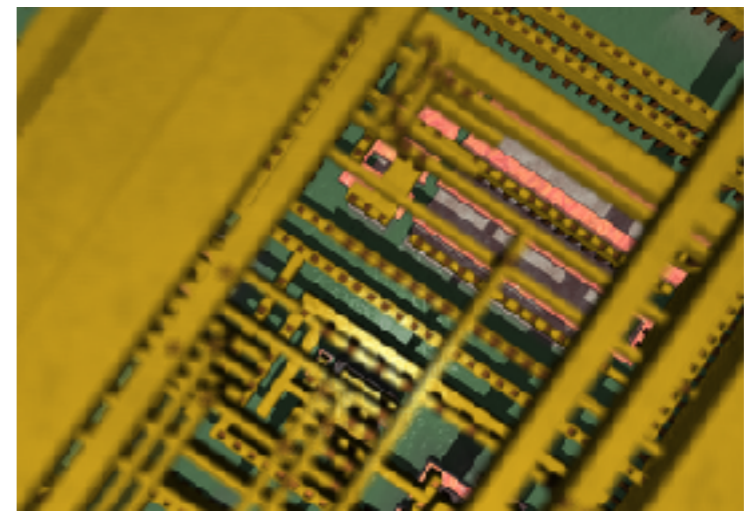
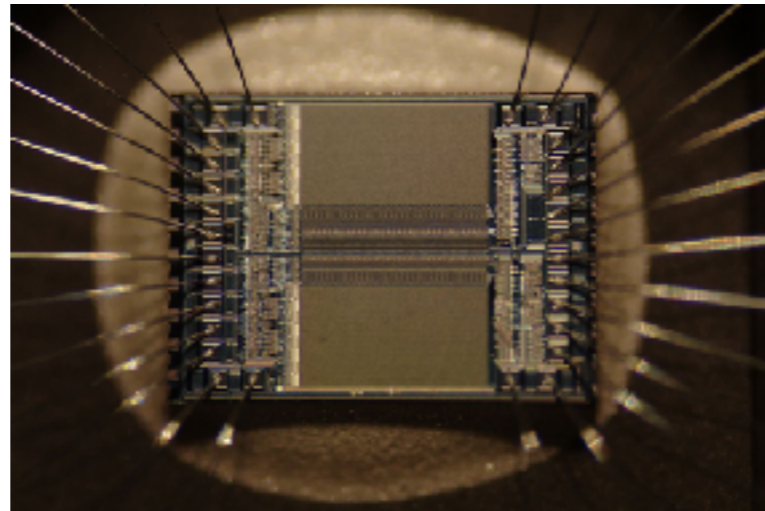
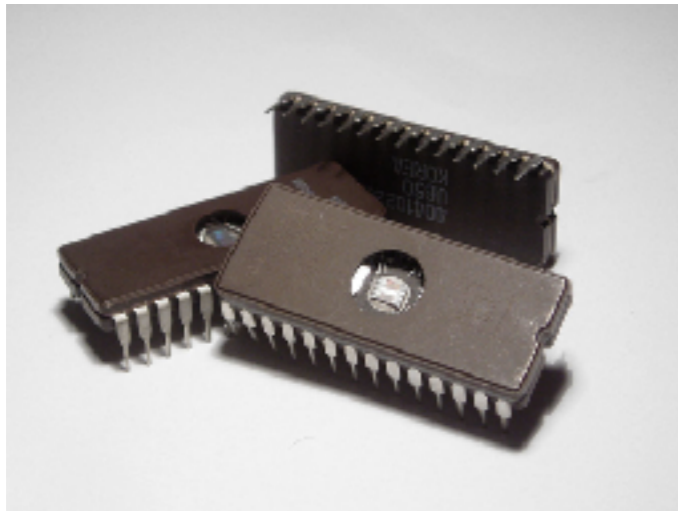
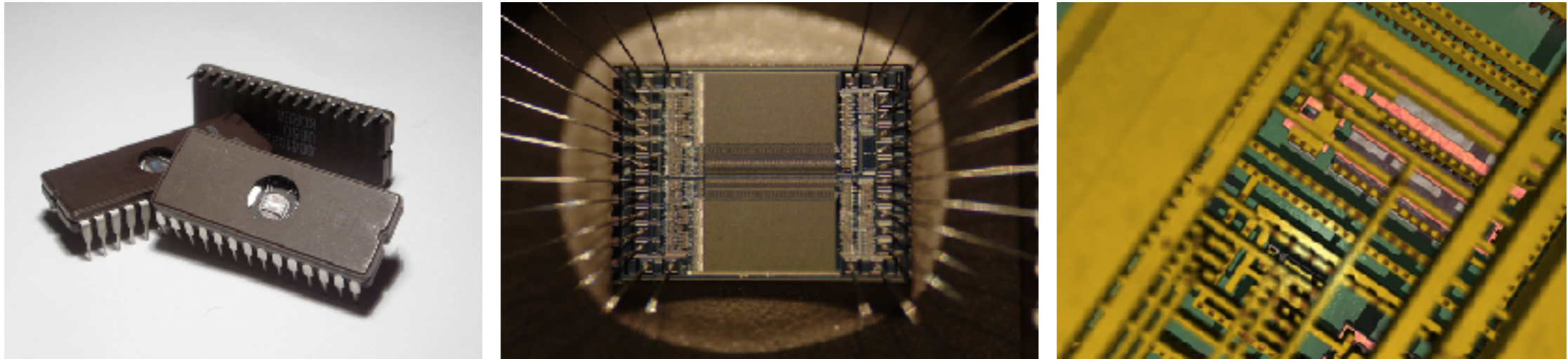


Integrated circuit (IC)



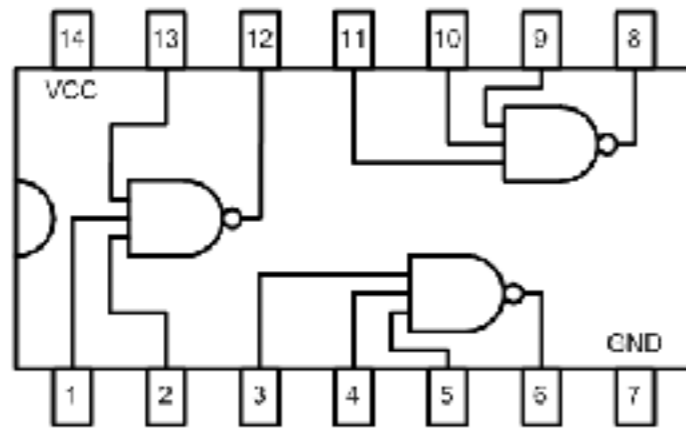
Integrated circuit (IC)



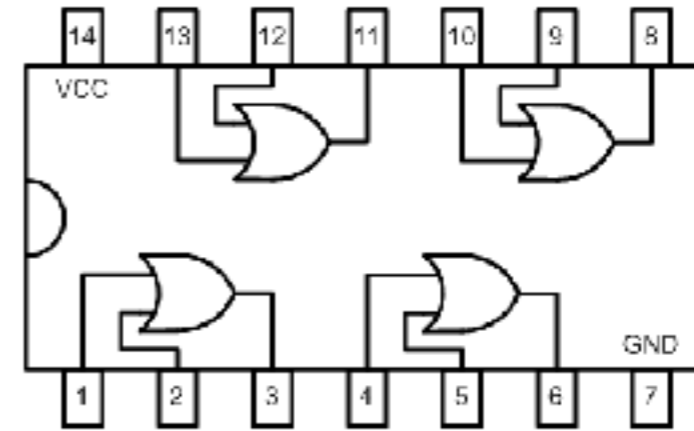
- Hele kretser produsert på et stykke halvledermateriale.
- Spenner fra noen enkel passive eller aktive komponenter til kretser med tusenvis av komponenter.
- Kan erstatte hundrevis av komponenter til en vesentlig laver kost
- Gir betydelig reduksjon i strømforbruket

Eksempler på IC

Vanlige IC med logikk

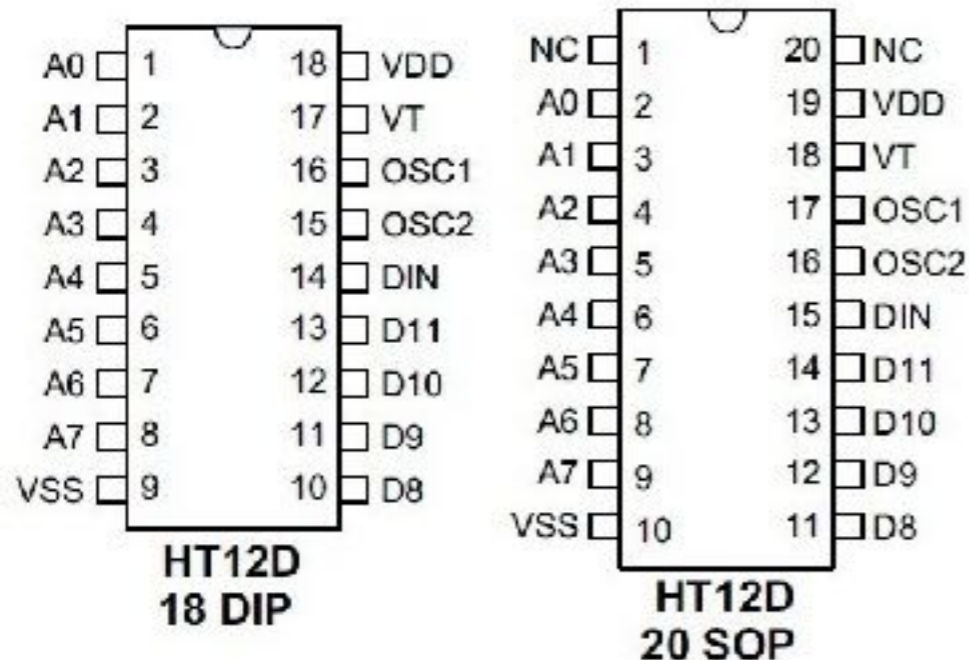


7410 Triple 3 Input NAND

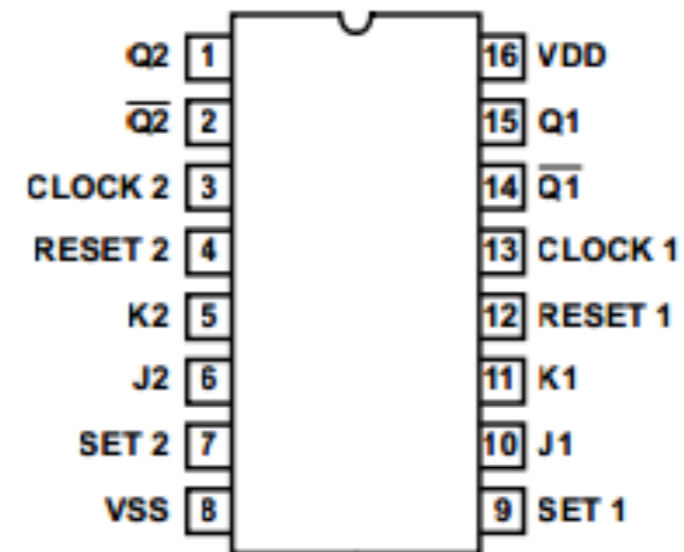


7432 Quad 2 Input OR

Encoder og Decoder

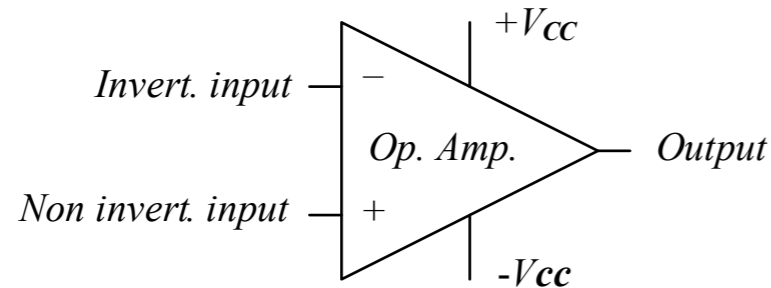


JK flip-flop



Operasjonsforsterkere

Kap. 22



Betegnelse på forsterker som bla. kan brukes til å utføre analoge regneoperasjoner som addisjon, multiplikasjon, integrasjon osv. Tidligere mye brukt i analoge regnemaskiner.

Egenskaper:

- Meget stabil (bl.a. mht. temperatur, - drift og lignende)
- Stor forsterkning ($A_v = 10^5 - 10^6$) DC-koplet
- Høy inngangsmotstand R_{in} - Lav utgangsmotstand R_{out}
- Kontrollert fasegang – Dvs. tåler sterk tilbakekopling
- Differansekopling på inngangen



NASA 1949 Analog computer



1960 EAI model 231-R, GMPG Noise and Vibration Laboratory

Operasjonsforsterkere

Tre viktige parametere : R_i , R_o , A_v
 $R_i > 1 \text{ M}\Omega$ $R_o < 100 \Omega$ $A_v > 10^5$

Signalsymboler :

V_i = input signal til forsterker

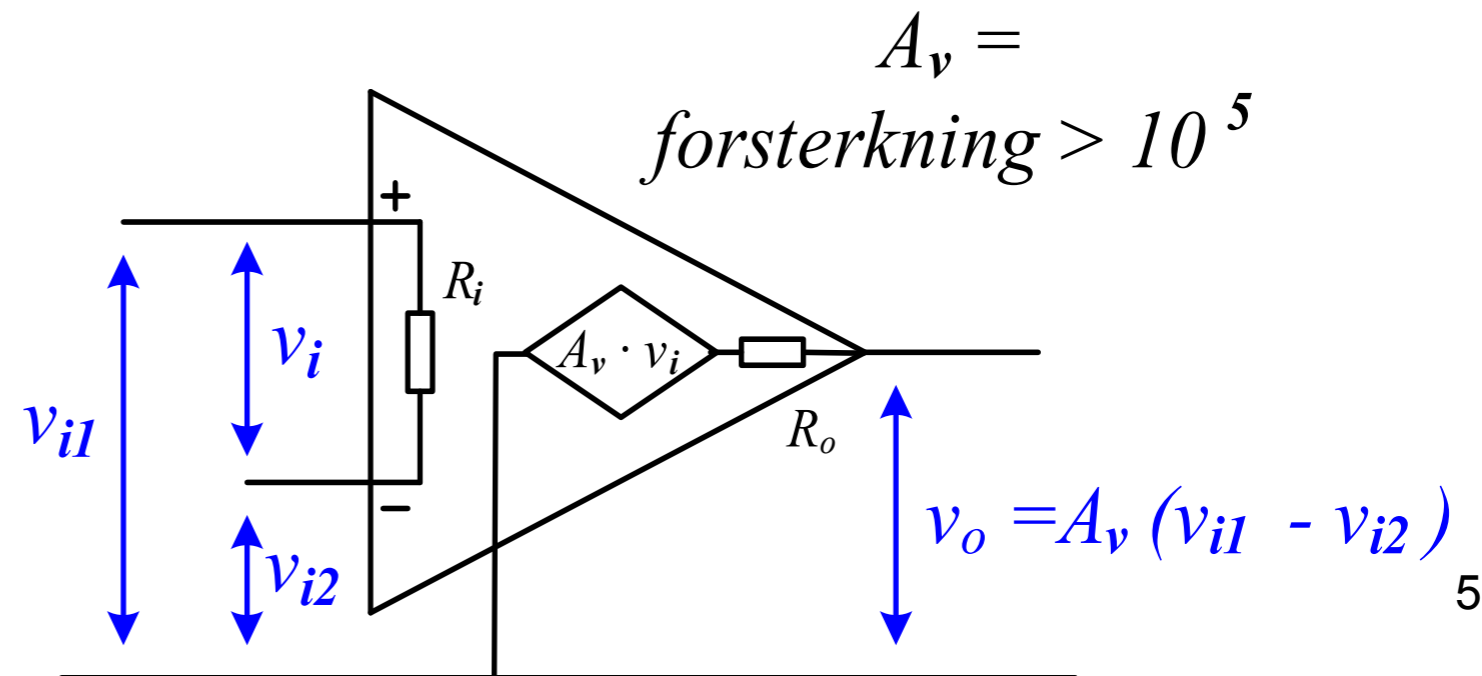
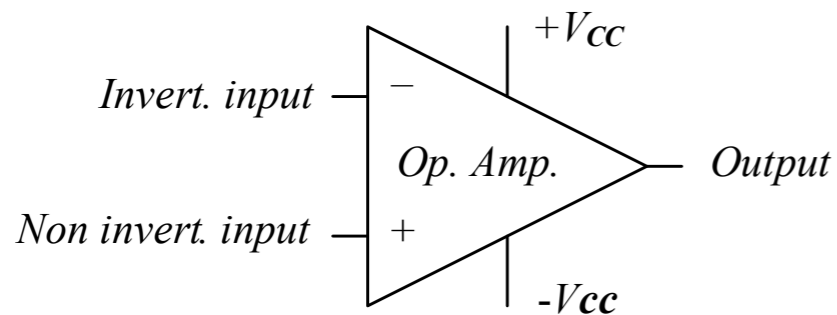
V_s = signalspenning inn til kretsen

V_o = output signal



Historiske OpAmps fra Philbrick
 Bygget opp av "radiatorer" – hvert "rør" inneholder 2 forsterkere (2 stk. trioder)

Ekvivalentskjema

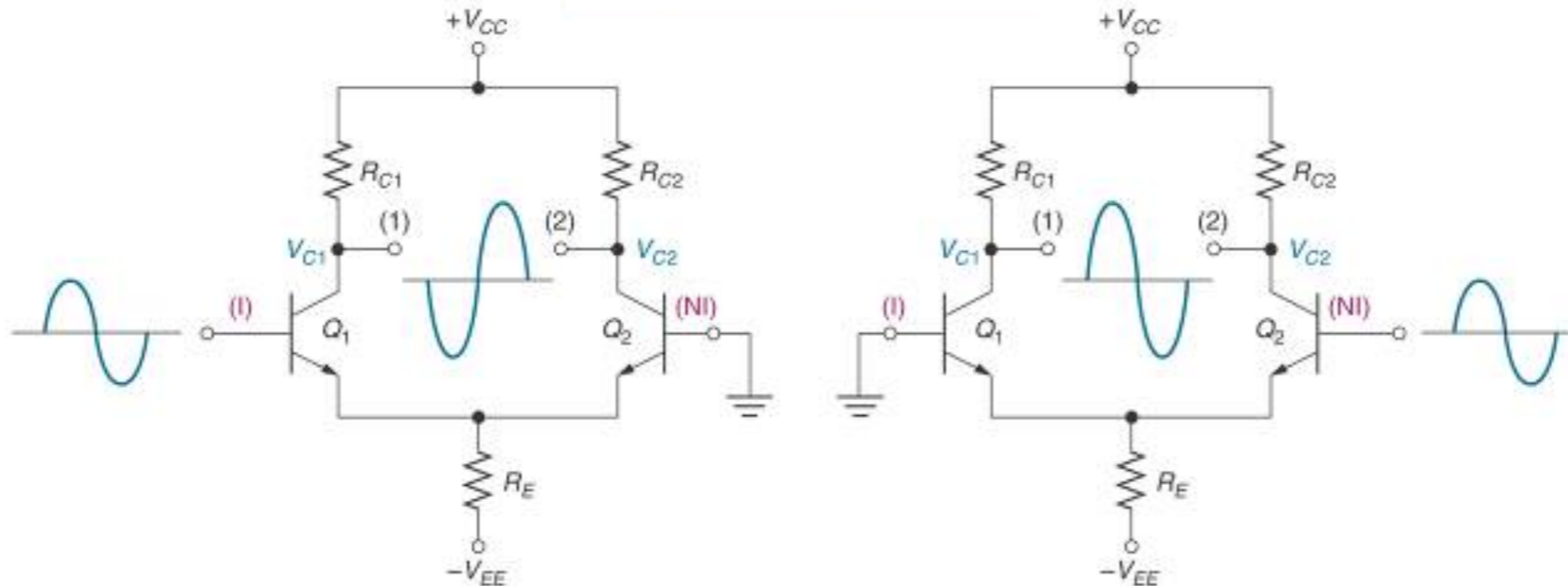


Operasjonsforsterkere

Differansetrinn på inngangen

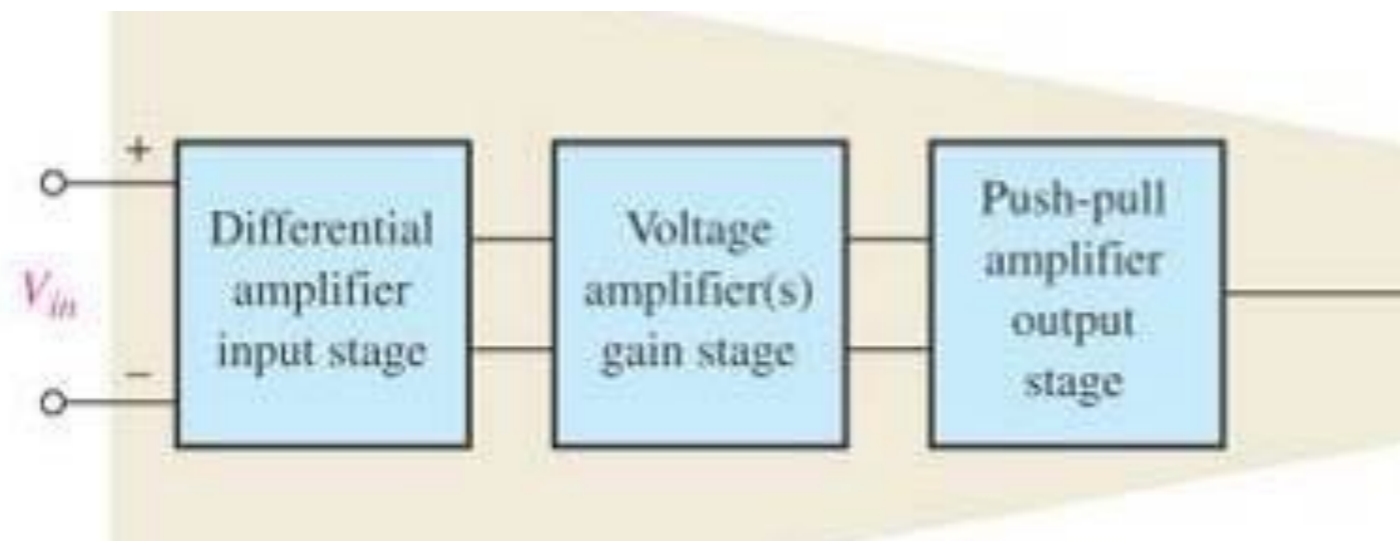
Push-Pull klasse AB forsterker på utgangen

Signalene på kollektor er målt på pin (1) - med pin (2) som referanse



(a) Inverterende input

(b) Ikke-inverterende input



Operasjonsforsterkere

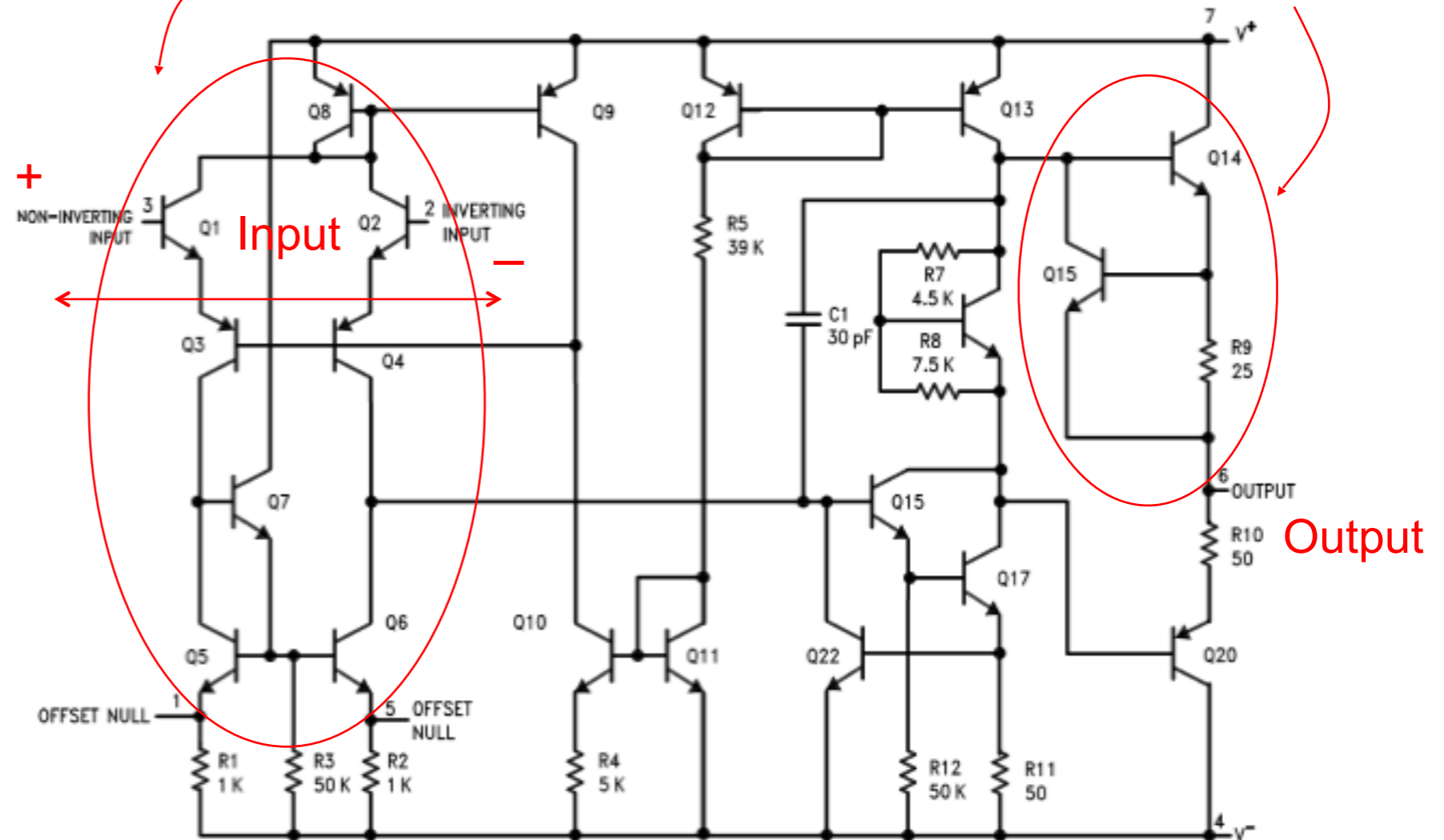
Relativt komplekse analoge integrerte kretser. Eks.:

LM741

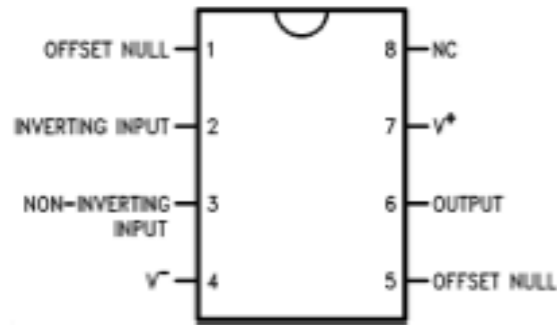
National Semiconductor

Push-pull klasse AB med strømbegrensning

Differanstrinn



Dual-In-Line or S.O. Package



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

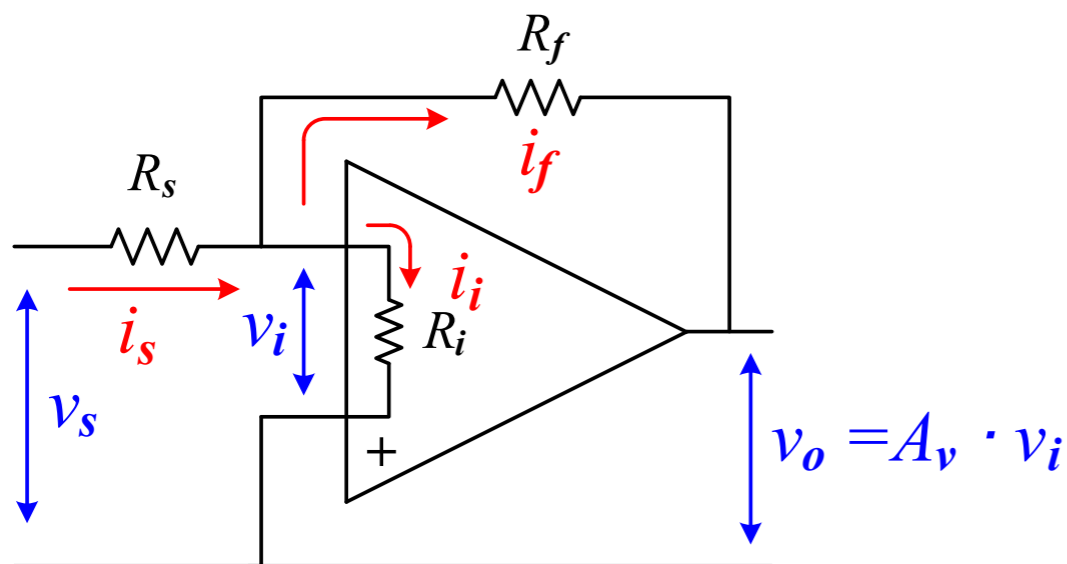
Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	50	1.5		50	200		20	200		V/mV
	$V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$										
Bandwidth (Note 6)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5		0.5			V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA

Operasjonsforsterkere

Behandler i detalj 3 koblinger med operasjonsforsterker:

1. Inverterende forsterker
2. Ikke inverterende forsterker
3. Integratorkobling

Inverterende forsterker



Knutepunkt på inngangen:

$$i_s = i_i + i_f \quad (1)$$

$$\frac{v_s - v_i}{R_s} = \frac{v_i}{R_i} + \frac{v_i - v_o}{R_f} \quad (2)$$

Ønsker et uttrykk for forsterkningen :

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_s}$$

Har gitt at $v_o = A_v \cdot v_i$ setter inn for v_i i likning 2 – ordner og løser mhp A_{vf}

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_f}{R_s} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{A_v} \left(\frac{R_f}{R_s} + \frac{R_f}{R_i} + 1 \right)}$$

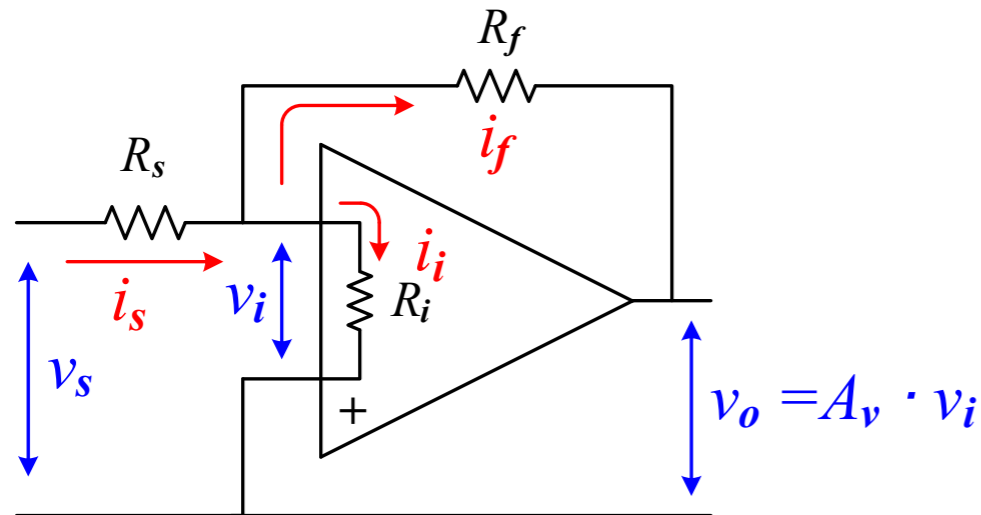
Når $A_v \gg 1$

$$A_{vf} = -\frac{R_f}{R_s}$$

Operasjonsforsterkere

Inverterende forsterker

$$A_{vf} = -\frac{R_f}{R_s}$$



Hvor god er denne approksimasjonen ?

Vi antar $A_v = -10^5$ og $R_i = 1 \text{ M}\Omega$

Velger $R_s = 1\text{k}$ og $R_f = 100\text{k}$

$$A_{vf} = -\frac{R_f}{R_s} = -\frac{100}{1} = -100 \quad (1.\text{approksimasjon})$$

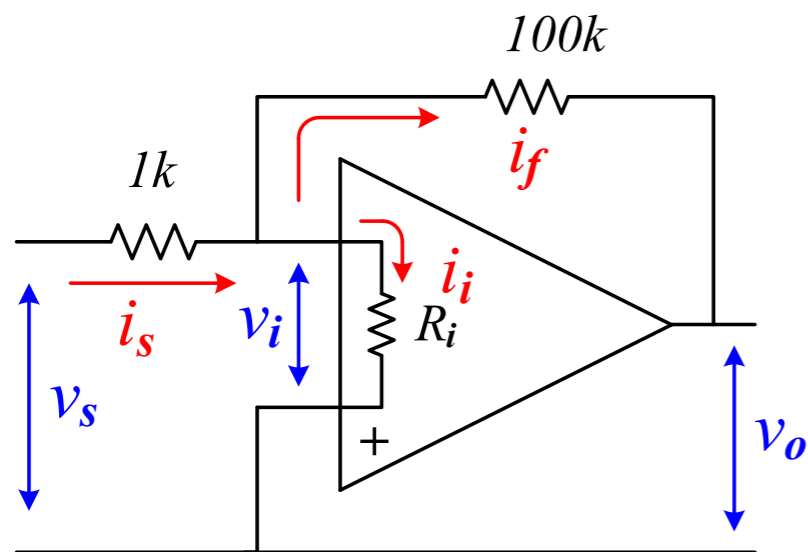
$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_f}{R_s} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{A_v} \left(\frac{R_f}{R_s} + \frac{R_f}{R_i} + 1 \right)} = -100 \frac{1}{1 + 10^{-5} (100 + 0,1 + 1)} = -99,9$$

Det betyr : Hvis vi har et avvik i A_v på for eksempel +/- 20%
så vil A_{vf} bare endre seg med +/- 0,02 %

Vi ser at kraftig negativ tilbakekopling (feedback) lineæriserer systemet –
(På samme måte som for en BJT forsterker med emittermotstand)

Operasjonsforsterkere

Inverterende forsterker



Hvor stor er v_i ? Dvs. spenningen på inverterende input.

Antar $v_s = 0,1$ volt $\rightarrow v_o = -10$ volt

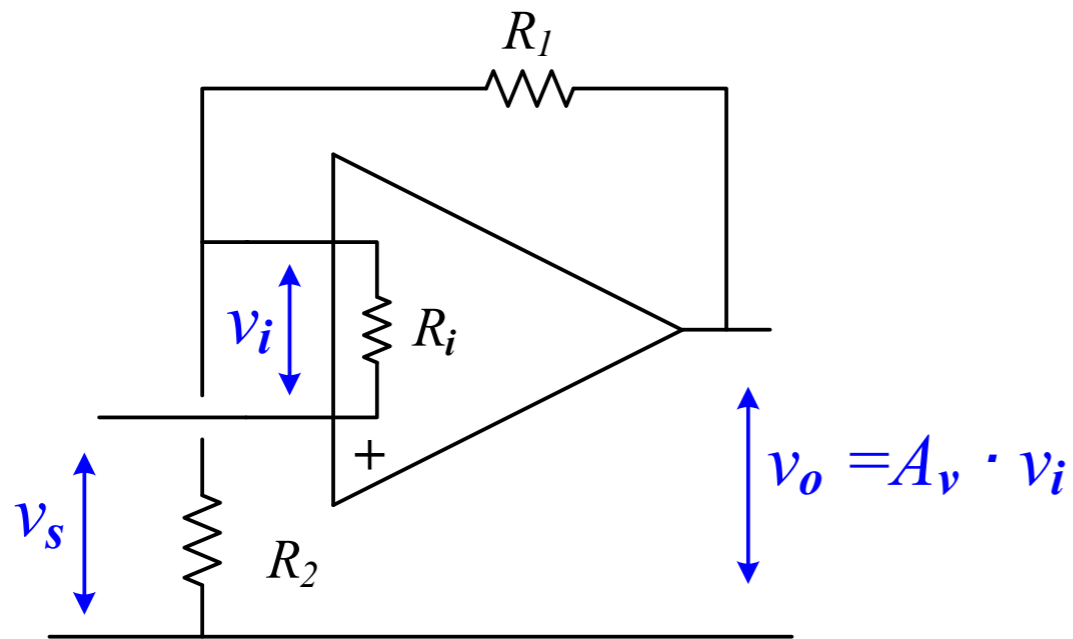
$$v_i = \frac{v_o}{A_v} = \frac{10}{10^5} = 100\mu V \quad (0,0001 \text{ volt})$$

Inngangen på en inverterende forsterker kan betraktes som et **virtuelt nullpunkt**. Inngangsmotstanden til en inverterende forsterker bestemmes av seriemotstanden R_s (Her er $R_s = 1k$)

Husk! Skal forsterkeren brukes til eksperimentelle målinger på ukjente signalkilder kan størrelsen på inngangsmotstanden påvirke måleresultatet. Skal vi måle på signalkilder med stor (høy) indre motstand (nerveceller) - er det viktig at inngangsmotstanden til måleforsterkeren er stor – mye større en kildemotstanden. Forsterkere med "lav" motstand kan fort "belaste" kilden så mye at måleresultatet blir usikkert.

Operasjonsforsterkere

Ikke-inverterende forsterker – (forsterker uten fasevending)

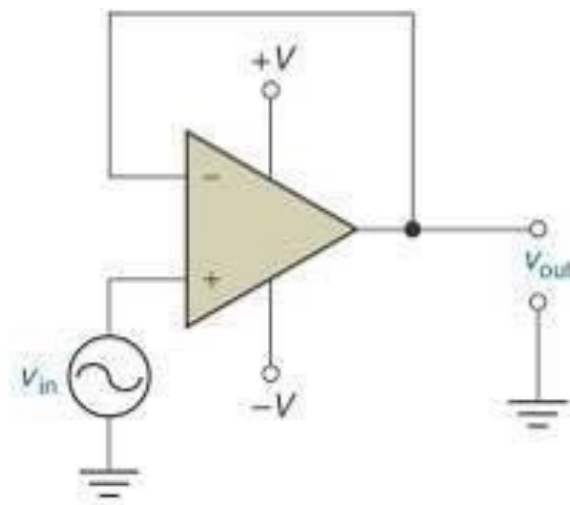


$$v_i \approx 0 \Rightarrow i_i \approx 0$$

$$v_2 = v_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} = v_s + v_i \approx v_s$$

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_s} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

Inngangsmotstanden til en ikke-inverterende forsterker er stor – bestemmes av R_i (størrelsesorden $10^6 \Omega$)



Kretsen til venstre kalles en spenningsfølger.

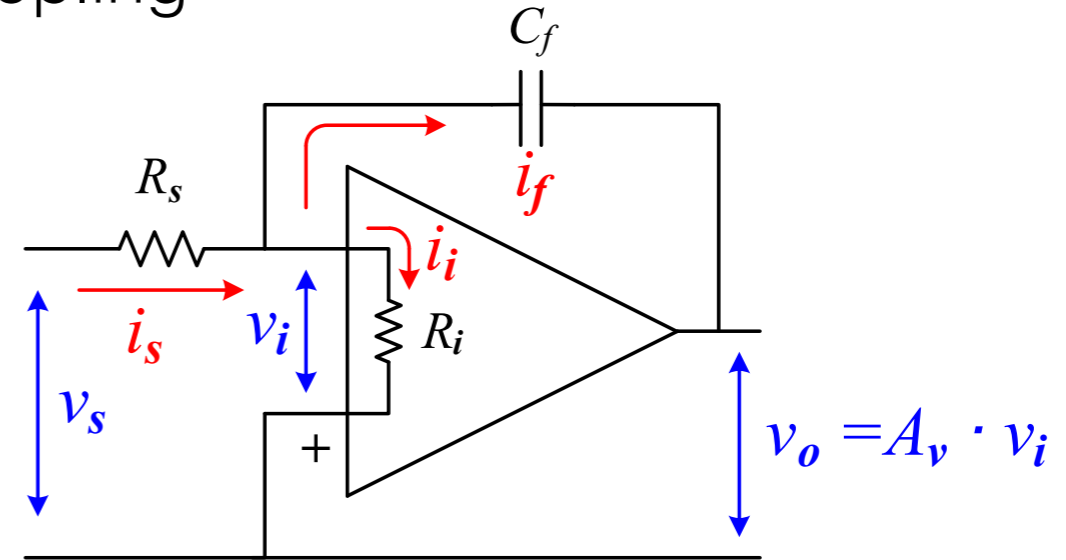
Signalet på utgangen er identisk lik signalet på inngangen.

Signalkilden på inngangen ser inn mot en meget stor motstand (R_i) –

Utgangstrinnet til en opamp. har meget lav indremotstand (R_{out}) og kan levere dette signalet videre til kretser med relativt lav R_{inn} . Denne koplingen kan godt brukes som "front end" på et måleinstrument. En Spenningsfølger kan betraktes som en impedanstransformator – på samme måte som en emitterfølger (se under BJT)

Operasjonsforsterkere

Integratorkopling



Knutepunkt på inngangen:

$$i_s = i_i + i_f$$

$$\frac{v_s - v_i}{R_s} = \frac{v_i}{R_i} + i_f \quad \text{?} \quad i_f = \text{Strøm} = \text{ladning} / \text{tidsenhet (s)} = q / t \quad \left(\frac{dq}{dt} \right)$$

Spenningen på en kondensator : $v_C = \frac{q}{C}$ (Deriverer)

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \frac{dq}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_f \Rightarrow i_f = C \cdot \frac{dv_C}{dt} = C \cdot \frac{d}{dt}(v_i - v_o) \approx -C \frac{dv_o}{dt}$$

$$\frac{v_s - v_i}{R_s} = \frac{v_i}{R_i} - C \frac{dv_o}{dt} \quad \text{antar } v_i = 0 \Rightarrow \frac{v_s}{R_s} = -C \cdot \frac{dv_o}{dt}$$

$$\frac{v_s}{R_s} = -C \cdot \frac{dv_o}{dt}$$

Integrerer på begge sider ..
R_s og C er konstanter



$$v_o = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_s dt$$

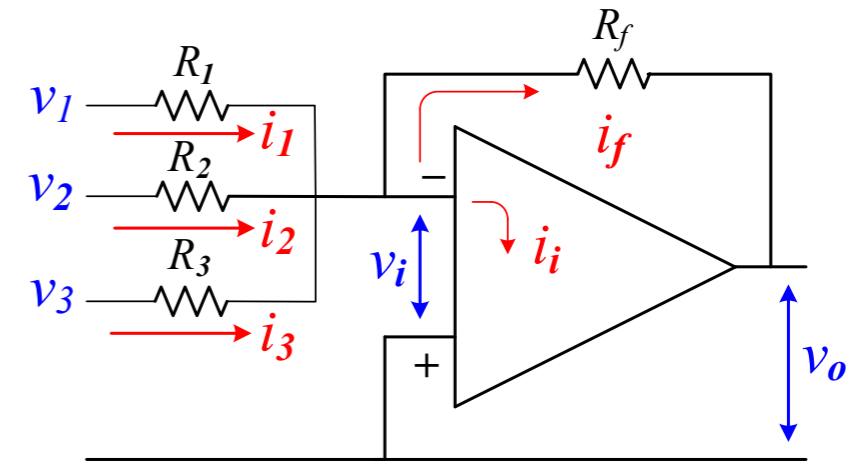
Operasjonsforsterkere

Addisjon

Se på strømmene inn til knutepunktet

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_f + i_i$$

Antar $v_i = 0 \rightarrow i_i = 0$ (virtuelt nullpunkt)



$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} \cong -\frac{v_o}{R_f} \Rightarrow v_o = -\left(v_1 \frac{R_f}{R_1} + v_2 \frac{R_f}{R_2} + v_3 \frac{R_f}{R_3} \right)$$

Bidraget som hver av signalspenningene får på utgangssignalet v_o – bestemmes av forholdet mellom tilbakekoplingsmotstanden R_f og seriemotstanden til signalkilden.

Eksempel : Denne koplingen brukes i lydмиксеbord. Tenk deg 3 mikrofon- innganger - seriemotstandene bestemmer styrken på mikrofonlydens bidrag i sumsignalet v_o

Addisjon med invertering og vekt $\left(\frac{R_f}{R_n} \right)$ Hvis $R_1 = R_2 = R_3 = R_f$

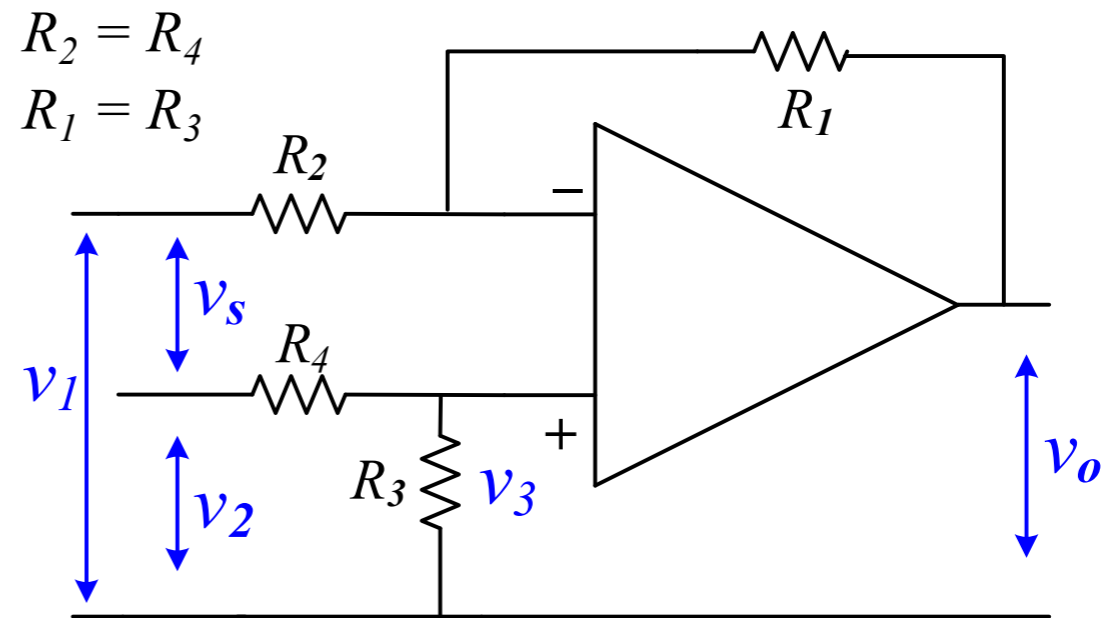
$$v_o = - (v_1 + v_2 + v_3) \quad \text{Ren addisjon med invertering}$$

Operasjonsforsterkere

Differanseforsterker

Regner med en ideell OPAMP

For å finne utgangssignalet V_o ser vi på hver av inngangene alene – dvs. [superposisjonsprinsippet](#)



- a) v_1 alene ($v_2 = 0$) dvs. vi har en inverterende forsterker $v_{o1} = -\frac{R_1}{R_2} v_1$
- b) v_2 alene ($v_1 = 0$) dvs. ikke inverterende forsterker

$$v_3 = \frac{R_3}{R_4 + R_3} \cdot v_2 \quad v_{o2} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot v_3 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{R_3}{R_4 + R_3} \cdot v_2$$

Summerer bidragene fra a) og b)

$$v_o = v_{o1} + v_{o2} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot v_1 + \frac{(R_1 + R_2) \cdot R_3}{R_2 \cdot (R_4 + R_3)} \cdot v_2 \quad \text{Når } \begin{matrix} R_2 = R_4 \\ R_1 = R_3 \end{matrix} \text{ blir } v_o = \frac{R_1}{R_2} (v_2 - v_1)$$

Hvis alle motstandene er like store $v_o = v_2 - v_1$

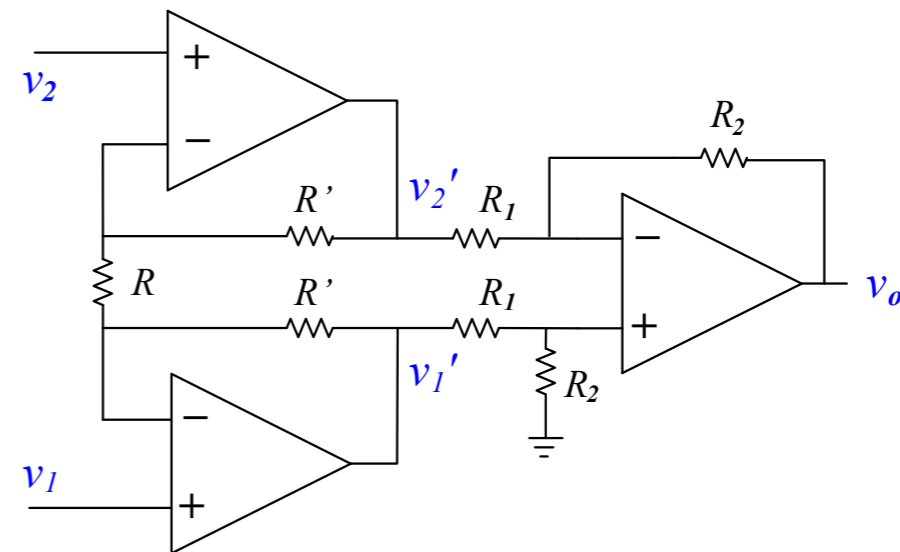
Operasjonsforsterkere

Instrumenteringsforsterker og logaritmisk forsterker

Instrumenteringsforsterker

Forsterkningen justeres med R
Inngangsmotstanden til gode instrumenteringsforsterkere $> 10^6$

$$\underline{\underline{v_o = \left(1 + \frac{2R'}{R}\right) \cdot \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)}}$$



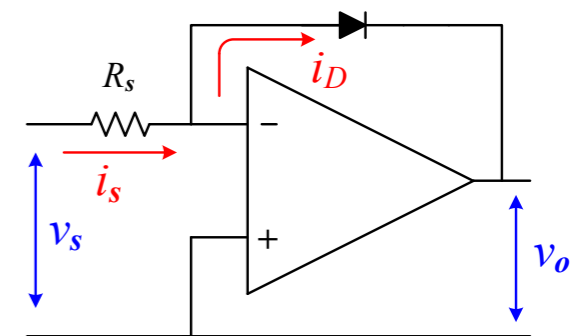
Logaritmisk forsterker - ikke lineær operasjon

Diodestrømmen $i_D = I_s (e^{v_D/nV_T} - 1) \cong I_s (e^{v_D/nV_T})$

Skal vise at V_o er proporsjonal med $\log V_i$ ($n=1$)

$i_s = \frac{v_s}{R} = i_D$ fordi $v_D = -v_o$ $v_s = R \cdot I_s e^{-v_o/V_T}$ tar log på begge sider

$\ln v_s = \ln R I_s - \frac{v_o}{V_T}$ Under forutsetning at $\ln R I_s$ er ubetydelig – justerer R slik at $R I_s \approx 1$



$$v_o = -V_T \cdot \ln v_s$$

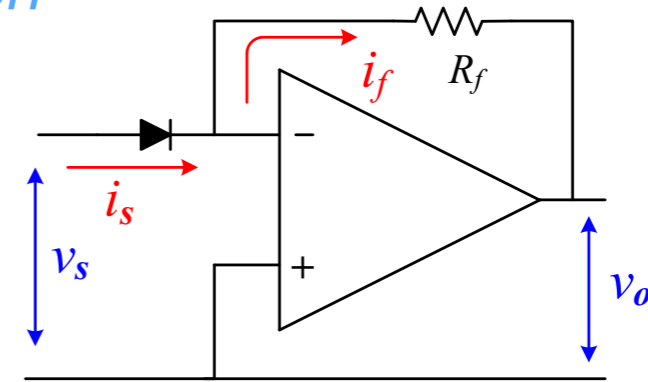
Operasjonsforsterkere

Ekspontialforsterker og analog divisjon

Ekspontialforsterker - ikke lineær operasjon

$$i_s \cong i_f = I_s \cdot e^{v_D/V_T} \quad \text{vi ser at } v_D = v_s$$

$$v_o = -i_f \cdot R_f \approx -R_f \cdot I_s \cdot e^{v_s/V_T}$$



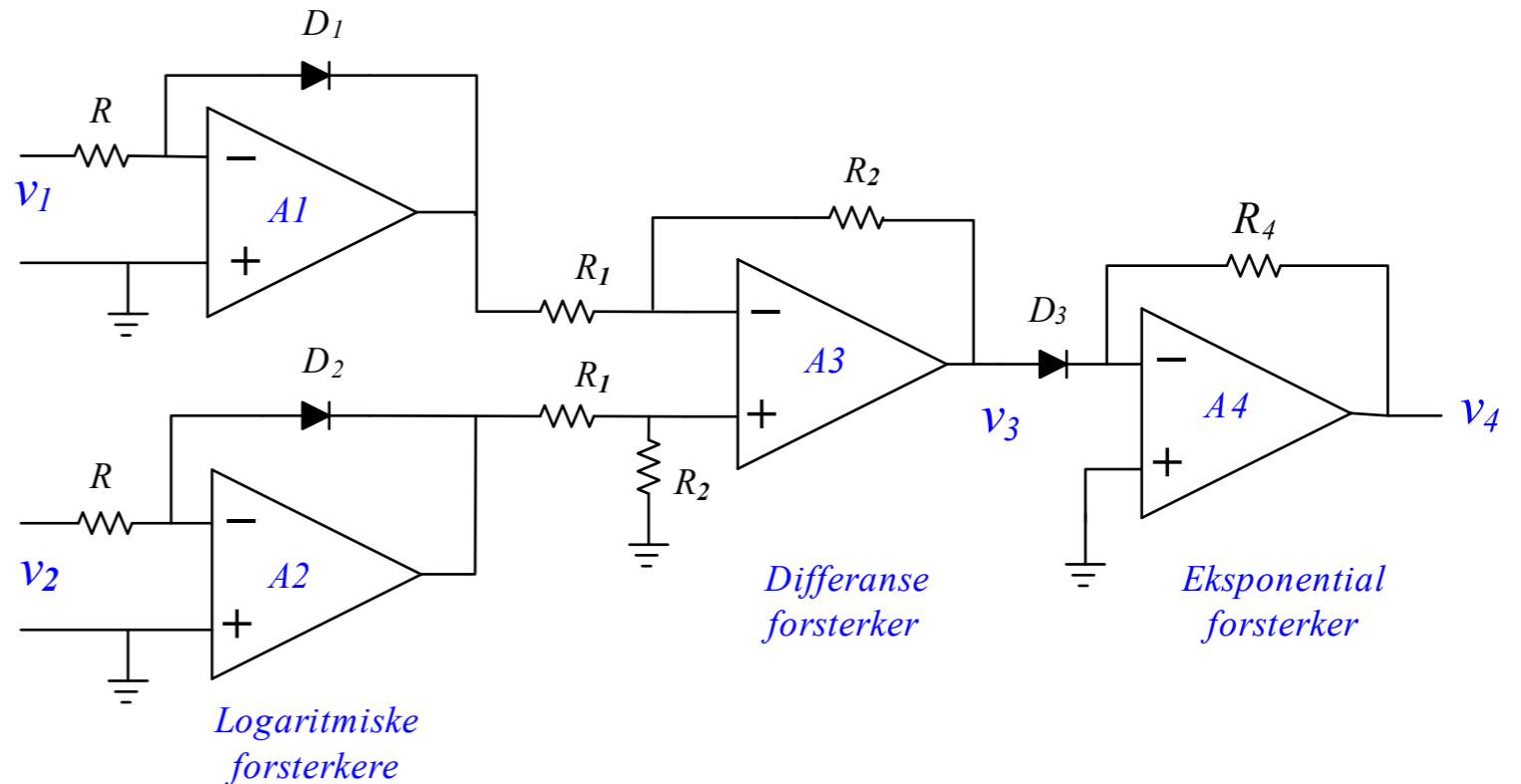
Analog divisjon - ikke lineær operasjon

$$v_3 = K_1 \cdot (\ln(v_2) - \ln(v_1))$$

$$v_3 = K_1 \cdot \ln\left(\frac{v_2}{v_1}\right)$$

⇓

$$v_4 = -K_2 \cdot \frac{v_2}{v_1}$$



Operasjonsforsterkere

Simulering av mekanisk system – løser 2.ordens diff. likning

Masse opphengt i fjær og støtdemper.

Massen påvirkes av en kraft $f(t)$

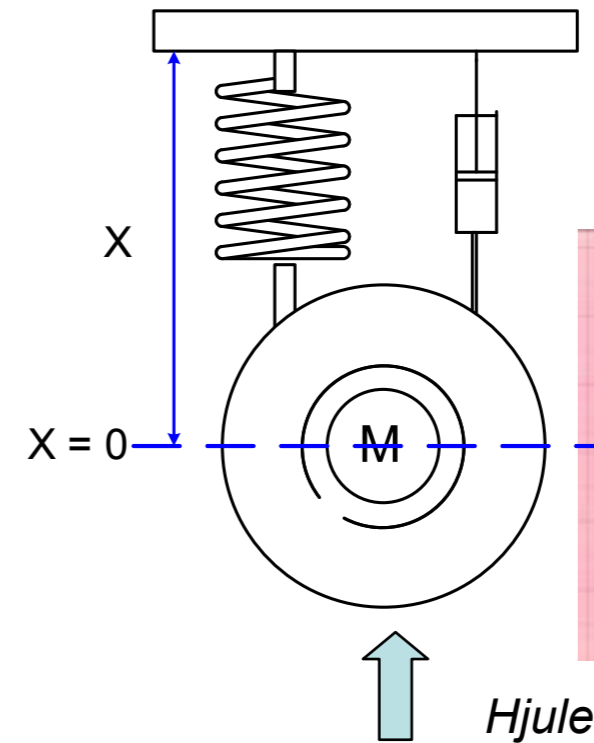
x = posisjonsavviket fra likevekt

$$M \frac{d^2 x}{dt^2} + a \frac{dx}{dt} + bx = f(t)$$

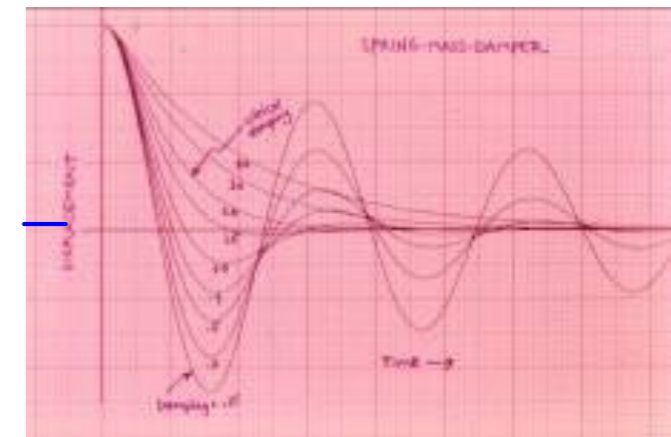
bx = kraften fra fjæra

ax dempningen i støtdemper

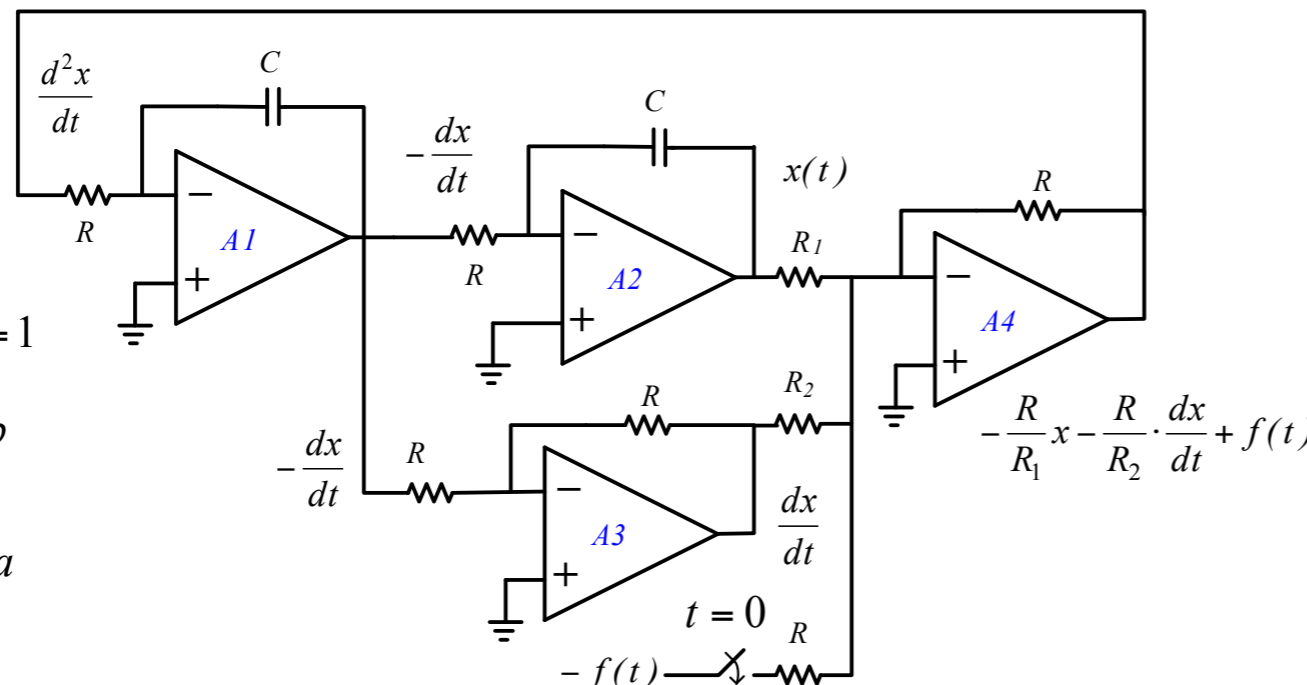
M kraft = masse · aksellerasjon



Hjuloppheng - fjær + støtdemper



Hjulet påvirkes av en ytre kraft $f(t)$



$$R \cdot C = 1$$

$$\frac{R}{R_1} = b$$

$$\frac{R}{R_2} = a$$

Operasjonsforsterkere

Frekvensforløp

Bode - diagram beskriver amplitude og faseforløp.
De to diagrammene "henger sammen"
Operasjonsforsterkeren har størst forsterking for DC
– så faller den med 20 dB pr. dekode.

Båndbredden bestemmes av forsterkningen (A_v).
 $A_v = 100$ (40dB) resulterer i en øvre grensefrekvens på 10 kHz.

Reduserer vi forsterkningen til 10 ganger (20dB) –
øker båndbredden til 100 kHz.

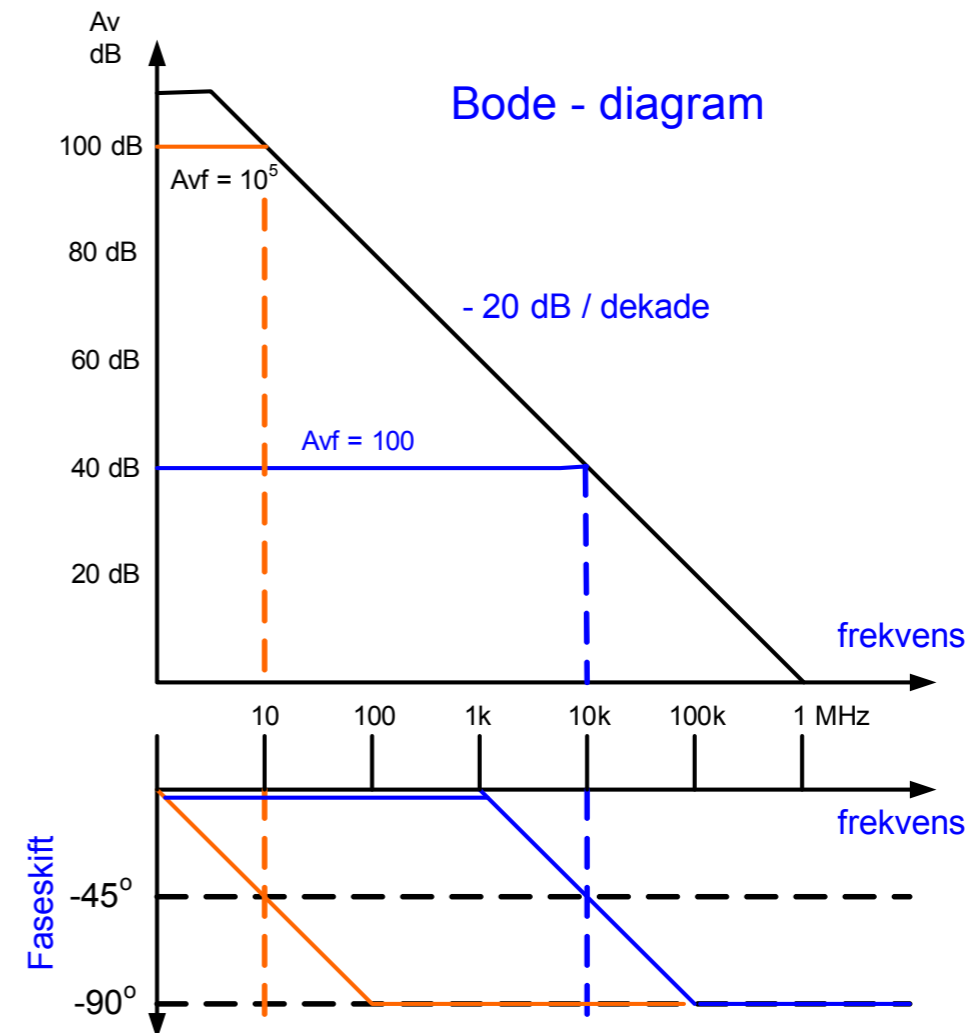
Ved grensefrekvensen (f_g) har vi et faseskift på 45° .
Faseskiftet starter en dekode før – og ender med 90° faseskift en dekode etter f_g .

Gain Bandwidth Product – GBW

Produsentene oppgir GBW ved $A_v = 1$

Det betyr at en operasjonsforsterker med oppgitt $GBW = 1\text{MHz}$ vil med $A_v = 100$ (40dB) ha en båndbredde (BW) på 10 kHz.

$GBW 1\text{MHz} = 100 (A_v) \cdot 10\,000 (BW)$ (Forsterkningen multiplisert med båndbredden = GBW)



Operasjonsforsterkere

Frekvensforløp – stige hastighet - slew rate

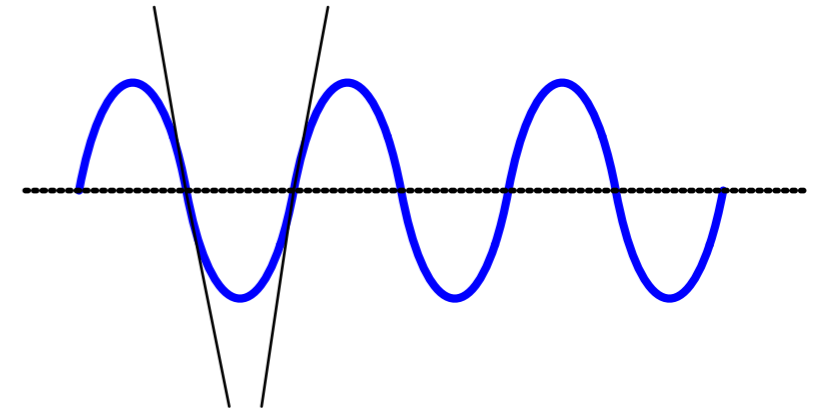
Slew rate (s) er et mål på forsterkerens evne til å reagere på spenningsvariasjoner

S er øvre grense for utgangsspenningens variasjonshastighet.

Skal vi ha forvrengningsfri forsterkning av et sinusformet signal er betingelsen:

$$s \geq (du(t)/dt)_{max} \quad \text{der } u(t) = U \cdot \sin(2\pi f t)$$

$$\text{deriverer } dU/dt = 2\pi f \cdot U \cdot \cos(2\pi f t)$$



Maksimalverdien til $U'(t)$ avhenger både av utgangsspenningens amplitude U og frekvensen.

Den deriverte er maks når $\cos(\omega t) = 1$ $S \geq 2\pi f U$

Eksempel

Forsterkeren 741 har $S = 0,5 \text{ volt}/\mu\text{s}$

Hva blir høyeste frekvens forsterkeren kan levere med amplitude $U_{pk} = 1 \text{ volt}$?

$$f_{max} = \frac{\text{slew rate}}{2\pi U_{Pk}} = \frac{0,5 \cdot 10^6}{6,28 \cdot 1} \cong 80 \text{ kHz}$$

Hvis amplituden U_{pk} øker til 10 volt blir f_{max} redusert til 8 kHz

Operasjonsforsterkere

Common Mode Rejection Ratio - CMRR

I en ideell operasjonsforsterker skal utgangsspenningen v_o bare være avhengig av differansesignalet ($v_1 - v_2$).

v_o skal være uavhengig av fellessignalet. (Common mode)

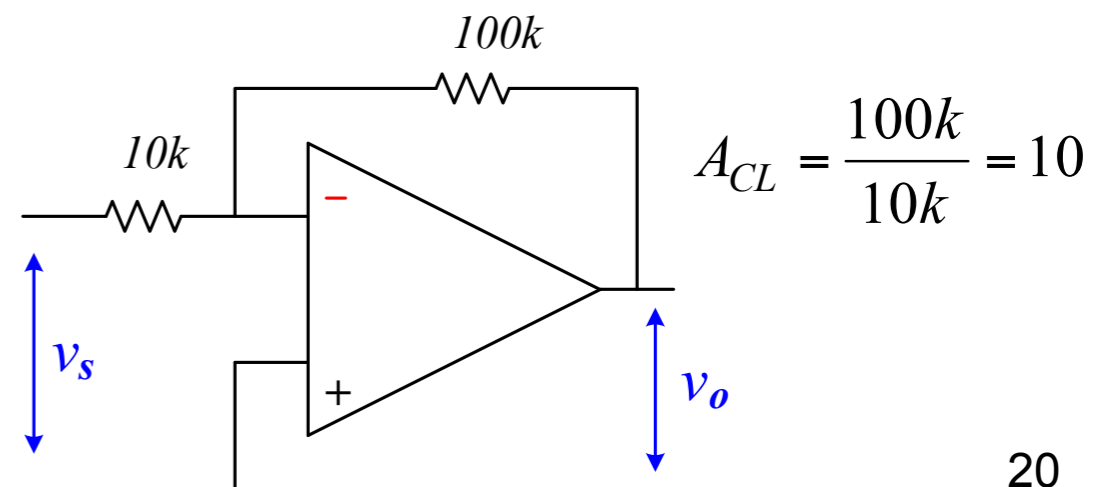
I en "virkelig" op.amp. finner vi alltid en liten rest av fellessignalet på utgangen. Hvis differansesignalet forsterkes med en faktor 1500 og fellessignalet (common mode) dempes med en faktor 0,01 –

Da blir:

$$CMRR = \frac{A_v(\text{differential})}{A_v(\text{common mode})} = \frac{1500}{0,01} = 150\,000 \quad (103,5\text{dB})$$

Hvis vi har en inverterende forsterker med "closed loop gain" på 10 – og en "common mode" gain (dempning) på 0,01 – da blir CMRR for kretsen :

$$CMRR = \frac{A_{CL}}{A_{CM}} = \frac{10}{0,01} = 1000 \quad (60\text{dB})$$



Operasjonsforsterkere

Offset – spenning og Offset – strøm

Input Offset voltage (avviksspenning)

Utgangsspenningen V_o vil ofte ikke være 0 når begge inngangene koples til jord. (Diff.signal = 0)

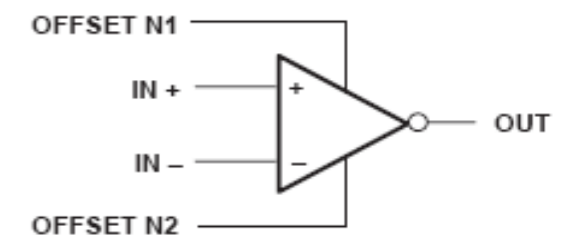
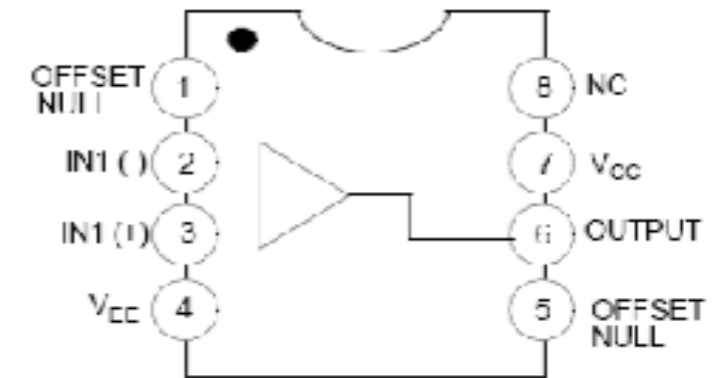
Mange forsterkere – som for eksempel LM741 - har derfor ekstra koplingspinner til et justerings- potmeter slik at V_o kan "nulles ut" – offset justering (pin 1 og pin 5 på figuren til høyre – offset null)

$$v_o = A(v_1 - v_2 + \Delta v_{offset}) \quad v_o = 0 \quad \text{når} \quad v_1 - v_2 = -\Delta v_{offset}$$

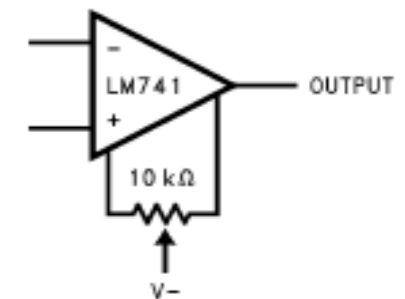
Input Offset Voltage kan deles opp i en konstant ΔV_o og tre varierende

avviksspenninger: ΔV_t , ΔV_T og ΔV_m

– avvik pga. temperatur, tid (elding) og forspenning



Offset Nulling Circuit



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

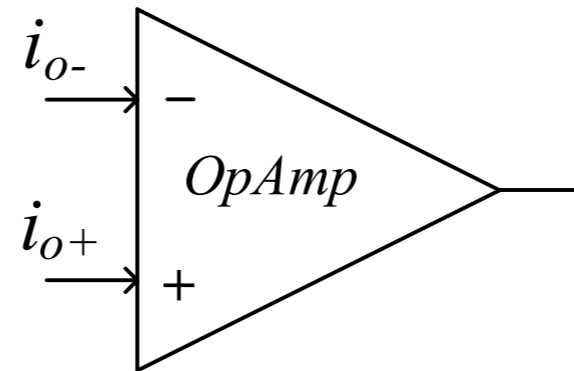
Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input Offset Voltage	V_{IO}	$R_S < 10k\Omega$	-	2.0	6.0	mV
		$R_C < 50\Omega$	-	-	-	
Input Offset Voltage Adjustment Range	$V_{IO(R)}$	$V_{CC} = \pm 20V$	-	±15	-	mV
Input Offset Current	I_{IO}	-	-	20	200	nA
Input Bias Current	I_{BIAS}	-	-	80	500	nA
Input Resistance (Note 1)	R_I	$V_{CC} = \pm 20V$	0.3	2.0	-	MΩ

Operasjonsforsterkere

Offset – spenning og Offset – strøm

Offset strøm

Skal utgangsspenningen skal bli null må hver av inngangene tilføres noe strøm.



Produsentene oppgir 2 størrelser :

- 1) *Input Offset Current* (I_{IO}) *Differansen mellom i_{o-} og i_{o+} $\rightarrow (i_{o-} - i_{o+})$*
- 2) *Input Bias Current* (I_{BIAS}) = $\frac{i_{o-} + i_{o+}}{2}$ (*Hvilestrømmen – middelverdien*)

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

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input Offset Voltage	V_{IO}	$R_S < 10k\Omega$	-	2.0	6.0	mV
		$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	
Input Offset Voltage Adjustment Range	$V_{IO(R)}$	$V_{CC} = \pm 20V$	-	± 15	-	mV
Input Offset Current	I_{IO}	-	-	20	200	nA
Input Bias Current	I_{BIAS}	-	-	80	500	nA
Input Resistance (Note 1)	R_I	$V_{CC} = \pm 20V$	0.3	2.0	-	M Ω

Operasjonsforsterkere

Eksempler

Sammenlikner LM741 og LT1028

Parameter	LM741	LT1028
Input Offset Voltage	1 mV	10 μ V
Input Bias Current	80 nA	40 nA
Input resistance	2 M Ω	300 M Ω
Large voltage gain	200 000	$7 \cdot 10^6$
CMRR	90 dB	120 dB
Slewrate	0,5 V/ μ s	11 V/ μ s
Gain Bandwidth	1 MHz	50 MHz (min)

LT1028 er en relativt ny forsterker - beregnet for bl.a. audio. Meget støysvak.

“The LT1028/LT1128’s voltage noise is less than the noise of a 50 Ω resistor. Therefore, even in very low source impedance transducer or audio amplifier applications, the LT1028/LT1128’s contribution to total system noise will be negligible.” - Fra datablad - Linear Technology

Termisk støy i en motstand

$$\bar{v}_n^2 = 4k_B \cdot T \cdot R \quad v_n = \sqrt{\bar{v}_n^2} \sqrt{\Delta f} = \sqrt{4k_B T \cdot R \cdot \Delta f}$$

“Tommelregel” : 50 Ω med 1 Hz båndbredde gir 1 nV støy ved 300K. (romtemp.)

1 k Ω ved 300K - og båndbredde 10kHz gir en RMS støyspenning på 400 nV