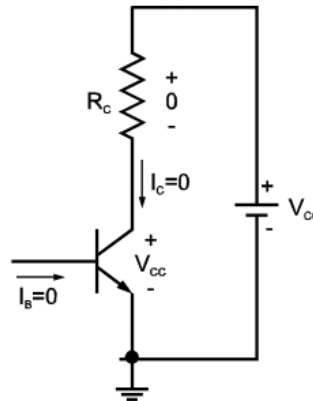
kullanılarak yük doğrusu çizilir. Karakteristik ile çakışan nokta çalışma noktasıdır. Transistör amplifikatör olarak kullanılıyorsa çalışma noktası dikkatli seçilmelidir.



Şekil5.2 Ortak emiterli NPN transistörün çıkış karakteristiği

5.1.2. Kesim Bölgesi

Kesim bölgesinde transistör den taban akımı geçmez. Bu durum, B-E jonksiyonunun açık devre olması, ters kutuplanması veya yeteri kadar kutuplanmaması ile ortaya çıkar. Transistörün kollektör-emiter uçları açık devre gibi davranır. Kollektörden geçen akım sıfırdır ve kollektör-emiter uçlarında maksimum gerilim oluşur Kesimde transistör den I_{CE0} akımıgeçer. Bu akım ihmal edilebilir.



Şekil5.3 Ortak Emiterli devrede transistor ün kesimde olması

5.1.3. Aktif Bölge ve Doyum Bölgesi

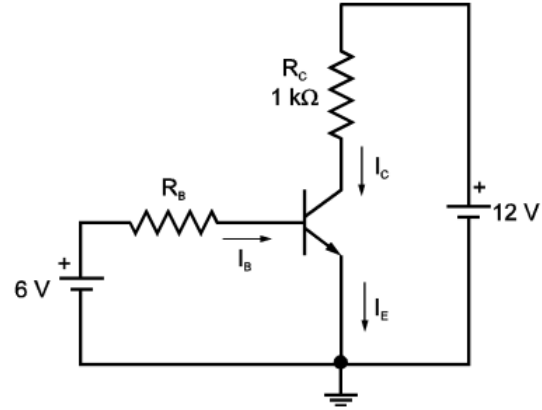
E-B jonksiyonu yeteri kadar kutuplanmışsa taban akımı geçer. Aktif bölgede kollektör akımı $I_C = \beta I_B$ olarak hesaplanır. Taban akımı arttırıldığında kollektör akımı orantılı olarak artar. Doyma bölgesinde taban akımının arttırılması ile kollektör akımı artmaz. Doymada kolektör akımı maksimum değerine ve C-E gerilimi minimum değerine ulaşır. Doyma bölgesinde $V_{CE} \approx 0$ kabul edilerek I_{Csat} ve I_{Bsat} aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$I_{Csat} \approx \frac{V_{CEsat}}{R_C}, \quad I_{Bsat} \approx \frac{I_{Csat}}{\beta}$$

Uygulama 5.1

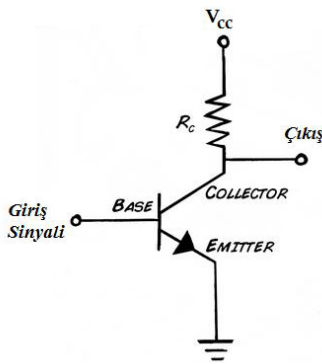
Şekildeki devrede kullanılan NPN transistörde $\beta_{DC} = 150$ olduğuna göre,

- $R_B = 100 \text{ k}\Omega$ için I_B , I_C , I_E ve V_{CE} değerlerini hesaplayınız.
- Taban direncini $50 \text{ k}\Omega$ alarak yukarıdaki işlemleri tekrarlayınız.
- $I_B = 1 \text{ mA}$ olması durumunda I_C ve I_E 'yi hesaplayınız.



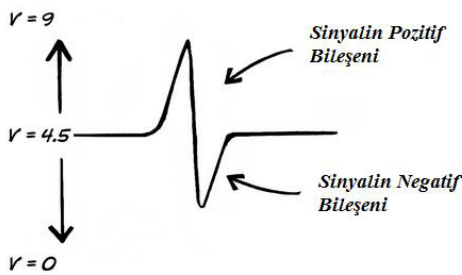
5.1.4. Ortak Emiterli Tek Katmanlı ve Çift Katmanlı Yükselticinin Tasarlanması

Bir yükseltici yapmak için bir güç kaynağı, transistör, birkaç direnç ve kapasitör yeterlidir. Bu kısımda istediğimiz özellikte bir bio-yükseltici adım adım tasarlanacaktır.



Şekil 5.4 Ortak Emiterli Yükseltici

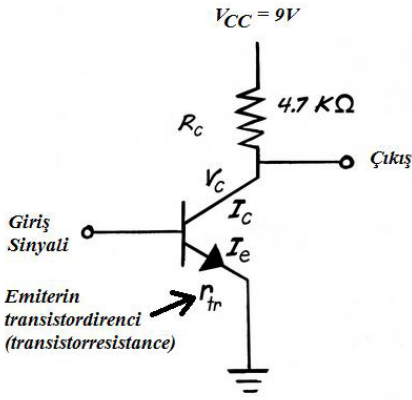
Her kalifiye mühendisin yaptığı gibi önce gereksinim/ihtiyacı belirleyeceğiz. Daha sonra bazı kabuller ve katalog bilgileri kullanıp tasarımımızı adım adım yapacağız. Bu kısımda bio-yükseltici yapacağımız için bize yüksek bir voltaj kazancı gereklidir. Bu kazancı ortak-emiterli bir yükseltici ile elde edebiliriz. En basit haliyle ortak yükseltici sol taraftaki şekilde gösterilmiştir. Bu devreye ortak-emiterli denilmesinin sebebi girişin Base, beslemenin (V_{CC}) kolektörden, çıkışın C noktasından emiterin ise nötre bağlanmasıdır.



Şekil 5.5 Salınım Aralığı

RC direncinin belirlenmesi

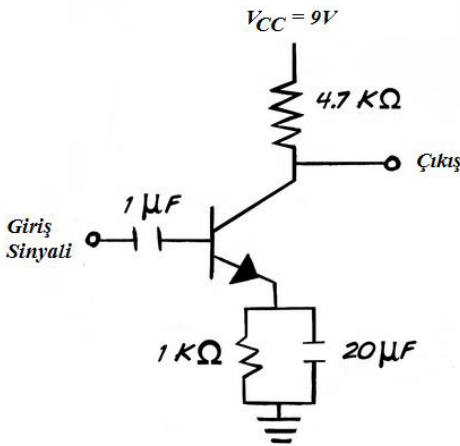
$V_C = 1/2 V_{CC}$ olacak şekilde sistemi konfigüre etmemiz gerekmektedir. Ohm kanununu kullanarak R_C 'yi hesaplayabiliriz. Transistörümüzün kataloğuna bakarak I_C akımının istediğimiz sıcaklık ve şartlarda 1 mA olduğunu öğrendikten sonra $R_C = (V_{CC} - V_C) / I_C$ formülünü kullanarak $R_C = (9 - 4,5) \text{ V} / 1 \text{ mA} = 4,5 \text{ K}$ olarak hesaplarız. Piyasada $4,5 \text{ K}$ direnç bulunmamaktadır buna en yakın direnç $4,7 \text{ K}\Omega$ bulunmaktadır ve biz bunu kullanıyoruz.



Şekil5.6 Emiterin transistor direncinin gösterimi

RE direncinin belirlenmesi

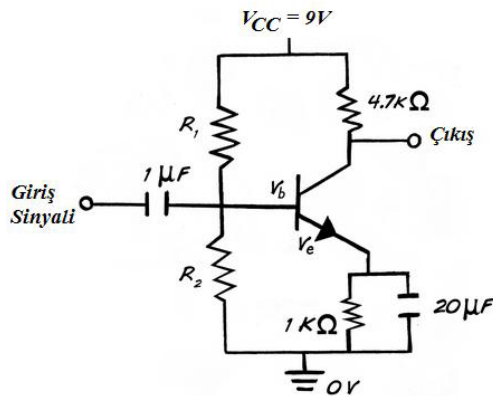
Tür olarak devremizin kazancı R_C/R_E olacaktır. Emitör ile nötr arasına direnç koymamış olsak bile transistörümüzün emiter çıkışının bir direnci vardır ve bu rtr direnci aşağıdaki formül ile hesaplanır. $r_{tr} = 0.026/I_E$ Bizim devremiz için emiter akımını 1mA seçmiştik. Bu durumda transistörümüzün $r_{tr}=0.026/1\text{mA}$ direnci 26Ω olarak hesaplanır. Buradan kazancı hesaplırsak $4.7\text{K}\Omega/26\Omega = 180$ çıkacaktır bu istediğimiz değere her ne kadar yakın olsa da transistör direnci olan rtr güvenilir sabitlikte olmadığından 1K lık bir direnç daha eklememiz gerekecektir. Bu durumda yeni kazanç $\text{Kazanç}=R_C/(R_E+r_{tr})= 4700/(1000+26) = 4.6$ olarak hesaplanacaktır. Bu her ne kadar bizim istediğimiz kazanç yakın olmasada bu dirence ekleyeceğimiz kapasitör sinyalin dalgalanmasında bu etkiyi yok edecektir bu kapasitör değerini de filtremizin 300Hz nin üstündeki sinyalleri geçirecek şekilde tasarlanması için seçeceğiz.



Şekil5.7 Emiter direncine bağlanan kapasitör

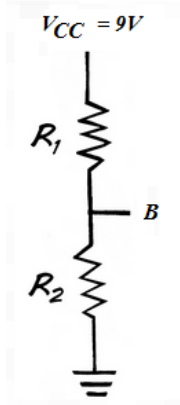
Üst/Yüksek Geçiren Filtre Kapasitörünün Seçilmesi

Paralel direnç ve kapasitörün yüksek geçiren filtre olduğunu devre teorisi derslerinde gördük. Buradan yola çıkarak $f=12.\pi.R.C$ formülü ile hesaplayabiliriz. Burada $f = 300$, $R = 1\text{K}\Omega$ seçildiğinden $C = 20\mu\text{F}$ olarak bulunur. Giriş sinyalinden hemen sonra giriş sinyalindeki DC bileşeni çıkartmamızı sağlayacak 1uF lik kapasitörü ekledikten sonra (DC offset'in sıfırlanması) devremiz yandaki hali alacaktır.



Şekil5.8 Kutuplama dirençlerinin eklenmesi

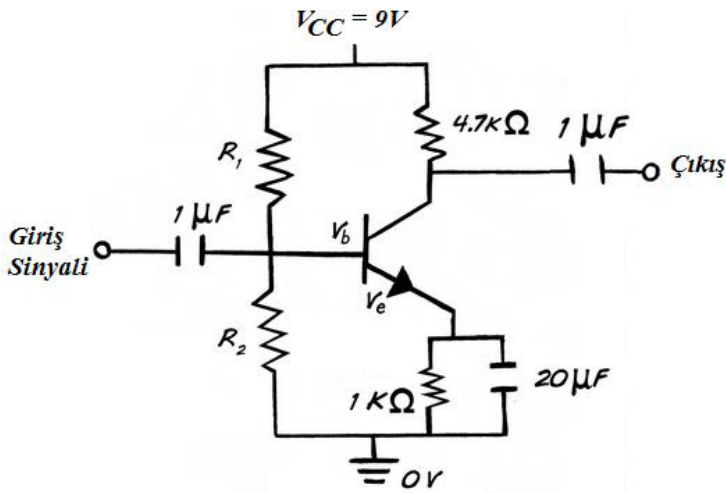
Devrenin Kutuplamalarının Yapılması (Bias) Teorik derslerden hatırlayacağımız gibi transistörümüzün iletme geçebilmesi için VBE geriliminin 0.6-0.7V olması gerekmektedir. Bunu sağlamak için devreye birkaç direnç eklememiz gerekmektedir. Yandaki şekilde R2 direnci bunu sağlamak için eklenecektir. R1 direnci ise besleme gerilimi ile R2 üzerine düşürülecek olan gerilim için gerilim bölücü direncidir. RE direnci üzerine düşen gerilim $V_{RE}=1\text{K}\Omega.1\text{mA}=1\text{V}$ dir. VB noktasına düşen (transistorün B pini) gerilim ise $V_B=V_{RE}+V_{BE} = 1\text{V}+0.6\text{V} = 1.6\text{V}$ olarak bulunur. VR2'nin 1.6V olması gerekmektedir.



Gerilim bölücü değerlerinin bulunması

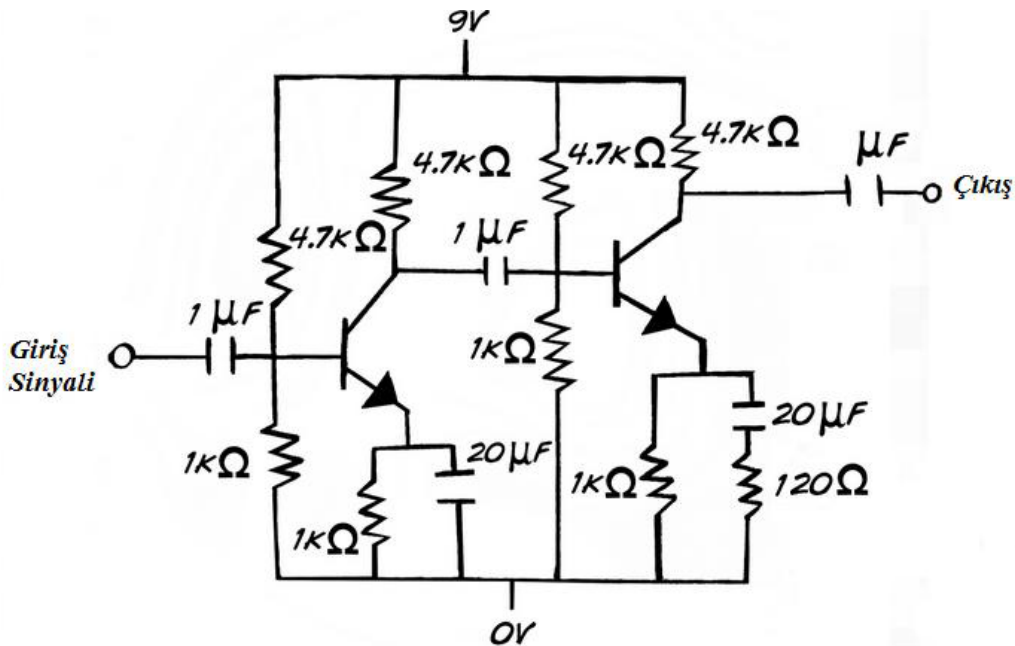
B noktasındaki gerilimi 1.6V ye ayarlamak için gerilim bölücü yapacak olursak. Önce dirençlerin oranını bulmamız gerekecek.
 $V_B = R_2 R_1 + R_2 V_{CC}$ Denklemi tekrar düzenlersek
 $R_1 R_2 = V_{CC} - V_B V_B = 9 - 1.6 \cdot 1.6 = 4.6$ Piyasada bulunan 1K ve 4.7K lık dirençler ile bu oranı sağlayabiliriz.

Şekil 5.9 Kutuplama dirençlerinin hesaplanması



Tek katlı ortak emiterli yükselticimizin son hali yandaki şekilde gibidir. Çıkış sinyalimizin tepeden tepeye genliğinin en fazla 9V olacağından ve kazancımız 150 olduğundan bozulmadan yükseltebileceğimiz sinyalin tepeden tepeye genliği en fazla $9V/150 = 60mV$ dir.

Şekil 5.10 Tek katmanlı ortak emiterli yükselticinin son hali



Şekil 5.11 Çift katmanlı ortak emiterli yükseltici

Giriş sinyalinin çok daha küçük olduğu durumlarda çıkış sinyalini güçlendirmek için ikinci bir katman eklemek mümkündür. Şekil 5.10'da elde ettiğimiz devreden farklı olarak ikinci katmanda kullanılan 120Ω 'luk direnç çok fazla kazançtan dolayı çıkış sinyalinin bozulmasını engellemek için kazancı düşürmekte kullanılmıştır. Bu direnç kullanıcı tarafından değiştirilerek kararlılık optimize edilebilir.

5.2. Deneyin Yapılışı:

5.2.1. Deney Şekil 5.10'da gösterilen devreyi breadboard üzerinde kurunuz. Giriş sinyalinin genliğini ve frekansını tablo 5.1'de istenenler üzerine ayarlayınız ve tabloda gösterilen değerlerde değiştirerek istenen sonuçları not alınız.

5.2.2. Deney Şekil 5.11'de gösterilen devreyi breadboard üzerinde kurunuz. Devrenizin kararlı hale gelmesi için 120Ω luk direnç yerine 150Ω , 220Ω veya $1K\Omega$ luk potunuzla uygun direnci ayarlayabilirsiniz. Giriş sinyalinin genliğini ve frekansını tablo 5.2'de istenenler üzerine ayarlayınız ve tabloda gösterilen değerlerde değiştirerek istenen sonuçları not alınız.

5.3. Ön Hazırlık

1. Deney 5.2.1 ve Deney 5.2.2'yi herhangi bir simülasyon programı (Örn. Proteus) ile yaparak tabloları doldurunuz. Simülasyonu ek sayfadaki gibi yapmanız size hız kazandıracaktır simülasyondaki voltmetrelerin AC voltmetre olduğunu ve RMS ölçüm yaptığını unutmayın tabloda sizden istenen V_{pp} değerleridir RMS'den V_{pp} ye geçiş yapınız. Kazançları hızlı hesaplatmak için tabloyu Excel ile hazırlayarak osiloskop ölçümü yapmak yerine voltmetreleri okuyarak RMS değerleri V_{pp} 'ye excel'e dönüştürüp, kazanç kısmını excele hesaplatırabilirsiniz. Simülasyon için 120Ω luk direnç yerine 220Ω kullanınız.

2. Uygulama 5.1 problemini çözünüz.

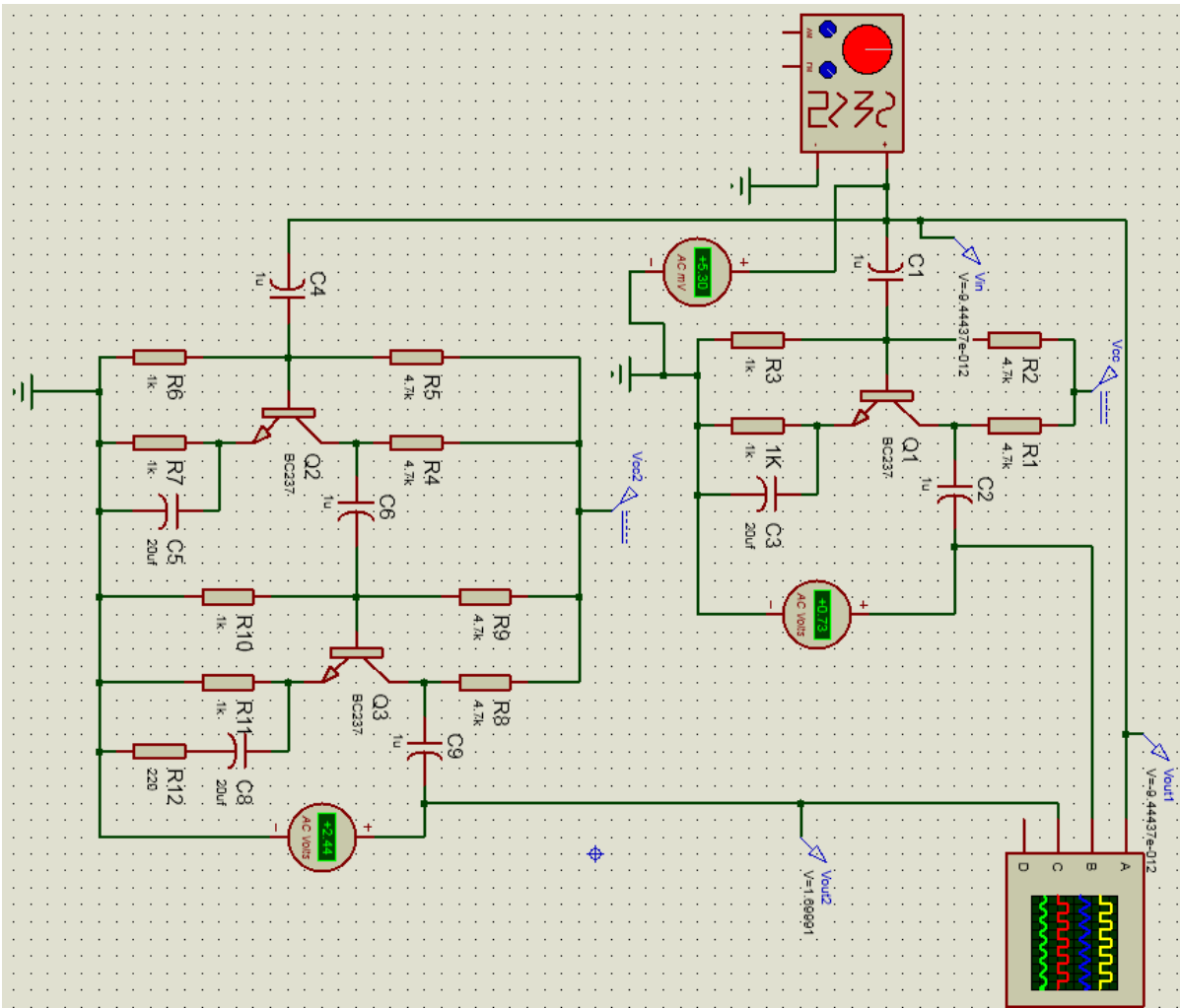
3. Ses dalgalarında insan kulağının hangi frekans aralığında duyduğunu, hangi frekans aralığının tiz, mid ve bas olduğunu araştırınız.

Tablo 5.1 Tek katmanlı ortak emiterli yükseltici ölçümleri tablosu

V _{giriş} (Giriş V _{PP})	F _{giriş} (Giriş Frekansı)	V _{çıkış} (Çıkış V _{PP})	Bozulma (Evet/Hayır)	Kazanç
15mV	40			
15mV	150			
15mV	300			
15mV	500			
15mV	750			
15mV	1500			
15mV	2000			
18mV	40			
18mV	150			
18mV	300			
18mV	500			
18mV	750			
18mV	1500			
18mV	2000			
20mV	40			
20mV	150			
20mV	300			
20mV	500			
20mV	750			
20mV	1500			
20mV	2000			
20mV	40			
20mV	150			
20mV	300			
20mV	500			
20mV	750			
20mV	1500			
20mV	2000			
30mV	40			
30mV	150			
30mV	300			
30mV	500			
30mV	750			
30mV	1500			
30mV	2000			
60mV	40			
60mV	150			
60mV	300			
60mV	500			
60mV	750			
60mV	1500			
60mV	2000			

Tablo 5.2 Tek katmanlı ortak emiterli yükseltici ölçümleri tablosu

V _{giriş} (Giriş V _{PP})	F _{giriş} (Giriş Frekansı)	V _{çıkış} (Çıkış V _{PP})	Bozulma (Evet/Hayır)	Kazanç
15mV	40			
15mV	150			
15mV	300			
15mV	500			
15mV	750			
15mV	1500			
15mV	2000			
18mV	40			
18mV	150			
18mV	300			
18mV	500			
18mV	750			
18mV	1500			
18mV	2000			
20mV	40			
20mV	150			
20mV	300			
20mV	500			
20mV	750			
20mV	1500			
20mV	2000			
20mV	40			
20mV	150			
20mV	300			
20mV	500			
20mV	750			
20mV	1500			
20mV	2000			
30mV	40			
30mV	150			
30mV	300			
30mV	500			
30mV	750			
30mV	1500			
30mV	2000			
60mV	40			
60mV	150			
60mV	300			
60mV	500			
60mV	750			
60mV	1500			
60mV	2000			



VSM Signal Generator

Centre: 0.000000
Frequency: 1.000000 MHz
Level: 10.000000
Amplitude: 1.000000 V

Waveform: Sine Triangle Square Pulse Noise

Uni: Bi Polarity:

Digital Oscilloscope

Triggers: Level: -10.000000, Source: A, One-Shot: OFF, Cursors: OFF

Channel A: Position: 0.000000, AC: OFF, DC: OFF, GND: OFF, Invert: OFF, Scale: 10.000000 mV, Timebase: 20.000000 μs

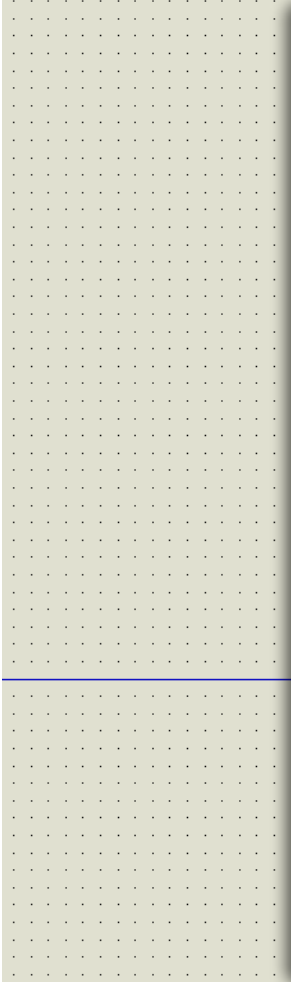
Channel B: Position: 0.000000, AC: OFF, DC: OFF, GND: OFF, Invert: OFF, Scale: 10.000000 mV, Timebase: 20.000000 μs

Channel C: Position: 0.000000, AC: OFF, DC: OFF, GND: OFF, Invert: OFF, Scale: 10.000000 mV, Timebase: 20.000000 μs

Channel D: Position: 0.000000, AC: OFF, DC: OFF, GND: OFF, Invert: OFF, Scale: 10.000000 mV, Timebase: 20.000000 μs

Horizontal: Source: A, Position: 0.000000, Scale: 210.000000 μs

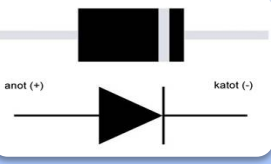
Vertical: Channel A: 10.000000 mV, Channel B: 10.000000 mV, Channel C: 10.000000 mV, Channel D: 10.000000 mV



6.HAFTA

Ortak Baseli ve Ortak Kollektörlü Yükseltici

Amaç: Transistör kullanarak ortak baseli ve ortak kollektörlü küçük sinyal yükseltici yapılması ve özelliklerinin incelenmesi



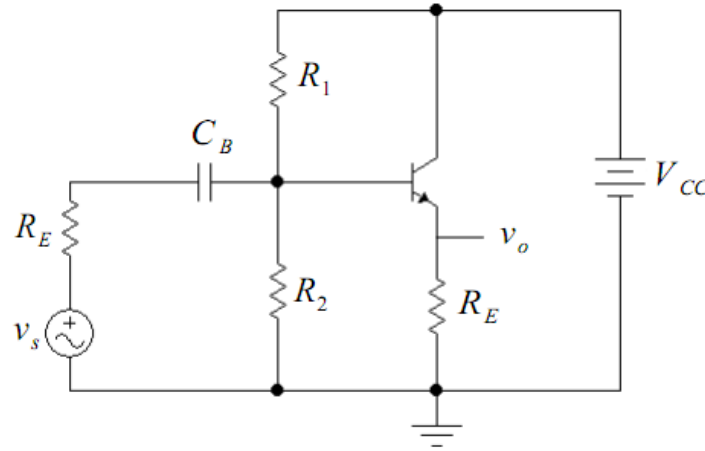
6.1. Temel Bilgiler

BJT ile genelde yapılan yükselticilerin tipik özellikleri Tablo 6.1'de gösterilmiştir.

Tablo6.1

	CE (Ortak Emiter)	CC (Ortak Kollektör)	CB (Ortak Base)
Voltaj Kazancı (A_V)	Yaklaşık ($-R_C/R_E$)	Düşük (Yaklaşık 1)	Yüksek
Akım Kazancı (A_I)	Yaklaşık (β)	Yaklaşık ($\beta+1$)	Düşük (Yaklaşık 1)
Giriş Direnci	Yüksek	Yüksek	Düşük
Çıkış Direnci	Yüksek	Düşük	Yüksek
Faz Farkı	Var	Yok	Yok
Kullanım Yeri	Yüksek Akım Kazancı Ve Gerilim Kazancı	Anten Giriş Katı	Güç Çıkış Katı

6.2. Ortak Kollektörlü Devre



Şekil 6.1 Ortak Kollektörlü Devrenin tipik yapısı

Bu tip yükselticilerin tasarlanmasında temel olarak V_{CE} (veya V_{CB}) ve V_{RE} (veya V_B) gerilimlerinin eşitlenmesi düşünülür.

Basitçe $V_B = \frac{V_{CC}}{2} \Rightarrow R_1 = R_2$ seçilir.

Sonra, tercih edilen veya seçilen I_E ve geri kalan değerler bulunur.

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{\frac{V_{CC}}{2} - 0.7}{I_E}$$

$\beta=100$ kabul edilerek CE devrenin kararlı çalışması için $R_B \ll (\beta + 1).R_E$ seçilir

$$R_B = R_1 || R_2 = \frac{R_1}{2} = (\beta + 1) \cdot \frac{R_E}{10} \approx 10 \cdot R_E$$

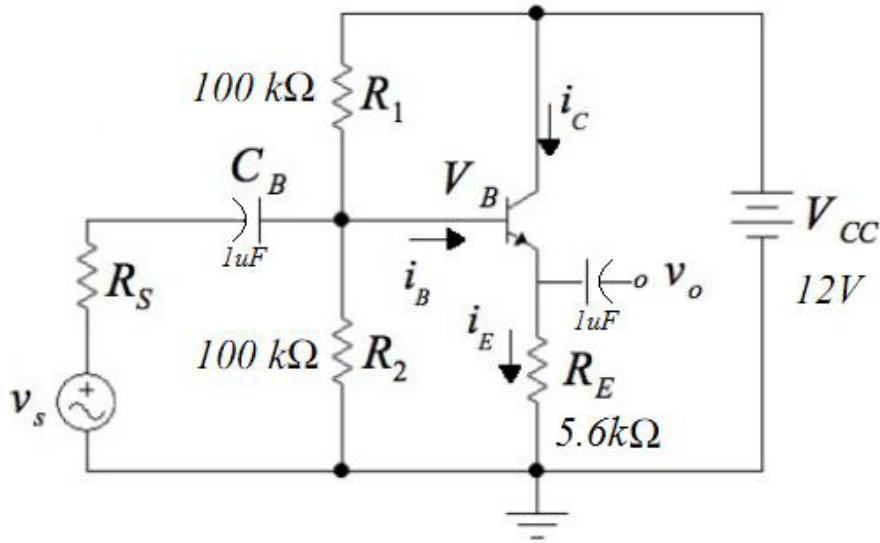
$$R_1 = R_2 = 20 \cdot R_E$$

$I_E = 1\text{mA}$ $V_{CC} = 12\text{V}$ seçildikten sonra R_E 'nin hesaplanması kolaylaşır.

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{\frac{12}{2} - 0.7}{1\text{mA}} = 5.3\text{K}\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 20 \cdot R_E = 106\text{K}\Omega$$

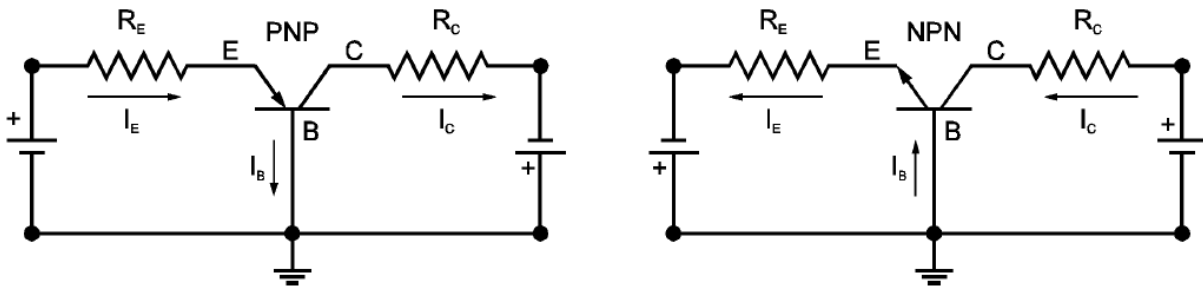
Piyasada bulunan standart dirençleri kullanacak olursak $R_1 = R_2 = 100\text{K}\Omega$, $R_E = 56\text{K}\Omega$ olarak bulunacaktır. Bu durumda devremizin son hali Şekil 6.2 deki gibi olacaktır.



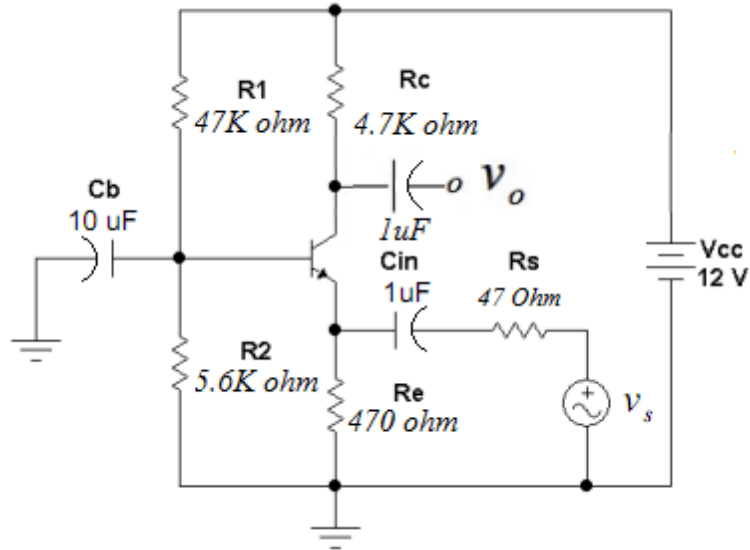
Şekil 6.2 Ortak Kollektörlü Devre

6.3. Ortak Baseli Devre

Kutuplamaları ortak emiterli devre ile aynıdır. Ortak baseli devrelerde base nötr-toprak noktasına direk yada bypass kapasitörü ile bağlanılır.



Şekil 6.3 Ortak Bazeli Devre

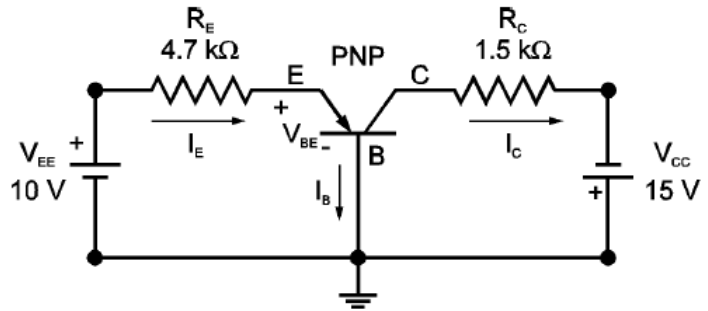


Şekil 6.4 Kutuplandırılmış Ortak Baseli Devre

Uygulama 6.1

Şekildeki devrede bir silisyum PNP transistör kullanılmıştır. I_E , I_C ve V_{CB} değerlerini hesaplayınız.

- $R_E = 4.7 \text{ k}\Omega$
- $R_E = 680 \Omega$
- $R_E = 470 \Omega$
- $R_E = 470 \Omega$, $R_C = 150 \Omega$



6.4. Ön Hazırlık

- Şekil 6.2 deki devreden VS kaynağını ayırıp DC analizini yaparak I_B , I_C , I_E , V_B , V_{CE} , V_C gerilimlerini hesaplayınız.
- Şekil 6.4 deki devreden VS kaynağını ayırıp DC analizini yaparak I_B , I_C , I_E , V_B , V_{CE} , V_C gerilimlerini hesaplayınız.
- Şekil 6.2 ve 6.4 deki devreleri simülasyon programı kullanarak deneyde istenen değerleri bulunuz. Frekans değişimine göre kazanç değişimi grafiğini çizin.
- Sonuçları yorumlayınız.

6.5. Deneyin Yapılışı

6.5.2. Deney 1

Şekil 6.2 deki devreyi kurunuz. Giriş sinyalini 100mV V_{PP} sinüs olacak şekilde sinyal jeneratöründen ayarlayınız frekansını Tablo 6.2'de istenenler üzerine ayarlayınız. Tabloda değişen değerlere göre istenen sonuçları not ediniz. Frekans değişimine göre kazanç değişimi grafiğini çizin.

6.5.2. Deney 2

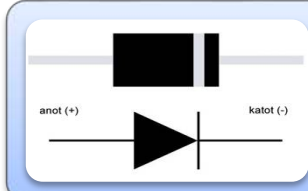
Şekil 6.4 deki devreyi kurunuz. Giriş sinyalinı 100mV V_{PP} sinüs olacak şekilde sinyal jeneratöründen ayarlayınız frekansını Tablo 6.3’de istenenler üzerine ayarlayınız. Tabloda değişen değerlere göre istenen sonuçları not ediniz. Frekans değişimine göre kazanç değişimi grafiğini çiziniz.

Tablo 6.2

$F_{giriş}$ (Giriş Frekansı)	$V_{çıkış}$ (Çıkış V_{PP})	Bozulma (Evet/Hayır)	Kazanç
100 Hz			
150 Hz			
200 Hz			
250 Hz			
300 Hz			
500 Hz			
700 Hz			
900 Hz			
1200 Hz			
1500 Hz			
2000 Hz			
2500 Hz			
3000 Hz			
3500 Hz			
4000 Hz			
4500 Hz			
5000 Hz			
6000 Hz			
8000 Hz			
9000 Hz			
10KHz			
15KHz			
20KHz			
25KHz			
30KHz			
35KHz			
40KHz			
45KHz			
50KHz			
70KHz			
150KHz			
200KHz			
500KHz			
1MHz			

Tablo 6.3

$F_{\text{giriş}}$ (Giriş Frekansı)	$V_{\text{çıkış}}$ (Çıkış V_{PP})	Bozulma (Evet/Hayır)	Kazanç
100 Hz			
150 Hz			
200 Hz			
250 Hz			
300 Hz			
500 Hz			
700 Hz			
900 Hz			
1200 Hz			
1500 Hz			
2000 Hz			
2500 Hz			
3000 Hz			
3500 Hz			
4000 Hz			
4500 Hz			
5000 Hz			
6000 Hz			
8000 Hz			
9000 Hz			
10KHz			
15KHz			
20KHz			
25KHz			
30KHz			
35KHz			
40KHz			
45KHz			
50KHz			
70KHz			
150KHz			
200KHz			
500KHz			
1MHz			



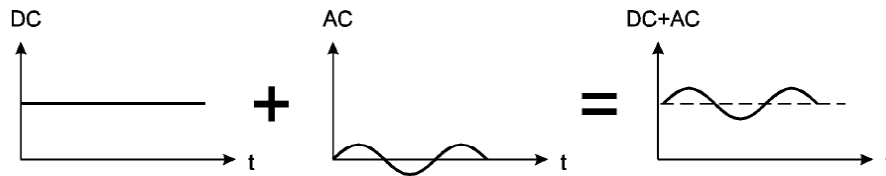
7.HAFTA

Kutuplama Devreleri

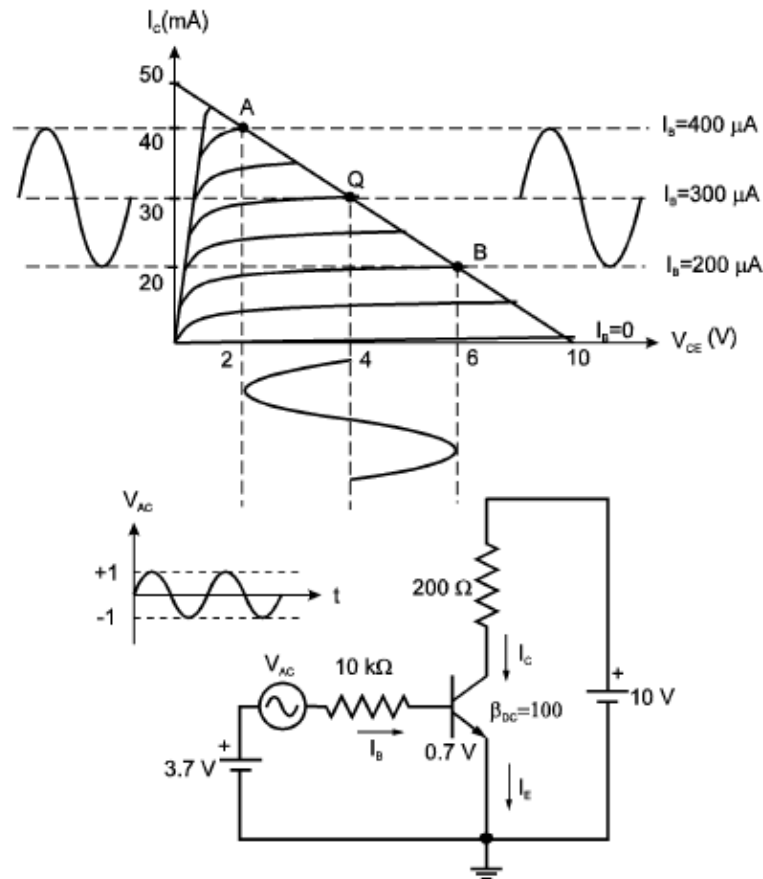
Amaç: Transistörlerde DC kutuplama devrelerinin incelenmesi

7.1. Temel Bilgiler

Bir transistörün yükseltici (amplifikatör) olarak çalışabilmesi için dc olarak kutuplanması (ön gerilimlenmesi) gerekir. Yükseltici devrenin girişine bir AC işaret uygulandığında, çıkışta elde edilen işaret, DC bileşen ile AC işaretin toplamıdır. Bir AC işaret uygulanmazsa devrede sadece DC bileşen mevcuttur. Şekil 7.1'de bu durum gösterilmiştir. Uygulamada transistör iki ayrı kaynak yerine tek bir kaynak ile kutuplanır. Şekil 7.2'de gösterilen ortak emiterli devrenin girişine bir AC gerilim uygulanmıştır ve taban akımı $200\mu\text{A}$ ile $400\mu\text{A}$ arasında değişmektedir. Taban akımının $500\mu\text{A}$ 'den büyük olması durumunda kollektör akımı ve gerilimi doymaya gider. Taban akımının negatif olması durumunda ise transistör kesime gider. Çalışma noktasına ve sınırlara dikkat edilmelidir.



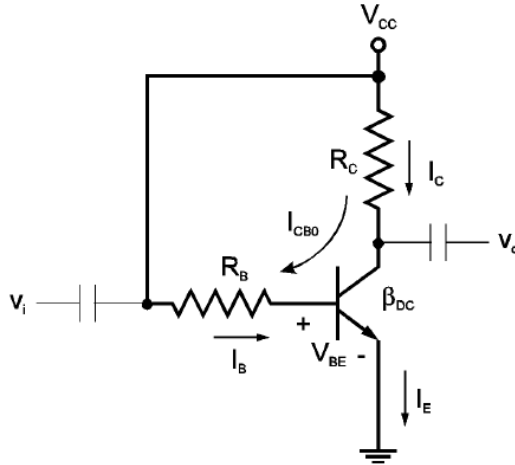
Şekil 7.1 Bir yükselticide DC ve AC bileşenlerin toplamı.



Şekil 7.2 Çalışma noktasının bulunması.

7.2.Taban Kutuplama Devresi

B-E ve C-E jonksiyonlarının iki ayrı kaynak yerine tek bir kaynak ile kutuplanması daha pratik bir çözümdür. Bu devreye taban kutuplama devresi denir. Şekil 7.3’de taban kutuplama devresi gösterilmiştir. Şekildeki ortak emiterli devrede devrenin giriş ve çıkışına kondansatör konularak DC bileşenler filtre edilmiştir.



$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$V_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$$

Aktif bölgede;

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

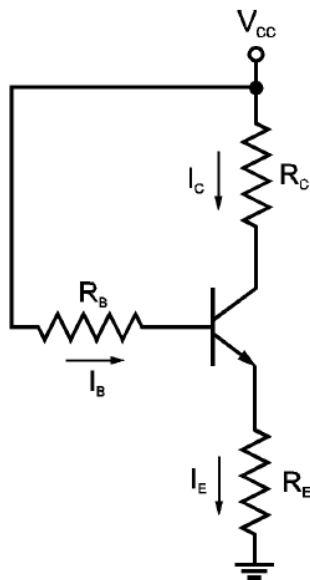
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

Şekil 7.3 Ortak emiterli devrede taban kutuplama devresi.

Devrede çalışma noktası kararlı değildir. VBE gerilimi sıcaklığın artması ile azalır. VBE geriliminin artması taban akımını azaltır. ICB0 sızıntı akımı sıcaklıkla artar. ICB0 akımı, RB direnci üzerinde taban akımını arttırıcı yönde bir gerilim oluşturur. β_{DC} de sıcaklıkla değişir. Bu değişimler devrede çalışma noktasının değişmesine yol açar. VBE ve ICB0 ’ın değişmesi VCC gerilimine göre oldukça küçüktür. Çalışma noktasındaki kararsızlık daha çok β_{DC} ’deki değişimden kaynaklanır.

7.3.Emiter Dirençli Kutuplama Devresi

Emiter direncinin eklenmesi kararlılığı artırır. Çalışma noktasındaki değişim çok küçüktür.



$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0$$

$$I_E = (\beta + 1) \cdot I_B$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E}$$

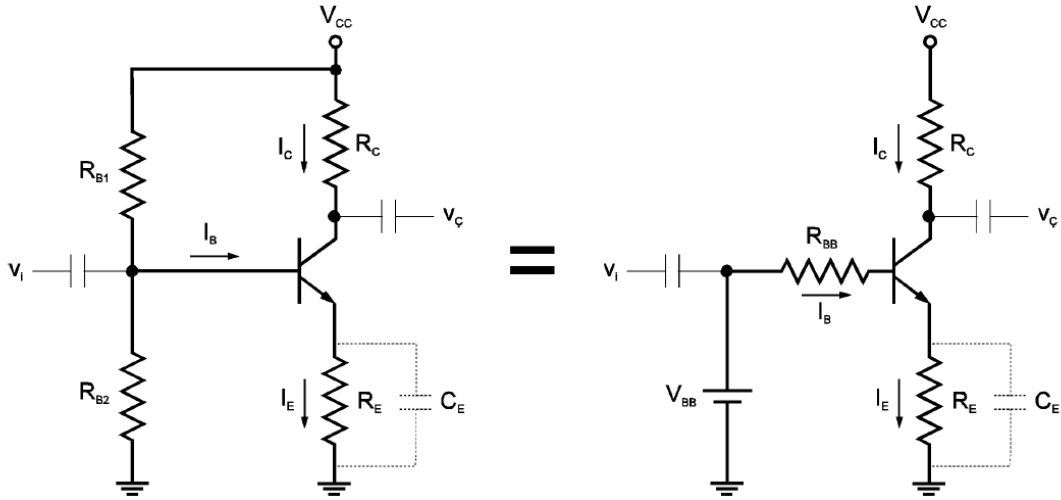
$$I_C = \beta \cdot I_B$$

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

Şekil 7.4 Emiter dirençli kutuplama devresi

7.4. Gerilim Bölücü ile Kutuplama

En çok kullanılan kutuplama devresidir. Çalışma noktası β_{DC} 'den bağımsızdır.



Şekil 7.5 Gerilim Bölücü Devre ile Kutuplama

$$R_{BB} = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

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

$$V_{BB} = I_B R_{BB} + V_{BE} + I_B (1 + \beta_{DC}) R_E$$

$$R_{BB} \ll (1 + \beta_{DC}) R_E \text{ ise}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

$$I_C \cong I_E$$

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

Emiter akımının β_{DC} 'den bağımsız olması nedeniyle devredeki çalışma noktası karardır.

Uygulama 7.1

Şekil 7.5'deki devrede $R_{B1} = 39 \text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 3.9 \text{ k}\Omega$, $R_C = 10 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1.5 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 22 \text{ V}$ ve $\beta = 140$ olarak verilmiştir. Transistörün V_{CE} gerilimini, I_C akımını ve transistörde harcanan gücü hesaplayınız.

Çözüm:

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{3.9}{39 + 3.9} 22 = 2 \text{ V}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2 - 0.7 = 1.3 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \cong I_C = \frac{1.3}{1.5 \text{ k}\Omega} = 0.867 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 22 - 0.867 \text{ mA} \cdot 10 \text{ k}\Omega = 13.3 \text{ V}$$

$$P = I_C \cdot V_{CE} = 0.867 \text{ mA} \cdot 13.33 \text{ V} = 11.55 \text{ mW}$$

Örnek bir DC Kutuplama Devresinin Tasarımı

Transistörlü bir devrede çalışma noktasının önceden belirlenmesi gerekli olduğunda, devre elemanlarının seçilerek bir tasarım yapılması gerekir. Tasarım işleminde devre türüne göre bazı özel kabuller yapılır. Burada örnek olarak Şekil 7.5'de verilen gerilim bölücülü kutuplama devresinin tasarımı incelenecektir.

Bu devrede emiter ile toprak arasında bir direnç yerleşmek, dc kutuplama kararlılığı sağlar. Transistörün kaçak akımları nedeniyle kollektör akımında ve transistörün β değerinde meydana gelen değişimlerin,

çalışma noktasında büyük bir değişikliğe yol açmaması sağlanır. Emiter direnci büyük tutulmaz, çünkü üzerinde düşen gerilim kollektör-emiter arasındaki gerilimin değişim aralığını sınırlar. Emiter direncinin üzerindeki gerilim VCC geriliminin 1/10'u seçilerek tasarım yapılır. Önce emiter direnci seçilerek, daha sonra RC hesaplanır. Gerilim bölücü dirençlerin hesabı baz akımı ihmal edilerek yapılır. RB1 ve RB2 dirençlerini belirlemek için bu dirençlerden geçen akımın, taban akımının 10 katı olacağını kabul edilirse aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} V_{CC}$$

$$R_{B2} \leq \frac{1}{10} \beta R_E$$

Uygulama 7.2

Gerilim bölücü ile yapılan kutuplama devresinde transistörün β akım kazancı 150 ve kaynak gerilimi VCC = 16 V olarak bilinmektedir. Devrede çalışma noktasının IC = 1 mA ve VC = VCC / 2 olması için devrede kullanılacak direnç değerlerini hesaplayınız.

Çözüm:

Tasarımda emiter gerilimi, kaynak geriliminin yaklaşık onda biri seçilir.

$$V_E = \frac{1}{10} V_{CC} = \frac{1}{10} 16 = 1.6 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{1.6 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 1.6 \text{ k}\Omega \text{ bulunur (} I_C \approx I_E = 1 \text{ mA).}$$

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} = 8 \text{ V olması istendiğine göre,}$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{16 - 8 - 1.6}{1 \text{ mA}} = 6.4 \text{ k}\Omega \text{ bulunur.}$$

$$R_{B2} \leq \frac{1}{10} \beta R_E = \frac{150 \times 1.6 \text{ k}\Omega}{10} = 24 \text{ k}\Omega$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 1.6 + 0.7 = 2.3 \text{ V}$$

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} V_{CC}$$

$$2.3 = \frac{24 \text{ k}\Omega}{24 \text{ k}\Omega + R_{B1}} 16$$

$$R_{B1} = 143 \text{ k}\Omega \text{ bulunur.}$$

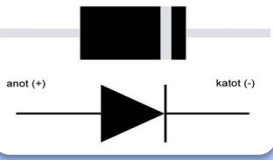
7.5. Deney Çalışması

Uygulama 7.1 ve Uygulama 7.2'yi deneysel olarak gerçekleştiriniz. Teorik ve deneysel sonuçları karşılaştırarak yorumlayınız.

8.HAFTA

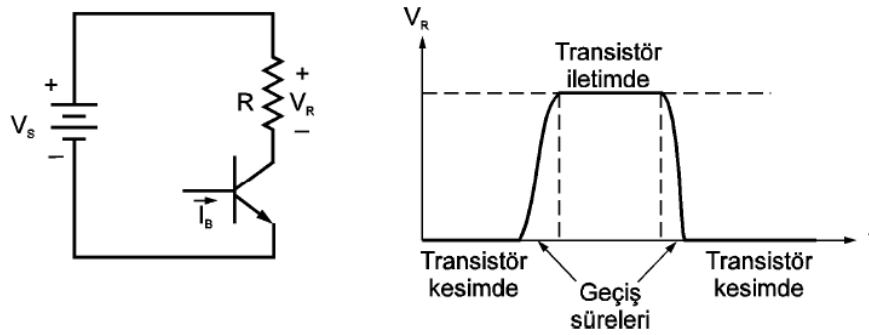
Transistörün Anahtar Olarak Kullanılması

Amaç: Transistörlü anahtarlama devrelerinin yapısının incelenmesi



8.1. Temel Bilgiler

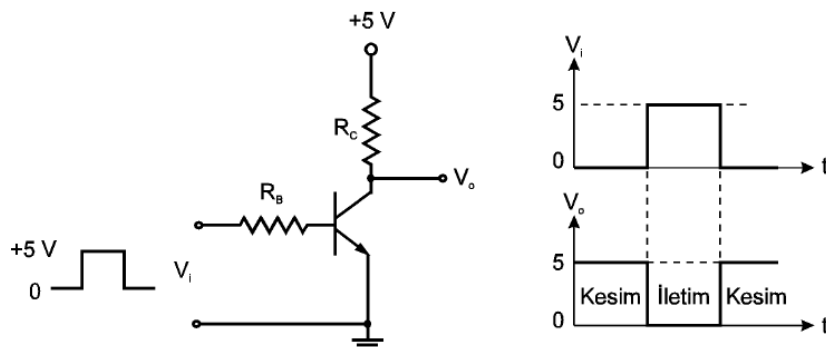
Transistör anahtarlama devrelerinde yaygın olarak kullanılır. Transistör sayısal devrelerde, kontrol, sayıcı, zamanlama, veri işleme, ölçme devrelerinde, radar, televizyon vb. devrelerinde anahtar olarak kullanılır. Transistör anahtar olarak kullanıldığında iletim ve kesim olmak üzere iki konumda çalışır. İletim konumunda direnci $0.1-100 \Omega$ arasındadır ve kısa devre kabul edilebilir. Kesim konumunda transistör açık devre gibi davranır ve direnci $100-1000 M\Omega$ arasındadır. Transistörün anahtarlama hızı da önemli bir değişkendir. Transistörün iletime ve kesime girme sürelerinin toplamı $1 \mu s$ civarında ise, transistörün çalışabileceği maksimum frekans $f = 1 / T = 1 \text{ MHz}$ olur. Şekil 8.1'de transistörün anahtar olarak kullanıldığı bir devre ve yük geriliminin değişimi verilmiştir.



Şekil 8.1 Transistörün anahtar olarak kullanılması.

8.2. İnverter Devresi

Transistörün anahtar olarak kullanıldığı devrelerden biri de inverter devresidir. İnverter devresi sayısal devrelerin temelidir. İnverter devresinde giriş kare dalga gerilim uygulanır. Kollektör ile toprak arasından alınan çıkış gerilimi giriş geriliminin tersidir. Giriş gerilimi 0 iken transistör kesimdedir ve çıkış gerilimi 5 V'tur. Giriş gerilimi 5 V iken transistör iletime girer ve çıkış gerilimi 0 olur. Devre transistör iletimde iken doymada çalışacak şekilde tasarlanır. Şekil 3.17'de transistörlü inverter devresi ile giriş ve çıkış gerilimleri gösterilmiştir.

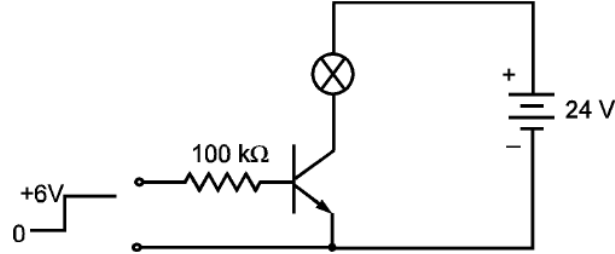


Şekil 8.2 Transistörlü inverter devresi.

Uygulama 8.1

Şekil 8.3’de verilen devrede transistör anahtar olarak çalışmakta ve bir lambayı kontrol etmektedir. Giriş gerilimi 6 V iken lamba yanmaktadır. Lamba 24 V’ta 20 mA geçirmektedir.

- Giriş gerilimi 6 V iken transistörün doymada çalışması için akım kazancı ne olmalıdır?
- Lambaya verilen güç ile transistörün giriş gücünü hesaplayınız.



Şekil 8.3 Transistörlü anahtarlama devresi

Çözüm :

- Transistör iletimde iken lamba gerilimi 24 V ve kollektör akımı 20 mA’dir.

$$I_B = \frac{6 - 0.7}{100 \text{ k}\Omega} = 53 \mu\text{A}$$

$$\beta = \frac{20 \text{ mA}}{53 \mu\text{A}} = 377$$

Transistörün doymada çalışabilmesi için akım kazancı en az 377 olmalıdır.

- Lamba gücü = 24 V x 20 mA = 480 mW
Transistörün giriş gücü = 6 V x 53 μ A = 0.318 mW
Çok küçük bir giriş gücü ile yükün gücü kontrol edilmektedir.

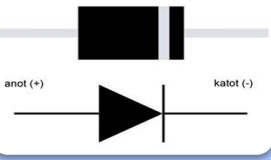
8.3.Deney Çalışması

Uygulama 8.1’i deneysel olarak gerçekleştiriniz. Teorik ve deneysel sonuçları karşılaştırarak yorumlayınız.

9.HAFTA

İşlemsel Yükselteçler (Op-amp)

Amaç: İşlemsel yükselteçli temel devre yapılarının incelenmesi



9.1. Temel Bilgiler

9.1.1. Terimler

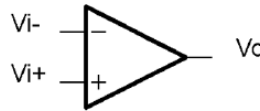
Ofset: İdeal işlemsel yükseltecin giriş gerilimi sıfır olduğunda çıkış gerilimi de sıfır olur. Ancak gerçekte işlemsel yükseltecin devresindeki düzensizlikler nedeniyle giriş sıfır olduğunda çıkış sıfır olmaz. Bu gerilim seviyesi ofset olarak adlandırılır. Bazı işlemsel yükselteçlerinde ofset gerilimini sıfırlamak için özel uçlar bulunur.

CMRR: Genel Mod Ret Oranı CMMR veya ρ ile gösterilir ve mümkün olduğunca büyük olması istenir.

Açık Çevrim Kazancı: Açık çevrim kazancı çok büyük olup ideal işlemsel yükselteç için değeri sonsuzdur.

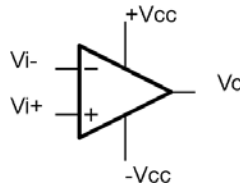
Kapalı Çevrim Kazancı: Açık çevrim kazancı çok büyük olduğu için işlemsel yükselteç kolaylıkla doyuma ulaşmaktadır. Bu durum çoğu uygulama için kullanışsızdır. Kapalı çevrimde negatif geri besleme ile kazancın kontrol edilebilir olması sağlanır.

- İşlemsel yükselteç bir tür tüm devre olup kısaca OPA olarak adlandırılmaktadır.
- OPA biri eviren diğeri evirmeyen olmak üzere iki girişe sahiptir.



Şekil 9.1 İşlemsel yükseltecin şematik gösterimi

- Genelde simetrik güç kaynağı ile çalışırlar. Çalışma gerilimi ± 3 V ile ± 24 V arasında değişmektedir.



Şekil 9.2 İşlemsel yükseltecin besleme gerilimleri

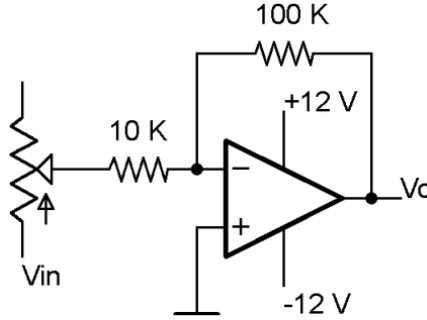
- İdeal işlemsel yükseltecin gerilim kazancı sonsuzdur.
- İdeal işlemsel yükseltecin giriş empedansı sonsuzdur.
- İdeal işlemsel yükseltecin çıkış empedansı sıfırdır.
- İdeal işlemsel yükseltecin bant genişliği sonsuzdur.
- İdeal işlemsel yükseltecin ofset gerilimi sıfırdır.
- İdeal işlemsel yükseltecin karakteristikleri ısıya bağlı değildir.

- **Dönme Hızı (Slew Rate, SR):** İşlemsel yükseltecin sinyal iletim hızı dönme hızı ile ifade edilir. Dönme hızı işlemsel yükseltecin yüksek frekanslı işaretleri iletmeye kapasitesini göstermektedir. Genelde dönme hızı büyük olan işlemsel yükselteçlerin bant genişlikleri de büyüktür.
- **Bant Genişliği:** İdeal işlemsel yükseltecin bant genişliği sonsuzdur. Fakat gerçekte bant genişliği sınırlı olup, değeri işlemsel yükseltece ait veri dosyasında yazmaktadır.

9.2. Deneyin Yapılışı:

9.2.1. İşlemsel Yükseltecin Temel Özellikleri

1. Şekil 9.3'deki devreyi kurunuz.



Şekil 9.3 İşlemsel yükseltecin temel özellikleri deneyi

2. Sinyal üreticinin çıkış işaretinin 1 kHz sinüs olacak şekilde ayarlayıp, devreye bağlayınız.
3. Osiloskobun birinci kanalını girişe ikinci kanalını çıkışa bağlayınız.
4. VR3 ayarlı direncinin BC uçları arasındaki direnç değerini 100 kΩ olacak şekilde ayarlayınız. Giriş ve çıkış işaretlerinin genliklerini ölçüp, gerilim kazancını hesaplayınız.

$V_I = \dots\dots\dots V_O = \dots\dots\dots AV = \dots\dots\dots$

5. VR3 = 100 kΩ için devrenin gerilim kazancı ifadesini çıkartınız ve gerilim kazancını hesaplayınız.

Ölçerek ve hesaplayarak bulduğunuz gerilim kazançlarını karşılaştırıp, yorumlayınız.

$AV = \dots\dots\dots$

$AV \text{ ölçülen} = \dots\dots\dots$

$AV \text{ hesaplanan} = \dots\dots\dots$

Yorum : $\dots\dots\dots$

$\dots\dots\dots$

6. VR3 = 0 kΩ için 4. ve 5. maddeyi tekrarlayınız.

$V_I = \dots\dots\dots V_O = \dots\dots\dots AV = \dots\dots\dots$

$AV = \dots\dots\dots$

$AV \text{ ölçülen} = \dots\dots\dots$

$AV \text{ hesaplanan} = \dots\dots\dots$

Yorum : $\dots\dots\dots$

$\dots\dots\dots$

7. VR3 = 40 kΩ için 4. ve 5. maddeyi tekrarlayınız.

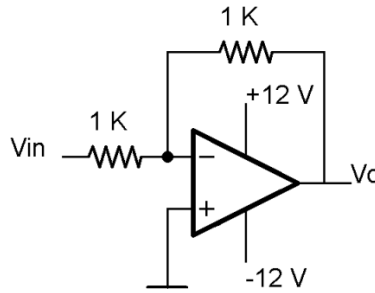
$V_i = \dots\dots\dots$ $V_o = \dots\dots\dots$ $A_v = \dots\dots\dots$

9.2.2. Dönme Hızı

Deneyin Yapılışı:

1. Şekil 9.4'deki devreyi kurunuz. Gerilim kazancı ifadesini çıkarıp, gerilim kazancını hesaplayınız.

$A_v = \dots\dots\dots$



Şekil 9.4 Dönme hızı deneyi

2. Sinyal üreticinin çıkış işaretinin 1 kHz kare dalga olacak şekilde ayarlayıp, devreye bağlayınız.
3. Osiloskobun birinci kanalını girişe ikinci kanalını çıkışa bağlayınız.
4. Çıkış sinyalinin tepeden tepeye genliğini ve yükselme zamanını ölçüp dönme hızını hesaplayınız.

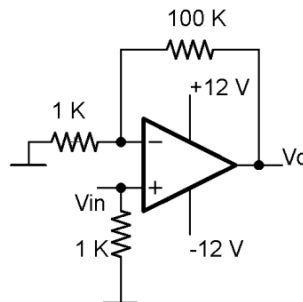
$$Dönme\ hızı = 0,8 \frac{V_{op-p}}{t_r} = \text{---} =$$

9.2.3. Bant Genişliği

Deneyin Yapılışı:

1. Şekil 9.5'deki devreyi kurunuz. Gerilim kazancı ifadesini çıkarıp, gerilim kazancını hesaplayınız.

$A_v = \dots\dots\dots$



Şekil 9.5 Bant genişliği deneyi

2. Sinyal üreticinin çıkış işaretinin tepeden tepeye genliği 50 mV frekansı 1 kHz sinüs olacak şekilde ayarlayıp, devreye bağlayınız.
3. Osiloskobun birinci kanalını girişe ikinci kanalını çıkışa bağlayıp, aşağıdaki tabloyu doldurunuz.

V_i [mV]	V_o [mV]	A_v
50		
100		
200		

4. Giriş sinyalinin genliğini tepeden tepeye 100 mV olacak şekilde ayarlayıp aşağıdaki tabloyu doldurunuz.

f [Hz]	V _o [mV]	A _v	A _v [dB]
50			
200			
500			
1.000			
2.000			
5.000			
10.000			
12.000			
15.000			
30.000			

4. Normalize gerilim kazancını hesaplayıp, kesim frekansını ve bant genişliğini yaklaşık olarak bulunuz. Kesim frekansı, normalize gerilim kazancının kök ikide birine veya 0.707'de birine düştüğü noktadır.

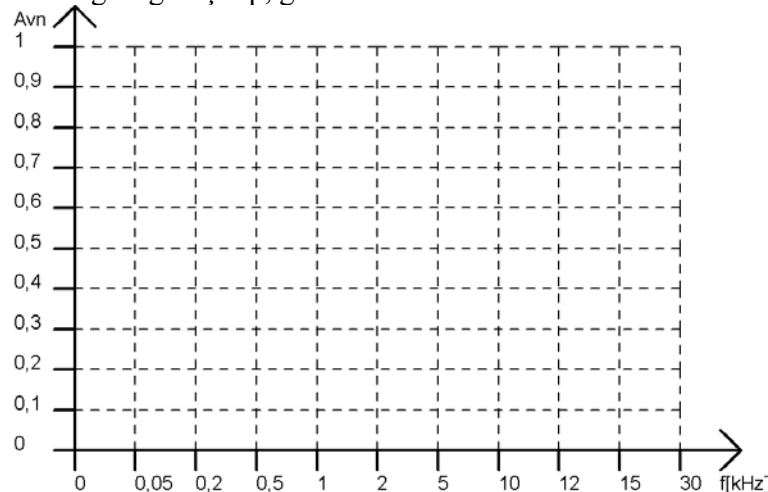
$$A_{Vn} = \frac{A_V}{A_{Vmax}}$$

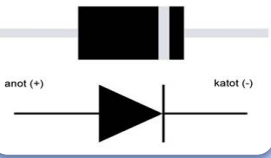
Burada; A_{Vn} normalize gerilim kazancını ve A_{Vmax} ise en büyük gerilim kazancını göstermektedir. Normalize gerilim kazancı 0 ile 1 arasında olmalıdır.

f [Hz]	A _v	A _{Vn}
50		
200		
500		
1.000		
2.000		
5.000		
10.000		
12.000		
15.000		
30.000		

Bant genişliği =.....

6. Normalize gerilim kazancının grafiğini çizip, grafik üzerinde kesim frekansını ve bant genişliğini gösteriniz.





10.HAFTA

SCHMITT TRIGGER (TETİKLEYİCİ) DEVRELERİ

Amaç: Schmitt Trigger devre yapısını ve çalışma şeklinin incelenmesi

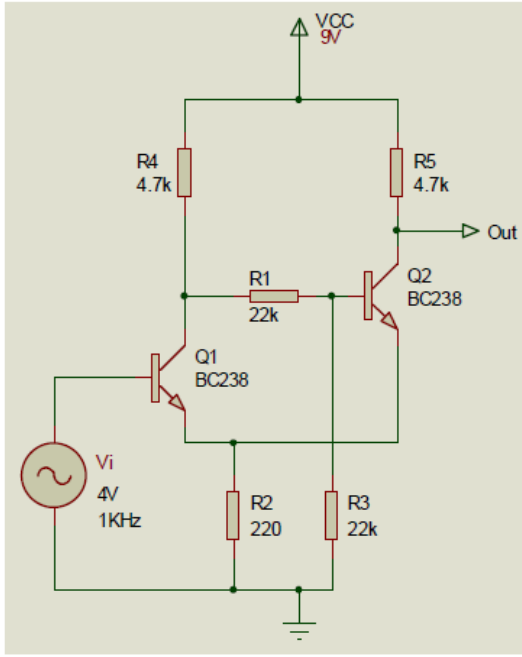
10.1. Temel Bilgiler

Schmitt trigger (tetikleyici) devresi, giriş sinyalinin dalga biçimine bağlı olmayan fakat bu sinyalin genliği ile belirlenen bir kare dalga üreten devredir. Giriş sinyalinin genliği önceden belirlenen bir eşik değerini aştığında çıkış lojik-1 düzeyine ulaşır, diğer bir eşik değerinin altına indiğinde ise lojik-0 düzeyine iner. Böylece iki kararlı bir yapı elde edilir. Kare dalga üretmek için kullanılmasının yanı sıra otomatik kontrol sistemlerinde sensörlerden gelen bilgilere göre keskin şekilde lojik-1 ve lojik-0 değişimlerini elde etmek için schmitt trigger devreleri kullanılmaktadır.

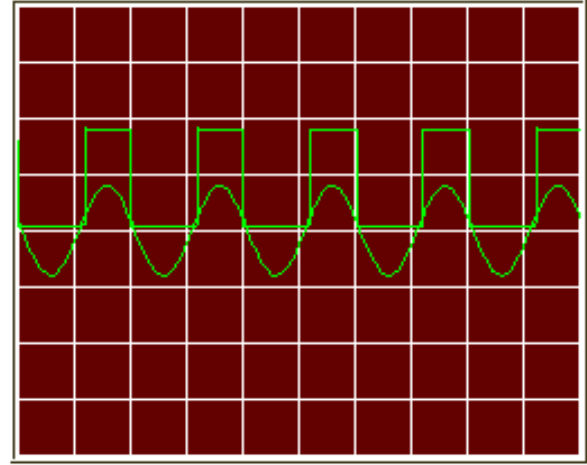
10.2. Transistörlü Schmitt Trigger Devresi

Transistörler lineer (doğrusal) çalışan elektronik anahtarlardır. Transistörün baz akımı artarken kolektör akımı da bununla orantılı olarak artar. Transistörün kolektörüne yük olarak bir röle bağlıysa rölenin çekme akımında kontaklar titreşir. Kolektör akımının doğrusal artışı istenmeyen bir durum yaratır. Bu sorunu önlemenin en iyi yöntemi transistörü birdenbire kesime ya da doyuma ulaştırmaktır. Transistörün bu çalışmayı göstermesinin en iyi yollarından biri schmitt trigger bağlantısı kullanmaktır. Schmitt-trigger bağlantıda şekil 10.1'de görüldüğü gibi emiter dirençleri ortak olarak kullanıldığından iki transistörün emiter akımları aynı direnç üzerinden geçmektedir. Bu nedenle Q1'in iletkenliği Q2'nin yalıtkanlığını, Q2'nin iletkenliği de Q1'in yalıtkanlığını kolaylaştırır ve böylece transistörlerin birdenbire doyuma ya da kesime gitmesi sağlanmış olur.

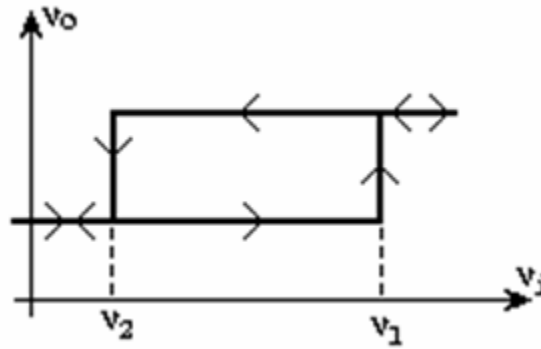
Şekil 10.1'deki devrede Schmitt tetikleyicisinin transistörlü devresi gösterilmiştir. V_i sinüzoidal girişinin negatif alternansında Q1 transistörü kesimde, R4 ve R1 dirençleriyle baz polarması alan Q2 transistörü ise doyumdadır. Bu durumda $V_o < V_{cc}$ olur. Girişe uygulanan sinüzoidal sinyal belirli bir V_1 eşik değerine ulaştığında ise Q1 transistörü doyuma, Q2 transistörü kesime geçer. Dolayısıyla $V_o = V_{cc}$ olur. Bundan sonra giriş sinyali artmaya devam ettiği halde çıkışta herhangi bir değişiklik görülmez. Giriş sinyali tepe değerinden sıfıra doğru azalmaya başlar. Giriş sinyali belirli bir V_2 eşik değerine ulaştığı anda Q1 transistörü kesime, Q2 transistörü doyuma gider. Bu anda tekrar $V_o < V_{cc}$ olur. Çalışma bu şekilde sürekli olarak devam eder. Şekil 10.2'de bu durum gösterilmektedir.



Şekil 10.1 Transistörlü Schmitt trigger devresi



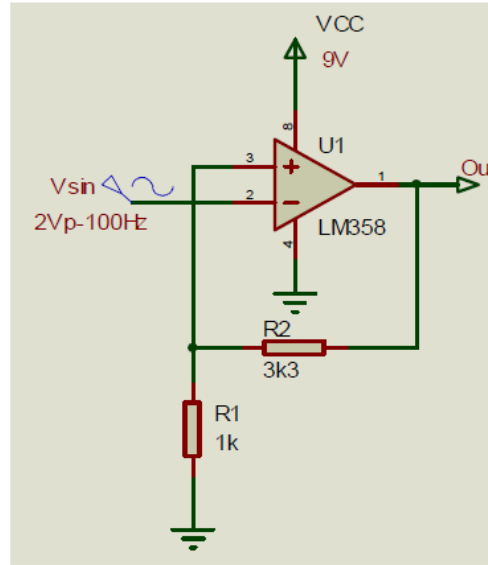
Şekil 10.2 Transistörlü Schmitt trigger devresi dalga Şekilleri (Volt/div=5V Time/div=500µs)



Şekil 10.3: Transistörlü Schmitt Trigger karakteristik eğrisi

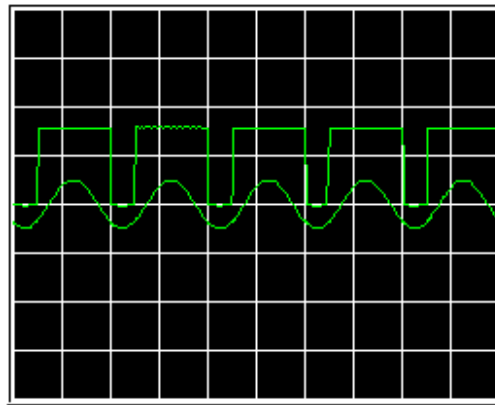
Bu karakteristikte V_1 ve V_2 değerleri birbirinden farklıdır. Bu farka "histerizis" adı verilir. Devredeki eleman değerlerinin ayarlanması suretiyle V_1 ve V_2 'nin değerleri birbirlerine yaklaştırılabilir. Schmitt tetikleyici devrelerde histerizis önemlidir. Örneğin DC sinyalin seviyesi belirli bir değeri aştığında operatöre bir uyarı, ikaz verilmesi isteniyorsa, bu durumda, eğer $V_1 = V_2$ olursa, işaret üzerine binecek istenmeyen gürültü sinyalleri nedeniyle devre titreşim şeklinde peş peşe uyarı verecektir. Eşik değerlerinin farklı olması, uyarı noktası ile uyarıyı kaldırma noktası arasında belirli bir fark meydana getireceğinden kontrol sistemi böyle ufak değişimlerden etkilenmeyecektir.

10.3. İşlemsel Yükselteçli Schmitt Trigger Devresi



Şekil 10.4 OP-AMP'lı faz çeviren Schmitt trigger devresi

OP-AMP ile yapılan schmitt-trigger devresi faz çeviren ve faz çevirmeyen olmak üzere iki çeşittir. Şekil 10.4'de görüldüğü gibi faz çeviren özellikteki schmitt-trigger devresine giriş sinyali OP-AMP'ın faz çeviren (-) girişine uygulanır. Devrede OP-AMP olarak LM358 OP-AMP'ı kullanılmıştır. Bu OP-AMP'ı kullanmanın en büyük avantajı tek kaynak ile beslenebilmesidir. Devre girişinden 2V genlikli 100 Hz frekanslı sinüzoidal sinyal uygulanmış, çıkıştan kare dalga sinyal elde edilmiştir.



Şekil 10.5 OP-AMP'lı faz çeviren Schmitt-trigger devresi
sinyal diyagramları (Time/div=5ms Volt/div-giriş=2V Volt/div-çıkış=5V)

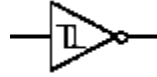
Şekil 10.5'de OP-AMP'lı faz çeviren schmitt-trigger devresinin giriş-çıkış sinyal diyagramları görülmektedir. Görüldüğü gibi kare dalganın yükselme ve düşme eşik gerilimleri çok az da olsa farklıdır.

Ttl Dönüştürücülü Schmitt Trigger Devresi

Schmitt-trigger devre gereken uygulamalarda daha çok schmitt trigger özellikli lojik kapı entegreleri kullanılır. Bu entegrelerde lojik kapı girişleri schmitt-trigger özelliğine uygun olarak tetikleme almaktadır. Lojik kapı aldığı tetikleme eşik gerilimini lojik-0 (0V) ve lojik-1 (5V) değerlerine dönüştürür. Özellikle

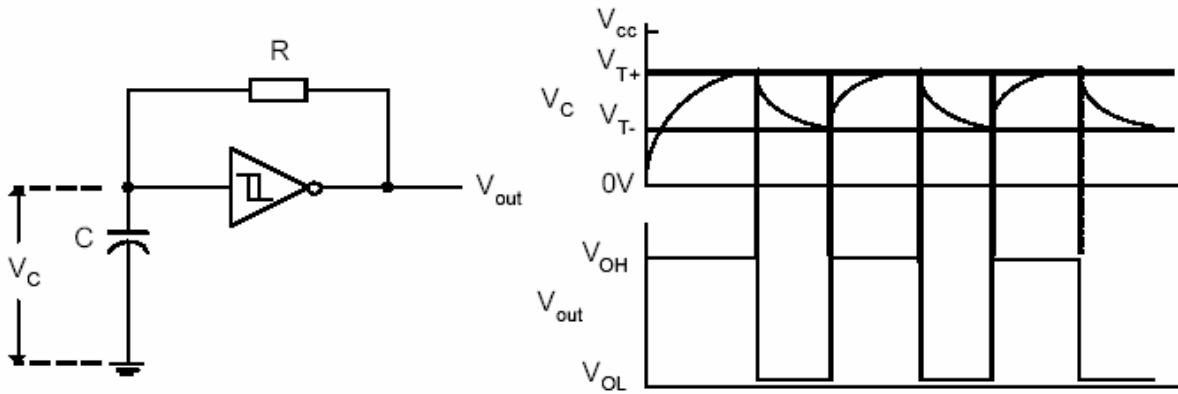
mikrodenetleyicili uygulamalarda herhangi bir yerden gelen sensör bilgisinin uygun lojik değerlere getirilmesinde schmitt-trigger özellikli TTL dönüştürücüler kullanılmaktadır. Bu entegreler ile girişe uygulanan yavaş değişimlere hızlı olarak çıkışta cevap verilir.

Schmitt-trigger özellikli bir lojik kapının sembolünde schmitt karakterisitik eğrisine benzer bir sembol yer alır. Aşağıda örnek olarak schmitt-trigger özellikli bir NOT kapısı görülmektedir.



Şekil 10.6 Schmitt-trigger NOT kapısı

Şekil 10.7’de schmitt trigger girişli bir NOT kapısı ile gerçekleştirilmiş kare dalga osilatörü görülmektedir. Bu devre aslında lojik kapılı bir astable multivibratördür. Devre bir schmitt trigger NOT kapısı ve RC devresinden oluşmuştur.



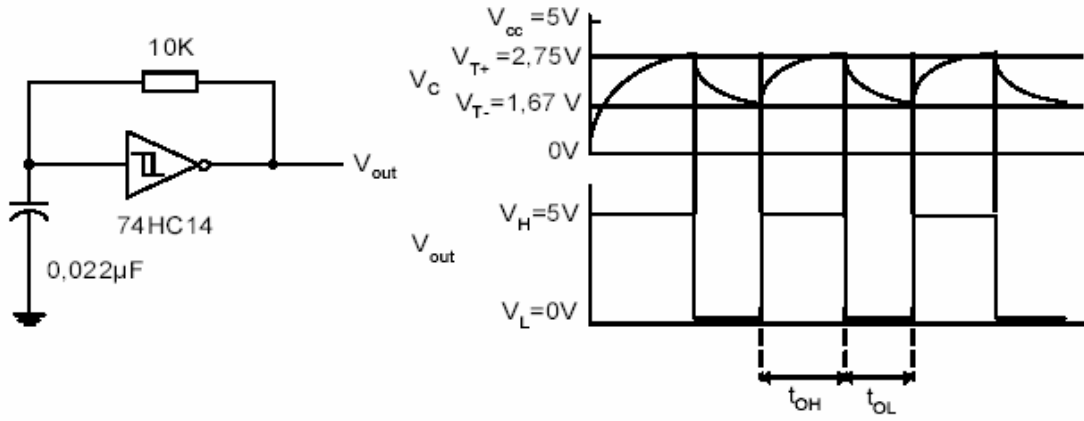
Şekil 10.7 Schmitt trigger not kapılı osilatör ve sinyal şekilleri

Devreye enerji verildiğinde kondansatör üzerindeki gerilim $V_c = 0V$ olduğundan çıkış gerilimi lojik-1 seviyesindedir. Kondansatör çıkıştaki lojik-1 geri beslemesi ile R direnci üzerinden şarj olacaktır. Kondansatör şarj gerilimi NOT kapısının (V_{T+}) eşik gerilimine ulaşınca çıkış konum değiştirir ve lojik-0 değeri alır. $V_{out}=0V$ olduğundan, kondansatör direnç üzerinden deşarj olmaya başlar. Kondansatör üzerindeki deşarj gerilimi (V_{T-}) eşik gerilimine ulaşınca çıkış gerilimi tekrar lojik-1 değerine ulaşır. Çıkışın yüksek gerilim seviyesinde kalma süresi ($OH T$) ve düşük gerilim seviyesinde kalma süresi ($OL T$) aşağıdaki formüllerle hesaplanabilir.

$$T_{OH} = RxCxIn \frac{V_{OH} - V_{T-}}{V_{OH} - V_{T+}}$$

$$T_{OL} = RxCxIn \frac{V_{OL} - V_{T+}}{V_{OL} - V_{T-}}$$

Aşağıda 74HC14 schmitt trigger girişli CMOS NOT kapısı ile yapılan astable multivibratör devresindeki örnek hesaplamalar görülmektedir. Çıkış sinyalinin yüksekte kaldığı süre, sinyalin alçakta kaldığı süre, çıkış sinyalinin periyodu ve frekansı aşağıda hesaplanmıştır.



Şekil 10.8: 74HC14 CMOS entegreli schmitt-trigger osilatör örneği

a. Çıkış sinyalinin lojik-1 seviyesinde kaldığı süre;

$$T_{OH} = R_x C_x \ln \frac{V_{OH} - V_{T-}}{V_{OH} - V_{T+}} \quad \text{formülünden}$$

$$T_{OH} = 10K\Omega \times 0,022\mu F \times \ln \frac{5 - 1,67}{5 - 2,75}$$

= 86,2 μs bulunur.

b. Çıkış sinyalinin lojik-0 seviyesinde kaldığı süre;

$$T_{OL} = R_x C_x \ln \frac{V_{OL} - V_{T+}}{V_{OL} - V_{T-}} \quad \text{formülünden}$$

$$T_{OL} = 10K\Omega \times 0,022\mu F \times \ln \frac{0 - 2,75}{0 - 1,67}$$

= 110 μs bulunur.

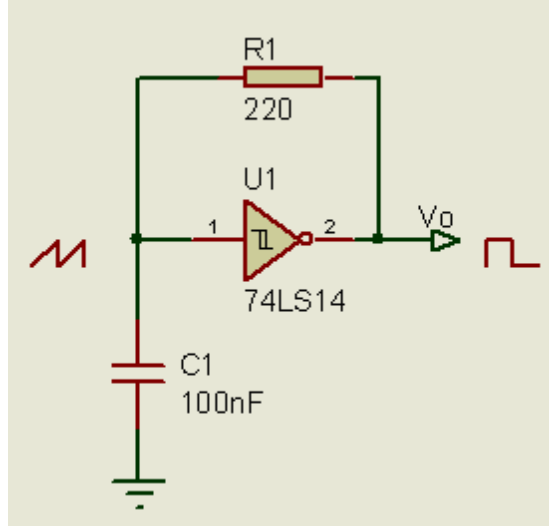
c. Çıkış sinyalinin periyodu ve frekansı;

$$T = 86,2 + 110 = 196,2 \mu s \text{ 'dir.}$$

$$f = \frac{1}{T} \quad \text{formülünden} \quad f = \frac{1}{196,2\mu s} = 5,1KHz \text{ bulunur.}$$

Deney Çalışması

Şekil 10.9 da verilen shmitt triger devresini kurarak girişine 5V üçgen ve sinüs dalgaları vererek V_0 çıkışını inceleyiniz.



Şekil 10.9: Öğrenme Faaliyeti-4 uygulama devresi

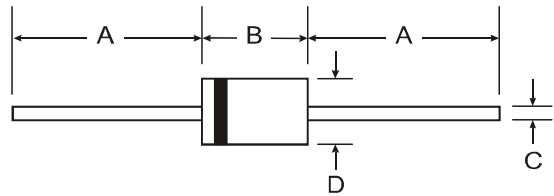
EKLER

Features

- Diffused Junction
- High Current Capability and Low Forward Voltage Drop
- Surge Overload Rating to 30A Peak
- Low Reverse Leakage Current
- **Lead Free Finish, RoHS Compliant (Note 3)**

Mechanical Data

- Case: DO-41
- Case Material: Molded Plastic. UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Moisture Sensitivity: Level 1 per J-STD-020D
- Terminals: Finish - Bright Tin. Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Mounting Position: Any
- Ordering Information: See Page 2
- Marking: Type Number
- Weight: 0.30 grams (approximate)



Dim	DO-41 Plastic	
	Min	Max
A	25.40	—
B	4.06	5.21
C	0.71	0.864
D	2.00	2.72
All Dimensions in mm		

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}								
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
DC Blocking Voltage	V_R								
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1) @ $T_A = 75^\circ\text{C}$	I_O	1.0							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	30							A
Forward Voltage @ $I_F = 1.0\text{A}$	V_{FM}	1.0							V
Peak Reverse Current @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	I_{RM}	5.0							μA
at Rated DC Blocking Voltage @ $T_A = 100^\circ\text{C}$		50							
Typical Junction Capacitance (Note 2)	C_j	15				8			pF
Typical Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	100							K/W
Maximum DC Blocking Voltage Temperature	T_A	+150							$^\circ\text{C}$
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-65 to +150							$^\circ\text{C}$

- Notes:
1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case.
 2. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V DC.
 3. EU Directive 2002/95/EC (RoHS). All applicable RoHS exemptions applied, see EU Directive 2002/95/EC Annex Notes.

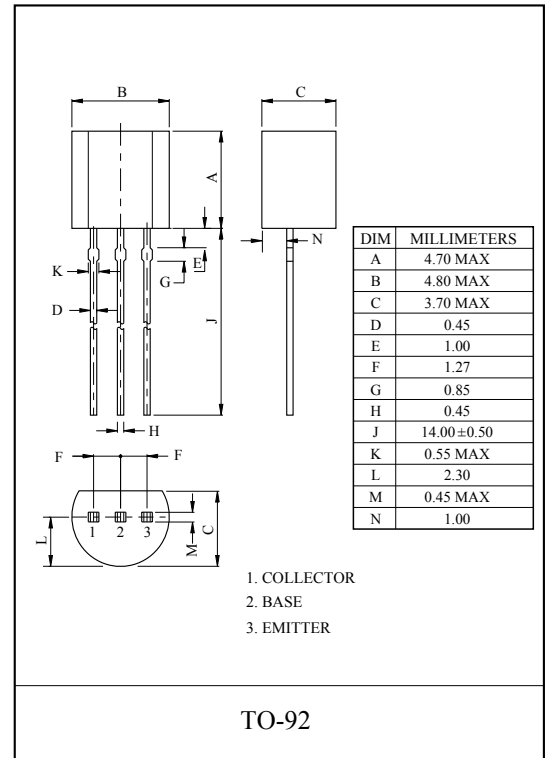
GENERAL PURPOSE APPLICATION.
LOW NOISE AMPLIFIER APPLICATION.

FEATURES

- High Voltage : BC237 $V_{CEO}=45V$.
- Low Noise : BC239 $NF=0.2dB(Typ.)$, $3dB(Max.)$
($V_{CE}=6V$, $I_C=0.1mA$, $f=1kHz$).
- For Complementary With PNP type BC307/308/309.

MAXIMUM RATING ($T_a=25^\circ C$)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage	BC237	50	V
	BC238	30	
	BC239	30	
Collector-Emitter Voltage	BC237	45	V
	BC238	20	
	BC239	20	
Emitter-Base Voltage	BC237	6	V
	BC238	5	
	BC239	5	
Collector Current	BC237	100	mA
	BC238	100	
	BC239	50	
Emitter Current	BC237	-100	mA
	BC238	-50	
	BC239	-50	
Collector Power Dissipation	P_C	625	mW
Junction Temperature	T_j	150	$^\circ C$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 ~ 150	$^\circ C$



PNP general purpose transistors

BC556; BC557; BC558

FEATURES

- Low current (max. 100 mA)
- Low voltage (max. 65 V).

APPLICATIONS

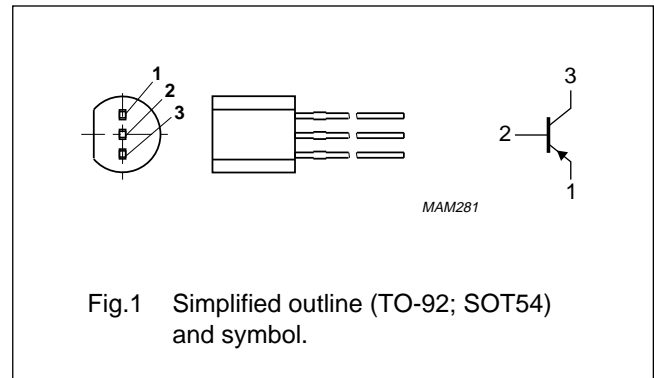
- General purpose switching and amplification.

DESCRIPTION

PNP transistor in a TO-92; SOT54 plastic package.
 NPN complements: BC546, BC547 and BC548.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	BC556		–	–80	V
	BC557		–	–50	V
V _{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	BC556		–	–65	V
	BC557		–	–45	V
	BC558		–	–30	V
I _{CM}	peak collector current		–	–200	mA
P _{tot}	total power dissipation	T _{amb} ≤ 25 °C	–	500	mW
h _{FE}	DC current gain	I _C = –2 mA; V _{CE} = –5 V			
	BC556		125	475	
	BC557; BC558		125	800	
f _T	transition frequency	I _C = –10 mA; V _{CE} = –5 V; f = 100 MHz	100	–	MHz

N-Channel JFET

Product Summary

$V_{GS(off)}$ (V)	$V_{(BR)GSS}$ Min (V)	g_{fs} Min (mS)	I_{DSS} Min (mA)
≤ -8	-25	2	2

Features

- Excellent High-Frequency Gain: Gps 11 dB @ 400 MHz
- Very Low Noise: 3 dB @ 400 MHz
- Very Low Distortion
- High ac/dc Switch Off-Isolation
- High Gain: $A_V = 60$ @ 100 μ A

Benefits

- Wideband High Gain
- Very High System Sensitivity
- High Quality of Amplification
- High-Speed Switching Capability
- High Low-Level Signal Amplification

Applications

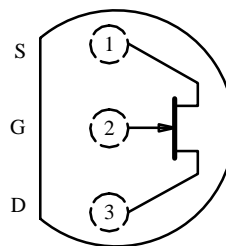
- High-Frequency Amplifier/Mixer
- Oscillator
- Sample-and-Hold
- Very Low Capacitance Switches

Description

The 2N3819 is a low-cost, all-purpose JFET which offers good performance at mid-to-high frequencies. It features low noise and leakage and guarantees high gain at 100 MHz.

Its TO-226AA (TO-92) package is compatible with various tape-and-reel options for automated assembly (see Packaging Information). For similar products in TO-206AF (TO-72) and TO-236 (SOT-23) packages, see the 2N4416/2N4416A/SST4416 data sheet.

TO-226AA
(TO-92)



Top View

Absolute Maximum Ratings

Gate-Source/Gate-Drain Voltage	-25 V	Lead Temperature ($1/16$ " from case for 10 sec.)	300°C
Forward Gate Current	10 mA	Power Dissipation ^a	350 mW
Storage Temperature	-55 to 150°C	Notes	
Operating Junction Temperature	-55 to 150°C	a. Derate 2.8 mW/°C above 25°C	

Updates to this data sheet may be obtained via facsimile by calling Siliconix FaxBack, 1-408-970-5600. Please request FaxBack document #70238.

LM317 3-Terminal Adjustable Regulator

1 Features

- Output Voltage Range Adjustable
From 1.25 V to 37 V
- Output Current Greater Than 1.5 A
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Thermal Overload Protection
- Output Safe-Area Compensation

2 Applications

- ATCA Solutions
- DLP: 3D Biometrics, Hyperspectral Imaging, Optical Networking, and Spectroscopy
- DVR and DVS
- Desktop PC
- Digital Signage and Still Camera
- ECG Electrocardiogram
- EV HEV Charger: Level 1, 2, and 3
- Electronic Shelf Label
- Energy Harvesting
- Ethernet Switch
- Femto Base Station
- Fingerprint and Iris Biometrics
- HVAC: Heating, Ventilating, and Air Conditioning
- High-Speed Data Acquisition and Generation
- Hydraulic Valve
- IP Phone: Wired and Wireless
- Infusion Pump
- Intelligent Occupancy Sensing
- Motor Control: Brushed DC, Brushless DC, Low-Voltage, Permanent Magnet, and Stepper Motor
- Point-to-Point Microwave Backhaul
- Power Bank Solutions
- Power Line Communication Modem
- Power Over Ethernet (PoE)
- Power Quality Meter
- Power Substation Control
- Private Branch Exchange (PBX)
- Programmable Logic Controller
- RFID Reader
- Refrigerator
- Signal or Waveform Generator
- Software Defined Radio (SDR)
- Washing Machine: High-End and Low-End
- X-ray: Baggage Scanner, Medical, and Dental

3 Description

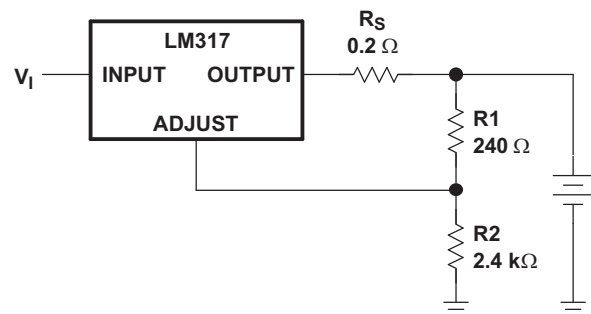
The LM317 device is an adjustable three-terminal positive-voltage regulator capable of supplying more than 1.5 A over an output-voltage range of 1.25 V to 37 V. It requires only two external resistors to set the output voltage. The device features a typical line regulation of 0.01% and typical load regulation of 0.1%. It includes current limiting, thermal overload protection, and safe operating area protection. Overload protection remains functional even if the ADJUST terminal is disconnected.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE (PIN)	BODY SIZE (NOM)
LM317	SOT (4)	6.50 mm × 3.50 mm
	TO-220 (3)	10.16 mm × 8.70 mm
	TO-220 (3)	10.16 mm × 8.59 mm
	TO-263 (3)	10.18 mm × 8.41 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

4 Battery-Charger Circuit

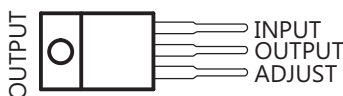


6 Pin Configuration and Functions

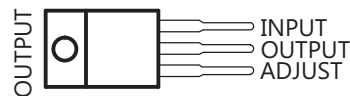
**DCY (SOT-223) PACKAGE
(TOP VIEW)**



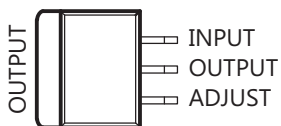
**KC (TO-220) PACKAGE
(TOP VIEW)**



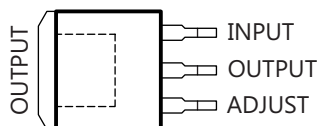
**KCS / KCT (TO-220) PACKAGE
(TOP VIEW)**



**KTE PACKAGE
(TOP VIEW)**



**KTT (TO-263) PACKAGE
(TOP VIEW)**



Pin Functions

PIN		TYPE	DESCRIPTION
NAME	DCY, KCS, KCT, KTT		
ADJUST	1	I	Output voltage adjustment pin. Connect to a resistor divider to set V_O
INPUT	3	I	Supply input pin
OUTPUT	2	O	Voltage output pin

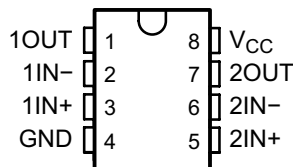
Dual Operational Amplifiers

 Check for Samples: [LM158](#), [LM258](#), [LM258A](#), [LM358](#), [LM358A](#), [LM2904](#), [LM2904V](#)

FEATURES

- **Wide Supply Ranges**
 - **Single Supply:** 3 V to 32 V (26 V for LM2904)
 - **Dual Supplies:** ± 1.5 V to ± 16 V (± 13 V for LM2904)
- **Low Supply-Current Drain, Independent of Supply Voltage:** 0.7 mA Typ
- **Wide Unity Gain Bandwidth:** 0.7MHz
- **Common-Mode Input Voltage Range Includes Ground, Allowing Direct Sensing Near Ground**
- **Low Input Bias and Offset Parameters**
 - **Input Offset Voltage:** 3 mV Typ
A Versions: 2 mV Typ
 - **Input Offset Current:** 2 nA Typ
 - **Input Bias Current:** 20 nA Typ
A Versions: 15 nA Typ
- **Differential Input Voltage Range Equal to Maximum-Rated Supply Voltage:** 32 V (26 V for LM2904)
- **Open-Loop Differential Voltage Gain:** 100dB Typ
- **Internal Frequency Compensation**
- **On Products Compliant to MIL-PRF-38535, All Parameters Are Tested Unless Otherwise Noted. On All Other Products, Production Processing Does Not Necessarily Include Testing of All Parameters.**

LM158, LM158A . . . JG Package
 LM258, LM258A . . . D, DGK, or P Package
 LM358 . . . D, DGK, P, PS, or PW Package
 LM358A . . . D, DGK, P, or PW Package
 LM2904 . . . D, DGK, P, PS, or PW Package
 (Top View)

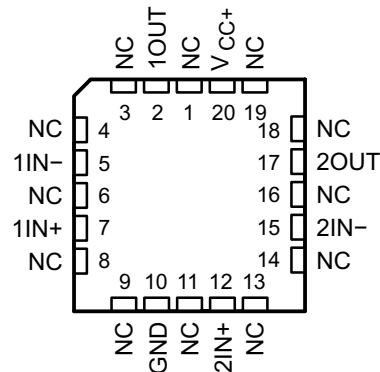


DESCRIPTION

These devices consist of two independent, high-gain frequency-compensated operational amplifiers designed to operate from a single supply over a wide range of voltages. Operation from split supplies also is possible if the difference between the two supplies is 3 V to 32 V (3 V to 26 V for the LM2904), and V_{CC} is at least 1.5 V more positive than the input common-mode voltage. The low supply-current drain is independent of the magnitude of the supply voltage.

Applications include transducer amplifiers, dc amplification blocks, and all the conventional operational amplifier circuits that now can be implemented more easily in single-supply-voltage systems. For example, these devices can be operated directly from the standard 5-V supply used in digital systems and easily can provide the required interface electronics without additional ± 5 -V supplies.

LM158, LM158A . . . FK Package
(Top View)



NC – No internal connection



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

LM741 Operational Amplifier

Check for Samples: [LM741](#)

FEATURES

- **Overload Protection on the Input and Output**
- **No Latch-Up When the Common Mode Range is Exceeded**

DESCRIPTION

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance ensured over a 0°C to +70°C temperature range, instead of –55°C to +125°C.

Connection Diagrams

LM741H is available per JM38510/10101

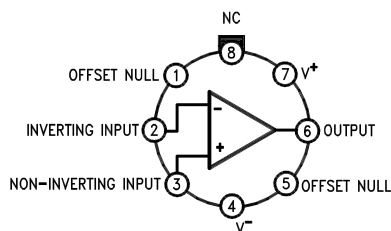


Figure 1. TO-99 Package
See Package Number LMC0008C

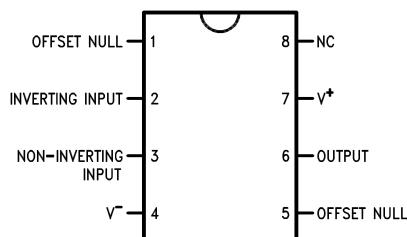


Figure 2. CDIP or PDIP Package
See Package Number NAB0008A, P0008E

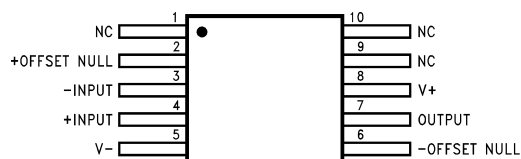


Figure 3. CLGA Package
See Package Number NAD0010A



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.