Dec 2006, MSJ

Kursus 10467
Metoder og instrumenter til fysiske målinger
Øvelse 1: Forstærkere

Vejledning til arbejde med teori, øvelsesopgaver og laboratorieøvelser om forstærkere.

Mål:

I denne øvelse læres at

- Bruge operationsforstærkere med tilbagekobling til opbygning af simple forstærkerkredse, som anvendes inden for elektronik generelt og til fysiske målinger
- Regne på den ideelle opførsel af en operationsforstærker

Øvelsesdagens forløb:

- Dagen starter kl. 9 med en kort introduktion i laboratoriet, hvor der laves nogle indledende målinger på et simpelt kredsløb med en operationsforstærker.
- På baggrund af målingerne arbejdes der herefter med at forstå operationsforstærkerens virkemåde. Her gennemgås også lidt teori fra denne vejledning:
    - operationsforstærkeren, ækvivalentdiagram, tilbagekoblingsteori, inverterende og ikke-inverterende forstærker, overføringsfunktion, summerende forstærker, integrerende forstærker, spændingsfølger.
- Der regnes nogle opgaver om simple kredsløb med operationsforstærkeren (opgaverne udleveres på dagen).
- Herefter bruges resten af dagen i laboratoriet, hvor der måles på forskellige kredsløb
    - opbygning af inverterende forstærker (opbygges på test-board), undersøgelse af forstærkning for forskellige værdier af resistanser, opbygning af x10 inverterende forstærker og bestemmelse af overføringsfunktionen, brug af begreberne dB, båndbredde, forstærker-båndbredde, dynamik-område, udmåling af fase-drejning, opbygning af komparator uden hysterese, opbygning af integrerende og differentierende kredse og opbygning af lavpas/højpas/båndpas filtre.

Litteratur:

"Grundlæggende Elektronikkursus" af K. Hagemann og A. Johansen, Fysik 2, Ørsted Laboratoriet 1997 (Niels Bohr Instituttet, Københavns Universitet)

"Electronic devises and circuits" af J. J. Cathey, Schaum's Outline, 1989 (McGraw-Hill)

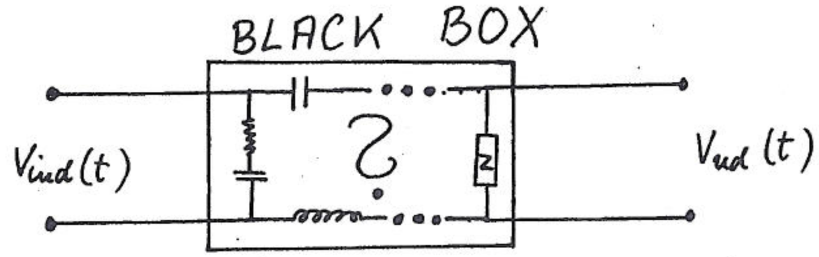
"Low Level Measurements" Keithley, 4. udgave 1992 ("Keithley's den lille røde").

"Introductory linear electrical circuits and electronics" af M. C.Kelley and B. Nichols, 1988 (Wiley)

Overføringsfunktioner

A. Tidsdomænet

Et indgangssignal, $V_{ind}(t)$, sendes gennem et fysisk system repræsenteret ved en "black box", der i princippet kan indeholde hvad som helst.
Efter "behandling" i "boxen" kommer svaret ud som udgangssignalet, $V_{ud}(t)$.



Hvis $V_{ud}(t)$ afhænger lineært af V_{ind} har vi:

$$V_{ud}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} K(t-t')\,V_{ind}(t')\,dt' \qquad \textbf{A. 1}$$

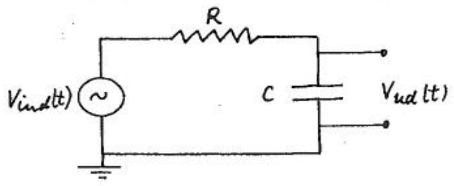
hvor

$$K(t-t') = 0 \quad \text{for} \quad t' > t \qquad \textbf{A. 2}$$

Ligning A2 udtrykker at "årsagen", V_{ind}, må komme før "virkningen", V_{ud}. Dette kaldes kausalitet.
Alle fysiske systemer er kausale.

Funktionen, $K(t-t')$, kaldes *overføringsfunktionen i tidsdomænet.*

Den simpleste overføringsfunktion fås når $V_{ud}(t) = AV_{ind}(t)$ med konstant A. I dette tilfælde bliver $K(t-t') = A\delta(t-t')$, hvor $\delta(t-t')$ er Dirac's deltafunktion. Hvis $A > 1$ har vi forstærkning uden *forvrængning* med forstærkningsfaktoren, A .
Som et andet eksempel på en overføringsfunktion i tidsdomænet kan vi betragte følgende simple kreds, hvor $V_{ind}(t)$ kan være en vilkårlig funktion, og V_{ud} er spændingen over kapacitansen, C:



Overføringsfunktionen for dette system bliver:

$$K(t - t') = (1/RC)\, e^{-(t-t')/RC} \qquad \textbf{A. 3}$$

Således at V_{ud} bliver:

$$V_{ud}(t) = \frac{1}{RC} \int_{-\infty}^{t} e^{-(t-t')/RC}\, V_{ind}(t')\, dt' \qquad \textbf{A. 4}$$

Bemærk, hvorledes udgangssignalet i princippet bliver bestemt af hele systemets forhistorie fra $t' = -\infty$, medens tidligere begivenheder i praksis udviskes af eksponentialfunktionen, når t' er meget tidligere end t.

B. Frekvensdomænet

Hvis signalet, V(t), fouriertransformeres fås:

$$V(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} V(\omega)e^{j\omega t}d\omega \qquad \text{med} \qquad V(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} V(t)\, e^{-j\omega t}dt \qquad \textbf{B. 1}$$

og vi siger at vi arbejder i *frekvensdomænet.*

Ligning A1 kan omformes til:

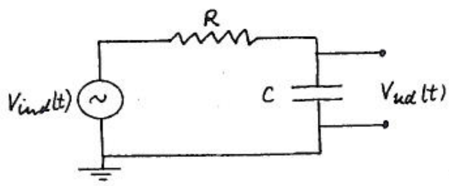
$$V_{ud}(\omega) = H(\omega)V_{ind}(\omega) \qquad \textbf{B.2}$$

hvor

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} K(t-t')e^{-j\omega(t-t')}\, d(t-t') \qquad \textbf{B. 3}$$

kaldes overføringsfunktionen i frekvensdomænet. For forstærkning uden forvrængning fås at H er uafhængig af ω for de relevante frekvenser. Fordelen ved at arbejde i frekvensdomænet er at det tit er lettere at finde H(ω) end K(t – t').

Betragt f.eks. igen følgende simple netværk:



Hvis $V_{ind}(t) = V_{i,0}\, e^{j\omega t}$ er rent harmonisk med frekvens, ω, fås ved løsning af kredsløbsligningerne:

$$V_{ud}(t) = \frac{\frac{1}{j\omega c}}{R + \frac{1}{j\omega c}} V_{i,0}\, e^{j\omega t} \qquad \textbf{B. 4}$$

Heraf fås ved fouriertransformation, at H(ω) for netværket bliver:

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + jR\omega c} \qquad \textbf{B. 5}$$

Opgaver:

1) Vis, ved brug af A.3 og A.4, at $V_{ind}(t) = V_{i,0}\, e^{j\omega t}$ giver V_{ud} givet ved B4.

2) Udled formel A. 3 ved at løse kredsløbsligningerne for RC kredsen med vilkårlig $V_{ind}(t)$ (vink: brug "panserformlen" og lav derpå delt integration for at slippe af med dV_{ind}/dt)

3) Tegn, for $H(\omega) = \dfrac{1}{1 + jR\omega c}$, |H|, Re H og Im H som funktion af ω for $RC = 10^{-3}$

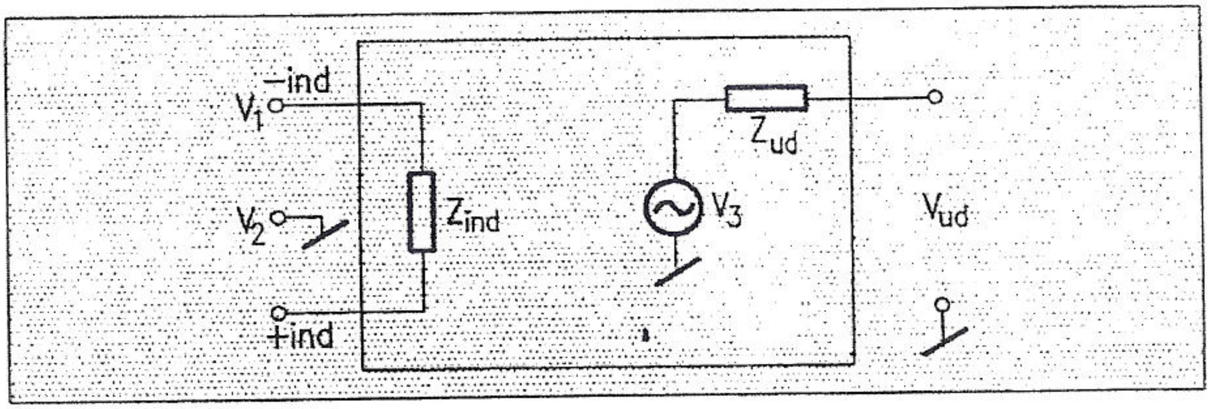
Teori: Operationsforstærker

Operationsforstærkeren er en integreret kreds, og beskrivelsen af dens opbygning ligger uden for rammerne af dette kursus. Operationsforstærkeren er et aktivt element, og den kræver derfor en spændingsforsyning for at virke efter hensigten. Denne spænding medtages som regel ikke i diagramtegninger, hvilket har to umiddelbare konsekvenser: For det første glemmer man ofte at sætte spænding på komponenten ved opbygning af kredsløbet, og for det andet opfylder den ikke Ohm's lov med mindre forsyningsspændingen medtages i beregningerne. Selve operationsforstærkeren betjener sig af to indgange og for at lette beregningerne antages der følgende:

a) Forstærkningen, A, af spændingsforskellen mellem de to indgange er i praksis næsten uendelig stor (typisk 10^5-10^6 gange)
b) Indgangsimpedansen er uendelig stor (i praksis 2 MΩ)
c) Udgangsimpedansen er nul (i praksis 50-100 Ω)
d) Båndbredden er uendelig (i praksis $A\omega \sim 10^6$)

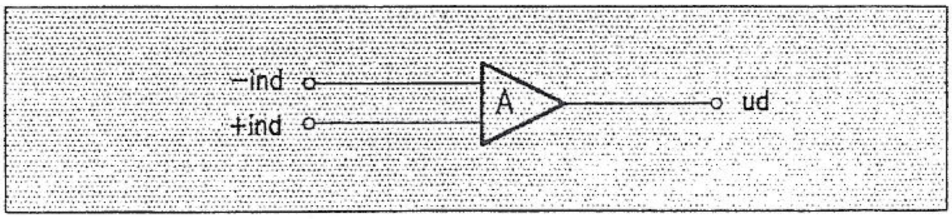
Diagram tegnet for en operationsforstærker (se nederst på denne side) afspejler ikke dens fysiske udformning.

En af konsekvenserne af ovenstående antagelser er, at det er muligt fuldstændigt at styre forstærkningen for operationsforstærkerkoblingen ved brug af et eksternt modstandsnetværk.



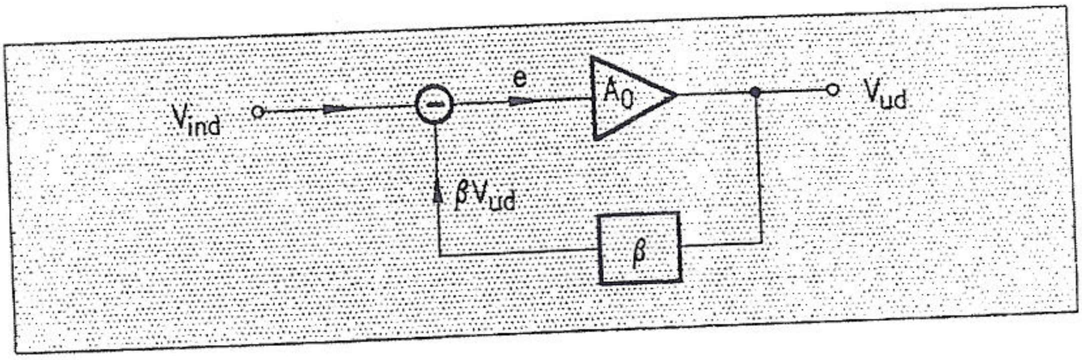
På figuren ses ækvivalent-diagrammet for en operationsforstærker. V_3 antages at være en ideel spændingsgenerator, hvor $V_3=-A(V_1-V_2)$. Signalet V_1 lægges på enten indgangen "-ind" eller "+ind", medens den anden indgang normalt er forbundet til V_2, som er jord.

Bemærk at signaler på +ind forstærkes med faktoren +A, og at signaler på –ind forstærkes med faktoren –A, og at output signalets spænding måles i forhold til stelforbindelsen. For operationsforstærkere anvender man symbolet på følgende figur, hvor det er underforstået at diverse spændinger på indgange og udgange defineres i forhold til jord.


−ind
+ind
A
ud

Lidt Feed-back (tilbagekobling) teori

Figuren herunder viser princippet i en tilbagekoblet forstærker. Indgangssignalet, *e*, fremkommer ved at der fra generatorsignalet, V_{ind}, subtraheres en brøkdel, β (hvor β kan være negativ), af udgangssignalet, V_{ud}:



Herved fås, at:

$$e = V_{ind} - \beta V_{ud}$$
$$V_{ud} = A_0 e$$

hvoraf

$$V_{ud} = A_0 (V_{ind} - \beta V_{ud})$$

eller

$$\frac{V_{ud}}{V_{ind}} = A_\beta = \frac{A_0}{1 + \beta A_0}$$

Hvis indgangssignalet, V_{ind}, er rent harmonisk med cyklisk frekvens, ω, kan V_{ud} i kompleks notation skrives:

$$V_{ud} = H(\omega)\, V_{ind}$$

hvor $H(\omega)$, der kaldes systemets overføringsfunktion, er en kompleks funktion af ω. Eksempelvis er overføringsfunktionen for et rent RC netværk giver ved:

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Den numeriske værdi af H kaldes amplitudeforstærkningen, A, der ofte opgives i dB defineret ved: $A_{dB} = 20 \log A$. Det kan undre, at det hedder dB (decibel) når der står 20 foran log (som her er en titals-logaritme); men da effekt er proportional til V^2 bliver "10 log (effekt) = 20 log(V)".

I det følgende, som er gammel tekst, bruges bogstavet "A" synonymt med "H" undtagen i figur 4.

Størrelsen βA_0 kaldes undertiden sløjfeforstærkningen (loop gain). Når sløjfeforstærkningen er >>1, gælder med god tilnærmelse for den tilbagekoblede forstærkers forstærkning, at

$$A_\beta = \frac{1}{\beta}$$

Man ser også, at hvis βA_0 nærmer sig −1, opstår der mulighed for instabilitet. Vi går ikke nærmere ind på stabilitetskriterierne her, men nævner blot, at hvis A_0 har samme frekvensafhængighed som et RC-netværk (den frekvensafhængige forstærkning kaldes $A_0^*(\omega)$ i det følgende) vil den tilbagekoblede forstærker 'næsten altid' være stabil. For RC-netværket gælder at:

$$A_0^*(\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega\tau}, \quad hvor\ \tau = RC.$$

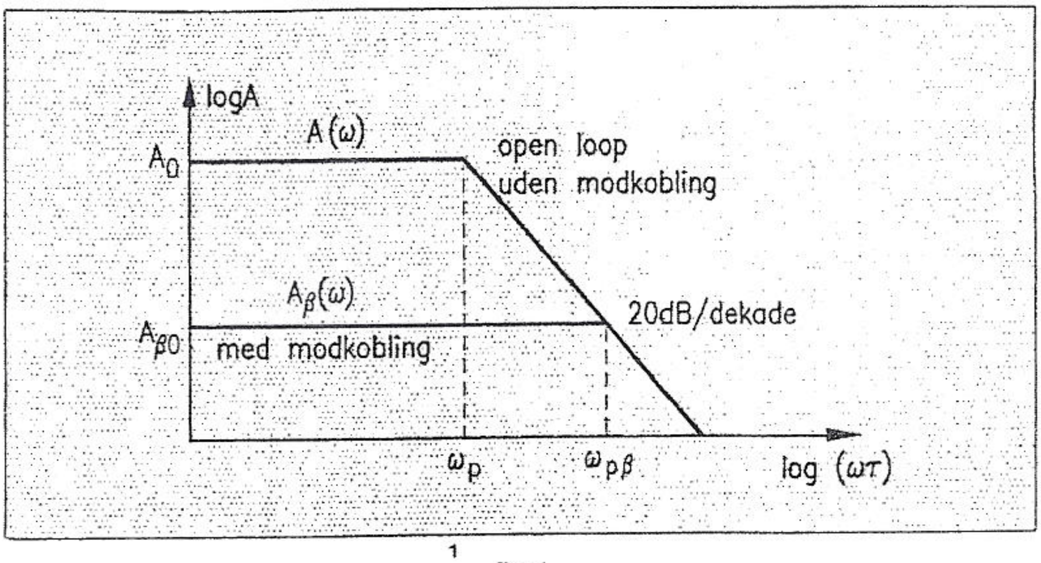


fig 4

Indfører vi knækfrekvensen $\omega_p = \frac{1}{\tau}$ fås at overføringsfunktionen $A_0^*(\omega)$ uden tilbagekobling er:

$$A_0^*(\omega) = \frac{A_0}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_p}}$$

og overføringsfunktionen A_β med tilbagekobling fås som før

$$A_\beta(\omega) = \frac{A_0^*(\omega)}{1+\beta A_0^*(\omega)} = \frac{\dfrac{A_0}{(1+j\dfrac{\omega}{\omega_p})}}{1+\beta\dfrac{A_0}{(1+j\dfrac{\omega}{\omega_p})}}$$

hvilket efter en lille regning kan omskrives til

$$A_\beta(\omega) = A_{\beta 0}\frac{1}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_{\beta p}}}$$

hvor

$$A_{\beta 0} = \frac{A_0}{1+\beta A_0}, \quad \omega_{p\beta} = \omega_p \frac{A_0}{A_{\beta 0}}$$

Ligningen indbyder til at definere det såkaldte forstærknings-båndbredde-produkt (gain-bandwidth product):

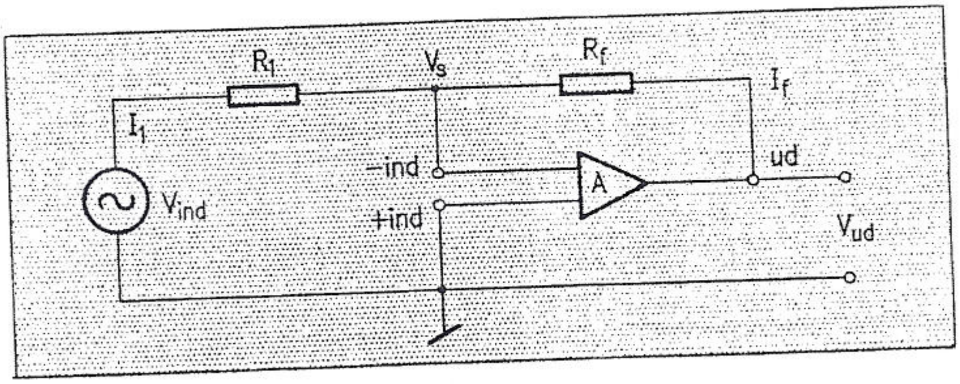
$$A_0\omega_p = A_{\beta 0}\omega_{p\beta} = konst.$$

Feedback kredsløb med operationsforstærker

Der eksisterer to kategorier af feedback kredsløb:

1) **Inverterende kredsløb, hvor +ind er forbundet til jord**
2) **Ikke-inverterende kredsløb, hvor +ind er indgang**

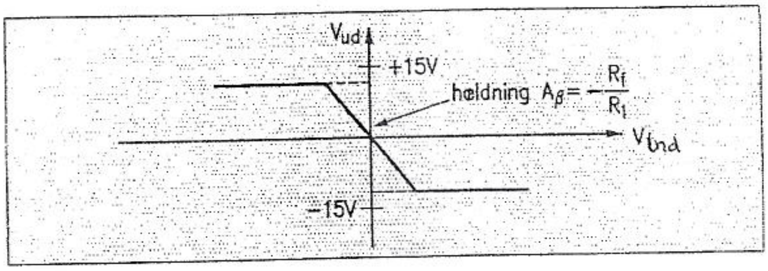
Som eksempel på hvordan beregningerne foretages ved et feedback kredsløb betragtes kredsløbet på nedenstående figur:



Kredsløbet er inverterende. Da indgangsimpedansen er uendelig stor, går der ikke strøm ind i operationsforstærkeren ved indgangsterminalerne, det vil sige at strømmen gennem R_1 er lige så stor som strømmen gennem R_f (ifølge Kirchoff's 2. lov). Deraf får vi (da V_s=0):

$$I_1 = \frac{V_{ind} - V_s}{R_1} = \frac{V_s - V_{ud}}{R_f} = I_f$$

$$\Rightarrow \quad A_\beta = \frac{V_{ud}}{V_{ind}} = -\frac{R_f}{R_1}$$



Indgangsimpedansen er defineret som forholdet mellem indgangsspændingen og strømmen gennem indgangen, det vil sige at indgangsimpedansen er lig med den modstand, som sidder før operationsforstærkeren.
Vi ser altså, at vi ved hjælp af to modstande og en operationsforstærker er i stand til at opbygge en forstærker, hvor vi kan bestemme både indgangsimpedans og forstærkning.

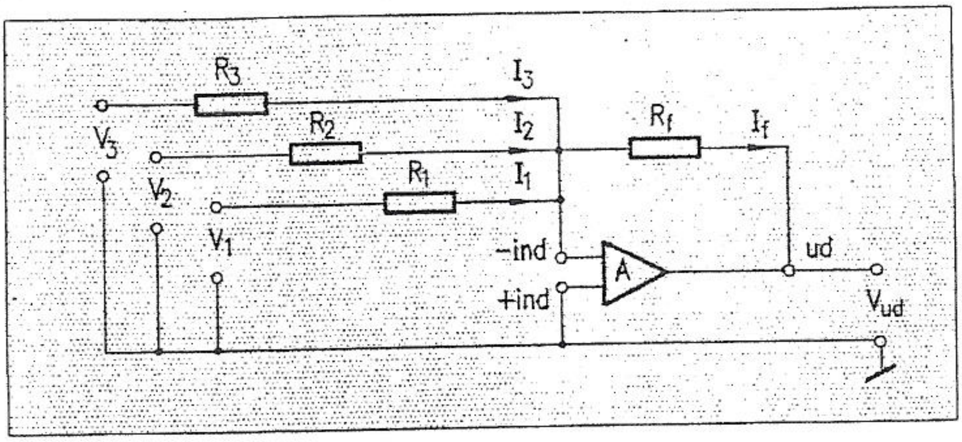
Fra gennemgangen af kredsløbet for den inverterende forstærker ser vi, at man skal anvende følgende to betingelser ved beregning af feedback kredsløb:

1) **Spændingsforskellen mellem indgangene i en operationsforstærker er lig med nul da** $V_s = \frac{V_{ud}}{A} = 0 \quad (A = \infty)$
2) **Der går ingen strøm ind i forstærkeren da** $Z_{in} = \infty$

Ved hjælp af disse to betingelser kan vi analysere følgende kredsløb:

Eksempel:En summerende forstærker

Figuren viser et inverterende kredsløb:



Strømmene gennem indputmodstandene (R_1, R_2, R_3) er:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1},\ I_2 = \frac{V_2}{R_2},\ I_3 = \frac{V_3}{R_3}$$

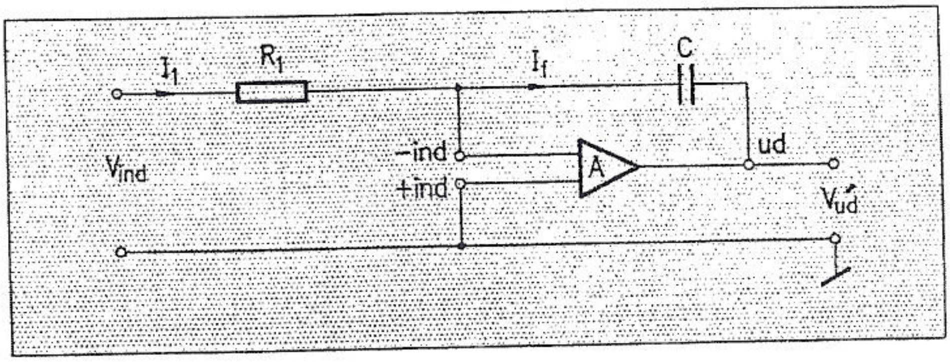
Vi har at: $I_f = I_1 + I_2 + I_3, \quad V_{ud} = -I_f R_f$

Heraf fås at:

$$V_{ud} = -I_f R_f = -(I_1 + I_2 + I_3)R_f = -V_1 \frac{R_f}{R_1} - V_2 \frac{R_f}{R_2} - V_3 \frac{R_f}{R_3}$$

Hvis $R_1 = R_2 = R_3 = R_f$ er $V_{ud} = -(V_1 + V_2 + V_3)$
altså summen af indgangsspændingerne (V_1, V_2, V_3).

Eksempel: Et integrerende kredsløb

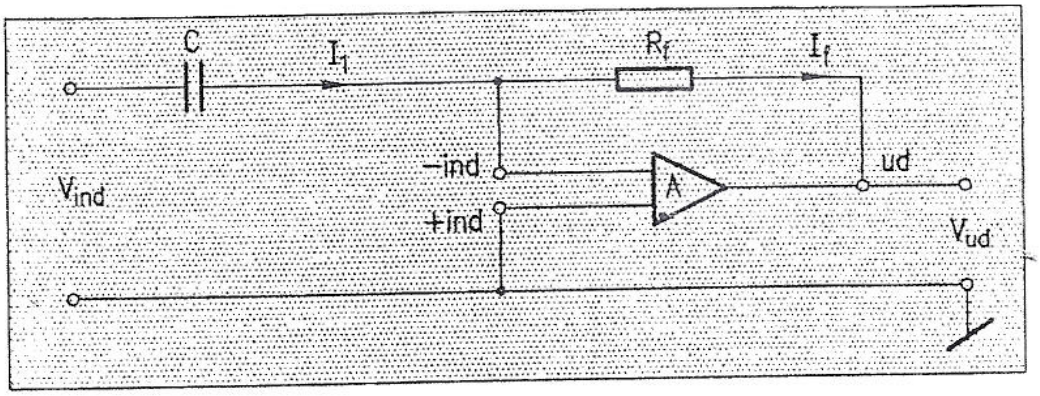


Her er V_{ud} lig spændingen over kondensatoren med modsat fortegn, og for kondensatoren ved vi at:

$$I_f = C\frac{dV_C}{dt} \quad \Rightarrow \quad V_{ud} = -\frac{1}{C}\int I_f dt$$

og da $I_f = I_1 = \frac{V_{ind}}{R_1}$ fås at $V_{ud} = -\frac{1}{R_1 C}\int_0^t V_{ind} dt$ med $V_{ud}=0$ for $t=0$.

Eksempel: Et differentierende kredsløb



I dette kredsløb er V_{ud} lig strømmen I_f (med modsat fortegn) ganget med modstanden R_f, og da vi ved at $I_f = I_1$, som er strømmen gennem kondensatoren fås:

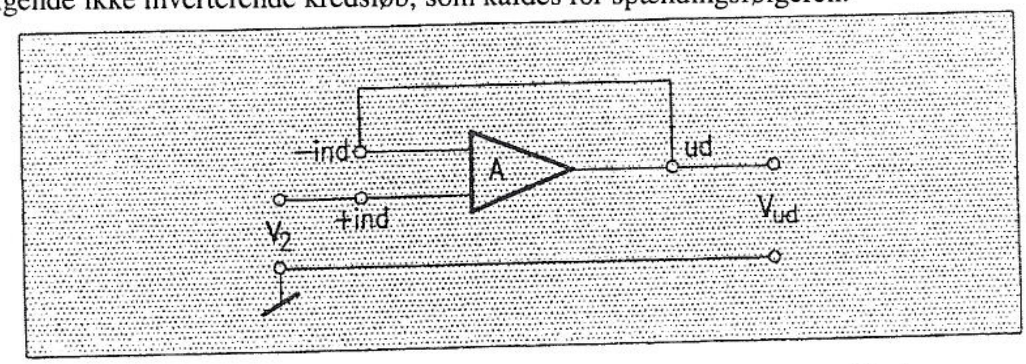
$$I_f = \frac{-V_{ud}}{R_f} = I_1 = C\frac{dV_{ind}}{dt}$$

Heraf fås et udtryk for V_{ud}: $V_{ud} = -R_f C\frac{dV_{ind}}{dt}$

Det differentierende kredsløb er normalt meget følsomt over for støj, og i praktiske anvendelser prøver man ofte at undgå differentierende kredsløb.

Eksempel: Spændingsfølgeren

De kredsløb, som vi hidtil har betragtet, har den ulempe, at indgangsimpedansen for kredsløbet ikke er uendelig stor (eller næsten), og at udgangsimpedansen ikke er nul (eller næsten). Hvis man vil lave et kredsløb, som har en indgangsimpedans på flere hundred MΩ og en udgangsimpedans på mindre end 0.01 Ω, anvender man ofte følgende ikke inverterende kredsløb, som kaldes for spændingsfølgeren:

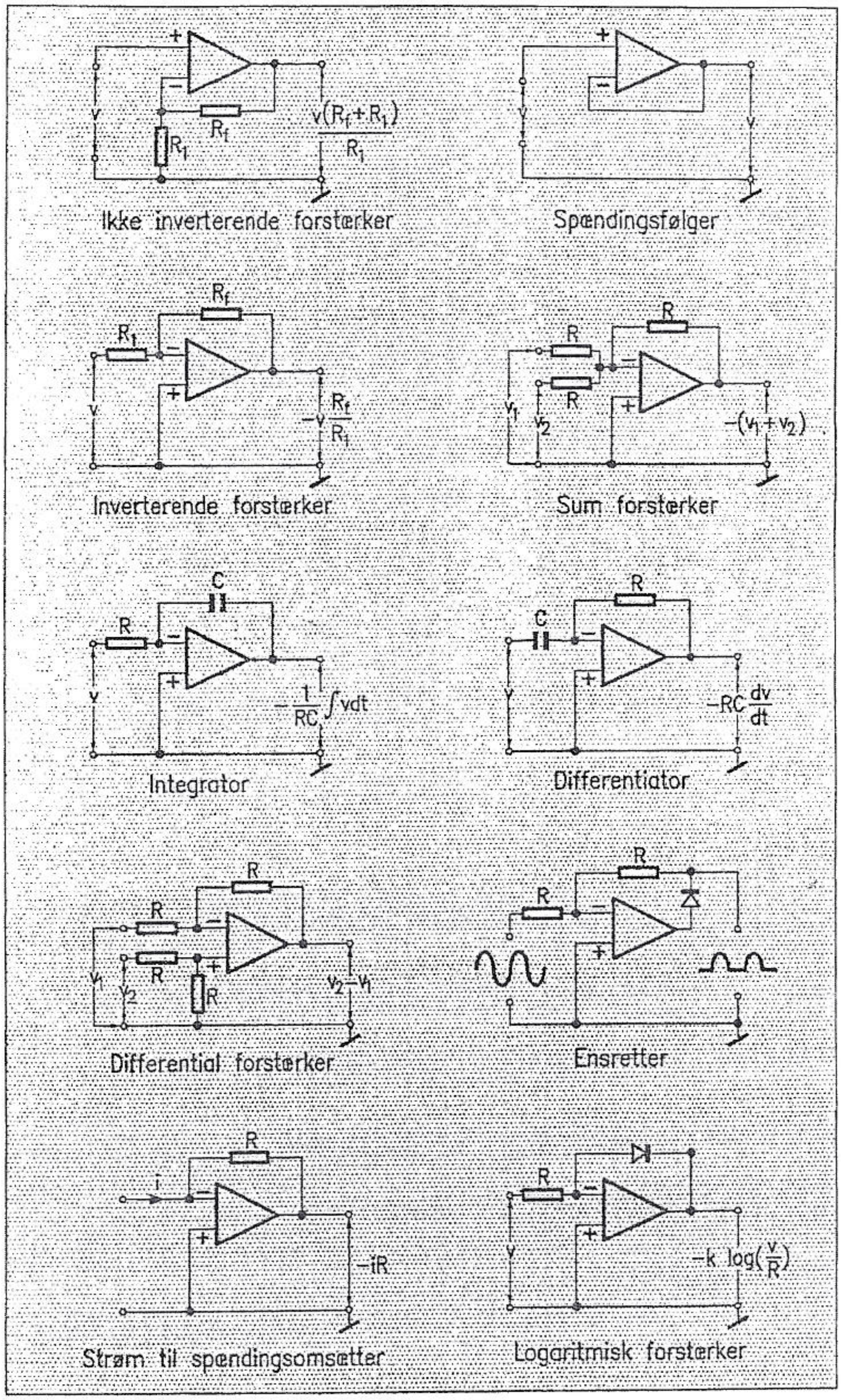


Udgangsspændingen for dette kredsløb kan skrives som: $V_{ud} = A(V_2 - V_{ud})$ hvoraf vi får (når $A = \infty$) at

$$V_{ud} = \frac{1}{1+\frac{1}{A}} V_2 = V_2$$

For dette kredsløb kan man vise, at indgangsimpedansen og udgangsspændingen har størrelser, som nævnt ovenfor. Man anvender ofte spændingsfølgere til at sætte foran eller efter inverterende kredsløb, således at det totale kredsløb får en meget stor indgangsimpedans og en meget lille udgangsimpedans.

Eksempler på koblinger med operationsforstærkere



Øvelsesprogram, Øvelse 1 "Forstærkere", 10467

Alle aktive kredsløb modtager energi fra en ydre kilde. Operationsforstærkeren skal have en forsyningsspænding for at virke, her +/- 15 Volt. Det er vigtigt ikke at forveksle denne forsyningsspænding med signalspændingen, for eksempel fra en tonegenerator.

a) Opbyg på proto-board ved hjælp af en operationsforstærker (se datablade for informationer om komponenten) en inverterende forstærker. Se diagrammet på næste side. Undersøg derefter forstærkningen for forskellige værdier af resistanserne R_1 og R_f. Undersøgelsen foretages nemmest ved hjælp af en tonegenerator og et oscilloskop. Benyt for eksempel et sinussignal med en frekvens på 1 kHz.

b) Opbyg den inverterende forstærker med en forstærkning på 100 og bestem overføringsfunktionen det vil sige forstærkerens frekvensafhængighed eller frekvenskarakteristik. Brug dB-begrebet, brug begrebet båndbredde og udregn forstærknings-båndbredde-produktet. Mål samtidig fasedrejningen mellem indgangssignalet og udgangssignalet.

c) Gentag b) med forstærkningen 10.

d) Opbyg en komparator på proto-board'et efter diagrammet (se næste side). Skitsér sammenhængende ind- og udgangssignaler for komparatoren.

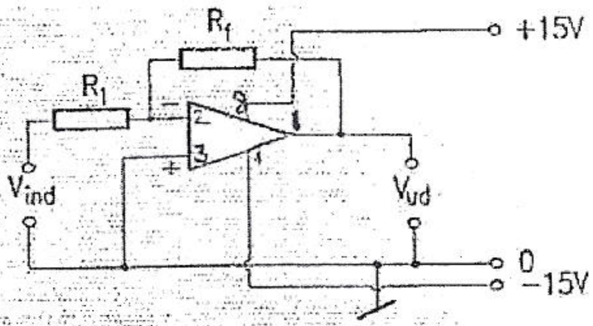
e) Design og opbyg en differentiator med 1 MΩ og 1 nF og beskriv virkemåden.

f) Design og opbyg en integrator med samme R og C og beskriv virkemåden.

g) Design og opbyg lavpas-, højpas-, båndpas filtre, og undersøg deres virkemåde.

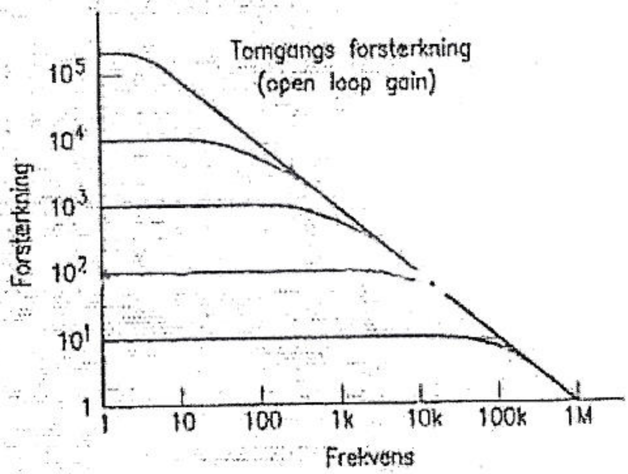
Der skal afleveres en journal over øvelsen, hvor der redegøres for målingerne foretaget under punkterne a)-g). Alle målinger skal vedlægges, kurverne tegnes op, beregninger anføres, og resultaterne kommenteres.

Inverterende forstærker:

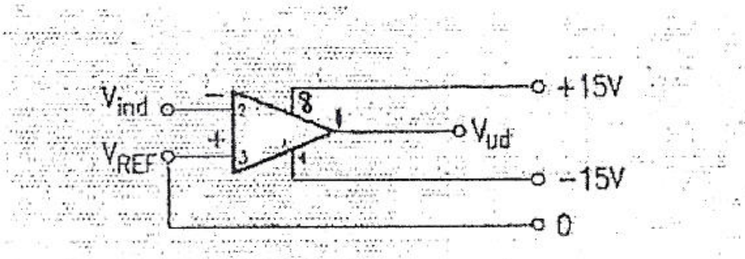


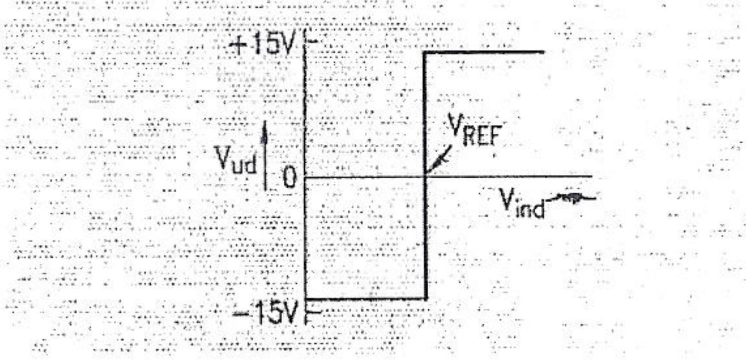
Forstærkning : $A_V = \frac{V_{ud}}{V_{ind}} = -\frac{R_f}{R_1}$

A_V	R_f	R_1
−1	100k	100k
−10	100k	10k
−100	1M	10k
−1000	10M	10k

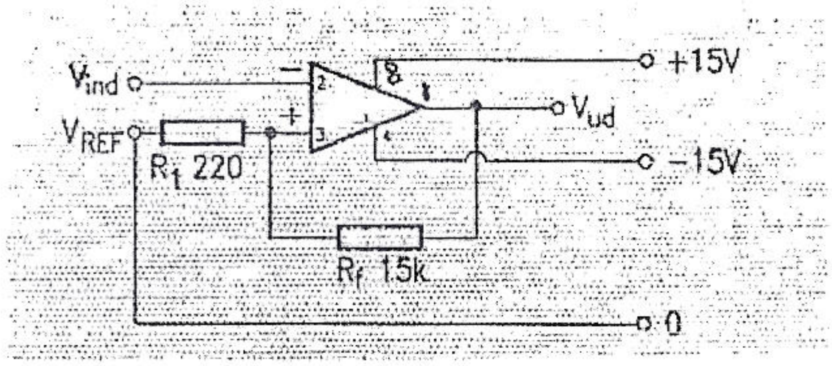


Komparator:





Differentialforstærker:



For the inverting amplifier:

(a) show that as $A_{open\ loop}$ approaches infinity, v_d approaches 0; thus the inverting input remains nearly at ground potential (and is therefore called a virtual ground),

(b) show that the current feedback is actually negative feedback.

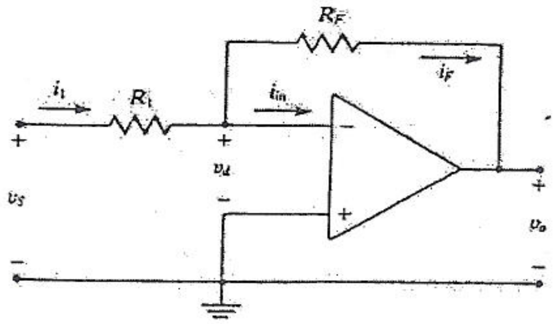


Fig. 1

2) A differential amplifier, sometimes also called a subtractor, responds to the difference between two input signals, removing any identical portions (often a bias or noise) in a process called common-mode rejection (CMR). Find an expression for v_O in Fig. 2 that shows the circuit of a differential amplifier. Assume an ideal op-amp.

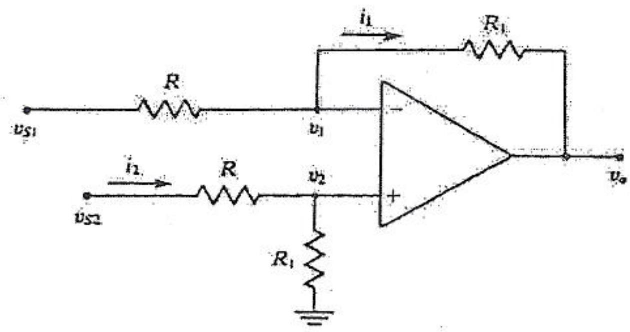


Fig. 2

3) The unity-follower amplifier of Fig. 3 has a voltage gain of 1, and the output is in phase with the input. It also has extremely high input impedance, leading to its use as an intermediate stage buffer amplifier to prevent small load impedance from loading a source. Assume a practical op-amp having A(open loop)=-10^6

(a) Show that $v_O \sim v_s$

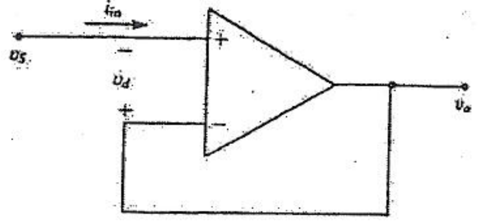


Fig. 3

(b) Find an expression for the amplifier input impedance and evaluate it for $R_d = 1\ M\Omega$

4) For the non-inverting amplifier of Fig. 4:

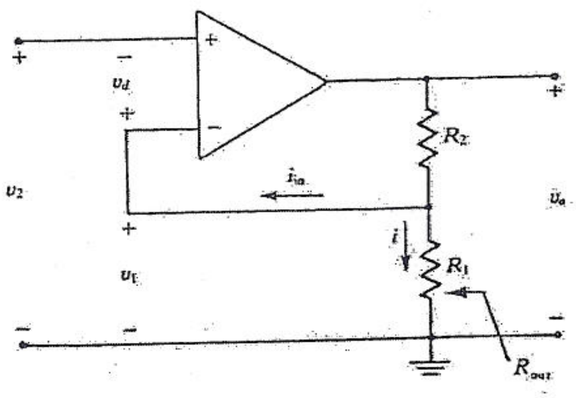


Fig. 4

(a) Find an exact expression for the voltage-gain ratio, and
(b) Evaluate it for $R_1 = 1\ k\Omega$, $R_2 = 10\ k\Omega$, $R_d= 1\ k\Omega$ and $A_{open\ loop}=-10^4$.
(c) Compare your results in part (b) with the value produced by the ideal expression.

5) Same amplifier as in 4): this amplifier has infinite input impedance if the basic op-amp is ideal. If the op-amp is not ideal but instead $R_d = 1\ M\Omega$ and $A_{open\ loop}=-10^6$, find the input impedance. Let $R_2 = 10\ k\Omega$ and $R_1 = 1\ k\Omega$.

6) Inverting amplifiers, summing circuits, and integrators are used as building blocks to form analog computers for solving linear differential equations. Differentiators are avoided because of considerable effect of noise despite its low level.
To design a computing circuit first rearrange the differential equation such that the highest existing derivative of the desired variable is on one side of the equation, and all other terms are on the other side. Then begin with an integrator-summer to integrate the equation and then add integrators and amplifiers in cascade and in nested loops. We use here the notation: dx/dt =x'. .
Design a circuit containing op-amps to solve the following set of equations:

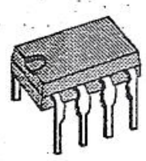
$$\mathbf{y' + x = v_{s1}}$$
$$\mathbf{3x+2y+x'=-v_{s2}}$$

SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

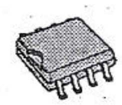
TL072 TL072A - TL072B

LOW NOISE DUAL J-FET OPERATIONAL AMPLIFIERS

- LOW POWER CONSUMPTION
- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^{+}) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE $e_n = 15nV/\sqrt{Hz}$ (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J–FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : 16V/µs (typ)



N
DIP8
(Plastic Package)



D
SO8
(Plastic Micropackage)

DESCRIPTION

The TL072, TL072A and TL072B are high speed J–FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J–FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

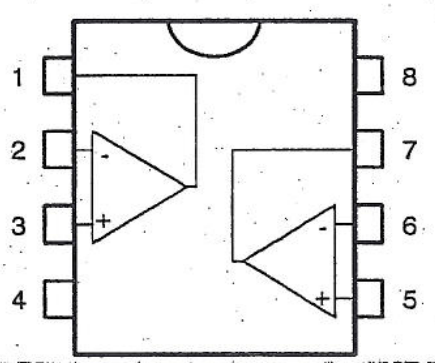
The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package N	Package D
TL072M/AM/BM	–55°C, +125°C	•	•
TL072I/AI/BI	–40°C, +105°C	•	•
TL072C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•
Example : TL072CN			

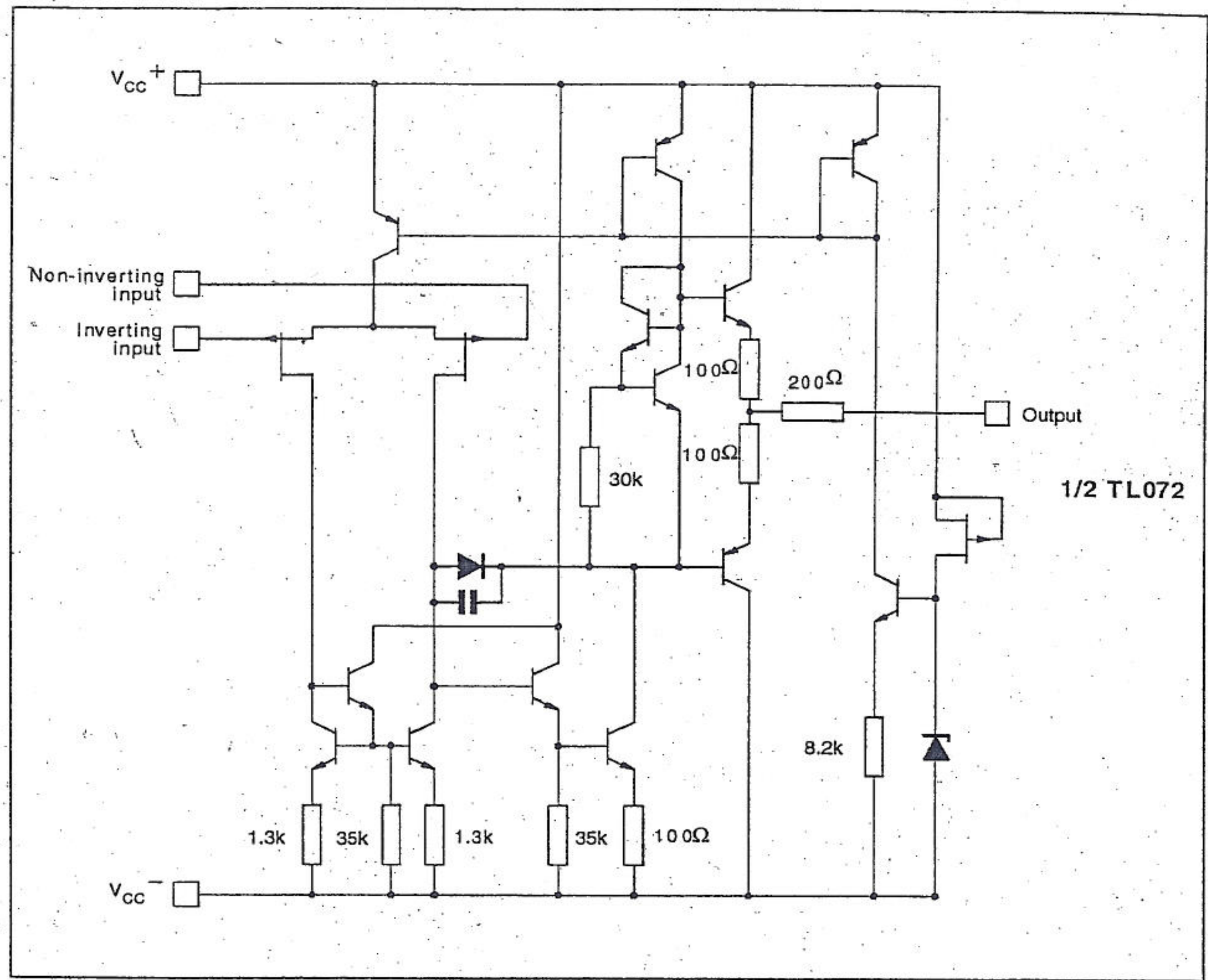
072-01.TBL

PIN CONNECTIONS (top view)



1 - Output 1
2 - Inverting input 1
3 - Non-inverting input 1
4 - V_{CC}^{-}
5 - Non-inverting input 2
6 - Inverting input 2
7 - Output 2
8 - V_{CC}^{+}

SCHEMATIC DIAGRAM



072-03.EPS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_{CC}	Supply Voltage - (note 1)		±18	V
V_I	Input Voltage - (note 3)		±15	V
V_{id}	Differential Input Voltage - (note 2)		±30	V
P_{tot}	Power Dissipation		680	mW
	Output Short-circuit Duration - (note 4)		Infinite	
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	TL072C,AC,BC TL072I,AI,BI TL072M,AM,BM	0 to 70 –40 to 105 –55 to 125	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range		–65 to 150	°C

072-02.TBL

Notes :
1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC}^{+} and V_{CC}^{-}.
2. Differential voltages are at the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and /or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.