

**MARMARA ÜNİVERSİTESİ  
TEKNİK EĞİTİM FAKÜLTESİ  
ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR BÖLÜMÜ**

**ELEKTRONİK 3  
LAB. DENEY FÖYLERİ**

# İŞLEMSEL

# 16

## KUVVETLENDİRİCİLER

### AMAC

1. Eviren işlemsel kuvvetlendirici devresini öğrenmek.
2. Evirmeyen işlemsel kuvvetlendirici devresini öğrenmek.
3. İşlemsel kuvvetlendiricinin gerilim takipçisi olarak kullanımını öğrenmek.

### MALZEME LİSTESİ

1. 741 işlemsel kuvvetlendirici
2. 3 adet DC gerilim kaynağı ( $\pm 15$  V ve ayarlı)
3. Analog işaret üretici (  $100$  mV<sub>tepe</sub> 1 KHz Sinüs dalga,  $5$  V<sub>tepe</sub> 1 KHz Sinüs dalga,  $2$  V<sub>tepe</sub> 500 Hz kare dalga)
4. Dirençler:  $1-1$  M $\Omega$ ,  $1-100$  K $\Omega$ ,  $1-10$  K $\Omega$ ,  $1-4.7$  K $\Omega$ ,  $1-2.2$  K $\Omega$ ,  $2-$  K $\Omega$ ,  $1-470$   $\Omega$
5. Çift ışınlı osiloskop

### TEORİK BİLGİ

İşlemsel kuvvetlendiriciler, en fazla kullanılan lineer entegre devreleridir. İşlemsel kuvvetlendiricilerin uygulama alanları basit gerilim kuvvetlendiricilerinden tutun da, karmaşık devrelere kadar uzanmaktadır. Bu deneyde kullanılan kuvvetlendirici düzeneği, modern elektroniğin yapı taşlarından biridir.

İşlemsel kuvvetlendiriciler, *eviren* ve *evirmeyen kuvvetlendiriciler* olmak üzere iki durumda kullanılırlar. OPAMP'lar idealde sonsuz açık-çevrim kazancına ve sonsuz giriş direncine sahiptirler. Açık-çevrim'den kastedilen şey, çıkış ile giriş arasında geri besleme direncinin olmamasıdır. Kapalı-çevrimde haricen bir geri besleme direnci devreye eklenir. Eklenen bu direnç, negatif geri beslemeyi sağlar. Negatif geri beslemeden dolayı, çıkış geriliminin bir kısmı girişten çıkarılır. Eviren ve evirmeyen kuvvetlendiricilerin her ikisi de, kapalı-çevrim gerilim kazancını kontrol etmek için negatif geri besleme prensibini kullanır.

Şekil 1'de tipik bir eviren kuvvetlendirici devresi görülmektedir. İdeal olarak kabul edilen eviren bir kuvvetlendiricide gerilim kazancı, aşağıdaki formülle hesaplanır:

$$A_V = \frac{-R_F}{R_1}$$

Burada

$R_1$  giriş direncini,

$R_F$  geri besleme direncini ve

- işareti de faz terslemesi olduğunu gösterir.

Şekil 2’de evirmeyen kuvvetlendirici için oluşturulmuş devre düzeneği gösterilmiştir. Evirmeyen kuvvetlendiricide gerilim kazancı, aşağıdaki formülle hesaplanır:

$$A_V = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

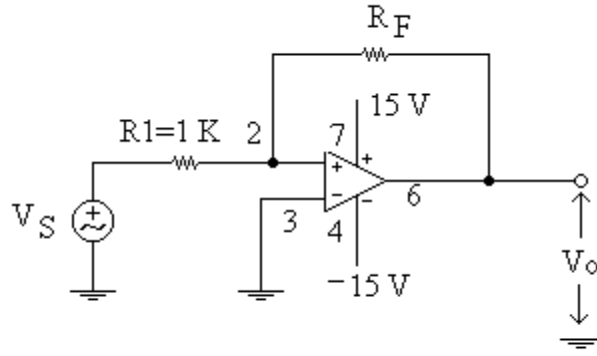
Transistörlü emiter takipçisinden de hatırlayacağınız gibi OPAMP’larla da oluşturulmuş gerilim takipçisi devresinde, giriş gerilimi çıkış gerilimine eşittir. Yani kazanç +1’dir. Ancak OPAMP ile yapılan gerilim takipçisi transistör ile yapılandırılan daha iyidir. Çünkü OPAMP’lar transistördeki göre daha büyük giriş direncine ve daha küçük çıkış direncine sahiptir.

Şekil 3’te yer alan gerilim takipçisi devresi, aslında bir bakıma evirmeyen kuvvetlendirici devresinin özel bir durumudur. Evirmeyen kuvvetlendirici için üstte verilmiş olan formülü ele alırsak; burada  $R_F$  0’a (kısa devre) ve  $R_1$ ’de  $\infty$ ’a (açık devre) yaklaşmaktadır. Dolayısıyla kazanç burada 1’dir.

$$A_V = 1 + \frac{0}{\infty} = 1$$

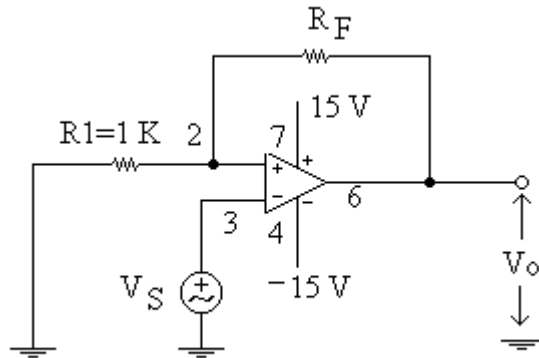
### **İŞLEM BASAMAKLARI**

1. İşlemsel kuvvetlendiricinin eviren kuvvetlendirici olarak kullanımını görmek için, Şekil 1’deki devreyi kurunuz. Diyagramdaki enregre devrenin üzerinde yer alan küçük rakamlar, entegrenin ayak numaralarına aittir.



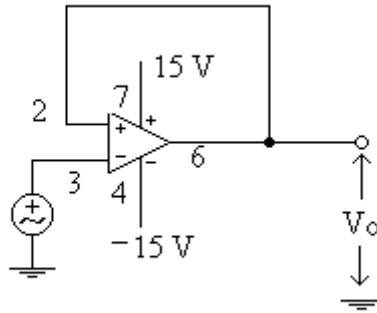
Şekil 1

2. Çift ışınlı bir osiloskop kullanarak, giriş  $V_S$  ve çıkış  $V_O$  'yu aynı anda gözlemleyiniz. İşaret üreticinin çıkışını  $100 \text{ mV}_{\text{tepe}}$  ve  $1 \text{ KHz}$  'e ayarlayınız. Tablo 1'deki bütün  $R_F$  değerleri için çıkış gerilimini ölçüp, kaydediniz. Ayrıca giriş ile çıkış arasındaki faz farkına da dikkat ediniz.
3. Eviren kuvvetlendiriciyi DC gerilim kuvvertlendiricisi olarak da kullanmanın mümkün olduğunu görmek amacıyla, işaret üreticini devreden çıkarıp, onun yerine bir DC gerilim kaynağı bağlayınız.  $R_F=10 \text{ K}\Omega$  iken  $V_S = 1 \text{ Vdc}$  yapınız ve çıkış gerilimini ölçünüz. Ayrıca çıkış ile giriş arasındaki polariteye de dikkat ediniz.
4.  $R_F = 1 \text{ M}\Omega$  yapınız ve sonuçta çıkış ve giriş dalga şekillerini çiziniz.
5. İşlemsel kuvvetlendiricinin evirmeyen kuvvetlendirici olarak kullanılmasını görmek için, Şekil 2'deki devreyi kurunuz.



Şekil 2

6. Giriş ve çıkış dalga şekillerini aynı anda gözlemlemeyip, kaydediniz. İşlem basamağı 2'yi Tablo 2'de yer alan tüm  $R_F$  değerleri için tekrarlayınız.
7. Evirmeyen kuvvetlendiriciyi DC gerilim kuvvetlendiricisi olarak da kullanmanın mümkün olduğunu görmek amacıyla, işaret üreticini devreden çıkarıp, onun yerine bir DC gerilim kaynağı bağlayınız.  $R_F = 10 \text{ K}\Omega$  iken  $V_S = 1 \text{ Vdc}$  yapınız ve çıkış gerilimini ölçünüz. Ayrıca çıkış ile giriş arasındaki polariteye de dikkat ediniz.
8. İşlemsel kuvvetlendiricilerin gerilim takipçisi olarak kullanımını görmek amacıyla, Şekil 3'deki devreyi kurunuz.



Şekil 3

9.  $V_S = 5 \text{ V}_{\text{tepe}}$  ve 1 KHz'lik Sinüs dalga giriş işaretine karşılık, çıkıştaki gerilimi ölçüp; kaydediniz. Giriş  $V_S$  ile çıkış  $V_O$  arasındaki faz farkına da dikkat ediniz. Bu işlemi  $V_S = 10 \text{ V dc}$  ve yine  $V_S = 2 \text{ V}_{\text{tepe}}$  kare dalga için tekrarlayınız.

### SORULAR

1. Tablo 1'deki tüm  $R_F$  değerleri için gerilim kazancını işlem basamağı 2'deki sonuçları kullanarak hesaplayınız. Ayrıca işlem basamağı 3 için de gerekli hesaplamaları yapınız. Ölçüm sonuçlarına dayanan gerilim kazançları ile teorik olarak hesaplanan gerilim kazançlarının değerlerini karşılaştırınız. Teori ile yaptığınız deneyin sonuçları birbirini doğruluyor mu?
2. İşlem basamağı 4'ün sonuçlarını açıklayınız. Eğer giriş gerilimi  $V_S$  sadece  $50 \text{ mV}_{\text{tepe}}$  değerinde olsaydı, çıkışta göreceğiniz gerilimin değeri ne olurdu?
3. Soru 1'i Tablo2 'deki  $R_F$  değerleri için (işlem basamağı 6 ile 7'den elde edilen sonuçlardan faydalanarak) tekrarlayınız.

4. Gerilim takipçisinin gerilim kazancını işlem basamağı 9'dan elde edilen sonuçları kullanarak hesaplayınız. Gerilim takipçisini hangi amaçla kullanılabileceğinizi yazınız.

**TABLO 1**

$R_F$	$V_O$ (Volt)	$A_V = \frac{V_O}{V_S}$	
		Ölçüm sonuçlarına göre hesaplanmış kazanç değeri	$A_V = \frac{-R_F}{R_1}$ formülüne göre hesaplanmış kazanç değeri
470 $\Omega$			
1 K $\Omega$			
2.2 K $\Omega$			
4.7 K $\Omega$			
10 K $\Omega$			
100 K $\Omega$			

**TABLO 2**

$R_F$	$V_O$ (Volt)	$A_V = \frac{V_O}{V_S}$	
		Ölçüm sonuçlarına göre hesaplanmış kazanç değeri	$A_V = 1 + \frac{R_F}{R_1}$ formülüne göre hesaplanmış kazanç değeri
470 $\Omega$			
1 K $\Omega$			
2.2 K $\Omega$			
4.7 K $\Omega$			
10 K $\Omega$			
100 K $\Omega$			

# İŞLEMSEL

# 17

## KUVVETLENDİRİCİLERDE

## BANT GENİŞLİĞİ, DEĞİŞİM HIZI

## VE OFFSET AYARI

### AMAC

1. OPAMP'ların bant genişliğini incelemek.
2. Bir OPAMP'ın değişim hızını (slew rate) belirlemek.
3. OPAMP'ın çıkışında oluşan offset gerilimini incelemek

### MALZEME LİSTESİ

1. 741 İşlemsel Kuvvetlendirici
2.  $\pm 15$  V DC simetrik güç kaynağı
3. Analog işaret üretici ( $50 \text{ mV}_{\text{tepe}}$  Sinüs dalga,  $10 \text{ V}_{\text{tepe}}$  Sinüs dalga,  $1 \text{ V}_{\text{tepe}}$  kare dalga ve her biri değişik frekanslarda)
4. Dirençler: 2-1M $\Omega$ , 1-470K $\Omega$ , 1-100 K $\Omega$ , 1-47 K $\Omega$ , 2-10 K $\Omega$
5. Potansiyometreler: 1-10 K $\Omega$
6. Çift ışıklı osiloskop
7. Sayısal ölçü aleti

### TEORİK BİLGİ

OPAMP'ları kullanırken dikkat edilmesi gereken birkaç nokta vardır. Bu deneyde bu dikkat edilmesi gereken noktalardan bant genişliği, değişim hızı ve offset geriliminden bahsedilecektir. İdealde, pratikte olmasada bir OPAMP'ın sonsuz kazanca sahip olduğu daha önceki bilgilerin ışığında söylenilebilir. Bu da OPAMP'ın içindeki transistörlerin birbirlerine tamamen uyumlu ve eşdeğerde olmasıyla sağlanmaktadır. Bu şartlar altında çıkışta hiçbir offset gerilimi ile karşılaşılmasıdır.

OPAMP'ın bant genişliği, kapalı-çevrim kazancı ile ters orantılıdır. Aşağıdaki formülde bant genişliği ile geri besleme oranı  $\beta$  arasındaki ilişki gözükmektedir:

$$f_T = \frac{\beta W_{CL}}{\beta}$$

Burada

$f_T$  kazanç-bant genişliği çarpımı veya birim-kazanç frekansı,

$\beta W_{CL}$  kapalı-çevrim kazancı ,

$\beta$  ise geri besleme oranıdır.

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

OPAMP'lar ile çalışırken işlemsel kuvvetlendiricinin değişim hızı, yüksek frekans cevabında kısıtlayıcı bir faktör olarak ortaya çıkmaktadır. İzin verilen maksimum oran aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$S = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{\text{Volt}}{\mu s}$$

Burada,

$\Delta V$  çıkış geriliminin değişimi ve

$\Delta t$  ise çıkış gerilimi değişiminin zaman eksenindeki aralığıdır.

Değişim hızı, OPAMP'ın yüksek frekanslardaki davranışını etkiler. Çünkü yüksek frekanslarda birim zamandaki gerilimin değişimi çok büyüktür. S oranına sahip bir OPAMP'ın normal çalışmasını devam ettirebileceği (hiçbir bozulmanın olmayacağı) maksimum sinüsoydal frekans değeri aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$f_s(\text{mak}) = \frac{S}{2\pi K}$$

Burada,

$f_s(\text{mak})$  Değişim hızı tarafından belirlenen maksimum frekans değeri ve

K ise çıkış dalga şeklinin tepe değeridir.

Çıkış offset (kayma) gerilimi, OPAMP'ın her iki girişinin de toprağa bağlandığı (eviren ve evirmeyen girişler sıfır) durumda çıkışta ölçülen dc gerilim değeridir. Çıkıştaki kayma gerilimi, aslında girişteki kayma geriliminden dolayı ortaya çıkar. Girişteki kayma gerilimi de, OPAMP'ın girişinde yer alan farksal kuvvetlendiricideki transistörlerin birbirleriyle uygun olmamasından ve giriş ön gerilimlendirme akımlarının ( $I^+$  ve  $I^-$ ) arasındaki farktan ötürü oluşur. Bu akımlar arasındaki fark, devreye evirmeyen uca seri bir kompanzasyon direnci ( $R_C$ ) bağlamakla azaltılabilir. Bu direnç kapalı-çevrim kazancını etkilemeyecektir.  $R_C$  direncinin optimum değeri

$R_C = R_1 // R_F$  şeklindedir.

Bu direnç kullanıldıktan sonra, çıkış kayma geriliminin değeri



$$V_{OS} = (I^+ + I^-) R_F = I_{IO} R_F$$

Burada,

$V_{OS}$  çıkış kayma geriliminin büyüklüğü,

$I^-$  Eviren uçta giriş ön gerilimlendirme akımı,

$I^+$  Evirmeyen uçta giriş ön gerilimlendirme akımı,

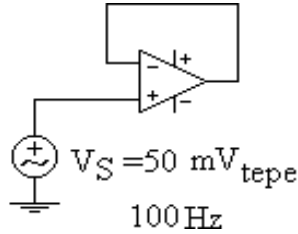
$I_{IO}$  Giriş kayma akımlarının farkı ( $I^+ - I^-$ ) dır.

$V_{OS}$  eviren veya evirmeyen uçtaki akımlardan hangisi daha büyükse, buna göre pozitif veya negatif olabilir.

741 işlemsel kuvvetlendiricilerde, dengeyi sağlamak amacıyla (null) kullanılan harici terminaller vardır. Yani her iki giriş sıfır yapıldığında çıkıştaki kayma gerilimini ayarlamak mümkündür. Şekil 5'ten de görülebileceği gibi, 1. ve 5. bacaklar arasına bağlanacak bir potansiyometre, bu dengeleme işinde kullanılarak; çıkış kayma gerilimini mümkün olduğu kadar sıfıra yakın yapmaya çalışır.

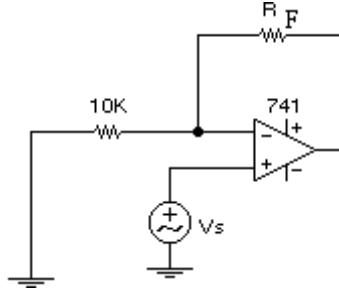
### **İŞLEM BASAMAKLARI**

1. OPAMP'ın birim-kazanç değerini ölçmek için aşağıdaki devreyi kurunuz.



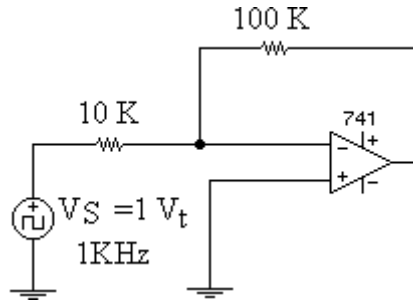
Şekil-1

2. Çift ışınlı bir osiloskop kullanarak,  $V_S$  ve  $V_O$ 'yu aynı anda gözlemleyiniz. İşaret üreticinin frekansını artırarak, çıkış gerilimini 100 Hz'de sahip olduğu değerin 0.707 katına eşit oluncaya dek azaltınız. Ölçtüğünüz bu frekans, kuvvetlendiricinin birim-frekans değeridir.(veya kazanç-bant genişliği çarpımıdır.)
3. Kazanç-bant genişliği çarpımının sabit olduğunu görmek amacıyla, aşağıdaki devreyi kurunuz.



Şekil-2

4.  $R_F = 47 \text{ K}\Omega$  iken, çıkış gerilimini ölçünüz. İşaret üreticinin frekansını artırarak, çıkış gerilimini 100 Hz'de sahip olduğu değerin 0.707 katına eşit oluncaya dek azaltınız. İşaret üreticini devreden çıkarınız ve frekans ayar düğmesine değmeden (değerin değişmediğinden emin olarak) işaret üreticinin frekansını ölçünüz ve kaydediniz. Aynı işlemi  $R_F=100 \text{ K}\Omega$  için tekrarlayınız. Tüm değerleri Tablo 1'e kaydediniz.
5. OPAMP'ın değişim hızını ölçmek için Şekil 3'teki devreyi kurunuz. Burada giriş gerilimi  $V_S$ , çıkış ve iniş süreleri çok kısa olan bir kare dalgadır.

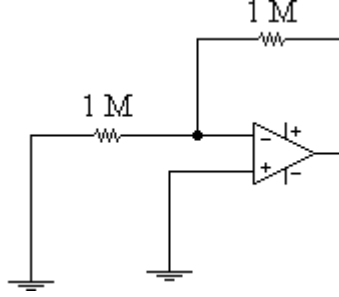


Şekil-3

6. Çift ışınlı bir osiloskop ile aşağıda anlatıldığı gibi değişim hızını ölçünüz.
  - a. Osiloskobun zaman ayar düğmesini öyle ayarlayınız ki çıkış dalga şeklinin sadece tek bir kenarı (çıkan veya inen kenar) gözüksün.
  - b. Osiloskobun yatay hassasiyetini ayarlayarak,  $\Delta t$  süresini osiloskop ekranında mümkün olduğu kadar geniş görmeye çalışın.
  - c.  $\Delta V$  ve  $\Delta t$  değerlerini ölçüp, bu değerlerle değişim hızını hesaplayınız.
7. Daha önceden verilen formüllerden ve işlem basamağı 6'daki ölçümlerden yararlanarak bulduğunuz S değerini kullanarak  $f_s(\text{mak})$  değerini hesaplayınız. Girişe 1 KHz'lik  $10 V_{\text{tepe}}$  Sinüs dalga işaretini uygulayınız ve  $R_F$ 'yi 10 K $\Omega$  olarak değiştiriniz.

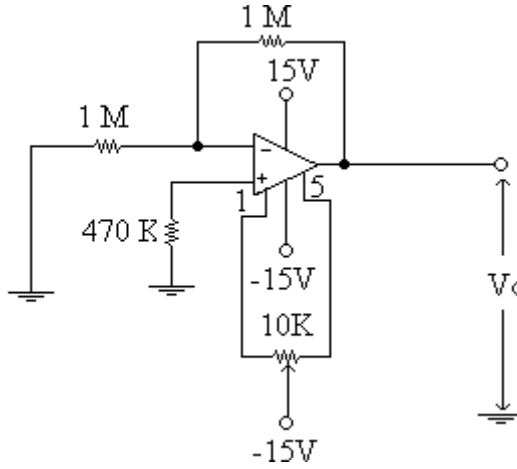
Giriş işaretinin frekansını az önce hesapladığınız  $f_s(\text{mak})$  değerini aşacak şekilde artırınız. Çıkış dalga şeklindeki değişimleri gözlemleyip, not ediniz.

8. Toplam çıkış kayma gerilimini ölçmek için, aşağıdaki devreyi kurunuz.



Şekil-4

9. Sayısal bir voltmetre kullanarak çıkıştaki dc gerilim değerini ölçünüz ve Tablo 2'ye kaydediniz.
10. Evirmeyen uca 470 KΩ'luk bir potansiyometre bağlayarak, işlem basamağı 9'u tekrarlayınız.
11. Bir OPAMP'ın nasıl dengelendiğini görmek için Şekil 5'deki devreyi kurunuz.



Şekil-5

12. Bir yandan çıkışı sayısal bir voltmetre ile ölçerken, diğer yandan da 10 KΩ' luk potansiyometreyi ayarlayınız. Bu işlemi, çıkışta 0 V'a mümkün olduğu kadar yaklaşıncaya dek sürdürünüz. Çıkıştaki kayma gerilimi ölçüp, Tablo 2'ye kaydediniz.

### SORULAR

1. İşlem basamakları 2-4 arasındaki sonuçları kullanarak, kazanç-bant genişliği çarpımının sabit kaldığını gösteriniz. Üretici firmanın değerleri ile bulduğunuz sonuçları karşılaştırınız.

2. İşlem basamağı 6 'da bulduğunuz sonucu, üretici firmanınki ile karşılaştırınız. İşlem basamağı 7'de elde ettiğiniz sonuçlara göre, çıkış dalga şeklinde  $f_s$  frekansını aştığınızda oluşan değişiklikleri anlatınız.
3. İşlem basamağı 9'da ölçtüğünüz kayma gerilimini üretici firmanınki ile karşılaştırınız. İşlem basamağı 9'da yapılan değişiklik kayma gerilimindeki azalmayı nasıl sağlamıştır? Açıklayınız.
4. İşlem basamağı 12'de yapılan değişiklik, giriş akım değerlerini nasıl dengelemiştir? İşlemsel kuvvetlendiriciye ait üretici firmanın yayınladığı şemaya göre anlatınız.

**TABLO 1**

$R_F$	$V_O$	$\frac{V_O}{V_S}$	$V_O \times 0.707$ anındaki frekans	Kazanç-Bant genişliği Çarpımı, $f_T$	
				Ölçülen	Hesaplanan
0					
47 K $\Omega$					
100 K $\Omega$					

**TABLO 2**

Kompanzasyon direnci $R_C$	Çıkış kayma gerilimi (mV)
0	
470 K $\Omega$	
10 K $\Omega$ 'luk potansiyometre Değeri = ..... $\Omega$	

# TOPLAMA, İNTEGRAL VE TÜREV ALICI DEVRE

# 18

## AMAC

1. İşlemsel kuvvetlendiricilerin (OP-AMP) toplama, integral ve türev alma gibi matematiksel işlemlerde kullanımını görmek.

## MALZEME LİSTESİ

1. 741 OP-AMP ya da eşdeğeri
2. DC güç kaynağı ( $\pm 15V$ , 5V)
3. Analog işaret üretici ( $1V_{tepe}-5V_{tepe}$  sinüs,  $1V_{tepe}-5V_{tepe}$  kare dalga ve hepsi ayarlanabilir frekanslı)
4. Dirençler: 1-470K $\Omega$ , 2-100K $\Omega$ , 1-47K $\Omega$ , 1-10K $\Omega$ , 1-4.7K $\Omega$ , 1-1K $\Omega$
5. Kapasitörler: 1-0.22 $\mu F$ , 1-0.001 $\mu F$  (25V)
6. Çift ışınli osiloskop

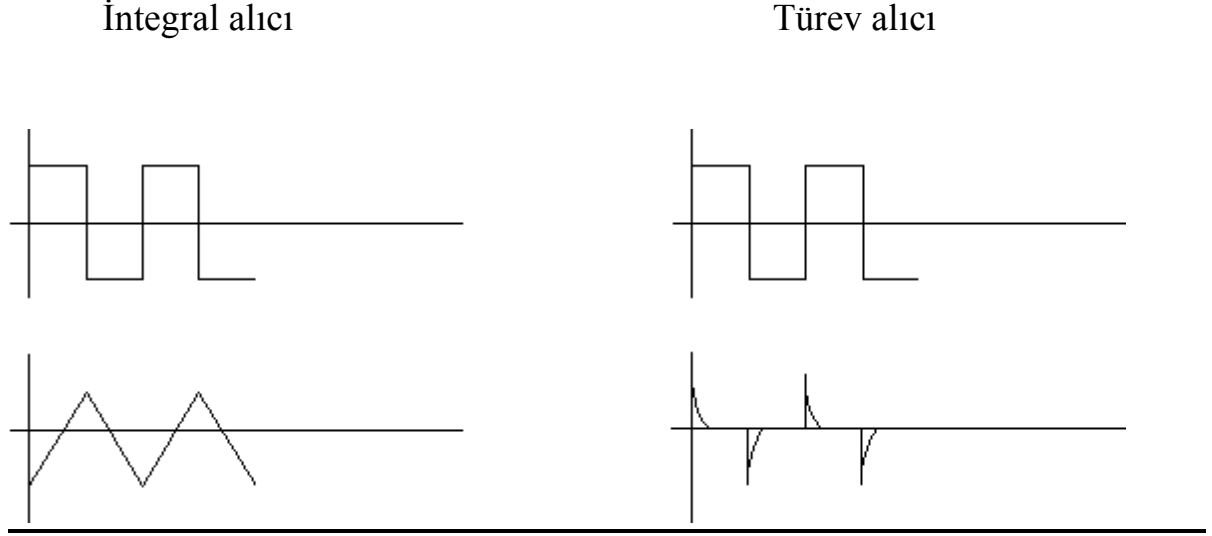
## TEORİK BİLGİ

İşlemsel kuvvetlendiriciler(OP-AMP) ilk olarak oluşturulduklarında onların asıl görevleri, analog bilgisayarlarda matematiksel işlemleri yapmaktı. Bunlar, toplama, çıkarma, çarpma, bölme, integral ve türev alma fonksiyonlarını içeriyordu. Şekil 2, bir OP-AMP' ın toplama işlemini yapmak için nasıl bağlandığını göstermektedir. (Şekil 2' de bir AC ve bir DC gerilim toplanmaktadır). Genelde;

$$V_O = - \left( V_{in1} \frac{R_F}{R_{in1}} + V_{in2} \frac{R_F}{R_{in2}} + \dots \right)$$

Şekil 1' den de görüldüğü gibi, elektronik bir integral alıcının çıkışı, giriş dalga şeklinin altındaki alan ile orantılıdır. İntegral almak için, kuvvetlendiricinin geri besleme hattına bir kondansatör bağlanır. Bununla beraber, bir integral alıcı girişinde görünen herhangi bir DC gerilim, çıkış geriliminin mümkün olan maximum değerine ulaşana kadar yükselmesine (ya da düşmesine ) sebep olur. Bu istenmeyen durumu önlemek için, bir  $R_F$  direnci geri besleme

kondansatörüne paralel bağlanır. Herhangi bir DC giriş gerilimi (yükselticinin giriş offset gerilimi gibi), DC kazanç ( $R_F/R_1$ ) tarafından yükseltilir.



Şekil-1

Aşağıdaki eşitlik, sinüs dalga girişli bir OP-AMP integral alıcının çıkış gerilimini bulmak için kullanılır:

$$V_o = \frac{-1}{R_{in}C_F} \int V_{in} dt = \frac{-1}{R_{in}C_F} \int A \sin(\omega t) dt = \frac{-1}{(\omega R_{in}C_F)} A \cos \omega t$$

İntegral alma işlemi, sadece geri besleme direnci tarafından oluşan kesim frekansının üzerindeki frekans değerlerinde gerçekleşebilir.

$$f_B = \frac{1}{2\pi R_F C_F}$$

Şekil 1'den de görüldüğü gibi, elektronik bir türev alıcının çıkışı, giriş dalga şeklinin herhangi bir andaki değişim oranı ile doğru orantılıdır. Türev almak için, girişe bir kondansatör seri olarak bağlanır. Aşağıdaki eşitlik, girişinde sinüs dalga olan bir türev alıcı OP-AMP' in çıkış gerilimini bulmak için kullanılır:

$$V_o = -R_F C_{in} \frac{dV_{in}}{dt} = -R_F C_{in} \frac{dA \sin(\omega t)}{dt} = -(\omega R_F C_{in}) A \cos \omega t$$

Türev alıcının çıkış gerilimi, giriş frekansıyla orantılı olduğundan, yüksek frekanslı işaretler kuvvetlendiriciyi doyuma ya da kesime götürebilir. Bu sebepten dolayı, girişteki kondansatöre

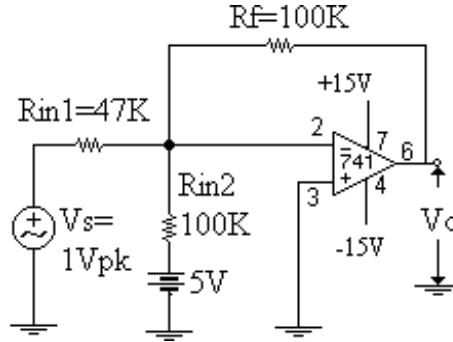
seri olarak bir direnç bağlanır. Bu direnç, daha fazla türev almanın gerçekleşmeyeceği bir yüksek frekans limiti oluşturmaktadır.

$$f_B = \frac{1}{2\pi R_{in} C_{in}}$$

Yüksek frekanslarda osilasyonu önlemek için, bir geri besleme kondansatörü geri besleme direncine paralel olarak bağlanır. Bu, integral alıcıdaki gibi bir başka bir kırılma (kesim veya büküm) frekansını meydana getirir.

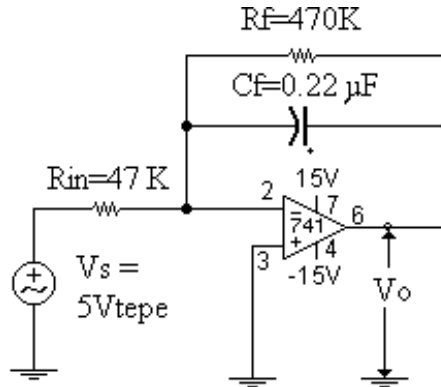
### İŞLEM BASAMAKLARI

1. Bir OP-AMP' ın toplayıcı olarak çalışmasını görmek için Şekil 2'deki devreyi kurunuz.



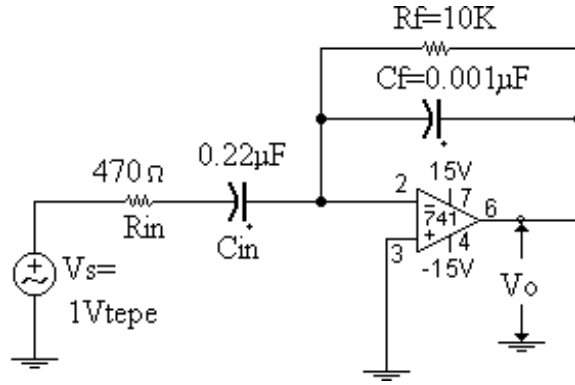
Şekil-2

2. Vs 1KHz'de 1V<sub>tepe</sub> sinüs dalga üretmeye ayarlanmışken, çıkış gerilimi Vo' yu ölçüp, çıkış dalga şeklini çiziniz. Çıkıştaki DC seviyeyi not ediniz.
3. 5V DC güç kaynağı ile 1V<sub>tepe</sub> değerine ayarlanmış işaret üreticini yer değiştirip, 2. basamağı tekrar ediniz.
4. OP-AMP' ın integral alıcı olarak kullanımını görmek için Şekil 3'teki devreyi kurunuz.



Şekil-3

5.  $V_s$ 'yi 20Hz'de  $5 V_{tepe}$  sinüs dalga üretecek şekilde ayarlayınız. Çift ışınlı bir osiloskobu AC giriş kuplaj konumuna alarak,  $V_o$  çıkış tepe değerini ölçünüz. Ölçtüğünüz değerleri Tablo 1' e kaydediniz.  $V_o$ ' nun,  $V_s$ ' ye göre herhangi bir faz kayması olup olmadığına dikkat ediniz. Bu basamağı, Tablo 1' deki diğer tüm frekans değerleri için tekrarlayınız.
6.  $V_s$ ' yi 100 Hz' de  $\pm 5V_{tepe}$  kare dalgaya ayarlayınız. Çift ışınlı osiloskop kullanarak çıkış gerilimi  $V_o$  ile giriş gerilimi  $V_s$ 'yi aynı anda görüntüleyip, çiziniz.



Şekil- 4

7. OP-AMP'ın türev alıcı devre olarak çalışmasını görmek için Şekil 4'teki devreyi kurunuz.
8.  $V_s$ ' yi, 500Hz  $1V_{tepe}$  sinüs dalga üretecek şekilde ayarlayınız. Çift ışınlı osiloskobu AC giriş kuplajlı konumuna alarak,  $V_o$  çıkış tepe değerini ölçüp, Tablo-2 'ye kaydediniz.  $V_o$ ' nun,  $V_s$ ' ye göre herhangi bir faz kayması olup olmadığını da not ediniz. Bu basamağı, Tablo-2' deki diğer tüm frekans değerleri için tekrarlayınız.
9.  $V_s$ ' yi 200Hz  $\pm 5V_{tepe}$  kare dalgaya ayarlayınız. Çift ışınlı bir osiloskop kullanarak çıkış gerilimi  $V_o$  ile giriş gerilimi  $V_s$ 'yi aynı anda görüntüleyip, çiziniz.

### SORULAR

1. 2. ve 3. işlem basamağında belirtilen giriş gerilimleri için, Şekil 2'deki devreye ait çıkış gerilimlerinin teorik eşitliğini yazınız. Bu eşitlikleri, basamak 2 ve 3'te yapılan ölçümleri temel alarak, karşılaştırınız.



2. Tablo 1'deki her bir frekans değeri için Şekil 3'teki integral alıcı devrede çıkış gerilimlerinin teorik eşitliklerini yazınız. Bunları, basamak 5'te elde edilen deneysel gerilim ölçümleriyle karşılaştırınız. Giriş gerilimine göre, çıkış gerilimindeki herhangi bir faz kayması varsa bunu açıklayınız.

3. İşlem basamağı 6'daki sonuçlar, integral alıcı devrenin kare dalga girişe olan yanıtını doğruluyor mu? Şekil 1 ve işlem basamağı 6'da elde edilen çizimlerde, eğer varsa, ne gibi farklar var?

4. 2.soruyu, Tablo 2 ve işlem basamağı 8'deki ölçümler için tekrarlayınız.

5. İşlem basamağı 9'daki sonuçlar, türev alıcının kare dalgaya olan yanıtını doğruluyor mu? Şekil 1 ve işlem basamağı 9'da elde edilen çizimlerde, eğer varsa, ne gibi farklar var?

6. Şekil 3'deki integral alıcı ve Şekil 4'teki türev alıcı devre için teorik kesim (kırılma) frekanslarını hesaplayınız

**TABLO 1**

Frekans	Vo (Volt)	Faz Farkı
20 Hz		
50 Hz		
100 Hz		
500 Hz		
1 KHz		

**TABLO 2**

Frekans	Vo (Volt)	Faz Farkı
500 Hz		
200 Hz		
100 Hz		

## AKTİF FİLTRELER

### AMAÇLAR

1. OP-AMP' ların aktif filtre olarak kullanılmasını öğrenmek.
2. Tablodan faydalanarak, aktif alçak ve yüksek geçiren filtre oluşturmak ve denemek.

### MALZEME LİSTESİ

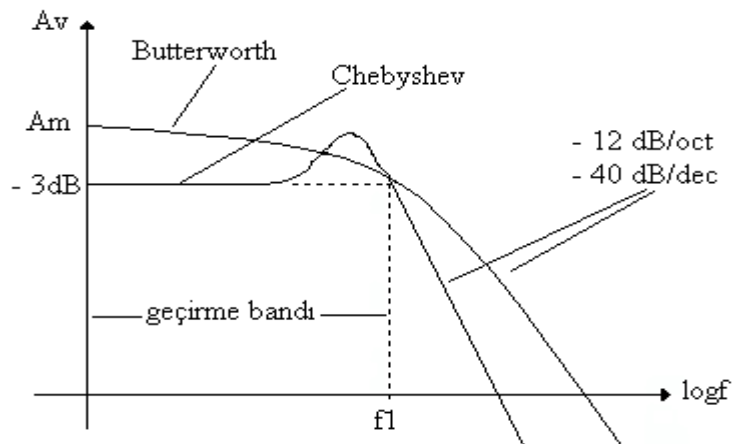
1. 741 OP-AMP ya da eşdeğeri
2. DC Güç kaynağı ( $\pm 15V$ )
3. Dirençler 1-10K $\Omega$ , 1-5.6K $\Omega$ , 1-3.3K $\Omega$ , 1-2.7K $\Omega$ , 1-1.5K $\Omega$ , 1-680 $\Omega$ , 1-330 $\Omega$
4. Kapasitörler: 2-0.1 $\mu F$ , 1-0.022 $\mu F$ , 1-0.01 $\mu F$  (25V)
5. Çift ışınli osiloskop

### TEORİK BİLGİ

OP-AMP' ların bir başka önemli uygulaması da aktif filtrelerdir. Alçak geçiren filtreler yüksek frekansları bloke eden, alçak frekanslardaki gerilimlerinin geçmesine izin veren devrelerdir. Yüksek geçiren filtreler ise, tahmin edileceği gibi tam tersi işlemi yapar; yani yüksek frekansları geçirir ve alçak frekansları bloke ederler.

Bir filtrenin frekans cevabı genellikle ya *Butterworth* ya da *Chebyshev*' in tasarımına benzer olup olmamasına göre sınıflandırılır. Şekil 1' de gösterildiği gibi, frekansları Butterworth filtrenin geçiş bandı aralığında olan bütün gerilimler yaklaşık olarak aynı kazançta sahiptir. Kesim frekansı, kazancın geçiş bandındaki gerilim kazancından 3dB düştüğü frekanstır.

Şekil 1' de gösterildiği gibi, Chebyshev filtresinin geçiş bandı dışındaki herhangi bir frekansta yaptığı zayıflatma aynı frekansta bir Butterworth filtrenin yaptığı zayıflatmadan



daha büyüktür. (Her iki filtrenin de aynı sıraya ve aynı kesim frekanslarına sahip olduğu varsayılmıştır.) Bununla birlikte, bir Chebyshev filtrenin kendi geçiş bandındaki gerilim kazancı sabit değildir. Geçiş bandındaki kazancın toplam değişimi filtrenin dalga genişliği (RW) olarak adlandırılır. Chebyshev filtrenin kesim frekansı, kazancın geçiş bandı kazancının en düşük değerine eşit olduğu ve Şekil 1’ de gösterildiği gibi, 40dB/dec’ lık bir eğimle değiştiği frekanstır. İkinci dereceden Chebyshev ve Butterworth filtrelerin her ikisinde geçiş bandı dışındaki sinyalleri 40dB/dec’ lık bir oranla zayıflattığına dikkat ediniz.

Farklı filtre karakteristiklerinin yanında, aktif filtrelerin kurulmasında birçok farklı teknik kullanılır. Bu filtrelerin çeşitleri; VCVS ( Voltage-Controlled Voltage Source - gerilim kontrollü gerilim kaynağı ), IGMF ( Infinite-Gain Multiple Feedback - sonsuz kazanç çoklu geri besleme ) çift dörtlü ve değişken durumlu filtreler. Bu deneyde, sadece VCVS yüksek ve alçak geçiren filtreler ve değişken durumlu filtre gösterilecektir. IGMF filtre, iyi frekans kararlılığı ve düşük çıkış empedans avantajına sahiptir. Ayrıca sadece bir OP-AMP’ la bir geçiş bandı filtresi kurulmasında kullanılabilir. Çift dörtlü filtrede üç OP-AMP kullanır; bununla beraber bu filtrenin avantajı filtrenin kazancının ve kesim frekansının kolayca ayarlanabilmesidir. Değişken durumlu filtrede üç OP-AMP kullanır ve esas olarak iki integral alıcı ve bir toplama kuvvetlendiricisidir. Değişken durumlu filtrenin asıl avantajı alçak, yüksek ve bant geçiren çıkışlarının olmasıdır. Değişken durumlu filtre Butterworth veya Chebyshev karakteristikleriyle tasarlanabilir.

Aktif filtrelerin tasarlanmasında kullanılan popüler metodlardan biri Şekil 2’ de gösterildiği gibi tablo kullanma metodudur. Bundan sonrası VCVS filtreler için tasarım işleminin tanımınıdır( alçak geçiren filtreler için Şekil 3’ ü, yüksek geçiren filtreler için Şekil 4’ü kılavuz olarak kullanarak ) :

1. C kondansatörü için bir değer seçiniz.
2.  $K = 10^{-4} / (fC)$  sabitini hesaplayınız, f = istenen kesim frekansıdır.
3. Uygun tabloda ve istenen kazancın altında listelenmiş direnç değerleri ile ( $K\Omega$  mertebesinde) K değerini çarpınız.
4. Alçak geçirgen filtre için Şekil 2’ deki tabloları kullanarak  $C_1$ ’ i hesaplayınız.
5. Hesaplanan değerlere mümkün olduğunca yakın kondansatör ve direnç değerleri seçiniz.

Şekil 5, değişken durumlu filtrenin bir örneğini göstermektedir. Değişken durumlu bir filtrenin tasarlanması sırasında aşağıdaki basamaklar izlenmelidir:

1. C kondansatörü için bir değer seçiniz.
2. İstenen bant geçişi merkez frekansı  $f_0$  için  $R_1$  değerini aşağıdaki eşitliği kullanarak hesaplayınız :

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

3. İstenen yüksek ve alçak filtre karakteristiği için Q değerini seçiniz .( Butterworth için  $Q = 0.707$ ; Chebyshev için  $Q = 0.885$  ).

4. R direnci için bir değer seçiniz.

5. Aşağıdaki eşitliği kullanarak  $R_Q$  direncinin değerini hesaplayınız:

$$R_Q = R ( 3Q - 1 )$$

6. Hesaplanan değerlere mümkün olduğunca yakın kondansatör ve direnç değerleri seçiniz. Bant geçişi filtrenin bant genişliği  $BW = f_0/Q$  ilişkisi kullanılarak hesaplanabilir. Alçak ve yüksek geçiren filtreler için kesim frekansları Butterworth karakteristiğine sahip band geçişi filtrenin merkez frekansı  $f_0$ ' ya eşittir. Eğer filtre Chebyshev karakteristiğine sahipse, yüksek geçiren kesim frekansı  $1.23f_0$  ve alçak geçiren kesim frekansı  $0.812f_0$ ' dır.

### İkinci dereceden Alçak geçiren Butterworth VCVS filtre Tasarımı

Devre Elemanları Değerleri <sup>a</sup>						
Kazanç	1	2	4	6	8	10
R <sub>1</sub>	1.422	1.126	0.824	0.617	0.521	0.462
R <sub>2</sub>	5.399	2.250	1.537	2.051	2.429	2.742
R <sub>3</sub>	Open	6.752	3.148	3.203	3.372	3.560
R <sub>4</sub>	0	6.752	9.444	16.012	23.602	32.038
C <sub>1</sub>	0.33C	C	2C	2C	2C	2C

### İkinci dereceden Alçak geçiren Chebyshev VCVS filtre Tasarımı (2dB)

Devre Elemanları Değerleri <sup>a</sup>						
Kazanç	1	2	4	6	8	10
R <sub>1</sub>	2.328	1.980	1.141	0.786	0.644	0.561
R <sub>2</sub>	13.220	1.555	1.348	1.957	2.388	2.742
R <sub>3</sub>	Open	7.069	3.320	3.292	3.466	3.670
R <sub>4</sub>	0	7.069	9.959	16.460	24.261	32.031
C <sub>1</sub>	0.1C	C	2C	2C	2C	2C

### İkinci dereceden Yüksek geçiren Chebyshev VCVS filtre Tasarımı (2dB)

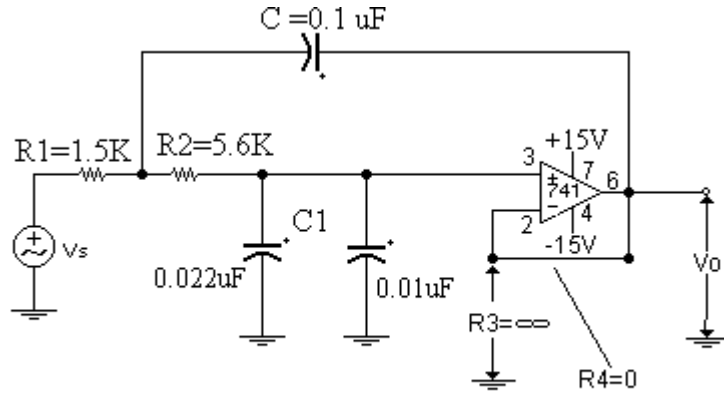
Devre Elemanları Değerleri <sup>a</sup>						
Kazanç	1	2	4	6	8	10
R <sub>1</sub>	0.640	1.390	2.117	2.625	3.040	3.399
R <sub>2</sub>	3.259	1.500	0.985	0.794	0.686	0.613
R <sub>3</sub>	Open	3.000	1.313	0.953	0.784	0.681
R <sub>4</sub>	0	3.000	3.939	4.765	5.486	6.133

<sup>a</sup> Dirençler K değeri için Kiloohm mertebesindedir.

Şekil – 2

### İŞLEM BASAMAKLARI

1. Butterworth karakteristikli ikinci dereceden alçak geçiren bir VCVS' de OP-AMP' ın kullanılmasını görmek için Şekil 3' teki devreyi kurunuz. (  $C_1$ ' in  $0.022\mu\text{F}$  ve  $0.01\mu\text{F}$  kondansatörlerinin paralel kombinasyonu olduğuna dikkat ediniz. )

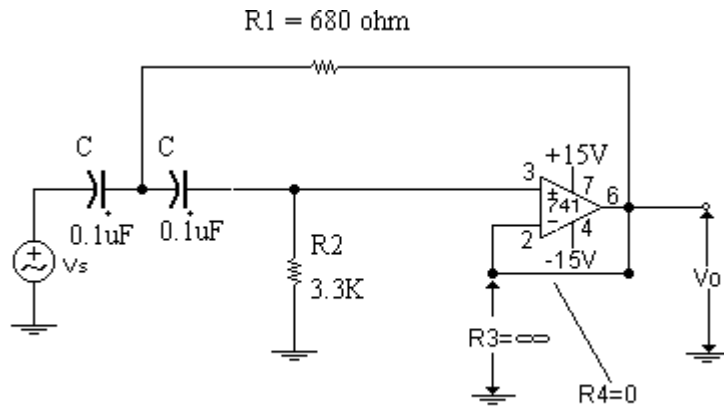


Şekil-3

2.  $V_s$ , 500 Hz de  $1V_{\text{tepe}}$  sinüs dalga üretmeye ayarlanmışken,  $V_o$ ' nun tepe değerini ölçünüz. 500 Hz bu filtrenin geçiş bandında olduğundan, bu değerler geçiş bandı gerilim kazancını  $A_m$  hesaplamada kullanılabilir.
3. İşaret üreticinin frekansını öyle arttırın ki çıkış gerilimi ( aynı şekilde kazanç ) 2. adımda ölçülen değer  $0.707$  katı kadar olsun. Bunun oluştuğu frekans filtrenin kesim frekansı  $f_2$ ' dir.
4. Şekil 3' deki  $R_1$  ve  $R_2$ ' yi  $2.7\text{ K}\Omega$  ve  $10\text{ K}\Omega$  ile değiştiriniz.  $V_s$  100 Hz de  $1V_{\text{tepe}}$  sinüs dalga üretmeye ayarlanmışken,  $V_o$ ' nun tepe değerini ölçünüz. 3. adımda anlatıldığı gibi filtrenin kesim frekansı  $f_2$ ' yi ölçünüz.

5. Şekil 2' deki tabloları ve teorik bilgi kısmındaki tasarım işlemlerini kullanarak; Butterworth karakteristiğine, birim kazanca, ve 2.5 KHz' lik kesim frekansına ( yüksek kaliteli (HI-FI) iki hoparlör bir kolondaki bir alçak frekans hoparlöre, sadece alçak frekansları geçirmek için gereken tipik bir değer ) sahip bir VCVS alçak geçiren filtre tasarlayınız. Standart kondansatör ve direnç değerleri kullanınız. Tasarlanan devreyi kurunuz ve önceki adımlardaki işlemleri tekrar ederek kesim frekansını test ediniz.

6. OP-AMP kullanılarak ikinci dereceden, Chebyshev karakteristikli ve 2dB dalga genişliği olan yüksek geçiren VCVS filtreyi görmek için aşağıdaki devreyi kurunuz :



Şekil-4

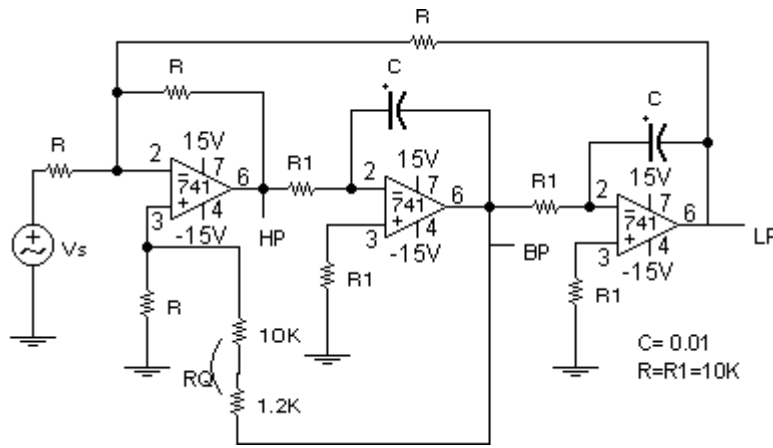
7. Chebyshev filtre için kesim frekansını hesaplamada kullanılan tekniğin Butterworth filtre için kullanılandan farklı olduğuna dikkat ediniz.  $V_s = 1V_{tepe}$  ve 5 KHz değerinde iken ,  $V_o$ ' nun tepe değerini ölçünüz. Daha sonra  $V_o$  maksimum değere ulaşana kadar işaret üreticinin frekansını arttırınız ve  $V_o$ ' nun maksimum tepe değerini kaydediniz.  $V_o$ ' nun bu iki tepe değerinin oranı dalgalanma genişliğini dB cinsinden hesaplamada kullanılır. İşaret üreticinin değerini  $V_o$ ' nun değeri 5 KHz' de ölçülen değere eşit olana dek düşürünüz. Bu durumun olduğu frekans değerini ölçünüz, ki bu da Chebyshev filtresinin kesim frekansı  $f_1$ ' dir.

8. Şekil 4' deki  $R_1$  ve  $R_2$ ' yi  $330\Omega$  ve  $1.5 K\Omega$  ile değiştiriniz.  $V_s$  10 kHz' de  $1V_{tepe}$  değerinde iken 7. adımı tekrar ediniz.

9. Şekil 2' deki tabloları ve teorik bilgi kısmındaki tasarım işlemlerini kullanarak; Chebyshev karakteristiğine, birim kazanca, 2dB'lik dalgalanma genişliğine ve 2.5 kHz' lik kesim frekansına (yüksek kaliteli (HI-FI) iki hoparlör bir kolondaki bir yüksek frekans

hoparlöre olan potansiyel olarak zararlı alçak frekans sinyallerini bloke etmek ve sadece yüksek frekansları geçirmek için gereken tipik bir değer) sahip bir VCVS alçak geçiren filtre tasarlayınız. Standart kondansatör ve direnç değerleri kullanınız. Tasarlanan devreyi kurunuz ve önceki adımlardaki işlemleri tekrar ederek kesim frekansını test ediniz.

10. OP-AMP' ın Butterworth karakteristikli değişken durumlu filtrede kullanımını görmek için aşağıdaki devreyi kurunuz :



Şekil-5

11. Şekil 5' teki devre Butterworth karakteristiğine sahip olduğundan, yüksek ve alçak geçiren filtre çıkışlarının kesim frekansları görünen geçiş bandı değerlerini ölçerek ve çıkış gerilimleri 3dB düşene kadar frekansları ayarlayarak hesaplanabilir. Bu teknik 3. adımda detaylı olarak açıklanmıştır. Yüksek geçiren filtre çıkışının alçak kesim frekansını ve alçak geçiren filtre çıkışının yüksek kesim frekansını ölçünüz.

12. Bant geçiren çıkışın merkez frekansı  $f_0$ 'yu hesaplamak için, bant geçiren çıkışı maksimum tepe değerine ulaşana kadar  $V_s$ 'nin frekansını ayarlayınız. Çıkışın maksimum olduğu frekans  $f_0$ 'dur. Daha sonra bant geçiren çıkışı 3dB düşene dek frekansını düşürünüz. Bu frekans bant geçiren çıkışının alçak kesim frekansıdır. Çıkış yeniden 3dB düşene dek frekansını  $f_0$ 'ın üstünde olacak şekilde arttırınız. Bu frekans bant geçiren çıkışın yüksek kesim frekansıdır.



## **SORULAR**

1. İşlemden gösterilen dört filtre aşağıdaki kriterler kullanılarak tasarlanmıştır :

Filtre	İşlem Basamakları	Kesim Frekansı	Kondansatör ( C )
Alçak geçiren	2-3	1kHz	0.1µF
Alçak geçiren	4	500Hz	0.1µF
Yüksek geçiren	7	1kHz	0.1µF
Yüksek geçiren	8	2kHz	0.1µF

Teorik bilgideki kılavuzları kullanarak, her bir filtrenin tasarımı için olan işlem basamağını gösteriniz. Ölçülen kesim frekansları ile tasarlanan kesim frekanslarını karşılaştırınız.

2. 5. adım için yapılan tasarımı çalışmasını gösteriniz. Filtre için bir şematik diyagram oluşturunuz. Filtre fonksiyonunu ne kadar iyi yapıyor? 5. adımdaki filtreyi kazancı 2 olacak şekilde yeniden tasarlayınız.

3. 2. soruyu 9. adımdaki filtre için tekrarlayınız.

4. Şekil 5' teki değişken durumlu filtre 1.6 KHz' lik  $f_0$  merkez frekansı ve Butterworth karakteristiği için tasarlanmıştır. Bu filtrenin tasarımına ilişkin işlem basamağını gösteriniz. Daha sonra, Şekil 5'i kılavuz olarak, 2.5 KHz'lik  $f_0$  merkez frekansı ve Chebyshev karakteristiği olan değişken durumlu bir filtre tasarlayınız. Yüksek ve alçak geçiren çıkışları için kesim frekanslarını ve bant geçiren çıkışın bant genişliğini hesaplayınız.

# GERİ BESLEMELİ KUVVETLENDİRİCİLER

20

## AMAC

1. Kuvvetlendiricinin açık ve kapalı çevrim kazancını ölçmek.
2. Kuvvetlendiricinin geri-besleme varken ve yokken bant-genişliğini ölçmek.
3. Geri-beslemenin kuvvetlendiricinin bant-genişliği üzerindeki etkisini incelemek.

## MALZEME LİSTESİ

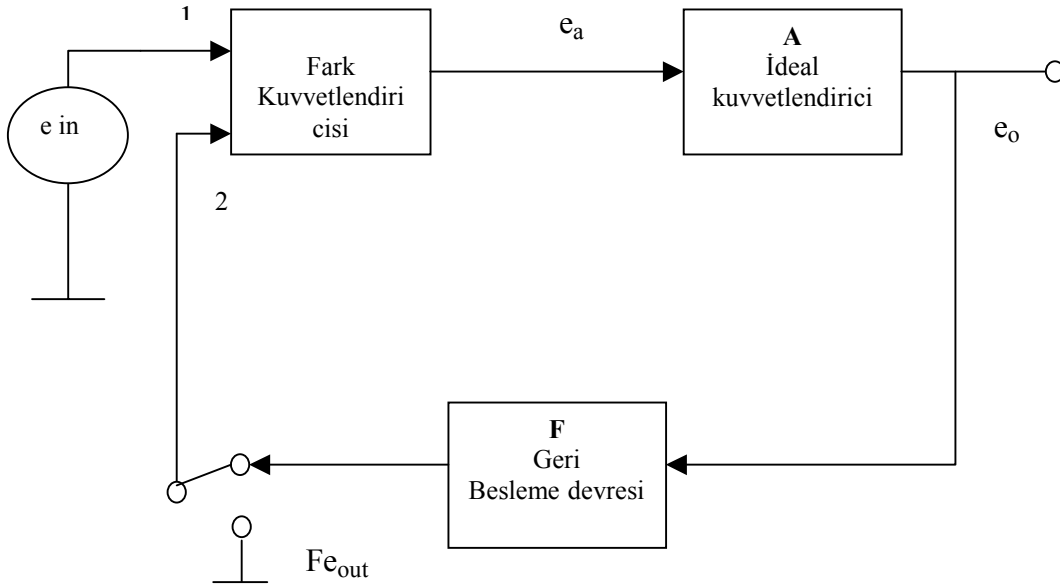
1. 2 adet 2N2222 npn Silikon transistör veya eşleniği
2. DC güç kaynağı (15 V )
3. Analog işaret üretici (100 mV<sub>t-t</sub>, 10 KHz)
4. Dirençler: 1-150 K $\Omega$ , 1-47 K $\Omega$ , 2-22 K $\Omega$ , 1-4.7 K $\Omega$ , 1-2.2 K $\Omega$ , 2-1 K $\Omega$
5. Kondansatörler: 1- 22  $\mu$ F, 1-0.47  $\mu$ F (25 V'luk)
6. Çift ışınlı osiloskop

## TEORİK BİLGİ

Aktif elemanlar, tam olarak belirlenmemiş veya sıcaklığa bağlı bazı parametrelerle ifade edilen bir karakteristik gösterirler. Örneğin transistörlerde kollektörden beyze doğru oluşan akım kazancı, aynı eleman numarasına sahip olmasına rağmen, bir transistörden diğerine farklılık göstermektedir. Bu akım kazancı, elemanın kendi parametrelerine ve ortam sıcaklığına bağlı olarak değişmektedir. FET için de aynı şeyleri söylemek mümkündür. Bunlardan ötürü, bu elemanları kullanarak yapılan kuvvetlendiricilerin tasarımı sırasında, çıkışta istenen kazancı elde etmek için, transistör parametrelerinin kazanç üzerindeki etkisini azaltacak bir yönteme başvurulmalıdır. Bunun yanında direnç, kondansatör, bobin gibi pasif devre elemanlarını içinde bulunduran devreler, sabit bir değerde kalacak hassasiyette üretilmektedirler.

Fakat diğer taraftan bu söz konusu pasif devreler, kazanç sağlama yeteneğine sahip değildirler. Sabit bir kazanç elde edebileceğimiz kuvvetlendiricilerin tasarımında, pasif devre elemanlarının hassasiyeti ile aktif devre elemanlarının kazanç oluşturma özelliklerini birleştirilerek istenen sonuca varabiliriz. Bu sebepten geri besleme bir çok devrede kullanılır.

İdeal bir geri beslemeli kuvvetlendirici devresi için Şekil 1'e bakınız.



Şekil-1

Hassasiyeti yakalamanın yanında kuvvetlendiricilerde geri beslemenin daha önemli yararları vardır. Örneğin, negatif geri besleme bant-genişliğini artırır; giriş ve çıkış direncini kontrol eder; çıkış işaretindeki bozulmaları azaltır.

Şekil 1'deki negatif geri beslemeli kuvvetlendiricinin blok diyagramında, çıkışta 1 ve 2 nolu girişlerin farkı alınmaktadır. Eğer 2 nolu giriş toprağa bağlanırsa, kuvvetlendiricinin çıkışından girişine ulaşan işaret aşağıdaki gibidir:

$$E_a = e_{in} - 0 = e_{in}$$

Açık çevrim kazancı  $G_o$ , A kazancına sahip ideal bir kuvvetlendirici için aşağıdaki formülle bulunur:

$$G_o = \frac{e_{out}}{e_{in}} = \frac{e_{out}}{e_a} = A$$

Geri besleme devresi ile fark devresi arasındaki anahtar kapatılırsa, çıkış işaretinin bir kısmı giriş işaretinden çıkarılır. Geri-besleme devresinin kazancı F, normalde 1'den küçüktür. İdeal olarak kabul edilen kuvvetlendiricide ulaşan işaret bundan dolayı azalmış olacaktır.

$$e_a = e_{in} - F e_{out}$$

Çıkış gerilimi, açık çevrim değerinden daha küçük olacaktır. Çıkış gerilimi aşağıdaki formül kullanılarak hesaplanabilir:

$$e_o = A(e_{in} - Fe_{out}) = G e_{in}$$

Kapalı çevrim kazancı ise aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$G = \frac{e_{out}}{e_{in}} = \frac{A}{1 + AF} \dots\dots\dots(1)$$

Negatif geri beslemede, kapalı çevrim kazancı G her zaman açık çevrim kazancı  $G_o$ 'dan daha küçüktür.

Açık çevrimde  $e_m$  işareti  $e_{in}$  işaretine eşittir ve çıkış işaretine bakmaksızın sabit kalır. Çıkış, A ile doğru orantılı olarak değişir. Bu yüzden sıcaklık değişimleri veya elektronik malzemenin değişimi, çıkış gerilimini oldukça etkiler. Kapalı çevrimde ise, ideal kuvvetlendiricinin girişinde ulaşan  $e_m$  işareti aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$e_m = e_{in} - Fe_{out}$$

Çıkış gerilimi yine A cinsinden yazılır. Eğer kazanç artarsa, çıkış gerilimi de artacaktır. Ancak  $e_{out}$  arttıkça  $e_m$  azalmaktadır.

### **Bant Genişliğinin Artması**

Geri besleme, açık çevrim kuvvetlendiricisine göre geri beslemeli kuvvetlendiricinin bant genişliğini artırmaktadır. Şekil 1'deki negatif geri beslemeli kuvvetlendiricide, ideal kuvvetlendiricinin W' bant genişliğine sahip olduğunu var sayalım.

$$A = \frac{A_m}{1 + \frac{jW}{W'}} \dots\dots\dots(2)$$

$A_m$  orta bant gerilim kazancıdır.

Öyleyse kazanç-bant genişliği çarpımı,  $A_m W'$  ye eşit olacaktır.

Kapalı çevrim için 1 nolu eşitlikte, 2 nolu eşitliği yerine koyarsak; sonuçta G'yi frekansa bağımlı olarak buluruz.

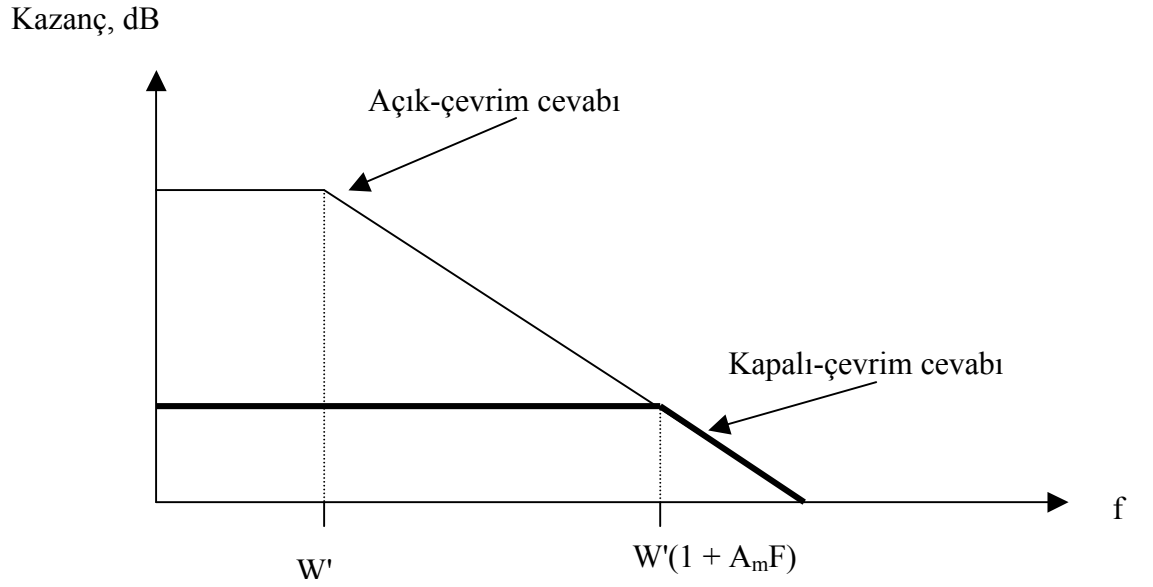
$$\frac{A}{1 + AF} = \frac{\frac{A_m}{1 + (jw/w')}}{1 + \frac{A_m F}{1 + j(w/w')}}$$

Ara işlemlerden sonra,

$$G = \frac{A_m}{1 + A_m F} = \frac{1}{1 + j[\omega/\omega'(1 + A_m F)]}$$

elde edilir.

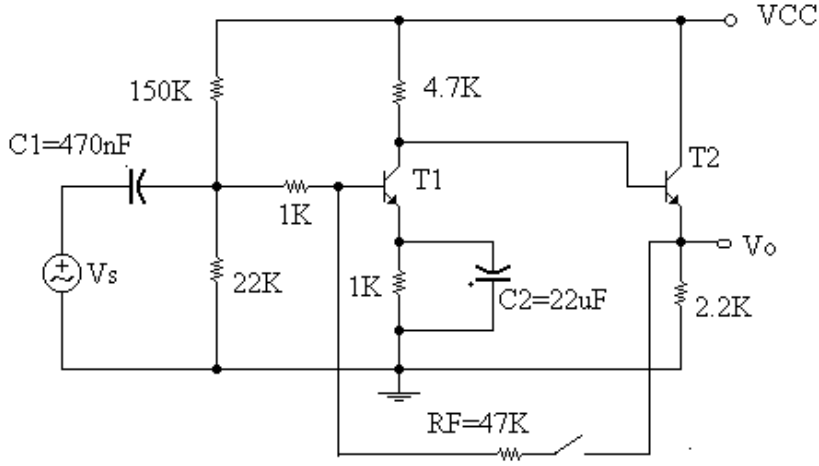
Geri besleme varken bant genişliği, açık çevrime göre  $\omega'(1 + A_m F)$  oranında artmakta; fakat bunun yanında yine aynı oranda kazanç azalmaktadır. Kazanç-bant genişliği çarpımı sabit olduğuna göre, kazanç ve bant genişliği ters orantılı olarak değişmektedir. Şekil 2 'de açık ve kapalı çevrim frekans cevapları gösterilmiştir.



Şekil-2

## İŞLEM BASAMAKLARI

1. Şekil 3'deki devreyi kurunuz.



Şekil-3

2. S anahtarı açıkken çıkış gerilimini ölçüp, kuvvetlendiricinin açık-çevrim kazancını hesaplayınız.
3. S anahtarını kapatınız. Çıkış gerilimini ölçüp, kuvvetlendiricinin kapalı-çevrim kazancını hesaplayınız.
4. Geri besleme direncini  $R_F = 47 \text{ K}\Omega$  yapınız ve  $T_1$  transistörünü  $\beta$ 'sı çok farklı olan bir başka transistör ile yer değiştiriniz. İşlem basamakları 2 ve 3'ü tekrarlayınız.
5. Geri besleme yokken, kuvvetlendiricinin üst kesim frekansını belirleyiniz.
6. Geri besleme direncini devreye tekrar takınız ve kuvvetlendiricinin üst kesim frekansını belirleyiniz.  $R_F = 47 \text{ K}\Omega$  ve  $R_F = 22 \text{ K}\Omega$  için işlemi tekrarlayınız.
7.  $T_1$  transistörünü bir havayla transistöre değmeden ısıtınız. Isıtma işlemi açık ve kapalı çevrim için tekrarlayıp; açık ve kapalı çevrim çıkış gerilimlerdeki değişimleri gözlemleyiniz. Kapalı çevrim ölçümlerini  $R_F = 47 \text{ K}\Omega$  ve  $R_F = 22 \text{ K}\Omega$  için ayrı ayrı gerçekleştirip, değerleri Tablo1 'e kaydediniz.

## SORULAR

1. Kuvvetlendiricinin küçük işaret modelini çiziniz.
2. Açık-çevrim gerilim kazancını hesaplayınız ve deney sonuçları ile karşılaştırınız.
3. Kapalı-çevrim gerilim kazancını hesaplayınız ve deney sonuçları ile karşılaştırınız

4. Geri besleme varken ve yokken, kuvvetlendiricinin bant genişliğinin nasıl değiştiğini yorumlayınız.

5. Sıcaklık değişimine karşılık, her iki durumda (açık ve kapalı çevrimde) kazancın değişimini yorumlayınız.

**TABLO 1**

	Açık-çevrim		Kapalı - çevrim			
	Ölçülen	Hesaplanan	$R_F = 47 \text{ K}\Omega$		$R_F = 22 \text{ K}\Omega$	
Ölçülen			Hesaplanan	Ölçülen	Hesaplanan	
$\frac{V_o}{V_{in}}$						
Üst kesim Frekansı, $f_H$						
Bant-genişliği						

# A SINIFI GÜÇ

# 21

## KUVVETLENDİRİCİLERİ

### AMAC

1. Seri besli bir A Sınıfı Güç kuvvetlendiricinin verimini belirlemek.
2. Kondansatör aktarımlı A sınıfı bir güç kuvvetlendiricisinde max. gerilim salınımı için uygun çalışma noktasını belirlemek.
3. Kondansatör aktarımlı A sınıfı bir güç kuvvetlendiricisinin verimini belirlemek.

### MALZEME LİSTESİ

1. 2N2222 npn Silikon transistör veya eşleniği
2. 15V DC güç kaynağı
3. Analog işaret üretici
4. Dirençler:1-10K $\Omega$ , 1-1K $\Omega$ , 1-680  $\Omega$
5. Kondansatörler: 2-10 $\mu$ F (25V'luk)
6. Potansiyometreler:1-500K $\Omega$
7. Çift ışınlı osiloskop

### TEORİK BİLGİ

Güç kuvvetlendiricileri, bir yüke yüksek güç aktarımı için kullanılır. Genelde, gerilim kuvvetlendiricileri giriş işaretlerini kuvvetlendirmek amacıyla ardarda bağlanır ve kuvvetlendiricinin son katı güç kuvvetlendirici olur. Güç kuvvetlendiricilerinde ağır-görev (heavy-duty) transistörleri kullanılır ki, yüksek güç aktarımlı sırasında oluşan, büyük miktarlardaki ısıya dönüşen güç kayıplarına dayanabilsin. Ancak bu deneyde, güç seviyesi klasik transistörler kullanılabilecek kadar düşüktür.

Güç kuvvetlendiricileri aktif bölgede çalıştırılırlar. Normal çalışmada, transistör asla ne kesime ve de ne doyuma gider. Bu ana kadar görülen kuvvetlendiriciler de zaten A sınıfı akım ve gerilim kuvvetlendiricileriydi.

Yüke nakledilen gücün, dc kaynaktan çekilen güce oranı, bir kuvvetlendiricinin verimi ( $\eta$ ) olarak bilinir. Çoğu durumda, bir yüke nakledilen gücün maksimum olmasındansa, veriminin maksimum olması önem arz eder. Verim ( $\eta$ ) aşağıdaki denklemler ile bulunur:



$$\eta = \frac{P_{yük}}{P_{kaynak}} = \frac{\text{yüke nakledilen işaret gücünün ortalaması}}{\text{dc kaynaktan çekilen gücün ortalaması}}$$

$$P_{kaynak} = V_{CC} I_Q \quad \text{ve} \quad P_{yük} = \frac{V_L(\text{tepe})^2}{2R_L}$$

dir. Burada,

$I_Q$  boştaki kollektör akımını,

$V_{yük}(\text{tepe}) = V_L(\text{tepe})$  ise Sinüs yük geriliminin tepe değerini ve

$V_{yük}(\text{tepeden tepeye}) = V_L(\text{tepeden tepeye}) = \text{Sinüs yük geriliminin tepeden tepeye değerini temsil etmektedir.}$

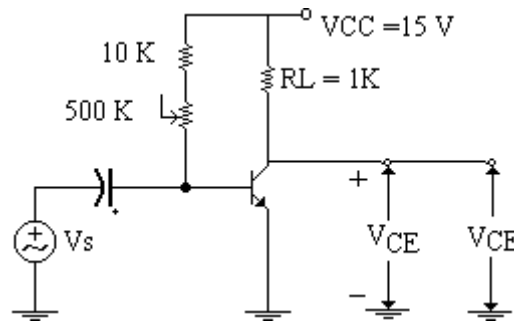
Bu deneyde A sınıfı güç kuvvetlendiricisinin iki çeşidi olan Şekil 1'deki seri beslemeli kuvvetlendirici ile Şekil 2'deki kondansatör aktarımlı kuvvetlendiriciler ele alınacaktır.

Şekil 1'deki seri beslemeli kuvvetlendiricide yük, kollektördeki dirençtir. Bu durumda, kollektör gerilimi  $\frac{V_{CC}}{2}$  iken çıkışta maksimum salınım olur. Max. verim 0.25'tir. Max. verim, kuvvetlendiricide bozulma olmadan çıkışta mümkün olan max. salınımın elde edilmesidir.

Şekil 2' deki kuvvetlendiricide yük, transistörün kollektörüne bir kondansatör ile bağlıdır. Bu durumda çıkışta max. salınım, kollektör ac yük çizgisinin merkezinde çalıştırıldığında elde edilir. Kollektör direnci yükün direncinin 1.414 katı ise, verim max. olur. Kollektör direncinin bu değeri ile, kondansatör aktarımlı kuvvetlendiricinin max. verimi ancak 0.0858 kadardır. Ve ancak çıkışta bozulma olmaksızın görülen salınım bu durumunda elde edilir.

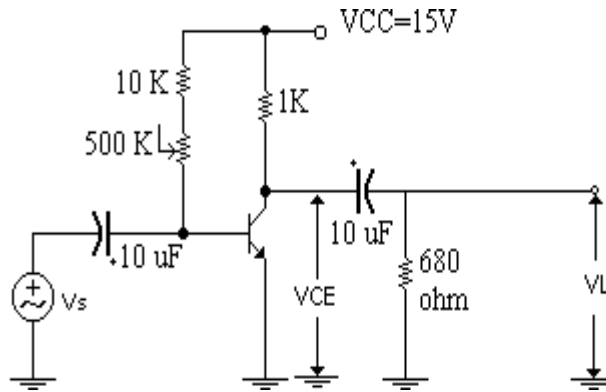
## İŞLEM BASAMAKLARI

1. Seri beslemeli A sınıfı kuvvetlendiricinin verimini ölçmek için aşağıdaki devreyi kurunuz.



Şekil-1

2. Bir seri beslemeli A sınıfı kuvvetlendiriciden max. çıkış elde edebilmek için, kollektör gerilimi  $\frac{V_{CC}}{2}$  olmalıdır. Dolayısıyla, giriş gerilimi = 0V iken,  $V_{CE}$  gerilimi 7.5V olacak şekilde 500 K $\Omega$ 'luk potansiyometre ile dikkatle ayar yapınız.
3. 1 KHz'lik  $V_S$  giriş işaretinin gerilimi öyle ayarlanır ki, ac kollektör gerilimi ( $V_{CE}$ ) kırılmamış, fakat kırılma anına en yakın noktaya getirilmelidir. Bu anda,  $V_{CE}$ 'nin tepeden tepeye değerini ölçüp, not ediniz.
4. Kondansatör aktarımlı kuvvetlendiricinin verimini ve çalışma noktasının belirlemek için, aşağıdaki devreyi kurunuz.



Şekil-2

5. Kondansatör aktarımlı kuvvetlendiriciler, çıkışta max. salınımın elde edilmesi için kollektör ac yük çizgisinin merkezinde çalıştırılmalıdır. Bu durumu sağlayacak kollektör gerilimini aşağıdaki formülden hesaplayınız:

$$I_Q = \frac{V_{CC}}{R_C + r_L}$$

Burada,

$r_L = R_C // R_L$  dir.

6. Giriş gerilimi = 0V iken, 5. adımda hesaplanan dc kollektör gerilimini elde edecek şekilde 500K $\Omega$ 'luk potansiyometreyi ayarlayınız.
7. 1KHz'lik  $V_S$  giriş işaretinin gerilimi öyle ayarlanmalıdır ki, ac kollektör gerilimi  $V_{CE}$  kırılmanın tam üzerinde olmalıdır. (ama kırılma olmamalı). Bu noktada,  $V_{CE}$  'nin tepeden tepeye değerini ölçüp, kaydediniz.

## **SORULAR**

1. Şekil 1'deki seri besli A sınıfı güç kuvvetlendiricisi için, adım 2'de ölçülen gerilim değerlerini kullanarak, dc kaynaktan çekilen ortalama gücü hesaplayınız. Adım 3' te ölçülen değerleri kullanarak yüke nakledilen ortalama işaret gücünü hesaplayınız.
2. Soru 1'deki sonuçları kullanarak, Şekil 1'deki seri besli A sınıfı güç kuvvetlendiricisinin verimini ( $\eta$ ) hesaplayınız. Max. değer olan 0.25 ile karşılaştırın. Varsa farkın sebebini açıklayınız.
3. Şekil 2'deki kapasitif-aktarımlı A sınıfı güç kuvvetlendiricisi için, max salınım olması için gereken dc kollektör gerilimini belirlemede kullanılacak hesaplamaları gösteriniz.
4. Şekil 2'deki kapasitif-aktarımlı A sınıfı güç kuvvetlendiricisi için, adım 5-6'da ölçülen gerilim değerlerini kullanarak, dc kaynaktan çekilen ortalama gücü hesaplayınız. Adım 7'te ölçülen değerleri kullanarak yüke nakledilen ortalama işaret gücünü hesaplayınız.
5. Soru 4'teki sonuçları kullanarak, şekil 3'deki kapasitif-aktarımlı A sınıfı güç kuvvetlendiricisinin verimini ( $\eta$ ) hesaplayınız. Max. değer olan 0.0858 ile karşılaştırınız. Varsa farkın sebebini açıklayınız.

# PUSH-PULL KUVVETLENDİRİCİLER

# 22

## AMAÇLAR

1. B sınıfı Push-Pull güç kuvvetlendiricilerini görmek.
2. AB sınıfı Push-Pull güç kuvvetlendiricilerinde geçiş bozulmasının nasıl azaltılacağını görmek.
3. Tamamlayıcı Push-pull güç kuvvetlendiricilerini görmek.

## MALZEME LİSTESİ

1. 2-2N2222 (NPN) silikon transistörler ya da eşdeğerleri
2. 2N2907 (PNP) silikon transistör ya da eşdeğeri
3. DC güç kaynağı (15V)
4. Analog işaret üretici(1 KHz' de değişken sinüs dalga)
5. Dirençler: 1-22 K $\Omega$ , 2-1K $\Omega$ , 2-10 $\Omega$ (0.5W), 1-8 $\Omega$ (0.5W)
6. Kondansatörler: 1-100 $\mu$ F, 2-10 $\mu$ F (25V)
7. Hoparlör: 1-8 $\Omega$  (0.5W)
8. Çift ışınli osiloskop
9. Transformatörler: Triad T-32X sürücü (1500 $\Omega$ CT-600 $\Omega$ CT),  
Triad TY- 48X çıkış (100 $\Omega$ CT- 6/8/4 $\Omega$ )
10. Sayısal ölçü aleti

## TEORİK BİLGİ

Bir transistör, sadece pozitif yarı alternansta ya da sadece negatif yarı alternansta iletimde ise, o zaman bu transistör B sınıfı olarak çalışıyor demektir. İki transistör bu metoda göre yani, biri yüke doğru pozitif akım iletecek, diğeri de negatif akım üretecek şekilde bağlandığında, bu düzenlemeye B sınıfı push-pull kuvvetlendirici adı verilir. Şekil-1'de böyle bir kuvvetlendirici devresi yer almaktadır. Sürücü trafosu olarak adlandırılan T<sub>g</sub> trafosu, T<sub>1</sub> ve T<sub>2</sub> transistörlerini sürmek için faz sinyalleri üretir. Böylece, T<sub>1</sub>'in beyzi pozitif, T<sub>2</sub>' ninki negatif olduğu zaman, T<sub>1</sub> iletimdeyken T<sub>2</sub> kesimde kalır. Aynı şekilde T<sub>2</sub>' nin beyzi pozitif, T<sub>1</sub>' ninki negatif olduğu zaman da, T<sub>2</sub> iletimdeyken T<sub>1</sub> kesime gider. Her iki transistör tarafından üretilen akım, T<sub>ç</sub> çıkış trafosunun birinci sargısından akar ve ikinci sargı

tarafından yüke bağlanır. Bu şekilde, her hangi bir anda transistörlerden sadece biri iletimde olsa bile hem pozitif hem de negatif akım yükten akmış olur. Push-pull kuvvetlendiricinin, A sınıfına göre avantajı, verimin yüksek olmasıdır. Çünkü transistörün kesimde kaldığı sürece hemen hemen hiç güç kaybı olmaz.

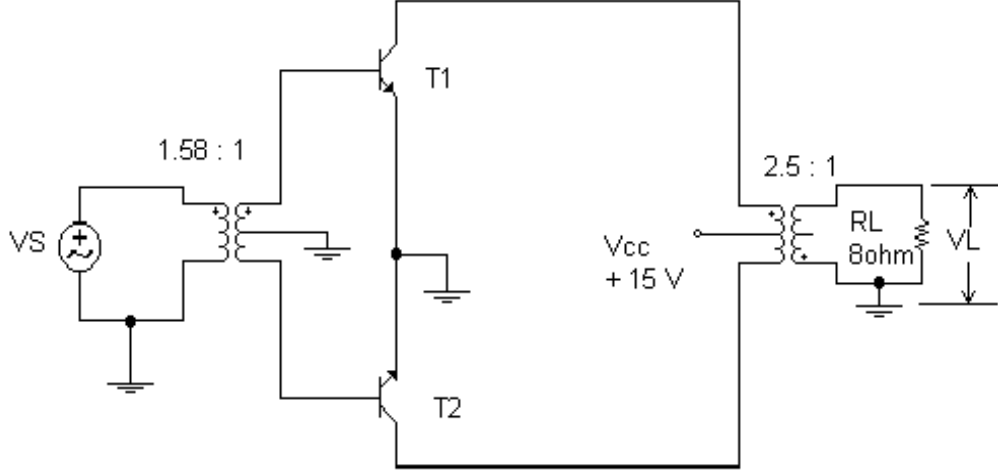
Şekil 1'deki push-pull kuvvetlendiricinin bir dezavantajı, çıkışında oluşan geçiş bozulmasıdır. Geçiş bozulması, sinüs dalgasının sifıra yakın bölgelerindeki düzleşme olarak tanımlanabilir ve beyz-emiter gerilimi 0.7V'tan daha düşük olan transistörlerde beyz-emiter bölgesinin doğrusal olmamasından kaynaklanır. Bu bozulmayı önlemek için, her beyz-emiter bölgesi, Şekil 2'deki gibi hafifçe ileri polarizasyona sokulabilir. Bu devredeki gerilim bölücü, her bir beyz için ufak bir ileri polarizasyon sağlıyor. Her bir emiter terminaline bağlı olan 10  $\Omega$ 'luk direnç ise negatif geri beslemeden dolayı oluşan bozulmayı azaltmak için kullanılmaktadır. Bu kuvvetlendirici, B sınıfı kuvvetlendiriciden daha az verimlidir; çünkü iki transistör de tamamen kesime gider. Bu tarz, AB sınıfı olarak adlandırılır.

Şekil 3, push-pull kuvvetlendiricinin, bir sürücü ya da çıkış transformatörü olmadan nasıl yapılabileceğini göstermektedir. Burada tamamlayıcı (complementary) transistörler (NPN ve PNP)  $T_1$  ve  $T_2$  kullanılmıştır.  $V_s$  pozitif olduğunda, NPN transistör  $T_1$  iletimde, PNP transistör  $T_2$  ise kesimdedir.  $V_s$  negatif olduğunda  $T_2$  iletimde,  $T_1$  ise kesimdedir. Optimum çalışma için, A noktasındaki DC gerilimin  $\frac{V_{cc}}{2}$  olduğu durumda tüm devre elemanları da birbirine uygun olmalıdır. Aktarma kondansatörü  $C_c$ , yükte görünen DC gerilimi önler ve çıkış transformatörü için gerekli akımı ayırır. Aktarma kondansatörü, kuvvetlendiricinin alçak frekans cevabını etkiler.  $C_c$ 'ye bağlı alt kesim frekansı aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$f_1(C_c) = \frac{1}{2\pi(R_L + R_E)C_c}$$

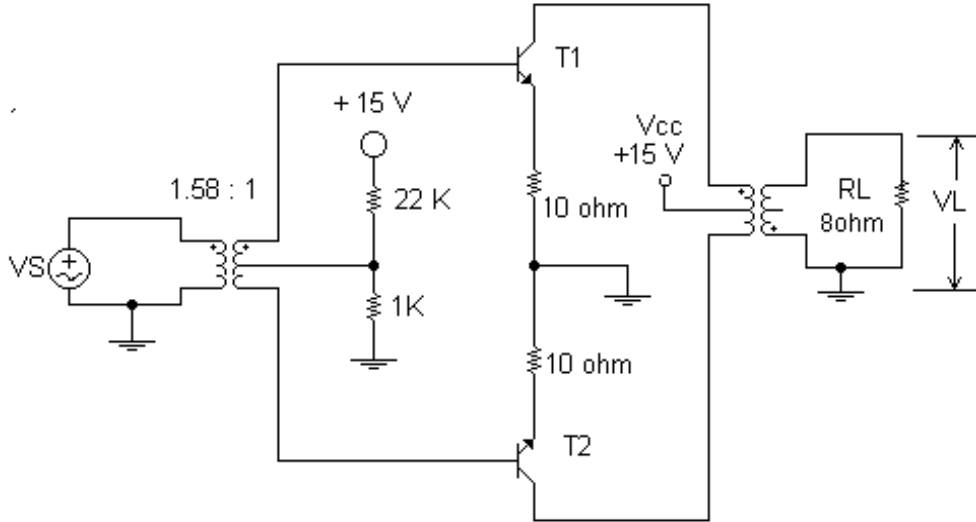
## **İŞLEM BASAMAKLARI**

1. Transformatör aktarımlı B sınıfı push-pull güç kuvvetlendiricisini görmek için Şekil 1'deki devreyi kurunuz.



Şekil-1

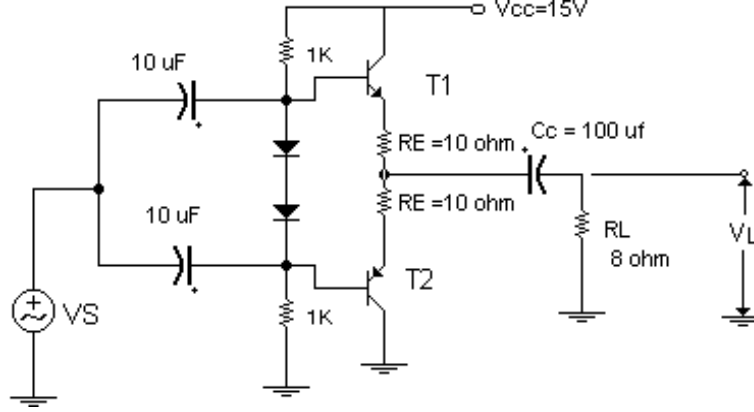
2.  $V_S = 6V$  (tepeden tepeye) iken, giriş ve çıkışı aynı anda ( $V_L$  ve  $V_S$ ) çift ışınlı bir osiloskop kullanarak gözlemleyiniz ve çiziniz. Çıkıştaki bozulmaya dikkat ediniz.
3.  $8 \Omega$ 'luk yük direncini devreden çıkarıp, yerine  $8 \Omega$ 'luk hoparlörü bağlayınız. Giriş işareti  $V_S$ 'nin genliği ve frekansını değiştirerek, sesin buna bağlı olarak nasıl etkilendiğini gözlemleyiniz.
4. Devreye bir DC ön gerilimlendirme ekleyerek, bozulmanın azaldığını görmek amacıyla Şekil 2'deki AB sınıfı kuvvetlendirici devresini kurunuz.



Şekil-2

5.  $V_S = 6 V$ ,  $1 \text{ kHz}$  yapılarak çift ışınlı osiloskolla giriş ve çıkışı aynı anda gözlemleyip, şeklini çiziniz.

6.  $8 \Omega$ 'luk yük direncini,  $8 \Omega$ 'luk hoparlör ile yer değiştirip; 3. İşlem basamağındaki B sınıfı kuvvetlendiricinin ses kalitesi ile bunu karşılaştırınız.
7. Kondansatör aktarımlı, tamamlamalı AB sınıfı push-pull güç kuvvetlendirici devresini görmek amacıyla Şekil 3 'teki devreyi kurunuz.



Şekil-3

8.  $V_S = 3 \text{ V}$  (tepeden tepeye) iken, giriş ve çıkış ( $V_L$  ve  $V_S$ ) dalga şekillerinin aynı anda osiloskop ile gözleyerek çiziniz. Ayrıca devre üzerinde işaretlenmiş olan A noktasındaki gerilimi osiloskobu DC konumuna alarak gözlemleyip, çiziniz. Bu noktadaki dalga şeklinin dc seviyesine dikkat ediniz ve kaydediniz.
9. İşlem basamağında ölçtüğünüz çıkış geriliminin 0.707 katını elde edinceye kadar sinyal kaynağı  $V_S$  'nin frekansını azaltınız. Bu frekansı ölçüp, kaydediniz. Bu frekans değeri  $C_C$  kondansatöründen dolayı oluşan alt kesim frekansdır  $f_1(C_C)$ .

## SORULAR

1. İşlem basamakları 2 ve 5'de elde ettiğiniz dalga şekillerini kullanarak, B ve AB sınıfı güç kuvvetlendiricileri için ortalama yük gücünü hesaplayınız. İşlem basamakları 3 ve 6 'daki ses kalitelerini karşılaştırarak, açıklayınız. DC bir ön gerilim devresi eklemenin (dc biasing) yük gücünde bir azalmaya sebep olup olmadığını açıklayınız. Tüm bu sonuçları kullanarak, B ve AB sınıfı güç kuvvetlendiricilerinin avantaj ve dezavantajlarını sıralayınız.

2. İşlem basamağı 3'te gözlemlediğiniz üzere, giriş sinyalinin genliğinin ve frekansının değişiminin hoparlörden çıkan sesin kalitesini nasıl değiştirdiğini açıklayınız.
3. İşlem basamağı 8'den elde ettiğiniz dalga şekillerini kullanarak, AB sınıfı tamamlamalı push-pull kuvvetlendirici için ortalama yük gücünü hesaplayınız.
4. Şekil 3'deki teorik alt kesim frekansı  $f_1(C_C)$  'yi hesaplayınız. İşlem basamağı 9'da ölçtüğünüz alt kesim frekans değeri ile hesaplanan değeri karşılaştırınız. Eğer bu güç kuvvetlendiricisi ses frekans aralığında (20 Hz – 20 kHz) kullanılacak olsaydı, çıkış aktarım kondansatörünün değeri ne olurdu? Hesaplayınız.



# OSİLATÖRLER

# 23

## AMAC

1. Wien köprü osilatörü gerçekleştirmek
2. RC faz kaymalı osilatörü gerçekleştirmek

## MALZEME LİSTESİ

1. LM 741 işlemsel kuvvetlendirici veya eşdeğeri
2. 15V'luk simetrik DC güç kaynağı
3. Dirençler: 1-10M $\Omega$ , 1-100K $\Omega$ , 2-10K $\Omega$ , 3-1K $\Omega$ , 3-560  $\Omega$
4. Kondansatörler: 3-470nF, 3-220nF, 2-100nF (hepsi 25 V)
5. Potansiyometreler: 1-500K $\Omega$ , 1-1K $\Omega$
6. Çift ışınli osiloskop

## TEORİK BİLGİ

Osilatörler, positif geri-beslemeden dolayı sürekli ve periyodik bir çıkış gerilimi üreten devrelerdir. Wien köprü ve RC faz kaymalı osilatörler, sinüs osilatörlerin iki önemli çeşididir. İşlemsel kuvvetlendiriciler, osilatör devrelerinde çok rahatlıkla kullanılabilirler. Çünkü, İşlemsel kuvvetlendiriciler yüksek giriş direncine ve yüksek kazançla sahiptirler. Ayrıca pozitif geri besleme de kolayca sağlanabilir. Osilasyon için gereken pozitif geri besleme Barkhausen kriteri olarak bilinir: Girişten çıkışa oluşan kazanç ve geri besleme devresine doğru olan kazanç birbirine eşit olmalıdır; girişten çıkışa ve geri besleme devresine doğru olan toplam faz kayması ise 0° veya 360° veya katları şeklinde olmalıdır.

Şekil 1'de bir Wien köprü osilatörü görülmektedir. İşlemsel kuvvetlendiricinin evirmeyen ucunda görülen etkin gerilim bölücü ile (birinci kol), eviren girişinde görülen dirençsel gerilim bölücü (ikinci kol) bir köprü teşkil etmektedir. Bu devre, işlemsel kuvvetlendiricinin iki giriş ucundaki ac gerilimler eşit olduğu anda görülen frekansta salınım yapar. Eğer  $R_1$  ve  $R_2$  dirençleri aynı değerde seçilirse,  $C_1$  ve  $C_2$  kondansatörleri de aynı değerde olmalıdır. Ayrıca Barkhausen kriterini sağlayabilmek için ise  $R_F$ 'nin  $R_{in}$ 'e oranı 2:1 olmalıdır. Wien köprü osilatörünün salınım frekansı aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad \{R=R_1=R_2 \text{ ve } C=C_1=C_2\}$$

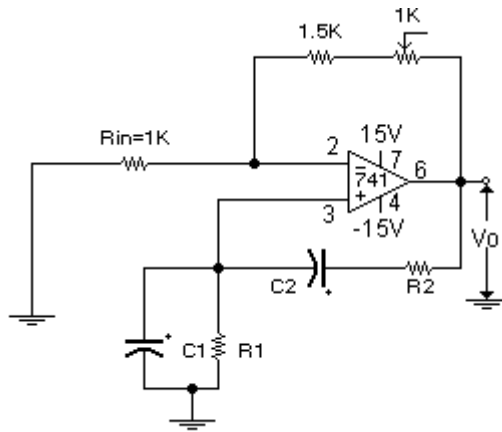
Şekil 2'de bir RC faz kaymalı osilatör görülmektedir. Bu osilatör, 3 adet RC yüksek geçiren filtrenin ardarda bağlanıp son filtrenin çıkışının işlemsel kuvvetlendiricinin eviren girişine bağlanması ile oluşmuştur. RC filtrenin amacı, 180° faz farkını sağlamaktır. Bu filtrelerin çıkışı, işlemsel kuvvetlendiricinin eviren girişine geri beslendiğinden, kuvvetlendiricinin kendisi de diğer bir 180° faz farkı sağlar. Dolayısıyla, devrenin toplam faz kayması 360° yani 0° olur. R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> ve R<sub>3</sub> aynı değerli dirençler; ve C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> ve C<sub>3</sub> aynı değerli kondansatörlerdir. RC faz kaymalı osilatörün frekansı aşağıdaki formül ile bulunur:

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad \{R=R_1=R_2=R_3 \text{ ve } C=C_1=C_2=C_3\}$$

Bu formül, eviren girişteki giriş direncinin, ardarda bağlanmış RC katlarının birbirini yüklemesini önleyecek şekilde yeteri kadar büyük (Şekil 2'de 100K) olduğu durumlar için geçerlidir.

## İŞLEM BASAMAKLARI

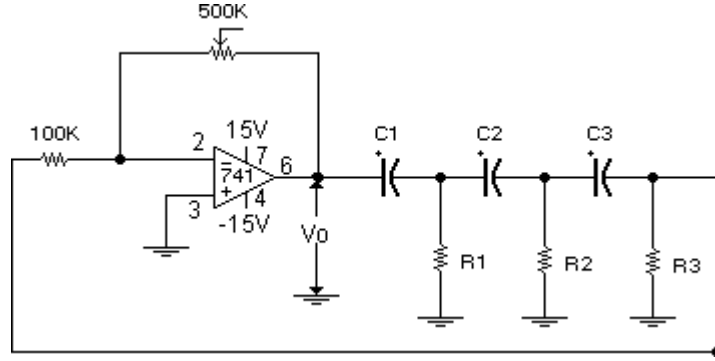
1. Wien köprü osilatör için aşağıdaki devreyi kurunuz.



Şekil-1

2. V<sub>o</sub> çıkışına bir osiloskop bağlayınız ve osiloskobu ac aktarma moduna alınız ki, V<sub>o</sub> izlenebilsin. R<sub>1</sub> = R<sub>2</sub> = 10KΩ ve C<sub>1</sub> = C<sub>2</sub> = 100 nF iken, çıkış dalga şekli düzgün bir sinüs olacak şekilde, 1KΩ potansiyometre ile dikkatlice ayarlayınız. Bu dalga şeklinin frekansını ölçüp, kaydediniz.

3.  $C_1 = C_2 = 220 \text{ nF}$  ile, adım 2'yi tekrarlayınız.
4.  $C_1 = C_2 = 470 \text{ nF}$  ile, adım 2'yi tekrarlayınız.
5.  $R_1 = R_2 = 1\text{K}\Omega$  ile, adım 2 - 4'leri tekrarlayınız.
6. RC faz kaymalı osilatör için aşağıdaki devreyi kurunuz.



Şekil-2

7.  $V_o$  çıkışına bir osiloskop bağlayınız ve osiloskobu ac aktarma moduna alınız ki,  $V_o$  izlenebilsin.  $R_1 = R_2 = R_3 = 1\text{K}\Omega$  ve  $C_1 = C_2 = C_3 = 220 \text{ nF}$  iken, çıkış dalga şekli düzgün bir sinüs olacak şekilde,  $500\text{K}\Omega$  potansiyometre ile dikkatlice ayarlayınız. Bu dalga şeklinin frekansını ölçüp, kaydediniz.
8.  $C_1, C_2$  ve  $C_3$  kondansatörlerini  $470 \text{ nF}$  ile değiştirip adım 7'yi tekrarlayınız.
9.  $R_1, R_2$  ve  $R_3$  dirençlerini  $560 \Omega$  ile değiştirip adım 7 ve 8 'i tekrarlayınız.

#### SORULAR:

1. Adım 2 – 4'teki her bir kondansatör değeri için, Şekil 1'deki Wien köprü osilatörün teorik salınım (osilasyon) frekansını hesaplayınız ve bulduğunuz değerleri Tablo 1'e kaydediniz. Bu değerleri, adım 2 - 4'te ölçülen değerler ile karşılaştırınız.
2. İşlem basamağı 5 için 1. soruyu tekrarlayınız.
3. Adım 7 – 8'deki her bir kondansatör değeri için, Şekil 2'deki RC faz kaymalı osilatörünün teorik salınım (osilasyon) frekansını hesaplayınız ve bulduğunuz değerleri Tablo 2'ye kaydediniz. Bu değerleri, adım 7 - 8'te ölçülen değerler ile karşılaştırınız.
4. İşlem basamağı 9 için 3.soruyu tekrarlayınız.

5. Şekil 1 ve 2'yi kendinize örnek alarak, bir Wien köprü ve bir de RC faz kaymalı osilatör tasarlayınız. Her ikisi için de salınım frekansı olarak 1 KHz'i alınız. Kondansatör ve direnç değerleri için standart değerleri kullanınız. Tasarladığınız devreleri çiziniz.

**TABLO 1**

<b>R</b>	<b>C</b>	<b>Ölçülen Osilatör Frekansı</b>	<b>Hesaplanan Osilatör Frekansı</b>
10 K $\Omega$	0.1 $\mu$ F		
10 K $\Omega$	0.22 $\mu$ F		
10 K $\Omega$	0.47 $\mu$ F		
1 K $\Omega$	0.1 $\mu$ F		
1 K $\Omega$	0.22 $\mu$ F		
1 K $\Omega$	0.47 $\mu$ F		

**TABLO 2**

<b>R</b>	<b>C</b>	<b>Ölçülen Osilatör Frekansı</b>	<b>Hesaplanan Osilatör Frekansı</b>
1 K $\Omega$	0.22 $\mu$ F		
1 K $\Omega$	0.22 $\mu$ F		
1 K $\Omega$	0.22 $\mu$ F		
1 K $\Omega$	0.47 $\mu$ F		
1 K $\Omega$	0.47 $\mu$ F		
1 K $\Omega$	0.47 $\mu$ F		
560 $\Omega$	0.22 $\mu$ F		
560 $\Omega$	0.22 $\mu$ F		
560 $\Omega$	0.22 $\mu$ F		
560 $\Omega$	0.47 $\mu$ F		
560 $\Omega$	0.47 $\mu$ F		
560 $\Omega$	0.47 $\mu$ F		

# EK A

## AMAC

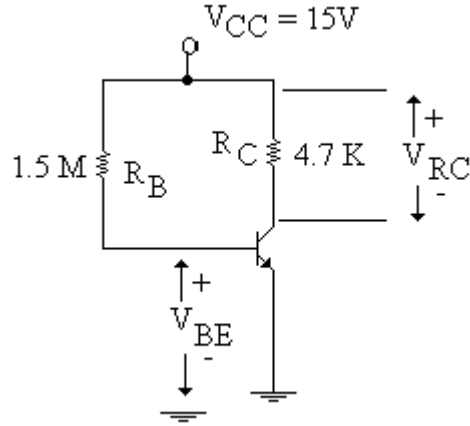
1. Deneyleerde kullandığımız BJT'nin  $\beta$  değerlerini ölçmek.

## MALZEME LİSTESİ

1. 2N2222 Silikon npn transistör veya eşleniği
2. Çıkışı ayarlanabilen DC güç kaynağı
3. Dirençler: 1-1.5 M $\Omega$ , 1-4.7 K $\Omega$
4. Sayısal ölçü aleti

## İŞLEM BASAMAKLARI

1. Transistörün  $\beta$ 'sını belirlemek için aşağıdaki devreyi kurunuz.



Şekil-1

2. Kollektör direnci üzerindeki  $V_{RC}$  gerilimini ve transistörün beyz-emiter terminalleri arasındaki  $V_{BE}$  gerilimini ölçünüz.
3. Devrede yer alan tüm direnç değerlerini ölçerek kaydediniz.
4. Aşağıda verilen formülde ölçüm sonuçlarından elde ettiğiniz verileri yerine koyarak,  $\beta$ 'yi hesaplayınız.

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{(V_{RC}) (R_B)}{(R_C) (V_{CC} - V_{BE})}$$

# EK B

## AMAC

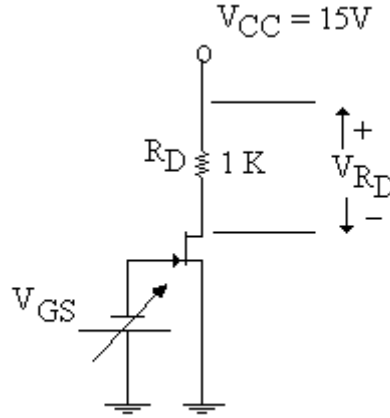
2. Deneyleerde kullandığınız JFET'in  $I_{DSS}$  ve  $V_p$  değerlerini ölçmek.

## MALZEME LİSTESİ

5. 2N5459 Silikon N kanallı JFET veya eşleniği
6. Çıkışı ayarlanabilen DC güç kaynağı
7. Dirençler: 1-1K $\Omega$
8. Sayısal ölçü aleti

## İŞLEM BASAMAKLARI

1. JFET'in  $I_{DSS}$  ve  $V_p$  değerlerini ölçmek için aşağıdaki devreyi kurunuz.



Şekil-1

2.  $V_{GS}=0V$  iken, (yani gate-kapı ucunu doğrudan toprağa bağlayınız)  $R_D$  direnci üzerinde düşen gerilimi bir voltmetre ile ölçünüz. Ölçtüğünüz bu değeri  $I_{DSS}$  akımını hesaplamak için kullanacağız.

$$I_{DSS} = \frac{V_{RD}}{R_D}$$

3.  $V_{GS}$  gerilimini artırarak (negatif yönde artırarak)  $V_{RD} = 0 V$  yapınız. Bu anda  $I_D$  akımının 0 olduğuna dikkat ediniz.  $I_D$  akımının 0 olduğu andaki  $V_{GS}$  gerilimi  $V_p$  'ye eşittir.

# LM741 Operational Amplifier

## General Description

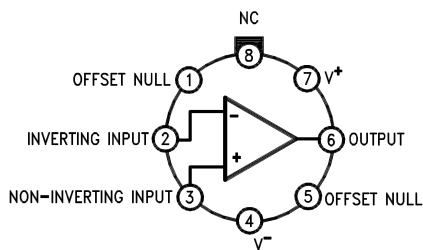
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

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 guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

## Connection Diagrams

**Metal Can Package**

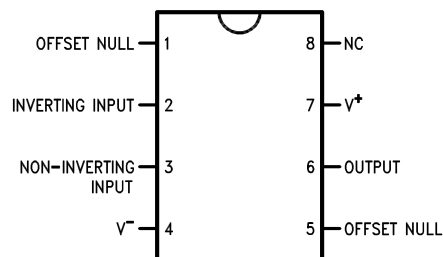


DS009341-2

**Note 1:** LM741H is available per JM38510/10101

**Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 1),  
LM741AH/883 or LM741CH  
See NS Package Number H08C**

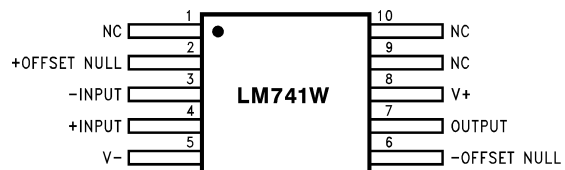
**Dual-In-Line or S.O. Package**



DS009341-3

**Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CN  
See NS Package Number J08A, M08A or N08E**

**Ceramic Flatpak**

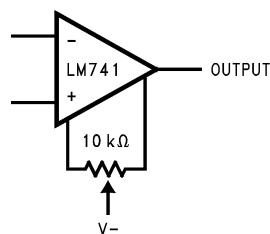


DS009341-6

**Order Number LM741W/883  
See NS Package Number W10A**

## Typical Application

**Offset Nulling Circuit**



DS009341-7

## Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 7)

	LM741A	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 3)	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 4)	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	150°C	100°C
Soldering Information			
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C
M-Package			
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.			
ESD Tolerance (Note 8)	400V	400V	400V

## Electrical Characteristics (Note 5)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	$\mu\text{A}$
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		$\text{M}\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									$\text{M}\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V



## Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$ , $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_S = \pm 20\text{V}$ , $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_O = \pm 10\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV V/mV
	$V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_O = \pm 2\text{V}$	10									V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 16$ $\pm 15$									V V
	$V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35		25			25		mA mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95		70	90		70	90		dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$ to $V_S = \pm 5\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time Overshoot	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain		0.25 6.0	0.8 20		0.3 5			0.3 5		$\mu\text{s}$ %
Bandwidth (Note 6)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ $\mu\text{s}$
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		80	150		50	85		50	85	mW mW
	LM741A $V_S = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135							mW mW
LM741	$V_S = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW

**Note 2:** "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

## Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

**Note 3:** For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and  $T_j$  max. (listed under "Absolute Maximum Ratings").  $T_j = T_A + (\theta_{JA} P_D)$ .

Thermal Resistance	Cerdip (J)	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
$\theta_{JA}$ (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
$\theta_{JC}$ (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

**Note 4:** For supply voltages less than  $\pm 15V$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

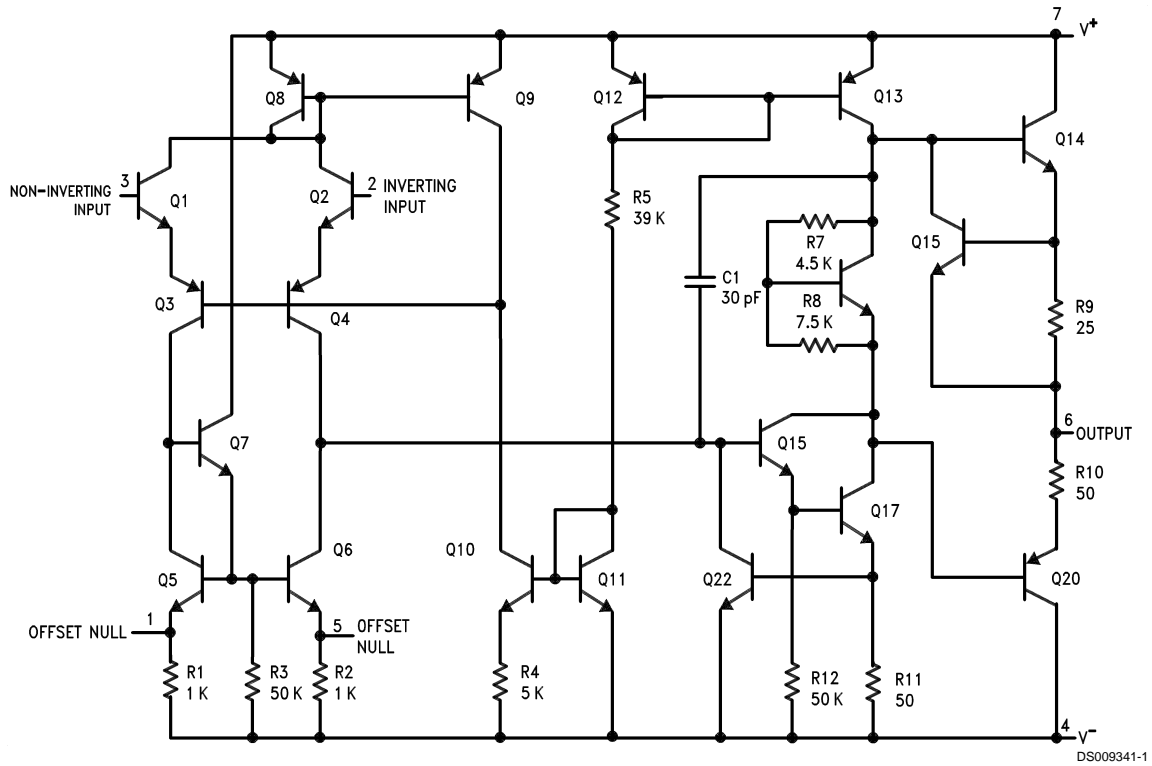
**Note 5:** Unless otherwise specified, these specifications apply for  $V_S = \pm 15V$ ,  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$  (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ .

**Note 6:** Calculated value from:  $BW$  (MHz) =  $0.35/\text{Rise Time}(\mu s)$ .

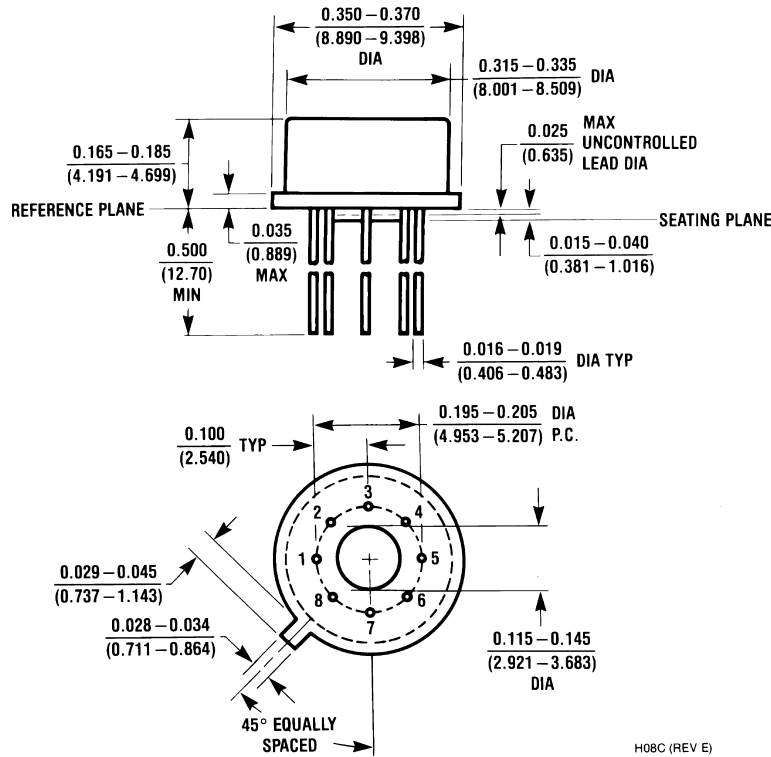
**Note 7:** For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

**Note 8:** Human body model, 1.5 k $\Omega$  in series with 100 pF.

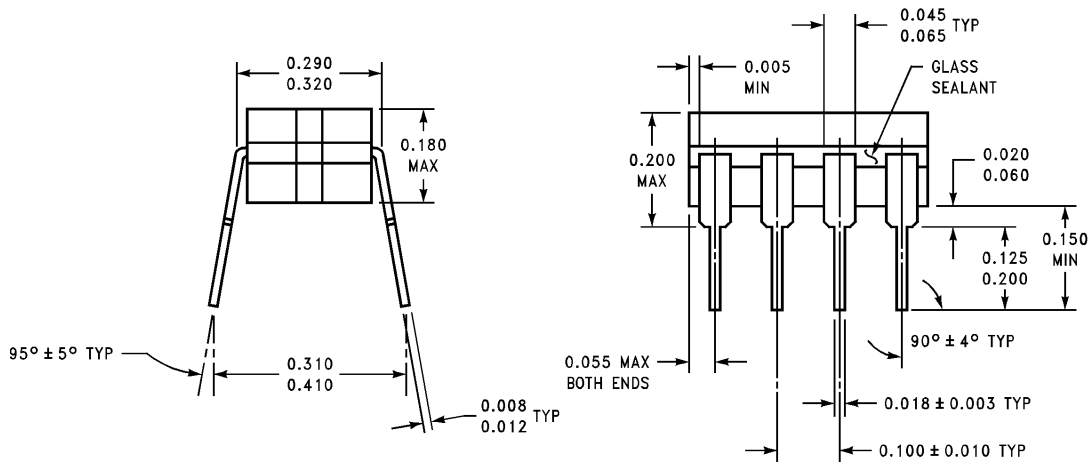
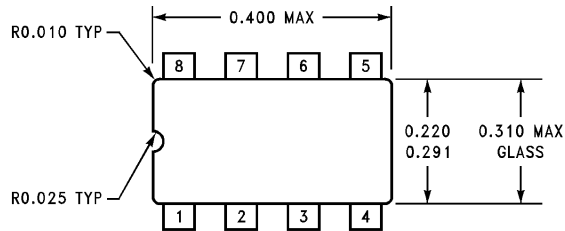
## Schematic Diagram



**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted



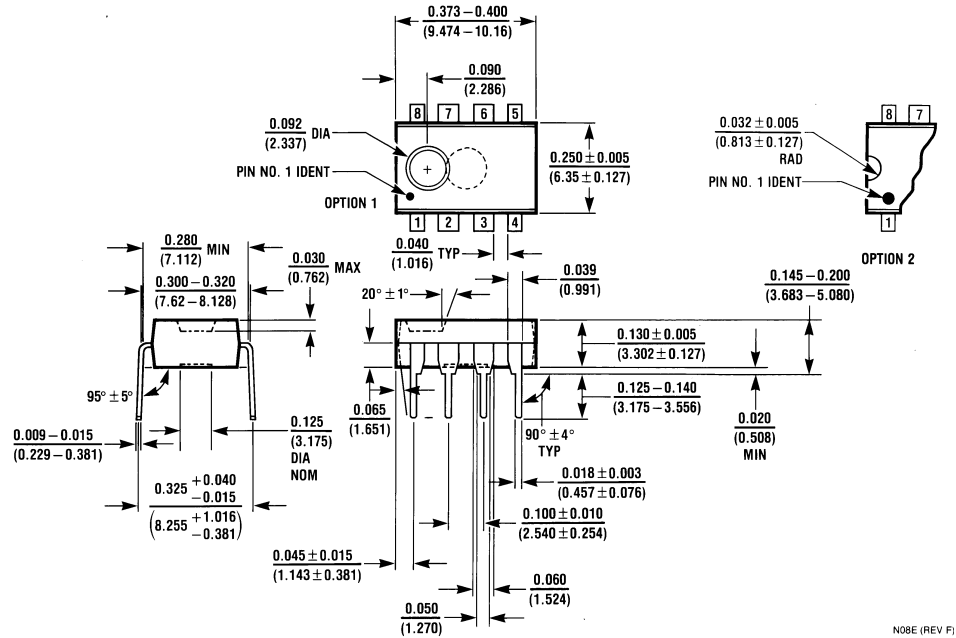
**Metal Can Package (H)**  
 Order Number LM741H, LM741H/883, LM741AH/883, LM741AH-MIL or LM741CH  
 NS Package Number H08C



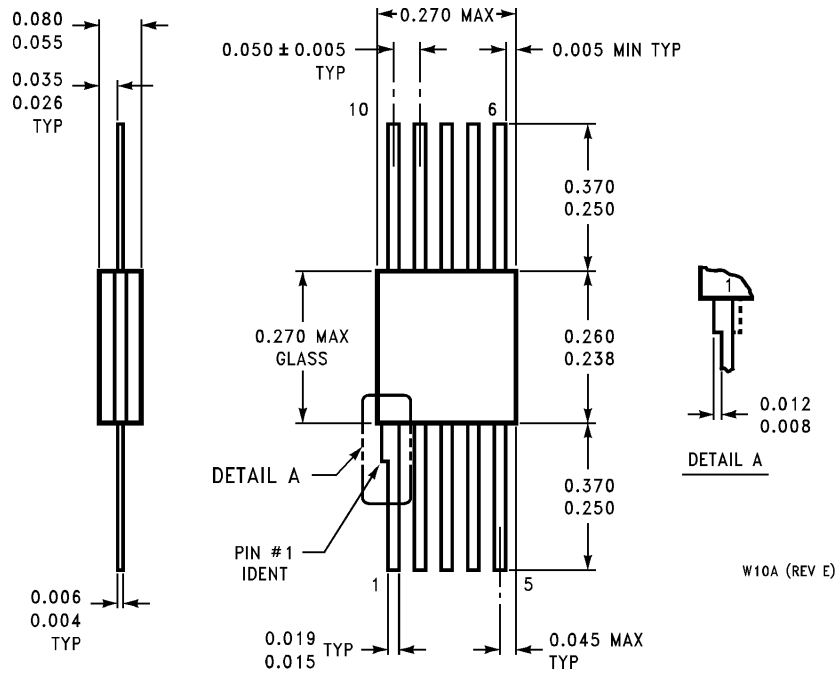
**Ceramic Dual-In-Line Package (J)**  
 Order Number LM741J/883  
 NS Package Number J08A

J08A (REV K)

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



**Dual-In-Line Package (N)**  
**Order Number LM741CN**  
**NS Package Number N08E**



**10-Lead Ceramic Flatpak (W)**  
**Order Number LM741W/883, LM741WG-MPR or LM741WG/883**  
**NS Package Number W10A**

## Notes

### LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



**National Semiconductor Corporation**  
Americas  
Tel: 1-800-272-9959  
Fax: 1-800-737-7018  
Email: support@nsc.com  
www.national.com

**National Semiconductor Europe**  
Fax: +49 (0) 180-530 85 86  
Email: europe.support@nsc.com  
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208  
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171  
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

**National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group**  
Tel: 65-2544466  
Fax: 65-2504466  
Email: ap.support@nsc.com

**National Semiconductor Japan Ltd.**  
Tel: 81-3-5639-7560  
Fax: 81-3-5639-7507

# LM741

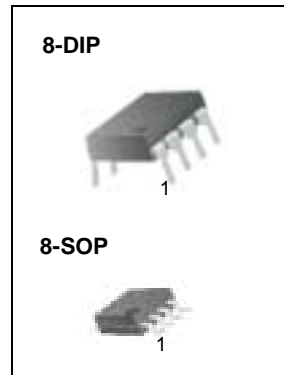
## Single Operational Amplifier

### Features

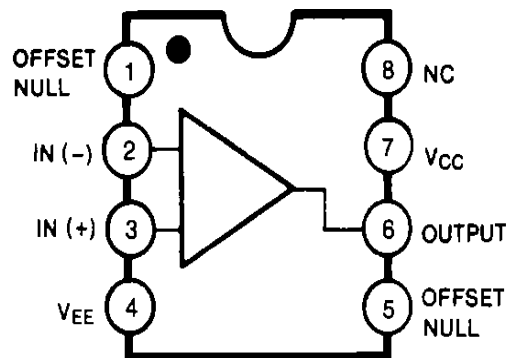
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- Internal frequency compensation
- High Input voltage range
- Null of offset

### Description

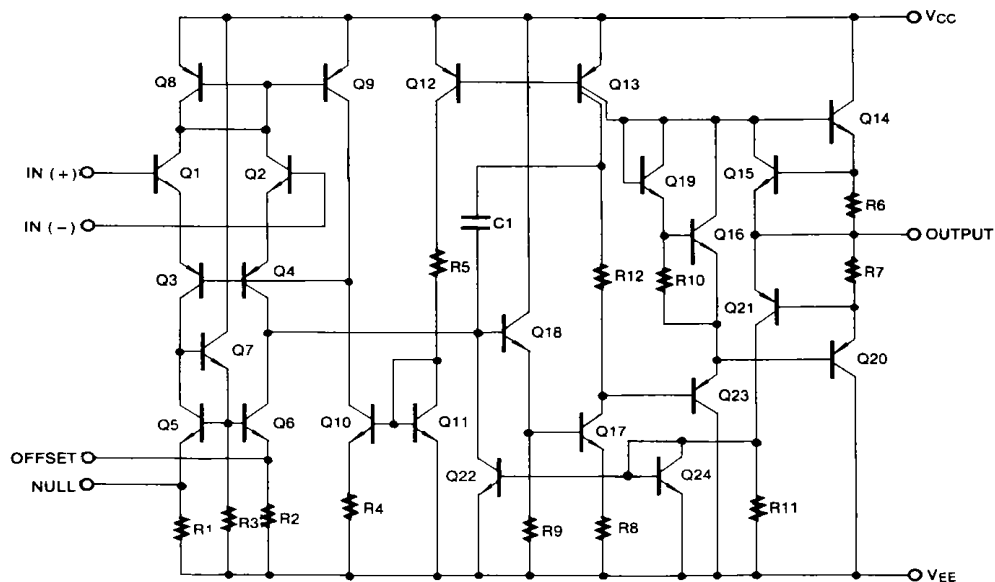
The LM741 series are general purpose operational amplifiers. It is intended for a wide range of analog applications. The high gain and wide range of operating voltage provide superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.



### Internal Block Diagram



## Schematic Diagram



## Absolute Maximum Ratings (TA = 25°C)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	±18	V
Differential Input Voltage	VI(DIFF)	30	V
Input Voltage	VI	±15	V
Output Short Circuit Duration	-	Indefinite	-
Power Dissipation	PD	500	mW
Operating Temperature Range LM741C LM741I	TOPR	0 ~ +70 -40 ~ +85	°C
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	°C

## Electrical Characteristics

( $V_{CC} = 15V$ ,  $V_{EE} = -15V$ .  $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)

Parameter		Symbol	Conditions	LM741C/LM741I			Unit	
				Min.	Typ.	Max.		
Input Offset Voltage	$V_{IO}$		$R_S \leq 10K\Omega$	-	2.0	6.0	mV	
			$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-		
Input Offset Voltage Adjustment Range	$V_{IO(R)}$		$V_{CC} = \pm 20V$	-	$\pm 15$	-	mV	
Input Offset Current	$I_{IO}$		-	-	20	200	nA	
Input Bias Current	$I_{BIAS}$		-	-	80	500	nA	
Input Resistance (Note1)	$R_I$		$V_{CC} = \pm 20V$	0.3	2.0	-	$M\Omega$	
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$		-	$\pm 12$	$\pm 13$	-	V	
Large Signal Voltage Gain	$G_V$		$R_L \geq 2K\Omega$	$V_{CC} = \pm 20V$ , $V_{O(P-P)} = \pm 15V$		-	V/mV	
			$V_{CC} = \pm 15V$ , $V_{O(P-P)} = \pm 10V$	20	200	-		
Output Short Circuit Current	$I_{SC}$		-	-	25	-	mA	
Output Voltage Swing	$V_{O(P-P)}$		$V_{CC} = \pm 20V$	$R_L \geq 10K\Omega$	-	-	-	V
			$R_L \geq 2K\Omega$	-	-	-		
			$V_{CC} = \pm 15V$	$R_L \geq 10K\Omega$	$\pm 12$	$\pm 14$	-	
			$R_L \geq 2K\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$	-		
Common Mode Rejection Ratio	CMRR		$R_S \leq 10K\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12V$	70	90	-	dB	
			$R_S \leq 50\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12V$	-	-	-		
Power Supply Rejection Ratio	PSRR		$V_{CC} = \pm 15V$ to $V_{CC} = \pm 15V$ $R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	dB	
			$V_{CC} = \pm 15V$ to $V_{CC} = \pm 15V$ $R_S \leq 10K\Omega$	77	96	-		
Transient Response	Rise Time	$T_R$	Unity Gain	-	0.3	-	$\mu s$	
	Overshoot	OS		-	10	-	%	
Bandwidth		BW	-	-	-	-	MHz	
Slew Rate		SR	Unity Gain	-	0.5	-	$V/\mu s$	
Supply Current		$I_{CC}$	$R_L = \infty\Omega$	-	1.5	2.8	mA	
Power Consumption		$P_C$	$V_{CC} = \pm 20V$	-	-	-	mW	
			$V_{CC} = \pm 15V$	-	50	85		

Note:

1. Guaranteed by design.



## Electrical Characteristics

( $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$   $V_{CC} = \pm 15\text{V}$ , unless otherwise specified)

The following specification apply over the range of  $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$  for the LM741C; and the  $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$  for the LM741I

Parameter	Symbol	Conditions	LM741C/LM741I			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Input Offset Voltage	$V_{IO}$	$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	mV	
		$R_S \leq 10\text{K}\Omega$	-	-	7.5		
Input Offset Voltage Drift	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	-	-	-	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	
Input Offset Current	$I_{IO}$	-	-	-	300	nA	
Input Offset Current Drift	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	-	-	-	$\text{nA}/^{\circ}\text{C}$	
Input Bias Current	$I_{BIAS}$	-	-	-	0.8	$\mu\text{A}$	
Input Resistance (Note1)	$R_I$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	-	-	-	$\text{M}\Omega$	
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$	-	$\pm 12$	$\pm 13$	-	V	
Output Voltage Swing	$V_{O(P-P)}$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	$R_S \geq 10\text{K}\Omega$	-	-	-	V
			$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	-	-	-	
		$V_{CC} = \pm 15\text{V}$	$R_S \geq 10\text{K}\Omega$	$\pm 12$	$\pm 14$	-	
			$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$	-	
Output Short Circuit Current	$I_{SC}$	-	10	-	40	mA	
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	$R_S \leq 10\text{K}\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	70	90	-	dB	
		$R_S \leq 50\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	-	-	-		
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$ to $\pm 5\text{V}$	$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	dB
			$R_S \leq 10\text{K}\Omega$	77	96	-	
Large Signal Voltage Gain	$G_V$	$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$ , $V_{O(P-P)} = \pm 15\text{V}$	-	-	-	V/mV
			$V_{CC} = \pm 15\text{V}$ , $V_{O(P-P)} = \pm 10\text{V}$	15	-	-	
			$V_{CC} = \pm 15\text{V}$ , $V_{O(P-P)} = \pm 2\text{V}$	-	-	-	

Note :

1. Guaranteed by design.

## Typical Performance Characteristics

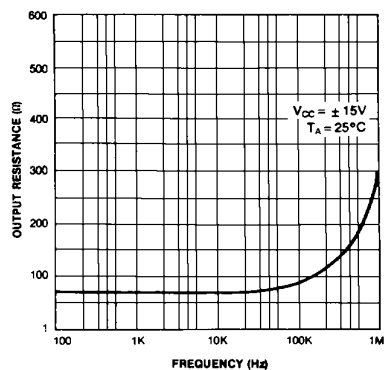


Figure 1. Output Resistance vs Frequency

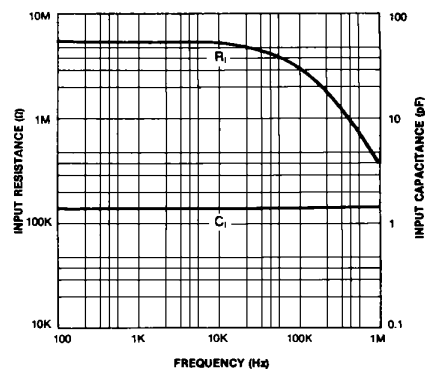


Figure 2. Input Resistance and Input Capacitance vs Frequency

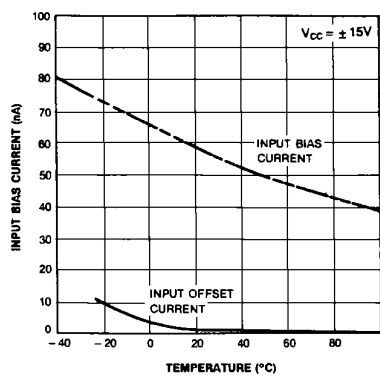


Figure 3. Input Bias Current vs Ambient Temperature

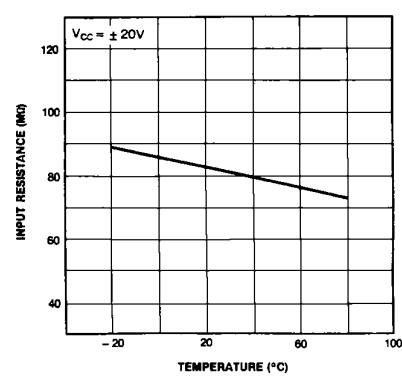


Figure 4. Power Consumption vs Ambient Temperature

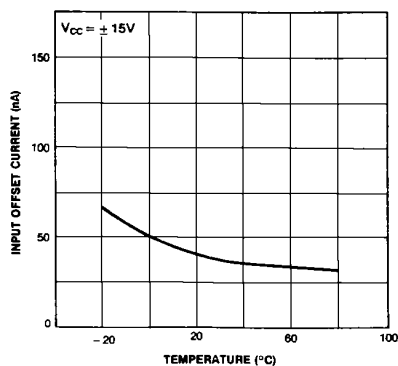


Figure 5. Input Offset Current vs Ambient Temperature

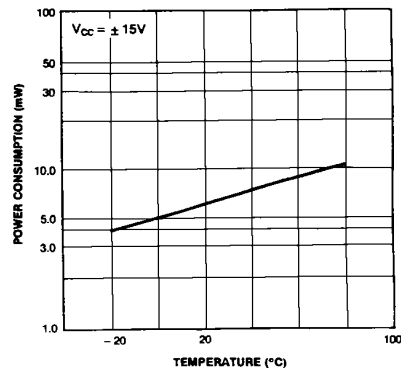


Figure 6. Input Resistance vs Ambient Temperature

## Typical Performance Characteristics (continued)

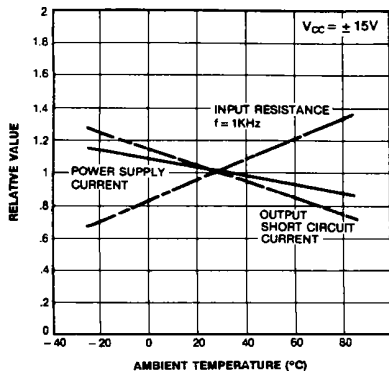


Figure 7. Normalized DC Parameters vs Ambient Temperature

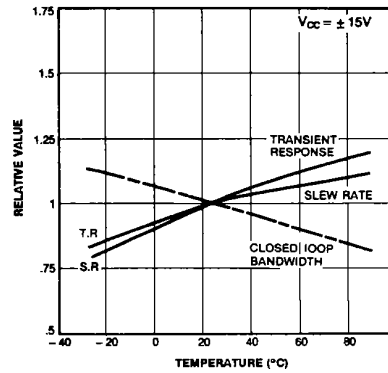


Figure 8. Frequency Characteristics vs Ambient Temperature

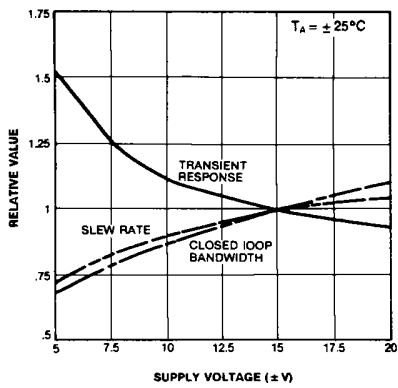


Figure 9. Frequency Characteristics vs Supply Voltage

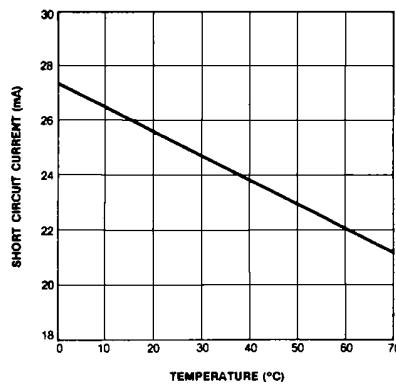


Figure 10. Output Short Circuit Current vs Ambient Temperature

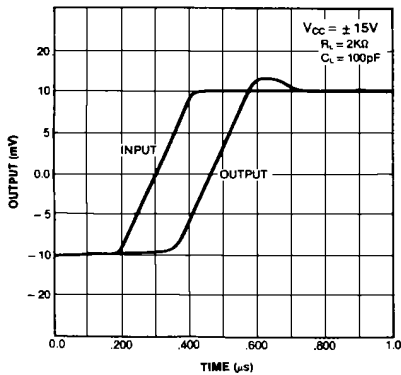


Figure 11. Transient Response

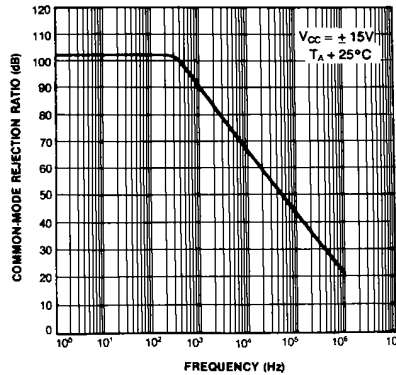


Figure 12. Common-Mode Rejection Ratio vs Frequency

## Typical Performance Characteristics (continued)

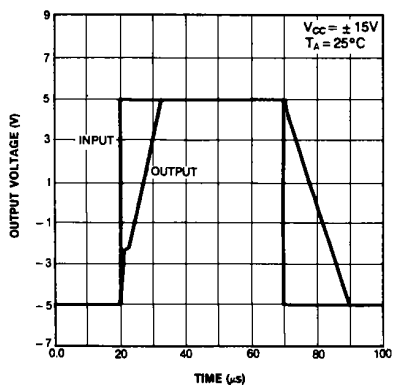


Figure 13. Voltage Follower Large Signal Pulse Response

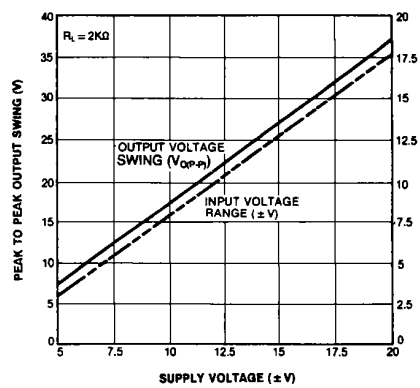
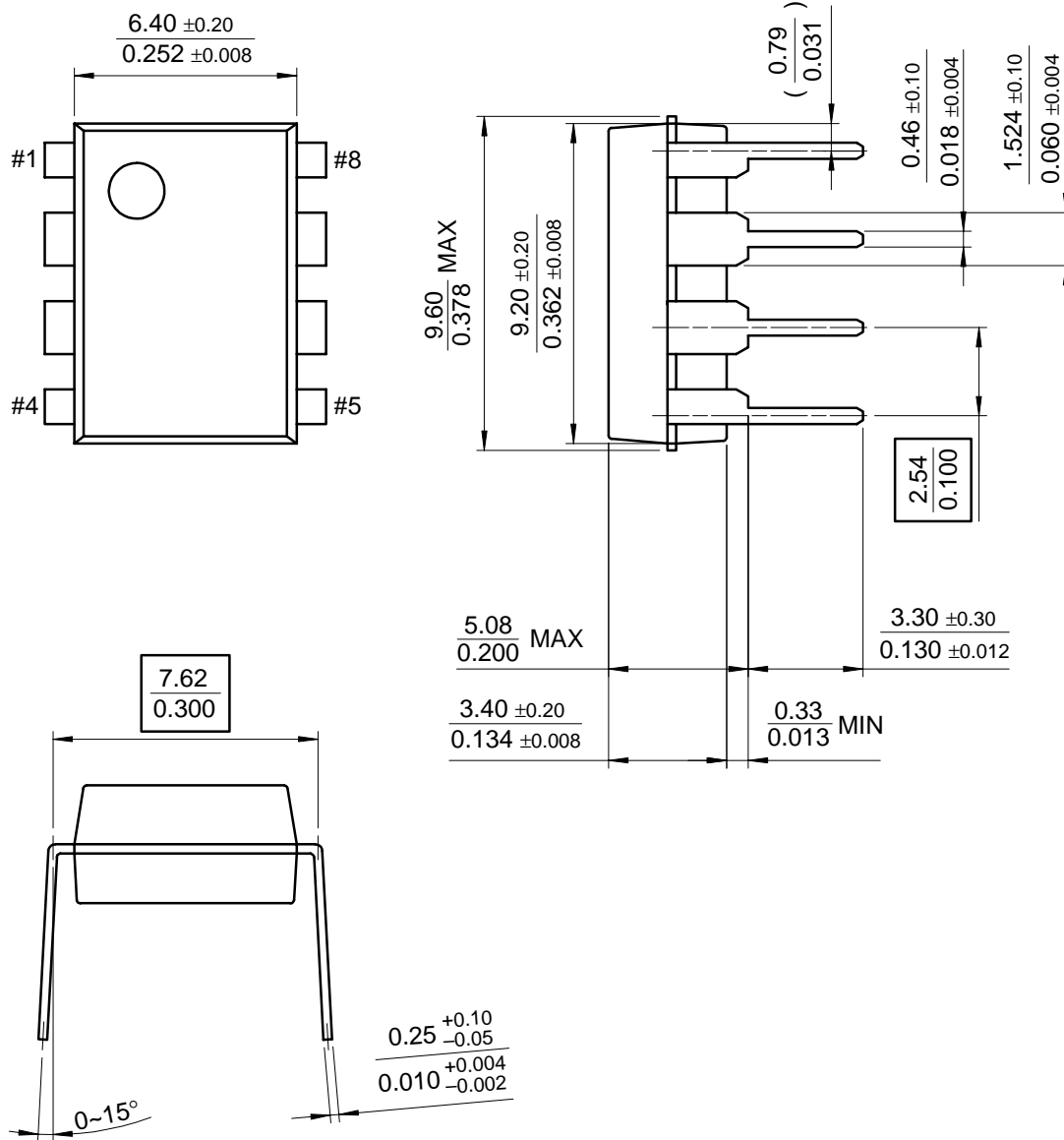


Figure 14. Output Swing and Input Range vs Supply Voltage

# Mechanical Dimensions

## Package

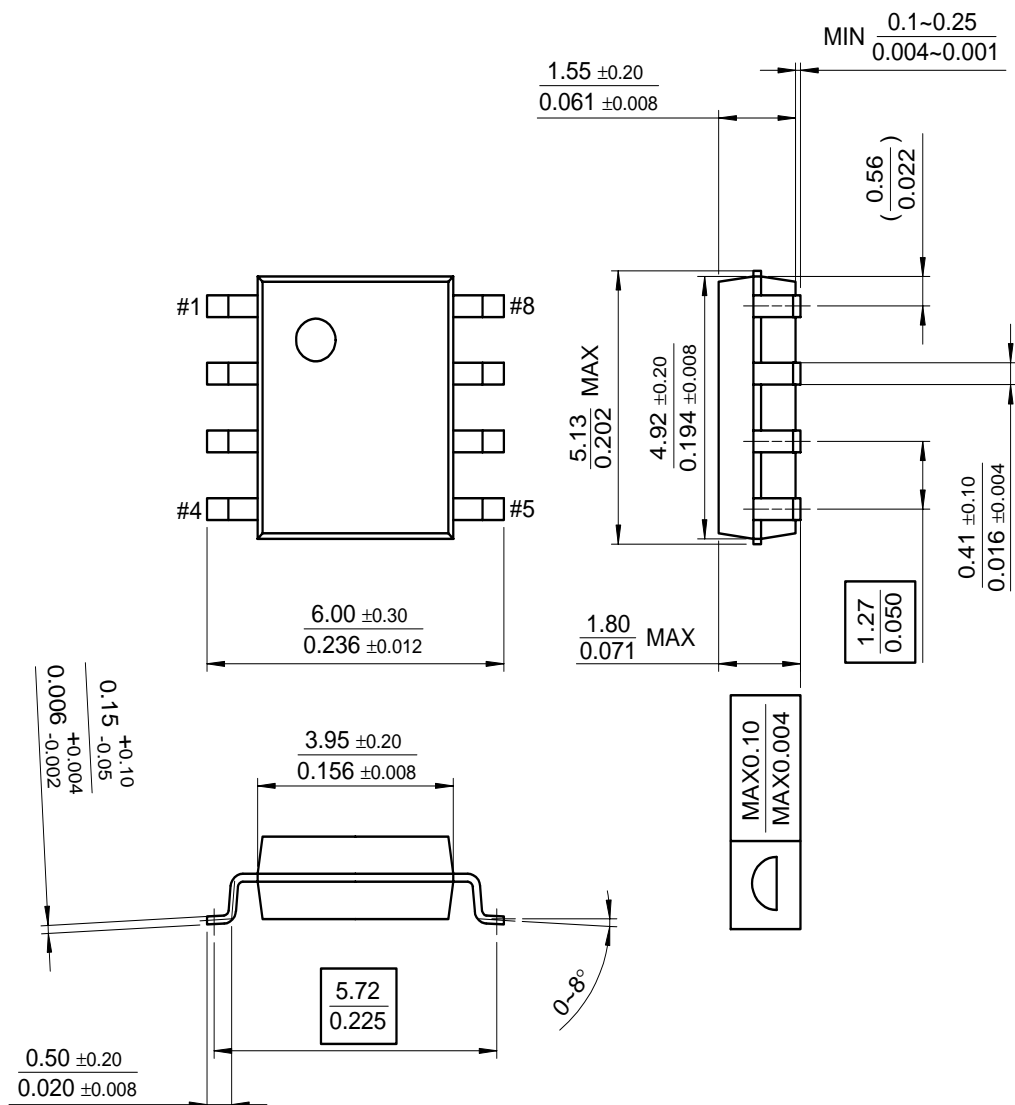
### 8-DIP



# Mechanical Dimensions (Continued)

## Package

### 8-SOP



## Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
LM741CN	8-DIP	0 ~ + 70°C
LM741CM	8-SOP	
LM741IN	8-DIP	-40 ~ + 85°C

### DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

### LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.