

ET 8

DIFFERENTIAL- OCH OPERATIONSFÖRSTÄRKARE

MÅLSÄTTNING.

Laborationen syftar till att du skall förstå hur differential- samt operationsförstärkare fungerar samt hur dessa kan användas.

FÖRBEREDELSE.

Du skall noga ha läst igenom laborationen och förstått funktionen hos en differentialsförstärkare respektive en operationsförstärkare. Du skall ha gjort hemuppgifterna innan laborationen.

Namn Kurs

Utförd den Handledare

Godkänd den av

OBS. Hemuppgifterna skall vara utförda innan laborationen för att du skall få delta vid laborationen.

1. Beskriv den principiella skillnaden mellan en single-ended förstärkare och en differentialförstärkare.

Svar:

2. Beskriv några fördelar hos en differentialförstärkare.

Svar:

3. Ge ett kopplingsschema för en konstantströmgenerator.

Svar:

4. Varför används en konstantströmgenerator i en differentialförstärkare?

Svar:

5. Vilka egenskaper har en operationsförstärkare?

Svar:

6. Vad innebär uttrycket råförstärkning?

Svar:

7. Rita kopplingsschema för en inverterare.

Svar:

8. Rita kopplingsschema för en spänningsföljare. Vilka fördelar uppnår man genom att använda den?

Svar:

9. Rita kopplingsschema för en summator.

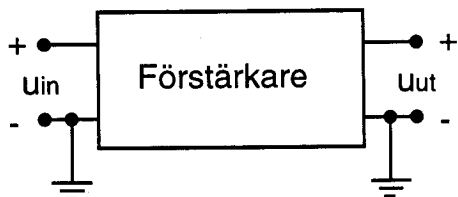
Svar:

10. Förklara begreppet "slew-rate".

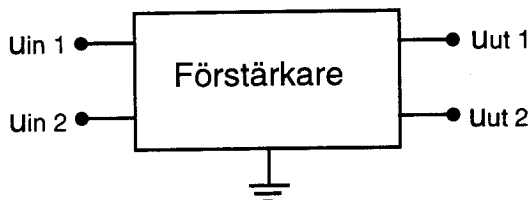
Svar:

Differentialförstärkaren.

Figur 1 visar symbolen för en förstärkare så som vi hittills lärt känna den dvs med osymmetrisk (single-ended) in- och utgång. Ingången och utgången är sammankopplade till en gemensam punkt. Denna är i sin tur ansluten till en viss likspänningspotential, oftast potentialen noll (signaljord). I olika sammanhang är denna typ av förstärkare olämplig, t ex när ingen av signalkällans anslutningar är signaljordad. Det är då nödvändigt att använda förstärkare med symmetrisk (frisvävande) ingång där ingen av de två ingångarna är signaljordad. (Figur 2.)

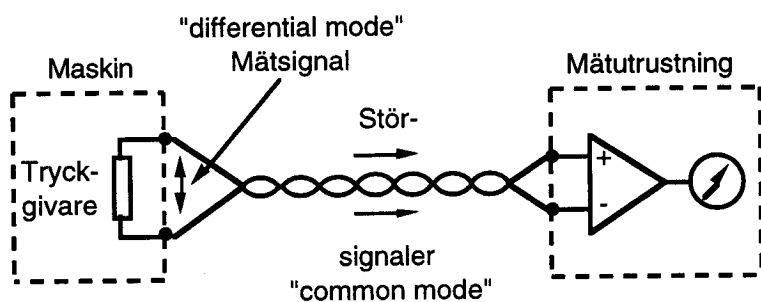


Figur 1.



Figur 2.

En förstärkare vars utsignal är proportionell endast mot spänningsskillnaden mellan ingångsklämmorna kallas differensförstärkare eller differentialförstärkare. Differentialförstärkaren mäter skillnaden mellan två spänningar samtidigt som den är relativt okänslig för på båda ingångarna samtidigt uppträdande störspänningar. En för ingångarna gemensam spänning och som dessutom kan vara avsevärt större än differensspänningen påverkar således ej utsignalen. Om det exempelvis krävs långa ledningar mellan givare och mätutrustning (se figur 3) så kan störningar som induceras i båda ledningarna avsevärt reduceras om ledningarna ansluts till en differentialförstärkare. Spänningar (störningar) som inkommer med samma storlek på båda ingångarna kallas "common mode voltage". En differentialförstärkares känslighet för denna "common mode voltage" är ofta 10 000 ggr lägre än för den differentiella spänningen och man säger då att förstärkaren har en "common mode rejection ratio" (CMRR) på 10 000 ggr.



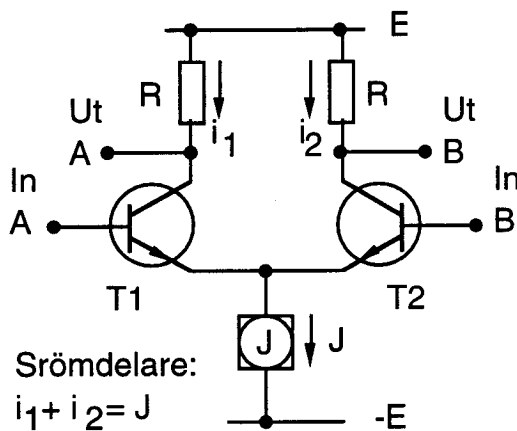
Figur 3.

I processindustrin används differentialförstärkare för att förstärka små utsignaler från exempelvis tryckgivare, flödesgivare, optiska givare etc. Ett annat exempel är EKG-mätningar där störningar från omgivningen helt skulle dölja de svaga signalerna från hjärtat om ej differentialförstärkare används. Differentialsteg används ofta som ingångssteg i operationsförstärkare, vilka genom återkoppling och yttre kompenseringar får önskad karaktäristik. Tidigare var differentialförstärkare

besvärliga och kostsamma att tillverka på grund av det stora antalet matchade komponenter som erfordras. Integrerade kretsar har inte dessa nackdelar.

Differentialförstärkarens funktion.

Differentialsteget fungerar i princip som en strömdelare (figur 4). Steget strömmatas från en strömgenerator som avger en konstant ström, I . Om spänningarna på ingångarna A och B är lika råder full symmetri och strömmen I uppdelas i två lika delar $i_1 = i_2 = I/2$. Denna strömdelning ändras inte om vi kopplar samman ingångarna och varierar den gemensamma inspänningen (common mode voltage). En skillnadsspänning mellan ingångarna A och B ändrar symmetrin hos steget och därmed strömdelningen. Eftersom den totala strömmen är given kommer strömökningen i den ena transistoren att vara lika stor som strömminskningen i den andra. Differensspänningen, $A - B$, kommer därmed i stort sett att uppdelas lika mellan transistorerna och vi får en symmetrisk utspänning kring vilovärdet. Differentialsteget fungerar alltså helt olika för "common mode" spänningen och för "differential mode" spänning på ingången. De förra signalerna ändrar inte symmetrin eller strömdelningen i steget och ger därför ingen utsignal. En konstantströmgenerator kan göras med en transistor (figur 5).



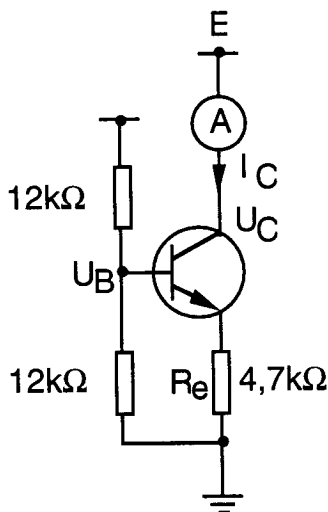
Figur 4.

Uppgift 1. Undersökning av konstantströmgenerator.

En enkel konstantströmgenerator visas i figur 5. I_c är i det närmaste konstant och oberoende av U_c ty U_B är konstant och $U_{BE} \ll U_{Re}$. U_B kan med fördel erhållas från en zenerdiod.

Beräkna I_c om basströmmen försummas. $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$.

Resultat: $I_c = \dots\dots\dots \text{ mA}$



Figur 5.

Koppla upp kretsen. Låt E vara en likspänning från ett spänningsaggregat.

Mät I_c med ett universalinstrument (med 3 decimalers noggrannhet) för olika värden på E (t.ex. 5, 10 och 15V).

Resultat:

Strömgeneratorns utimpedans

$$R_{ut} = \frac{\Delta E}{\Delta I_c} =$$

Uppgift 2. Undersökning av differentialförstärkare.

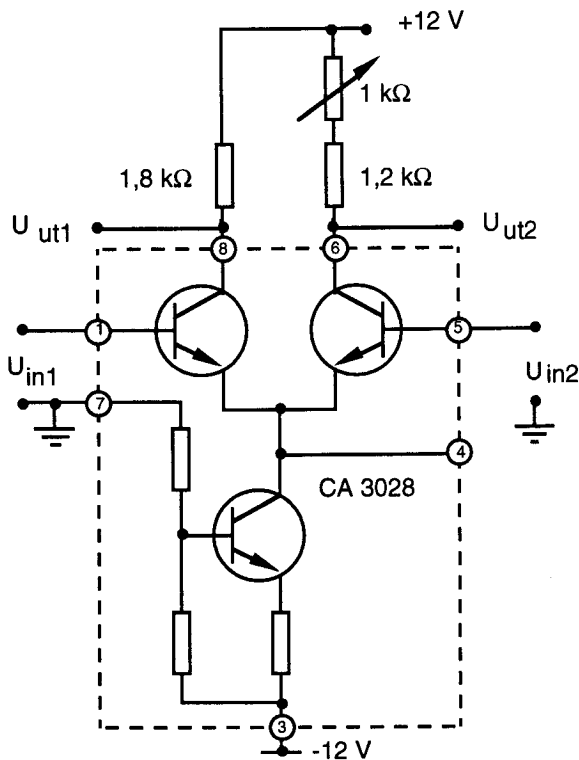
Koppla upp en differentialförstärkare enl. figur 6. CA3028 är en integrerad krets. Datablad finns som appendix till laborationen.

Med hjälp av potentiometern R skall en nolljustering göras, så att $U_{IN} = 0$ V på båda ingångarna skall ge en spänningsskillnad = 0 V mellan de båda utgångarna.

Koppla därför in en voltmeter mellan utgångarna, jorda de båda ingångarna och ändra R tills spänningsskillnaden är ≈ 0 V. Värdet på R blir

$$R = \dots\dots$$

Jorda ingång 2. Anslut till ingång 1 en sinusformad signal (≈ 50 mV). Studera utsignalen på de båda utgångarna med oscilloskopet. Avpassa insignalens storlek så att en distorsionsfri utsignal erhålles. Om störningar uppträder så beror det förmodligen på att jordningen inte är gjord på bästa sättet.



Figur 6.

Förstärkning vid utgång 1

$$|F_u| = \dots\dots\dots \text{ ggr}$$

Förstärkning vid utgång 2

$$|F_u| = \dots\dots\dots \text{ ggr}$$

Är utsignalerna fasförskjutna relativt ingångens signal och i så fall hur mycket?
Svar:

Tag bort jordningen på ingång 2 och mata in samma signal på både ingång 1 och ingång 2.

$$U_{in1} = U_{in2} = 1V$$

Förstärkningen vid utgång 1 blir $F_u = \dots\dots\dots \text{ ggr}$

Förstärkningen vid utgång 2 blir $F_u = \dots\dots\dots \text{ ggr}$

Vad är det alltså för egenskap som utmärker en differentialförstärkare?
Svar:

Beräkna förhållandet

$$\frac{F(\text{direct mode})}{F(\text{common mode})} = \dots\dots\dots \text{ samt CMRR} = \dots\dots\dots$$

Operationsförstärkare.

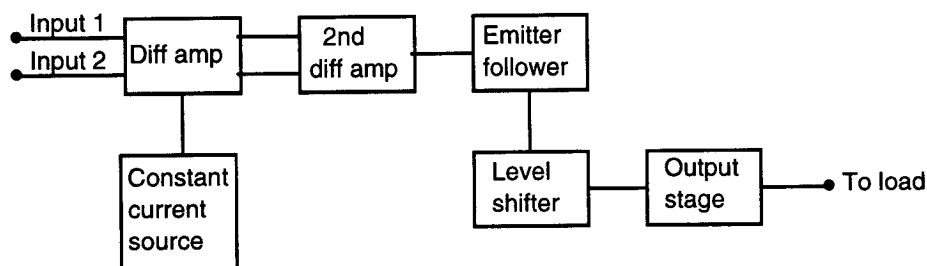
Allmänt:

Ursprungligen användes termen operationsförstärkare i datamaskin-tekniken för att beskriva förstärkare som utförde olika matematiska operationer (addition, medelvärdesbildning, differentiering o d). Begreppet har efterhand utvidgats. Idag menar vi med en operationsförstärkare en likspänningsförstärkare vars egenskaper helt bestäms av motkopplingselement. Vanligen besitter operationsförstärkaren följande genskaper:

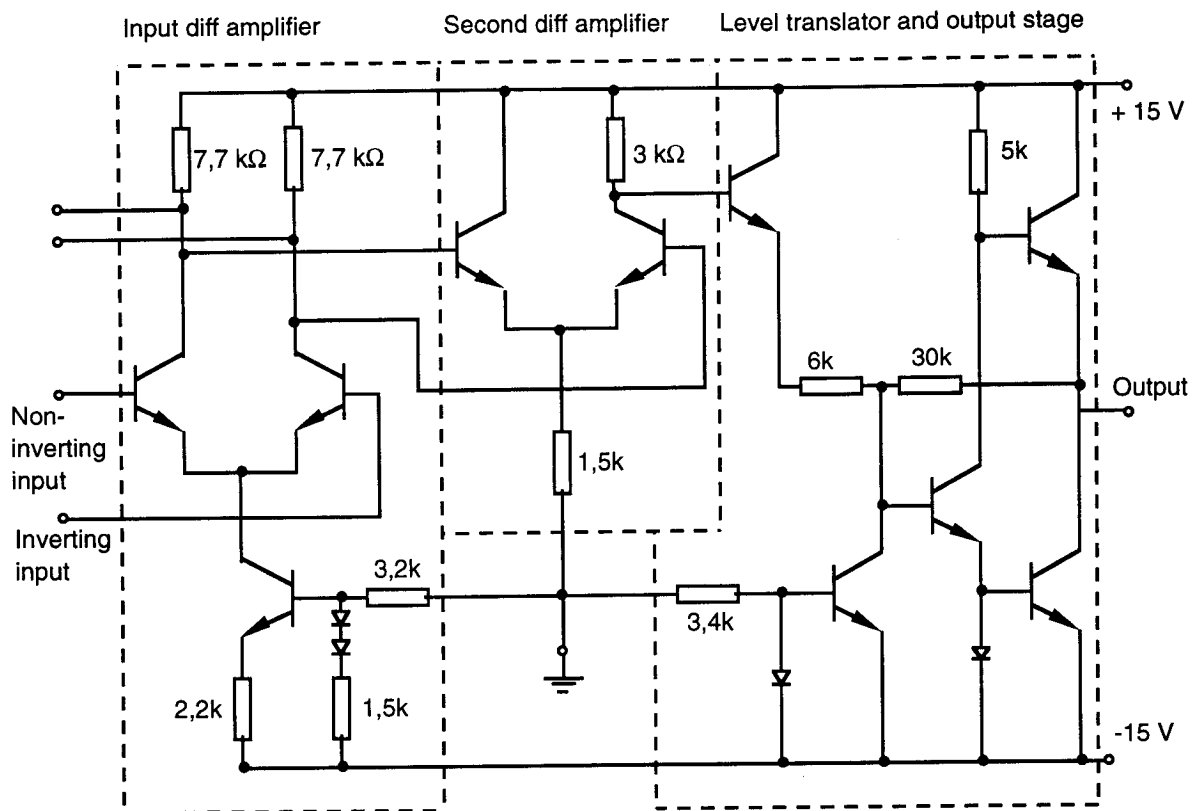
- stor spänningsförstärkning
- hög ingångsimpedans
- låg utgångsimpedans
- differentialingång

Förstärkare för snart sagt varje tillämpning finns numera tillgängliga som färdiga block och endast de funktionsbestämmande yttre komponenterna behöver beräknas av användaren.

En ordinär operationsförstärkare består i princip av två direktkopplade differentialsteg; det andra steget drivs i mottakt av det första. Figur 7a visar blockdiagram över en typisk operationsförstärkare och i figur 7b visas det praktiska utförandet.

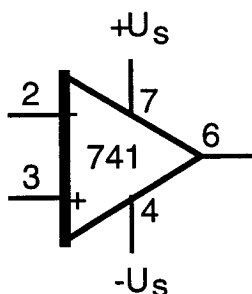


Figur 7a



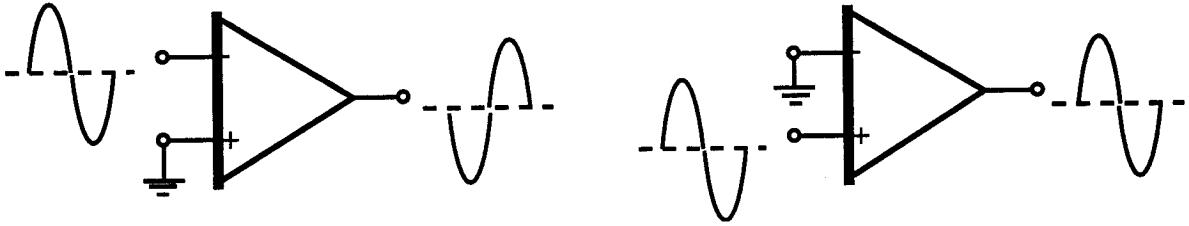
Figur 7b.

Figur 8 a visar operationsförstärkarens symbol. Siffrorna på utsidan anger bennummer och på insidan typbeteckning. Observera att man normalt inte bryr sig om att rita ut matningsspänningarna i symbolen.



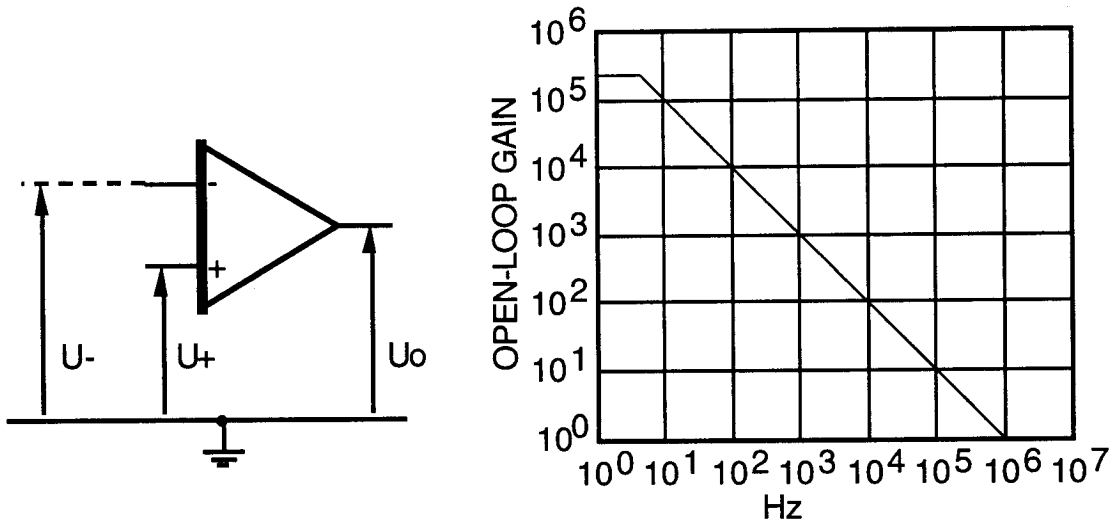
Figur 8a.

Operationsförstärkaren har två ingångar: den inverterande ingången (minus-ingången) som på utgången ger en signal som är 180° fasförskjuten i förhållande till insignalen (in- och utsignalerna i motfas) samt den icke-inverterande ingången (plus-ingången) som ger en utsignal i fas med insignalen (figur 8b och c).



Figur 8b och c.

Utsignalen från en operationsförstärkare (figur 8d) kontrolleras av differensen i amplitud mellan de signaler som anbringas till plus- och minusingångarna.

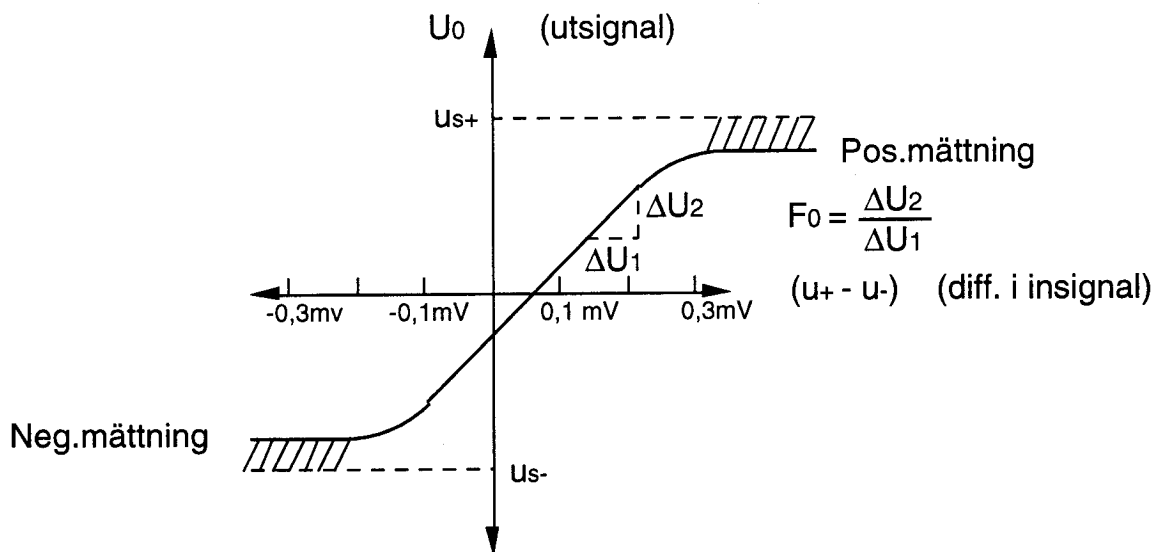


Figur 8 d och e.

Utsignalen är $u_o = F_o (u_+ - u_-)$, där $F_o (> 10^4)$ är råförstärkningen (open-loop gain). Råförstärkningen är i allmänhet konstant för frekvenser från noll och upp till 10 à 100 Hz (jfr figur 8 e).

Den praktiska operationsförstärkaren har en ändlig råförstärkning, vanligen mellan 10⁴ och 10⁶ ggr. Inimpedansen är också ändlig, normalt mellan 10⁵ ohm och 10¹² ohm. Utimpedansen är under 100 ohm. Spänningsmatningen sker normalt från ett dubbelt likspänningsdon. Operationsförstärkaren är likströmskopplad och normalt avsedd att användas för frekvenser upp till ca 1 GHz. En operationsförstärkare kan således förstärka både lik- och växelspanningar. Genom att koppla yttre passiva komponenter till operationsförstärkaren kan man få denna att utföra olika funktioner, dvs behandla analoga signaler på olika sätt.

Relationen mellan in- och utsignal återges grafiskt i figur 9. Observera att förstärkaren har ett mycket litet linjärt inspänningsområde. När $(u_+ - u_-)$ överskrider detta mättnads förstärkaren och utsignalen blir konstant. Lutningen på kurvan är ett mått på råförstärkningen. Vanligen är kurvan mindre linjär än vad som framgår av figur 9. Observera också att kurvan ej går genom origo. En liten differenssignal måste anbringas för att utsignalen skall bli noll, denna kallas på engelska "input offset voltage" (storleksordning mV).



Figur 9.

I denna laboration används genomgående operationsförstärkaren 741 (integrerad monolitkrets). 741-an förekommer på programmet hos en mängd halvledartillverkare till ett pris av endast några kronor per styck. Datablad för 741:an finns som appendix till laborationen. I en del sammanhang kan prestanda förbättras högst avsevärt genom att en mera avancerad förstärkare med t ex låg biasström och låg offsetdrift används.

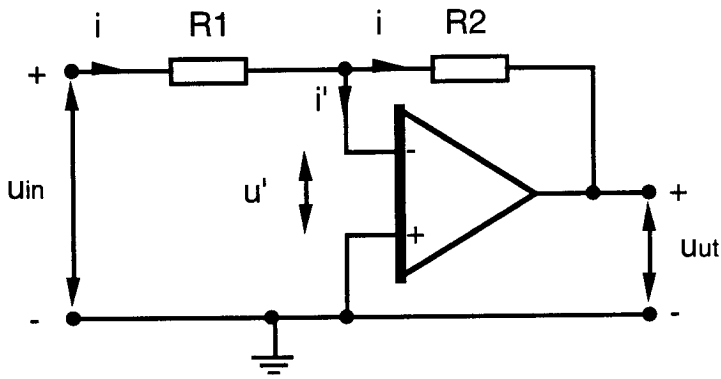
Operationsförstärkarens uppkoppling.

Matningsspänningen till operationsförstärkaren i laborationen (+15 V och -15 V) tas från ett vanligt spänningsaggregat. Det finns ett par anslutningar som tarvar förklaringar. Stift 8, NC, är helt enkelt "no connection", dvs ingen anslutning. Stift 1 och 5 betecknas OFFSET NULL. Mellan dem kan man koppla in en 10 kohm trimpot, med den rörliga kontakten ansluten till V-, för kompensering av offsetspänningen.

De flesta praktiska tillämpningar av operationsförstärkare använder någon form av negativ återkoppling. Observera att den mycket stora råförstärkningen får den återkopplade förstärkarens förstärkning att helt bero på de yttre återkopplingskretsarna. Först studeras resistiva återkopplingar.

Inverterande förstärkarkoppling.

Genom att studera figur 10 finner man att en liten positiv spänning u' får u_{ut} att bli starkt negativ och via resistansen R_2 motverkas den lilla positiva spänningen u' . På samma sätt motverkas en liten negativ spänning u' . Antages sedan operationsförstärkaren ideal ($F_0 = \infty$) finner man att $u' = 0$. Då $u' = 0$ och R_{in} är mycket hög erhålles $i' = 0$ vilket får inströmmen att flyta genom såväl R_1 som R_2 .



Figur 10.

Då $u' = 0$ kan inströmmen tecknas på två sätt:

$$i = \frac{U_{in}}{R_1} \quad \text{och dels} \quad i = -\frac{U_{ut}}{R_2}$$

Eliminering av i ger förstärkningen

$$F = \frac{U_{ut}}{U_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Inresistansen blir

$$R_{in} = \frac{U_{in}}{i} = R_1$$

Uppgift 3.

Studera databladet (se appendix) för 741:an och notera:

Råförstärkningen

Inresistans

Inström

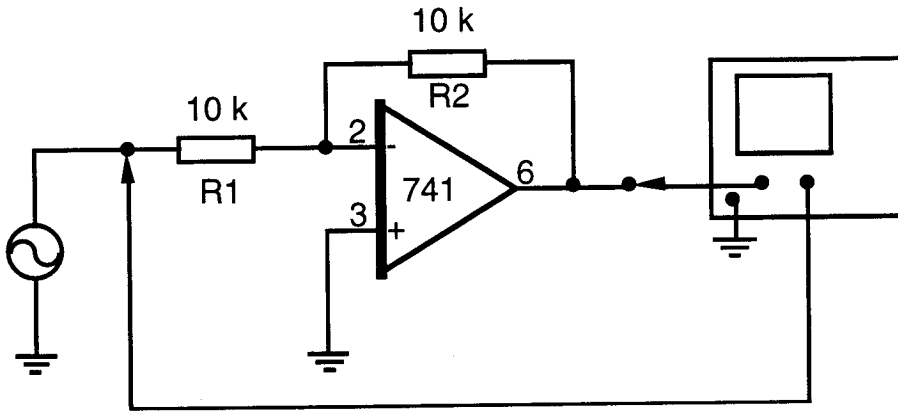
Offsetspänningen

Max matningsspänning

Max effektförlust

Uppgift 4.

Koppla upp enligt figur 11. Anslut sinusformad signal 1 kHz och 0,5 V (peak-to-peak). Studera utsignalens fas relativt insignalen.



Figur 11.

Hur många grader är fasvridningen ?

Hur stor är förstärkningen? F =

Ändra R2 till 22 k F =

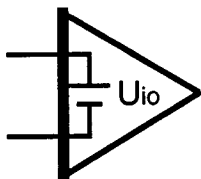
56 k F =

100 k F =

Vad är det alltså som bestämmer förstärkningen i inverterande förstärkarkoppling?
Svar:

Uppgift 5. Bestämning av offsetspänningen.

Differenser i ingångstransistorernas parametrar orsakar på ingången en spänningsobalans, offset-spänning. Figur 12.



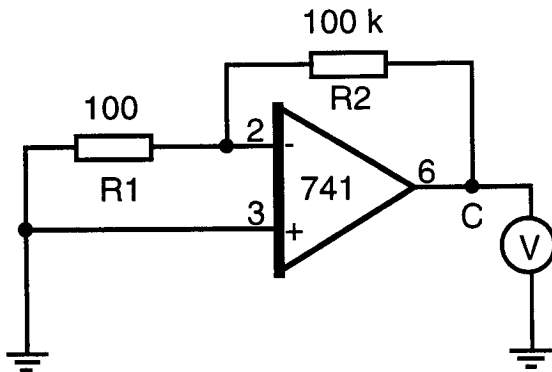
Figur 12.

I figur 13 visas en principuppkoppling för mätning av offsetspänningen. Kopplingen ger en förstärkning av spänningen på minusingången som är

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{10^5}{10^2} = 1000$$

Den spänning som utgången visar skall således divideras med 1000 för att man skall få offsetspänningen, dvs spänningen i punkten C är 1000 ggr offsetspänningen.

Använd DMM för att mäta utsignalen.



Figur 13.

Offset-spänningen är mV

Koppla in en 10 k trimpotentiometer enligt anvisning i databladet för kompensering av offsetspänningen.

Eliminera med hjälp av trimpotentiometern den förstärkta offset-spänningen på utgången till noll.

Icke inverterande förstärkare.

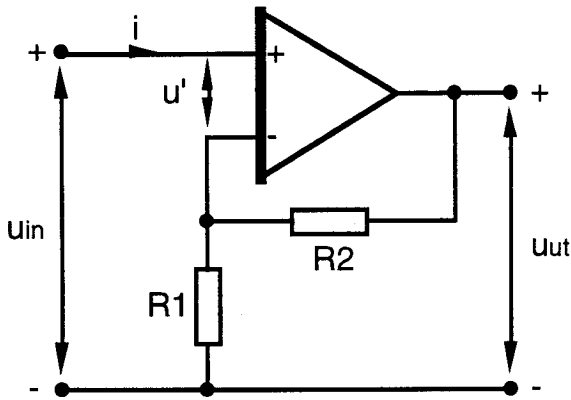
Genom att koppla insignalen till plusingången erhålles en utsignal som är i fas med insignalen. Minusingången är spänningsmotkopplad genom spänningsdelning av U_{ut} med hjälp av R_1 och R_2 (figur 15 a). Således är $u' = 0$ och $i = 0$. Detta medför att

$$U_{ut} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{in}$$

Således är

$$F = \frac{U_{ut}}{U_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

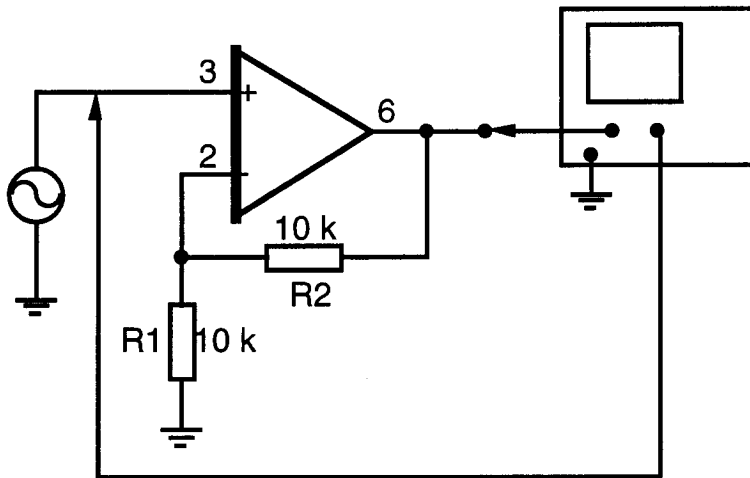
Då inströmmen $i = 0$ blir $R_{in} = \infty$.



Figur 14.

Uppgift 6.

Koppla enligt figur 15. Insignal sinus, 1 kHz, 1 V p-p.



Figur 15.

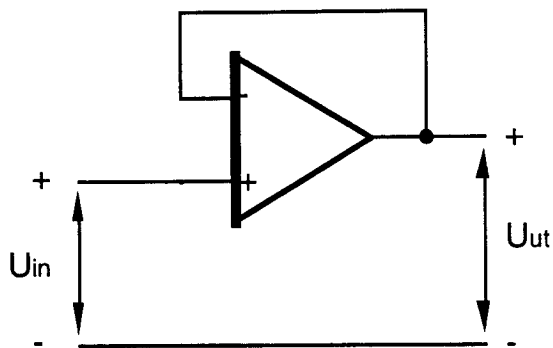
Fasvridning

Förstärkning, teoretiskt:

Förstärkning, uppmätt:

Spänningsföljarkoppling.

Låter vi R_1 växa går den icke inverterande förstärkaren förstärkning mot 1. Exakt 1 blir den om $R_1 = \infty$ dvs om R_1 toges bort helt. Härvid påverkas inte F av storleken på R_2 och vanligen gör man $R_2 = 0$. Då erhålles schemat i figur 16. Utsignalen "följer" insignalen.



Figur 16.

Ur figur 16 kan också uttrycket för förstärkningen härledas direkt:

$$u_- = u_{ut} \quad u_+ = u_{in}$$

Men $u_{ut} = F_0(u_+ - u_-)$ allmänt.

Alltså

$$u_{ut} = (u_{in} - u_{ut})F_0 \quad \text{eller}$$

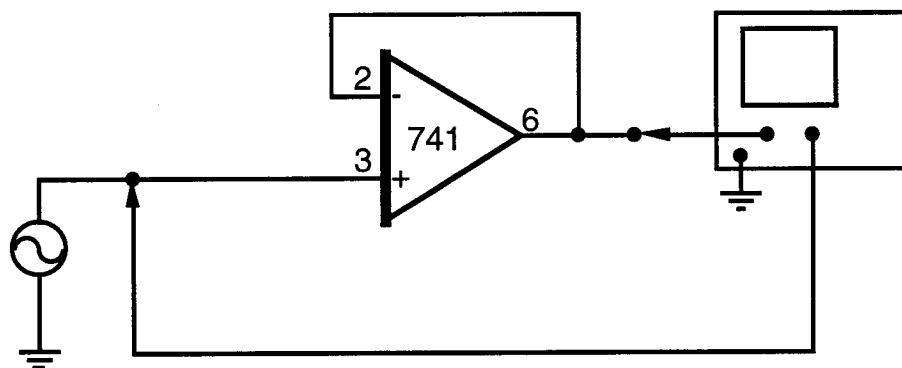
$$u_{ut} = u_{in} \cdot \frac{F_0}{1 + F_0}$$

för $F_0 \gg 1$ fås $u_{ut} = u_{in}$

Spänningsföljarens inimpedans är extremt hög, utimpedansen är låg och kretsen kan därför användas som en utmärkt "buffert" som förhindrar belastning av en högohmig signalkälla.

Uppgift 7.

Koppla enligt figur 17. Insignal som i föregående uppgift.



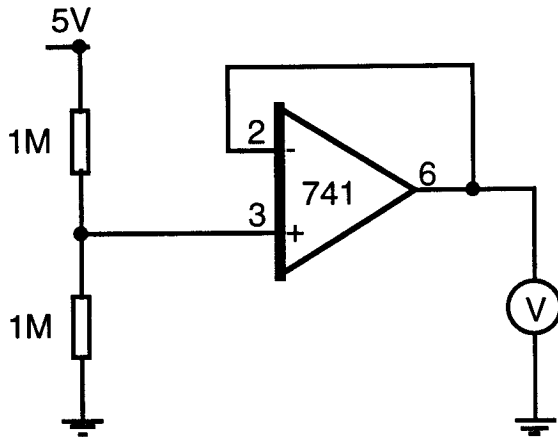
Figur 17.

Variera storleken på insignalen och verifiera att spänningsförstärkningen alltid är 1.

Uppgift 8. Höghögig voltmeter.

Kopplingen i figur 17 kan med fördel användas som höghögig voltmeter (dvs voltmeter med högt ingångsmotstånd).

Anslut kopplingen i figur 17 till en höghögig spänningsdelare enligt figur 18.



Figur 18.

Kontrollera "voltmetern" genom att mäta spänningen på operationsförstärkarens utgång med ett visarinstrument.

U =

Teoretiskt bör erhållas U =

Koppla bort "voltmetern" från spänningsdelaren.

Går det att mäta med visarinstrument?

U =

Kontrollera även vad en DMM visar:

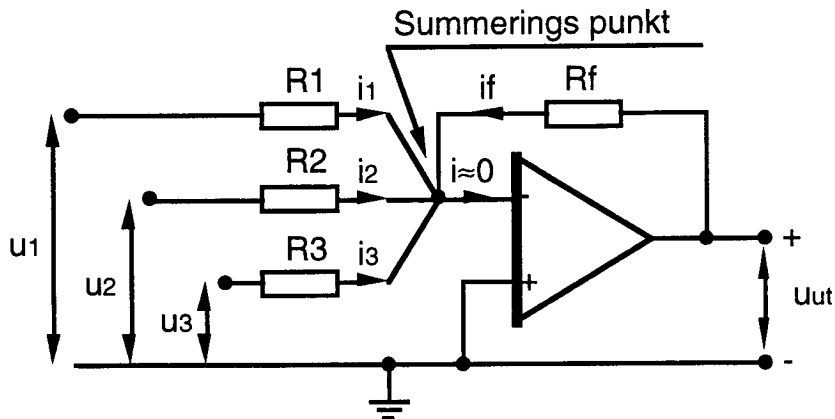
U =

Har denna "voltmeter" högre ingångsimpedans än Din DMM?

Maximala mätområdet för Din "voltmeter"?

Summering.

Den matematiska operationen addition kan utföras med hjälp av en operationsförstärkare i inverterande koppling (figur 19).



Figur 19.

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_f = 0 \quad \text{där} \quad i_1 = \frac{u_1}{R_1},$$

$$i_2 = \frac{u_2}{R_2}, \quad i_3 = \frac{u_3}{R_3} \quad \text{och} \quad i_f = \frac{u_{ut}}{R_f}$$

Man får därför

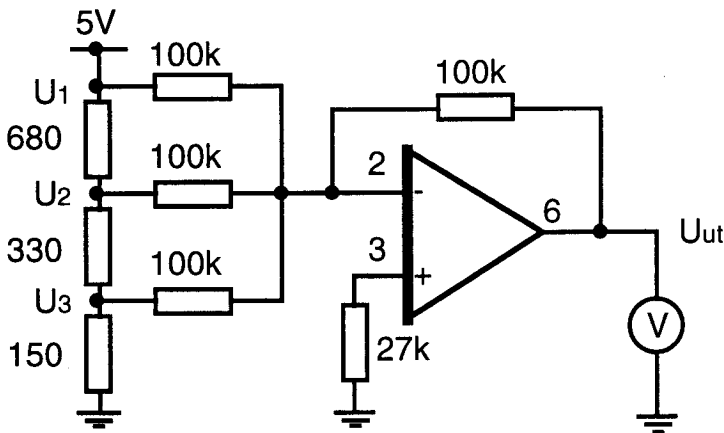
$$\frac{u_{ut}}{R_f} = -\left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_3}{R_3}\right)$$

$$u_{ut} = -\left(\frac{R_f}{R_1} \cdot u_1 + \frac{R_f}{R_2} \cdot u_2 + \frac{R_f}{R_3} \cdot u_3\right)$$

Utspanningen från förstärkaren blir således summan av inspänningarna multiplicerade med vissa konstanter (scaling adder).

Uppgift 9.

Koppla enligt figur 20.



Figur 20.

Mät spänningarna U_1 , U_2 och U_3 med DMM samt bilda deras summa.

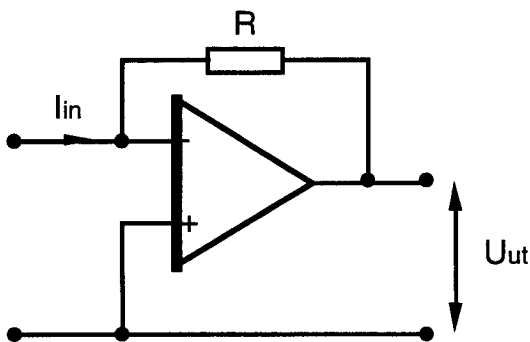
$U_1 = \dots\dots\dots$, $U_2 = \dots\dots\dots$, $U_3 = \dots\dots\dots$

$U_1 + U_2 + U_3 = \dots\dots\dots$

Mät U_{ut} med DMM. $U_{ut} = \dots\dots\dots$

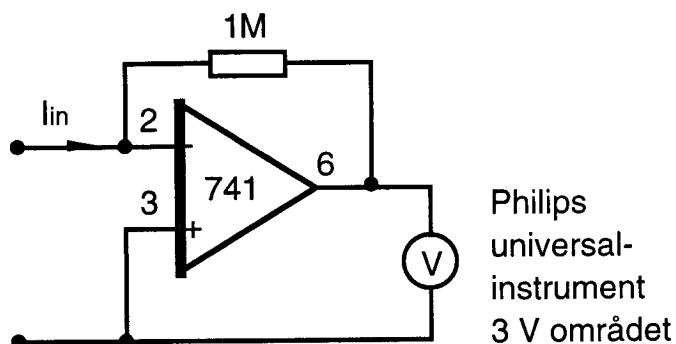
Uppgift 10. Ström/spänningsomvandlare.

En operationsförstärkare kan användas för strömmätning på två olika sätt. Strömmen kan konverteras till en spänning genom att låta den passera ett motstånd. Operationsförstärkaren kopplad som spänningsföljare får sedan mäta denna spänning. Alternativt kan strömmen injiceras direkt i operationsförstärkaren i en inverterande koppling (figur 21).



Figur 21.

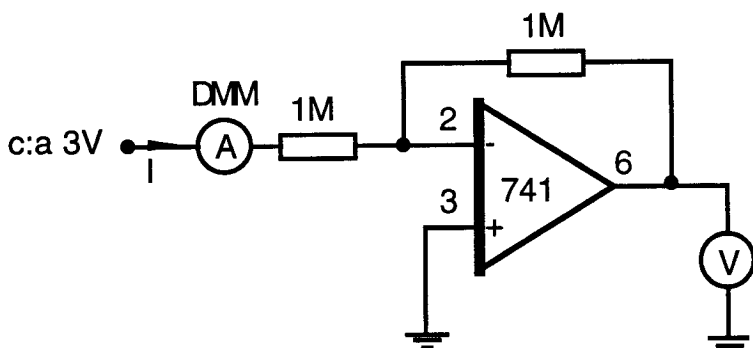
För en ström/spänningsomvandlare gäller följande samband mellan U_{ut} och I_{in} (figur 21). $U_{ut} = -I_{in} \cdot R$, dvs strömmen konverteras till en spänning med skalfaktorn $R(V/A)$. En mikroamperemeter kan göras på följande sätt (figur 22).



Figur 22.

Fullt utslag bör erhållas för A.

Kontrollera mikroamperemetern genom att jämföra den med en DMM vid mätning av strömmen genom ett höghmigt motstånd. Kontrollera först att nollutslag erhålles vid öppen ingång och justera vid behov (figur 23).



Figur 23.

Resultat: Strömmen I enligt DMM: A.

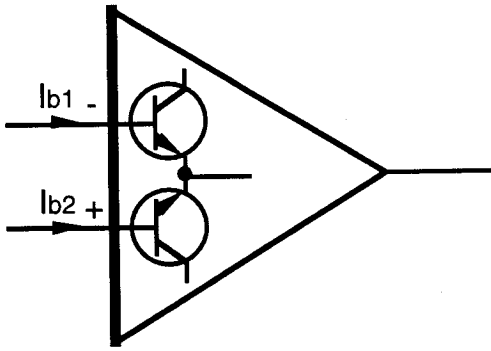
Enligt ström/spänningsomvandlaren : A.

Uppgift 11. Mätning av inström (bias) och offset-ström (offset-current).

Dessa begrepp definieras med hjälp av figur 24.

I_{b1} och I_{b2}

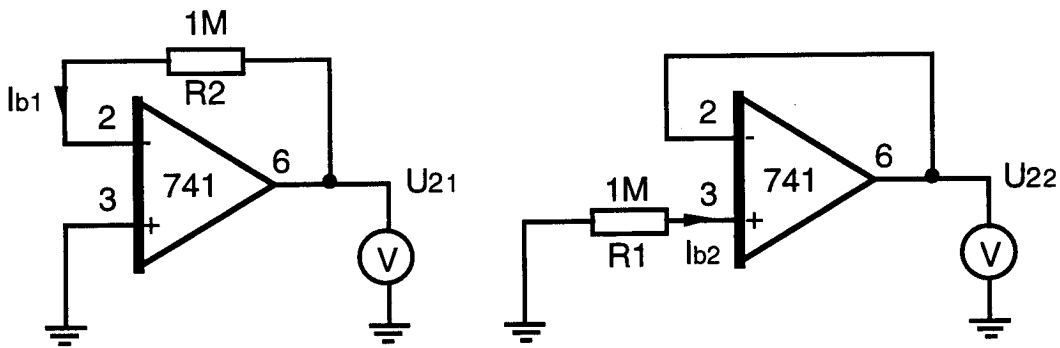
är de strömmar som förstärkarens ingångstransistor kräver.



Figur 24.

Offsetströmmen I_{b0} definieras $I_{b0} = I_{b1} - I_{b2}$.

En metod att mäta inströmmarna I_{b1} och I_{b2} anges i figur 25.



Figur 25.

Man utnyttjar vid mätningen förstärkaren själv då den i dessa kopplingar ger en utspänning direkt proportionell mot inströmmen.

$$U_{21} = I_{b1} \cdot R_2 \quad U_{22} = -I_{b2} \cdot R_1$$

$$I_{b1} = \frac{U_{21}}{R_2} \quad I_{b2} = -\frac{U_{22}}{R_1}$$

Gör uppkopplingarna enligt figurena ovan samt notera

U_{21} och U_{22} .

Beräkna sedan

I_{b1} och I_{b2} .

$$U_{2_1} = \dots\dots\dots \text{ mV} \quad U_{2_2} = \dots\dots\dots \text{ mV}$$

$$I_{b_1} = \dots\dots\dots \text{ nA} \quad I_{b_2} = \dots\dots\dots \text{ nA}$$

(Notera U_{2_1} och U_{2_2} med deras respektive tecken.)

Inströmmen anges som medelvärdet av dessa strömmar

$$I_b = \frac{I_{b_1} + I_{b_2}}{2} = \dots\dots\dots \text{ nA}$$

Du kan härur få I_{b_0} enligt tidigare definition som

$$I_{b_0} = I_{b_1} - I_{b_2} = \dots\dots\dots \text{ nA}$$

Vi har i de föregående uppgifterna mätt bl a offsetspänning och offsetström, utan att notera förstärkarens temperatur.

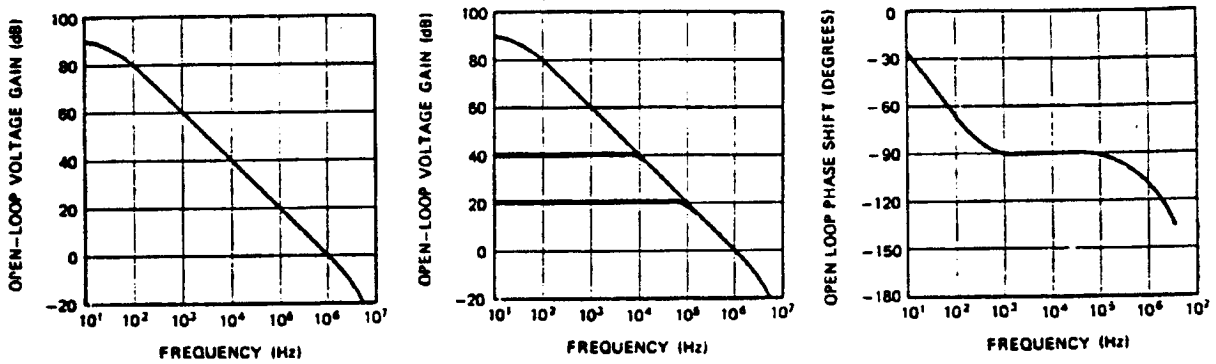
Värm förstärkaren genom att hålla en lödkolv några mm från kapseln (OBS, försiktighet).

Vad händer med offset-strömmen?

Svar:

Operationsförstärkarens frekvensgenskaper.

Frekvensgången utan återkoppling för en operationsförstärkare (741) återges i figur 26a. - 3 dB punkten ligger vid 3 Hz och därefter faller förstärkningen med - 6 dB per frekvensoktav. En oktav innebär en dubbling av frekvensen. (20dB per frekvensdekad.) Detta innebär att förstärkningen (open loop gain) som för $f = 0$ är 200 000 ggr vid 10 kHz är 100 ggr och vid 100 kHz 10 ggr. Den frekvens vid vilken förstärkningen är 1 kallas "unity gain bandwidth" och är för 741:an 1 MHz. Det kan observeras att för den frekvensgång som visas i figur 26a är produkten av råförstärkningen (open loop gain) och frekvensen konstant för varje punkt på den raka, lutande delen av kurvan.



Figur 26a, b och c.

Figur 26b återger open loop gain och closed loop gain, dvs förstärkningen vid återkoppling för några olika grader av negativ återkoppling. Bandbredden för varje förstärkning kan erhållas genom att dra en horisontell linje för förstärkning ifråga till skärningspunkten med "open loop gain"-kurvan och där avläsa frekvensen.

Den sjunkande förstärkningen åtföljs av en fasändring (figur 26c) beroende på inre kapacitanser, fördröjningar etc. Anbringandet av negativ återkoppling påverkar givetvis frekvensgången (figur 26b) på vanligt sätt.

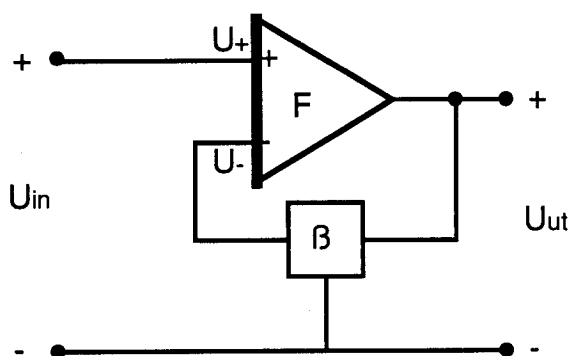
Utseendet på kurvorna över "closed-loop gain" kan förklaras enligt återkopplingsteorin.

För operationsförstärkaren i figur 27 gäller:

$$U_+ = U_{in}$$

$$U_- = U_{ut} \cdot \beta$$

$$U_{ut} = F(U_+ - U_-)$$



Figur 27.

Ekvationen ger (F och β positiva)

$$F_{\text{tot}} = \frac{U_{\text{ut}}}{U_{\text{in}}} = \frac{F}{1 + \beta F} \quad (\text{closed loop gain})$$

Ekvationen kan omskrivas till

$$F_{\text{tot}} = \frac{1}{\frac{1}{F} + \beta}$$

F är "open-loop gain" enligt exempelvis figur 26a och är alltså så hög vid låga frekvenser och låg vid höga frekvenser. β kan vara c:a 10^{-2} (-40 dB).

Vid låga frekvenser ($F \gg \frac{1}{\beta}$) erhålles

$$F_{\text{tot}} = \frac{1}{\frac{1}{F} + \beta} = \frac{1}{\beta}$$

dvs de rätta horisontella linjer vi observerar i figur 26b.

Vid höga frekvenser då

$$F < \frac{1}{\beta}$$

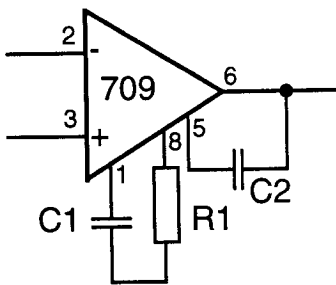
erhålles

$$F_{\text{tot}} = \frac{F}{1 + \beta F} = F$$

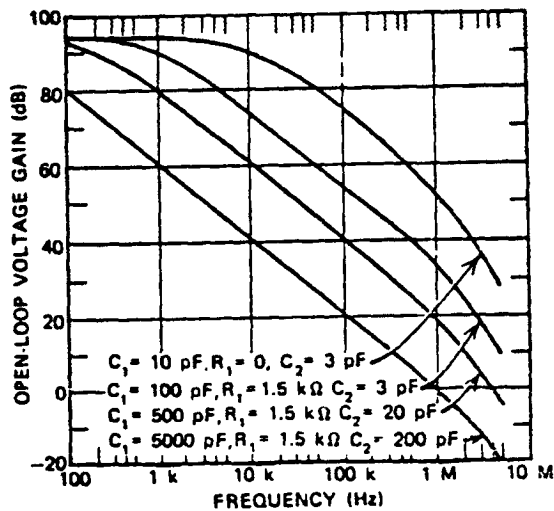
dvs kurvan för "closed loop gain" övergår för höga frekvenser i kurvan för "open loop gain".

På grund av fasändringen kan återkopplingen vid höga frekvenser bli positiv med åtföljande instabilitet och oscillationer. Nu kan man genom sk frekvenskompensation åstadkomma att frekvensgången modifieras så stabilitetsvillkoren uppfylls. Kompenseringen kan utföras internt (figur 7, 30 pF i 741:an) eller externt (figur 28). Taktiken är dock hela tiden densamma: att se till att frekvenskurvan ej skär 0 dB-nivån så brant som med -12 dB/oktav (-40 dB/dekad). Om den gör det så kommer förstärkaren att oscillera.

Figur 29 visar frekvensgången för "709" vid olika kompenseringsalternativ.



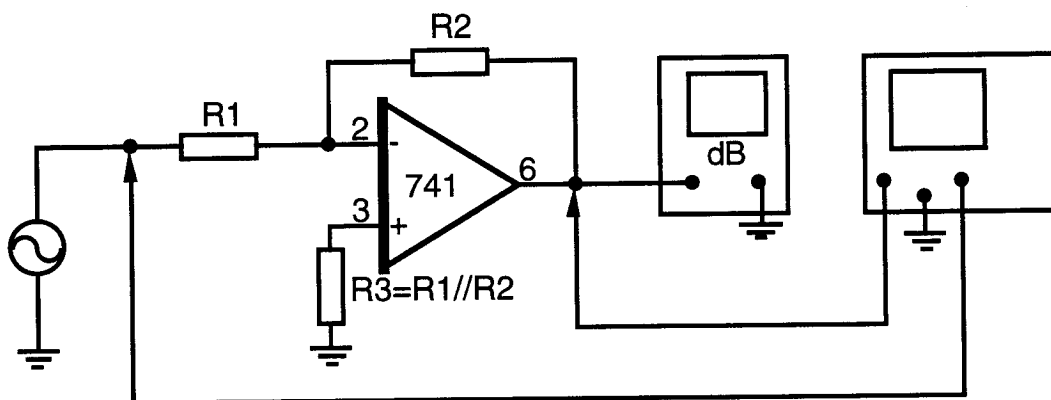
Figur 28.



Figur 29.

Uppgift 12.

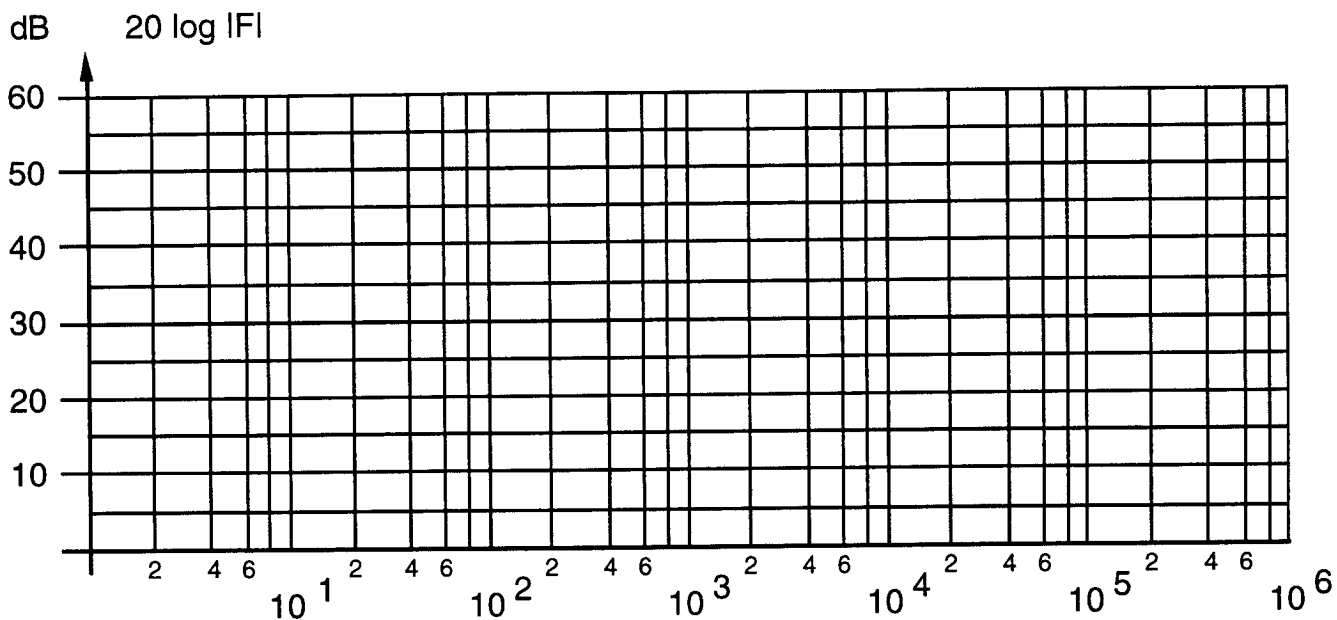
Utsignalen (sinusspänning) från en givare 0,2 V_{pp} DC, 4 kHz skall förstärkas linjärt 40 dB. Signalkällan kan belastas med 1 k (R1). Använd kopplingen i figur 30. En funktionsgenerator ersätter givaren. Anslut AVC-voltmetern och oscilloskopet.



Figur 30.

Beräkna värde på R1 R2 R3

Mät och plotta i diagrammet nedan förstärkarens frekvensgång.



Ange bandbredd för 40 dB förstärkning enligt databladet för "741"

Svar:

Ange bandbredd för förstärkaren enligt upptagna frekvenskurvan.

Svar:

Är den förstärkta signalen acceptabel?

Svar:

Varför?

Svar:

Minska förstärkningen med 20 dB.

Värde på R1 R2 R3

Mät och plotta frekvensgången. Använd diagrammet i föregående uppgift.

Observera utsignalen på oscilloskopet.

Bandbredd enl databladet för 20 dB förstärkning

Svar:

Bandbredd enligt diagrammet

Svar:

Är signalen distorderad?

Svar:

Öka insignalen 20 dB.

Mät och plotta frekvensgången enligt föregående uppgift.

Kolla utsignalen med oscilloskopet.

Är signalen distorderad?

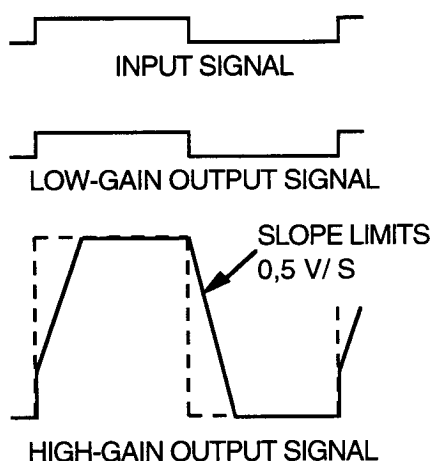
Svar:

I så fall varför?

Svar:

Slew-Rate

I datablad för op-förstärkare anges "unity gain bandwidth", dvs den frekvens vid vilken förstärkningen sjunkit till 1, som ett mått på förstärkarens förmåga att behandla högfrekventa signaler. Observera att detta värde är uppmätt för små signaler och avsevärda begränsningar i frekvensgången kan ske om förstärkaren skall leverera full utsignal (figur 31). Ett bättre mått på förstärkarens snabbhet är i detta fall det s k "slew-rate"-värdet. Med slew-rate värdet anges den snabbaste spänningsändring per tidsenhet (V/s), som en förstärkare, driven linjärt till full utsignal, kan generera på utgången.



Figur 31.

Den högsta signalfrekvens, f_{max} , som en förstärkare med givet slew-rate kan leverera utan att förvandla sinussignalen till en triangelvåg är beroende av utsignalens storlek. Detta värde erhålles ur

$$f_{\max} = \frac{Sr}{2\pi V_p}$$

där V_p = toppvärde på utspänningen

Sr = slew rate

t ex vår "741" har en slew-rate av 0.5 V/ s.

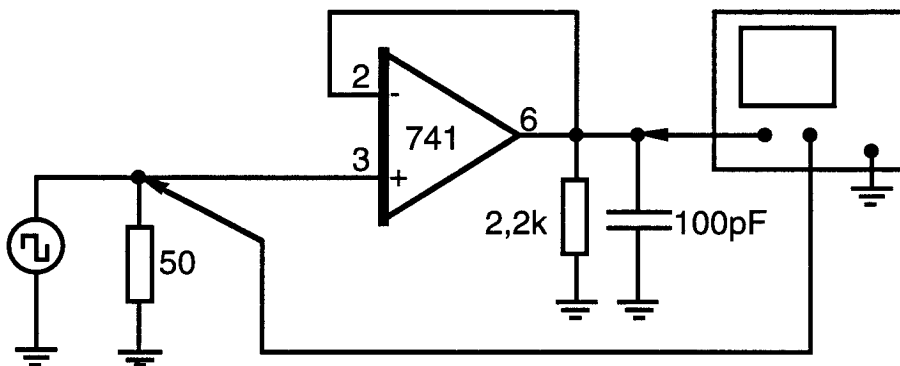
Angivet slew-rate begränsar förstärkarens användbara bandbredd f_{\max} vid full utsignal ± 15 V till ca 6 kHz, dvs den högsta frekvens vid vilken förstärkaren förmår leverera full utsignal utan märkbar distorsion. Försöker man här öka frekvensen övergår sinus- till triangelvåg. Detta betyder att vi kan ej samtidigt utnyttja operationsförstärkarens maximala högfrequensegenskaper och förmåga att lämna stora ut signaler (figur 31).

Som exempel kan nämnas att inom ljudtekniken är det intressanta frekvensområdet i allmänhet det område som begränsas av det mänskliga örat, dvs ca 20 Hz till 20 kHz. Med en oktavs marginal uppåt och nedåt kan de yttre frekvensgränserna på 10 Hz respektive 50 kHz anses vara realistiska. För att "741"-an skall distorsionsfri klara ca 50 kHz bör man hålla sig under $\pm 1,5$ V i utsignal!

Uppgift 13.

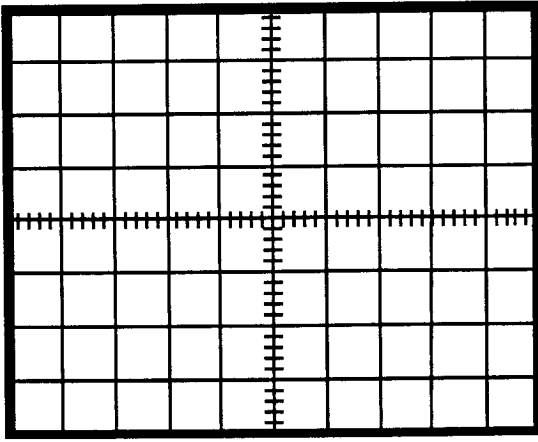
Koppla upp enligt figur 32.

Anslut en funktionsgenerator med 10 kHz, 10 V_{pp} kantvåg som insignal.



Figur 32.

In- och utsignal uppritas i diagrammet nedan.



(Markera skalan i diagrammet)

The CA3028A and CA3028B are differential/cascode amplifiers designed for use in communications and industrial equipment operating at frequencies from dc to 120 MHz.

The CA3028B is like the CA3028A but is capable of premium performance particularly in critical dc and differential amplifier applications requiring tight controls for input offset voltage, input offset current, and input bias current.

FEATURES

- Controlled for Input Offset Voltage, Input Offset Current, and Input Bias Current
- Balanced Differential Amplifier Configuration with Controlled Constant-Current Source to Provide Unexcelled Versatility
- Single- and Dual-Ended Operation
- Operation from DC to 120 MHz
- Balanced-AGC Capability
- Wide Operating-Current Range

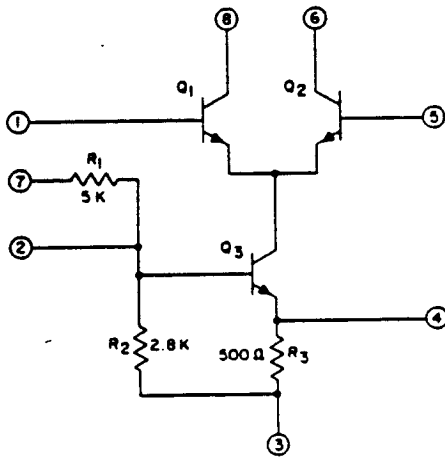


Fig. 1 - Schematic diagram for CA3028A and CA3028B.

The resistance values included on the schematic diagram have been supplied as a convenience to assist the Equipment Manufacturer in optimizing the selection of "outboard" components of his equipment designs. The values shown may vary as much as $\pm 30\%$.

RCA reserves the right to make any changes in the Resistance Values provided such changes do not adversely affect the published performance characteristics of the device.

**DIFFERENTIAL/CASCODE
AMPLIFIERS**

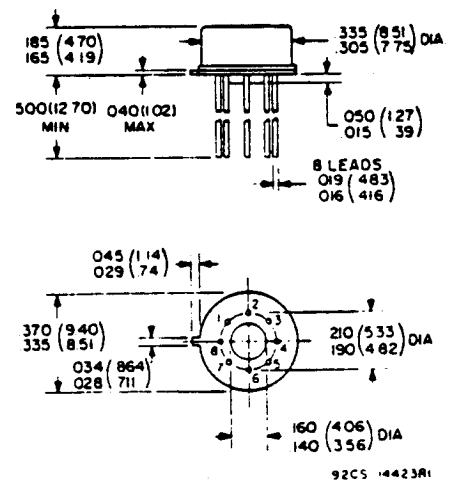
For Communications and Industrial Equipment at Frequencies from DC to 120 MHz.



APPLICATIONS

- RF and IF Amplifiers (Differential or Cascode)
- DC, Audio, and Sense Amplifiers
- Converter in the Commercial FM Band
- Oscillator
- Mixer
- Limiter
- Companion Application Note, ICAN 5337 "Application of the RCA CA3028 Integrated Circuit Amplifier in the HF and VHF Ranges." This note covers characteristics of different operating modes, noise performance, mixer, limiter, and amplifier design considerations.

DIMENSIONAL OUTLINE



Dimensions in Inches and Millimeters

NOTE: Dimensions in parentheses are in millimeters and are derived from the basic inch dimensions as indicated.

ABSOLUTE-MAXIMUM RATINGS at TA = 25°C:

DISSIPATION:
 At TA = 25°C. 450 mW
 At TA = 25°C to TA = 85°C. 450 mW
 Above TA = 85°C Derate linearly 5 mW/°C

TEMPERATURE RANGE:
 Operating. -55°C to +125°C
 Storage -65°C to +200°C

INPUT SIGNAL VOLTAGE 6 V p-p

MAXIMUM CURRENT RATINGS

TERMINAL No.	IN mA	IOUT mA
1	0.6	0.1
2	4	0.1
3	0.1	23
4	20	0.1
5	0.6	0.1
6	20	0.1
7	4	0.1
8	20	0.1

MAXIMUM VOLTAGE RATINGS

TERMINAL No.	1	2	3	4	5	6	7	8
1		0 to -15	0 to -15	0 to -15	+5 to -5	-*	-*	+20 to 0
2			+5 to -11	0 to -1	+15 to 0	+30 to 0	+15 to 0	+30 to 0
3				+10 to 0	+15 to 0	+30 to 0	+15 to 0	+30 to 0
4					+15 to 0	+30 to 0	-*	+30 to 0
5						+20 to 0	-*	-*
6							-*	-*
7								-*
8								

The intersection of any terminal on both the horizontal and vertical axis will indicate the voltage range between these terminals.

For example, the voltage range between horizontal terminal 5 and vertical terminal 3 is +15 to 0 volts.

* Voltages are not normally applied between these terminals. Voltages appearing between these terminals will be safe if the specified voltage limits between all other terminals are not exceeded.
 • 24 volts for CA3028A.

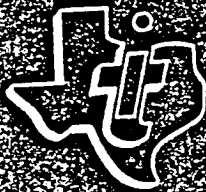
ELECTRICAL CHARACTERISTICS at TA = 25°C

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	SPECIAL TEST CONDITIONS	LIMITS TYPE CA3028A			LIMITS TYPE CA3028B			UNITS	TYPICAL CHARACTERISTICS CURVE
				Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		Fig.
STATIC CHARACTERISTICS											
Input Offset Voltage	V _{IO}	2	VCC = +6V, VEE = -6V VCC = +12V, VEE = -12V	-	-	-	-	0.98 0.89	5 5	mV	4
Input Offset Current	I _{IO}	3	VCC = +6V, VEE = -6V VCC = +12V, VEE = -12V	-	-	-	-	0.56 1.06	5 6	μA	4
Input Bias Current	I _I	3	VCC = +6V, VEE = -6V VCC = +12V, VEE = -12V	-	16.6 36	70 106	-	16.6 36	40 80	μA	5
Quiescent Operating Current	I _Q of I _B	3	VCC = +6V, VEE = -6V VCC = +12V, VEE = -12V	0.8 2	1.25 3.3	2 5	1 2.5	1.25 3.3	1.5 4	mA	6,7
AGC Bias Current (Into Constant-Current Source Terminal No.7)	I _{AGC}	8a	VAGC = +9V, VCC = +12V VAGC = +12V, VCC = +12V	-	1.28 1.65	-	-	1.28 1.65	-	mA	8b
Input Current (Terminal No.7)	I ₇	-	VCC = +6V, VEE = -6V VCC = +12V, VEE = -12V	0.5 1	0.85 1.65	1 2.1	0.5 1	0.85 1.65	1 2.1	mA	-
Device Dissipation	P _T	3	VCC = +6V, VEE = -6V VCC = +12V, VEE = -12V	24 120	36 175	54 260	24 120	36 175	42 220	mW	9

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $T_A = 25^\circ\text{C}$ (cont'd)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT Fig.	SPECIAL TEST CONDITIONS	LIMITS TYPE CA3028A			LIMITS TYPE CA3028B			UNITS	TYPICAL CHARAC- TERISTICS CURVE			
				Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		Fig.			
DYNAMIC CHARACTERISTICS														
Power Gain	G_p	10a	$f = 100\text{ MHz}$	Cascode	16	20	-	16	20	-	dB	10b		
		11a,d	$V_{CC} = +9\text{V}$	Diff.-Ampl.	14	17	-	14	17	-		11b,e		
		10a	$f = 10.7\text{ MHz}$	Cascode	35	39	-	35	39	-	dB	10b		
		11a	$V_{CC} = +9\text{V}$	Diff.-Ampl.	28	32	-	28	32	-		11b		
Noise Figure	NF	10a	$f = 100\text{ MHz}$	Cascode	-	7.2	9	-	7.2	9	dB	10c		
		11a,d	$V_{CC} = +9\text{V}$	Diff.-Ampl.	-	6.7	9	-	6.7	9		11c,e		
Input Admittance	Y_{11}	-	$f = 10.7\text{ MHz}$ $V_{CC} = +9\text{V}$	Cascode	-	$0.6 + j1.6$	-	-	$0.6 + j1.6$	-	mmho	12		
		-		Diff.-Ampl.	-	$0.5 + j0.5$	-	-	$0.5 + j0.5$	-		13		
Reverse Transfer Admittance	Y_{12}	-		Cascode	-	$0.0003 - j0$	-	-	$0.0003 - j0$	-	mmho	14		
		-		Diff.-Ampl.	-	$0.01 - j0.0002$	-	-	$0.01 - j0.0002$	-		15		
Forward Transfer Admittance	Y_{21}	-		Cascode	-	$99 - j18$	-	-	$99 - j18$	-	mmho	16		
		-		Diff.-Ampl.	-	$-37 + j0.5$	-	-	$-37 + j0.5$	-		17		
Output Admittance	Y_{22}	-		Cascode	-	$0 + j0.08$	-	-	$0 + j0.08$	-	mmho	18		
		-		Diff.-Ampl.	-	$0.04 + j0.23$	-	-	$0.04 + j0.23$	-		19		
Power Output (Untuned)	P_o	20a		$f = 10.7\text{ MHz}$ $V_{CC} = +9\text{V}$	Diff.-Ampl. 50 Ω Input-Output	-	5.7	-	-	5.7	-	μW	20b	
AGC Range (Max. Power Gain to Full Cutoff)	AGC	21a		$f = 10.7\text{ MHz}$ $V_{CC} = +9\text{V}$	Diff.-Ampl.	-	62	-	-	62	-	dB	21b	
Voltage Gain	at $f = 10.7\text{ MHz}$ Differential at $f = 1\text{ kHz}$	A		22a	$f = 10.7\text{ MHz}$ $V_{CC} = +9\text{V}$ $R_L = 1\text{ k}\Omega$	Cascode	-	40	-	-	40	-	dB	22b
				22c	Diff.-Ampl.	-	30	-	-	30	-	22d		
				23	$V_{CC} = +6\text{V}, V_{EE} = -6\text{V}, R_L = 2\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = +12\text{V}, V_{EE} = -12\text{V}, R_L = 1.6\text{ k}\Omega$	-	-	-	-	35	38	42	dB	-
Max. Peak-to-Peak Output Voltage at $f = 1\text{ kHz}$	$V_o(P-P)$	23			$V_{CC} = +6\text{V}, V_{EE} = -6\text{V}, R_L = 2\text{ k}\Omega$	-	-	-	7	11.5	-	V_{P-P}	-	
					$V_{CC} = +12\text{V}, V_{EE} = -12\text{V}, R_L = 1.6\text{ k}\Omega$	-	-	-	15	23	-		-	
Bandwidth at -3 dB point	BW	23			$V_{CC} = +6\text{V}, V_{EE} = -6\text{V}, R_L = 2\text{ k}\Omega$	-	-	-	-	7.3	-	MHz	-	
					$V_{CC} = +12\text{V}, V_{EE} = -12\text{V}, R_L = 1.6\text{ k}\Omega$	-	-	-	-	-	8		-	-
Common-Mode Input-Voltage Range	V_{CMR}	24			$V_{CC} = +6\text{V}, V_{EE} = -6\text{V}$	-	-	-	-2.5	(-3.2 - 4.5)	4	V	-	
					$V_{CC} = +12\text{V}, V_{EE} = -12\text{V}$	-	-	-	-5	(-7 - 9)	7		-	
Common-Mode Rejection Ratio	CMR	24			$V_{CC} = +6\text{V}, V_{EE} = -6\text{V}$	-	-	-	60	110	-	dB	-	
					$V_{CC} = +12\text{V}, V_{EE} = -12\text{V}$	-	-	-	60	90	-		-	
Input Impedance at $f = 1\text{ kHz}$	Z_{IN}				$V_{CC} = +6\text{V}, V_{EE} = -6\text{V}$	-	-	-	-	5.5	-	$\text{k}\Omega$	-	
					$V_{CC} = +12\text{V}, V_{EE} = -12\text{V}$	-	-	-	-	3	-		-	

Information furnished by RCA is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by RCA for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of RCA.



INTEGRATED CIRCUITS NEW PRODUCT BULLETIN

This announcement provides preliminary engineering information on new Texas Instruments products. Definitive specifications are now being prepared for publication.

SN72741 HIGH PERFORMANCE OPERATIONAL AMPLIFIER

FEATURING

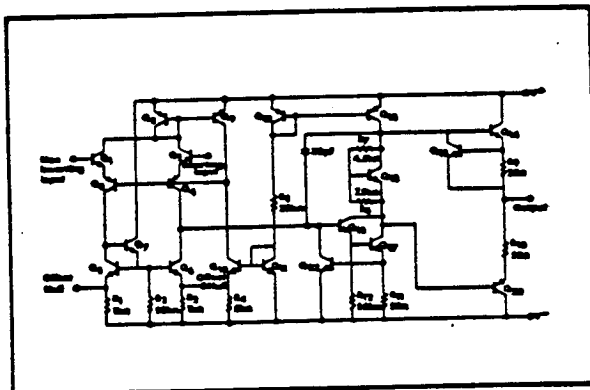
- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON-MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH UP

DESCRIPTION

The SN72741 is a high performance operational amplifier characterised over the 0-70°C temperature range.

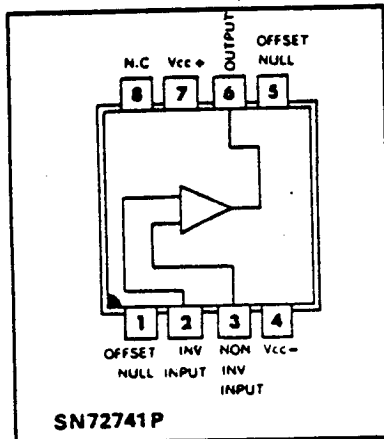
The high common mode input voltage range and the absence of latch up make the SN72741 ideal for voltage follower applications. The device is short circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components.

Texas Instruments series 72 catalogue lines of linear integrated circuits offer higher reliability, lower cost, smaller size and less weight than the equivalent discrete component circuits.

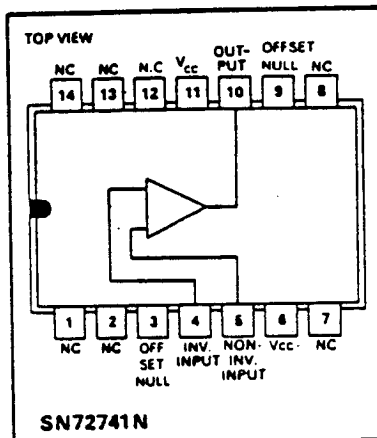


TERMINAL ASSIGNMENTS

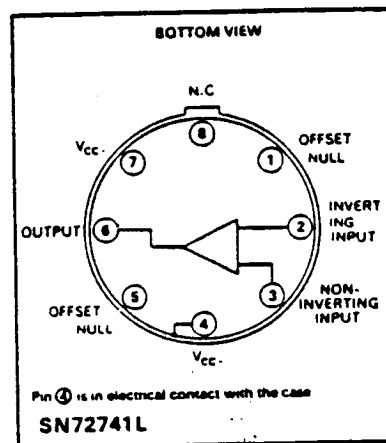
P. Pack



N. Pack



L. Pack



Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	± 18 V
Internal Power Dissipation	500 mW
Differential Input Voltage	± 30 V
Input Voltage (Note 1)	± 15 V
Storage Temperature Range L Pack	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
" " " N or P pack	-55°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature Range	0°C to $+70^{\circ}\text{C}$
Output Short-Circuit Duration (Note 2)	Indefinite

Notes

- (1) For supply voltages less than ± 15 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
 (2) Short circuit may be to ground or either supply.

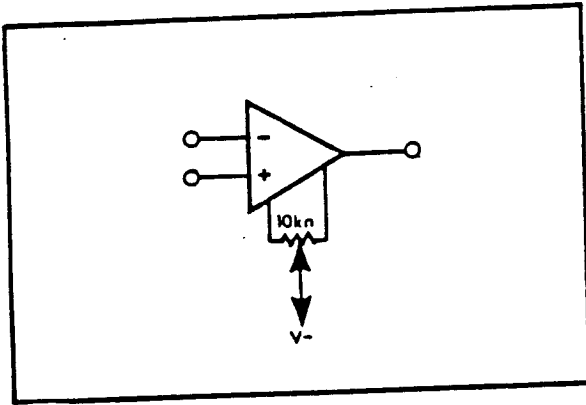
electrical characteristics $V_{CC+} = 15$ V and $V_{CC-} = -15$ V, (unless otherwise noted, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$)

Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
V_{DI} Differential-input offset voltage	$R_s \leq 10$ k Ω , $T_A = 0^{\circ}\text{C}$ to 70°C			7.5	mV
	$R_s \leq 10$ k Ω		2	6.0	mV
I_{DI} Differential-input offset current	$T_A = 0^{\circ}\text{C}$ to 70°C			300	nA
			30	200	nA
I_{IB} Input current	$T_A = 0^{\circ}\text{C}$			800	nA
			200	500	nA
V_{OM} Maximum peak-to-peak output voltage	$R_L \geq 10$ k Ω	± 12	± 14		V
	$R_L \geq 2$ k Ω , 0°C to 70°C	± 10	± 13		V
V_{IX} Input voltage range		± 12	± 13		V
A_V Large-signal voltage gain	$R_L \geq 2$ k Ω , $V_{out} = \pm 10$ V, $T_A = 0^{\circ}\text{C}$ to 70°C	15,000			
	$R_L \geq 2$ k Ω , $V_{out} = \pm 10$ V	20,000	100,000		
CMRR Common-mode rejection ratio	$R_s \leq 10$ k Ω	70	90		dB
SVRR Supply voltage rejection ratio	$R_s \leq 10$ k Ω		30	150	$\mu\text{V}/\text{V}$
r_{in} Input resistance		0.3	1.0		M Ω
P_T Total power dissipation			50	85	mW

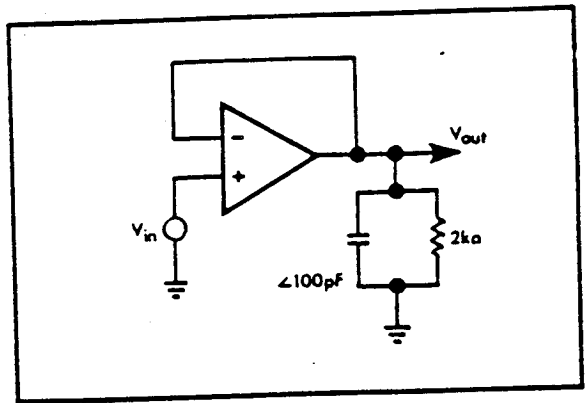
Transient Response ($V_{CC+} = 15$ V, $V_{CC-} = -15$ V)

Parameter	Min	Typ	Max	Unit
t_r rise time ($V_{in} = 20$ mV)		0.3		μs
Overshoot ($V_{in} = 20$ mV)		5		%
Slew Rate (unity gain)		0.5		V/ μs

**Voltage Offset
Null Circuit**

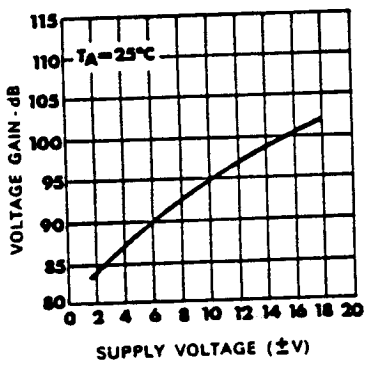


**Transient Response
Test Circuit**

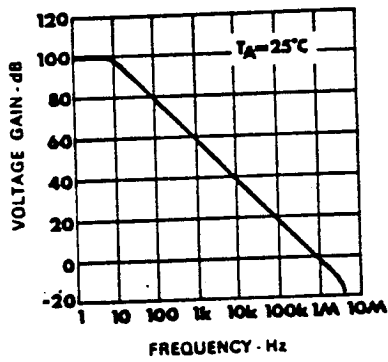


TYPICAL PERFORMANCE CURVES

**Open Loop
Voltage Gain**



**Open Loop
Frequency Response**



Transient Response

