Mot3.: Støy i forsterkere med tilbakekobling

Hittil har vi diskutert forsterkere uten tilbakekobling ("open-loop"). Nå vil vi diskutere virkningen av tilbakekobling.

Generelt benyttes tilbakekobling for å...

- endre forsterkning,
- endre impedansnivåer,
- endre frekvensrespons,
- redusere forvrengninger m.m.

NB! Tilbakekoblinger reduserer ikke inngangsstøyen!! (Resistiv motstand i tilbakekoblingen vil tilføye mere støy.)

Dette vil bli vist i det følgende.....

Forsterkerkjede med tilbakekobling.

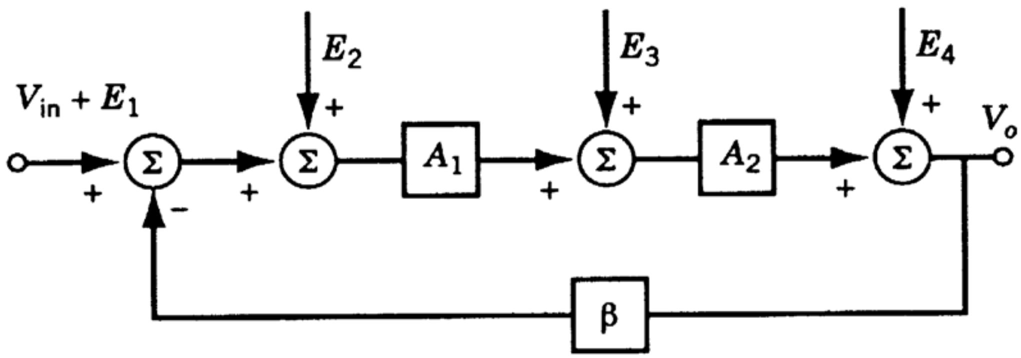


Figure 3-1 Two-stage amplifier with feedback for determining the effects of noise.

V_{in}: Ønsket signal på inngang

E_1,E_2,E_3,E_4: Støy

A_1,A_2: Spenningsforsterkning i forsterkere

β: Spenningsforsterkning i tilbakekoblingsnettverk.

V_O: Totalsignal på utgang. *V_O* kan uttrykkes som:

$$V_O = E_4 + A_2\left[E_3 + A_1\left(E_2 + V_{in} + E_1 - \beta V_O\right)\right]$$

Vi omarrangerer slik at *V_O* kommer til venstre:

$$V_O = \frac{A_1 A_2}{1 + A_1 A_2 \beta}\left(V_{in} + E_1 + E_2\right) + \frac{A_2 E_3}{1 + A_1 A_2 \beta} + \frac{E_4}{1 + A_1 A_2 \beta}$$

Forsterkerkjede uten tilbakekobling

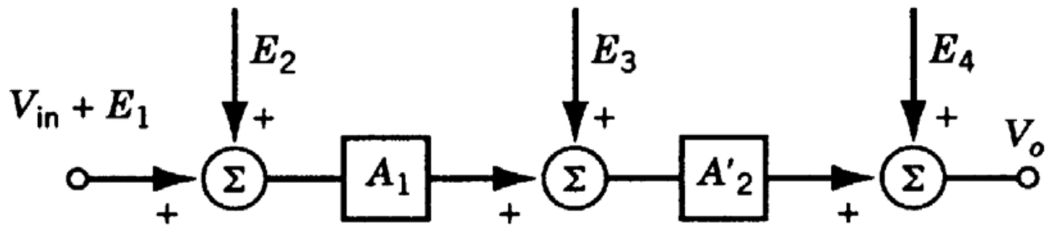


Figure 3-2 Open-loop amplifier used for comparison.

Vi kaller her spenningsforsterkningen i trinn to for A'_2. De øvrige er identisk med verdiene i forsterkerkjeden med tilbakekobling.

$$V_O = A_1 A'_2 \left(V_{in} + E_1 + E_2\right) + A'_2\, E_3 + E_4$$

For å kunne sammenligne med og uten tilbakekobling så setter vi A'_2 slik at forsterkningen av V_{in} blir like store i begge tilfeller. Da må:

$$A'_2 = A_2 / \left(1 + A_1 A_2 \beta\right)$$

Med denne verdien for A'_2 så får vi:

$$V_O = \frac{A_1 A_2}{1 + A_1 A_2 \beta}\left(V_{in} + E_1 + E_2\right) + \frac{A_2 E_3}{1 + A_1 A_2 \beta} + E_4$$

Sammenligning:

Vi sammenligner uttrykket for forsterkerkjede med tilbakekobling:

$$V_O = \frac{A_1 A_2}{1 + A_1 A_2 \beta}\left(V_{in} + E_1 + E_2\right) + \frac{A_2 E_3}{1 + A_1 A_2 \beta} + \frac{E_4}{1 + A_1 A_2 \beta}$$

med uttrykket for forsterkerkjeden uten tilbakekobling:

$$V_O = \frac{A_1 A_2}{1 + A_1 A_2 \beta}\left(V_{in} + E_1 + E_2\right) + \frac{A_2 E_3}{1 + A_1 A_2 \beta} + E_4$$

Vi ser at med eller uten tilbakekobling ikke gjør noen forskjell for støyen på inngangene (E_1, E_2 og E_3).

Støy på utgangen (E_4) vil bli dempet gjennom tilbakekoblingen. E_4 kan f.eks. komme fra en støyende last.

Støymodell for differensiell forsterker

De fleste forsterkere er bygd opp rundt en differensiell forsterkerkjerne. Foruten å bli brukt for to differensielle signaler kan de brukes for enkelt signaler i en inverterende eller ikke-inverterende oppkobling bestemt av tilkoblinger og eksterne komponenter. En støymodell må dekke alle disse oppkoblinger.

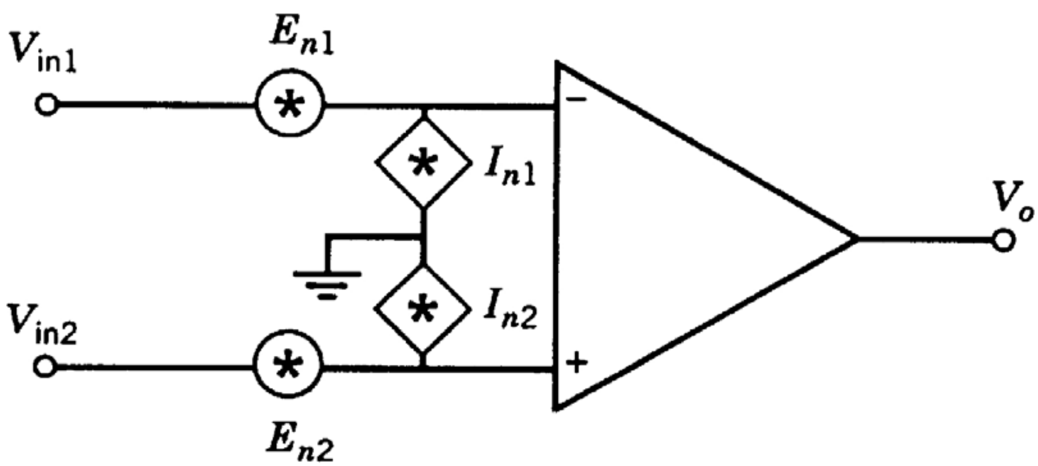
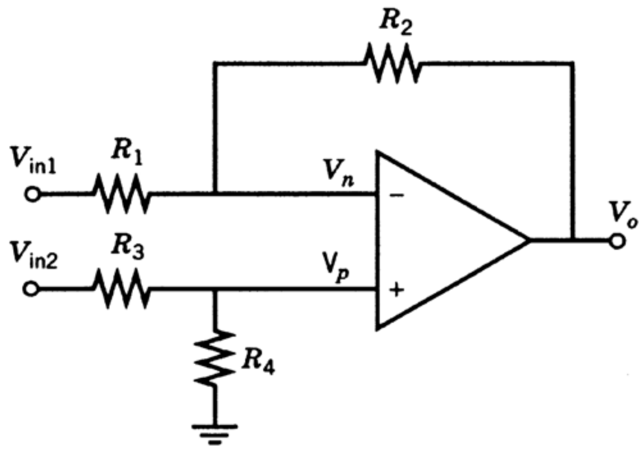


Figure 3-3 Amplifier noise and signal source.

En vanlig differensiell oppkobling.



(a)

a) Vi ser i a) en vanlig differensiell oppkobling. Utgangsspenningen kan uttrykkes som:

$$V_O = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) V_{in2} - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_{in1}$$

Vi har en ideell differensiell forsterker når signalene på positiv og negativ inngang er like store men motsatte.
Dette er tilfelle når:

$$R_2 / R_1 = R_4 / R_3$$

I så tilfelle har vi:

$$V_O = (R_2 / R_1)(V_{in2} - V_{in1})$$

Thevenin ekvivalent krets:

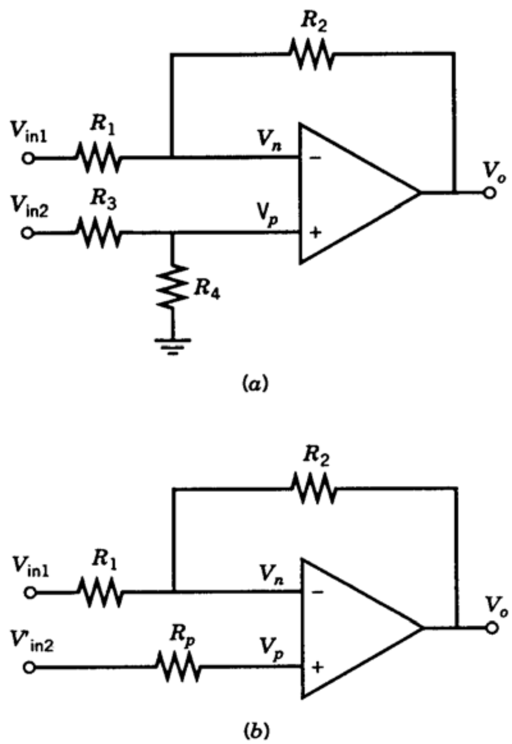


Figure 3-4 Differential amplifier using one op amp: (*a*) complete circuit and (*b*) reduced circuit.

I b) har vi laget en ekvivalent krets av a) hvor:

$$R_p = R_3 \parallel R_4 \quad and \quad V'_{in2} = (R_4 V_{in2})/(R_3 + R_4)$$

Vi lager så et skjema med støymodeller for støykildene:

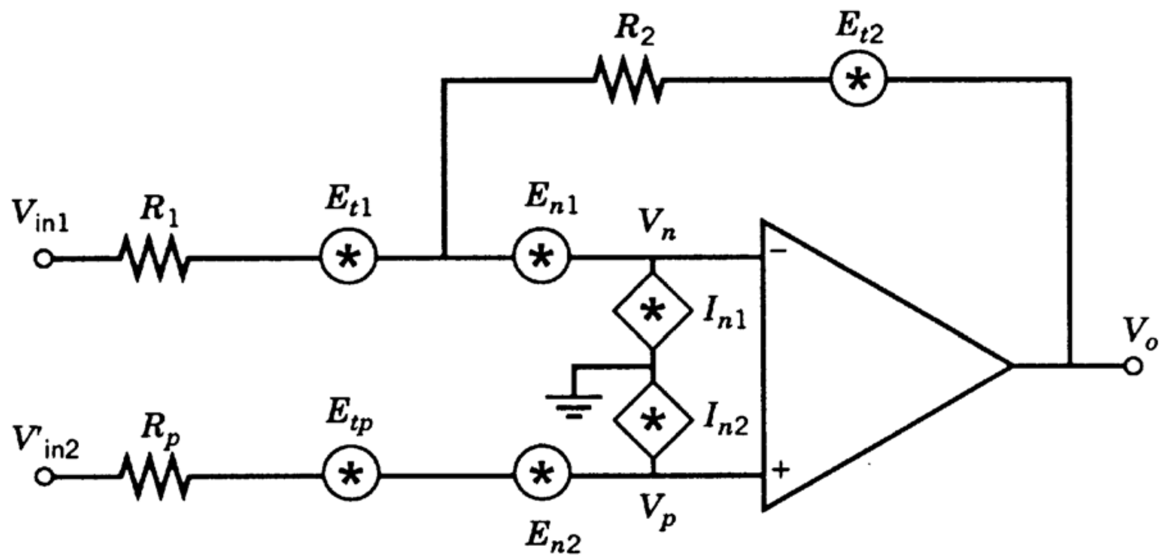


Figure 3-5 Differential amplifier with all noise sources in place.

E_{n1}, E_{n2}, I_{n1} og I_{n2} er støymodeller for forsterkeren. De øvrige er støymodeller for motstandene.

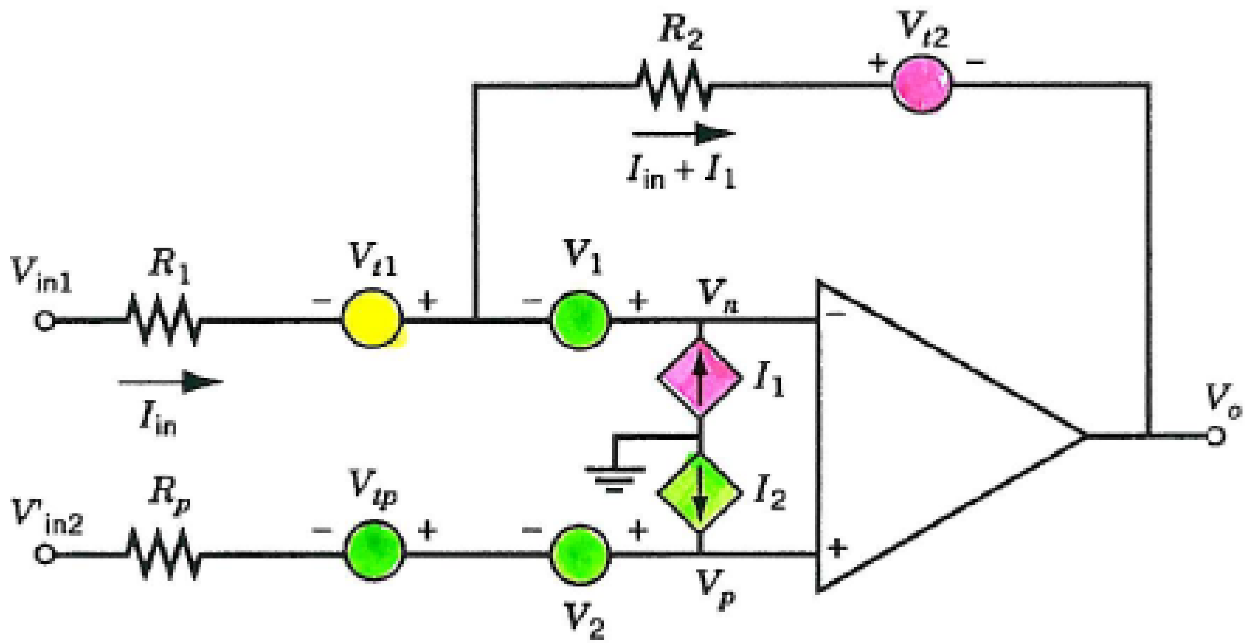


Figure 3-6 Differential amplifier with signal sources in place.

Det vil være noe komplisert å regne på rms-verdiene. I steden velger vi først å erstatte støykildene med små spenning og strømkilder. Vi velger også å sette en polaritet for kildene slik det er angitt på figuren.

Vi lar *A* være spenningsforsterkning når forsterkeren ikke er tilbakekoblet ("open-loop").

Vi har da:

$$V_O = A(V_p - V_n)$$

$$V_p = V'_{in2} + R_p I_2 + V_{tp} + V_2$$

$$V_n = V_{in1} - R_1 I_{in} + V_{t1} + V_1$$

$$V_{in1} - R_1 I_{in} + V_{t1} = V_O + V_{t2} + R_2 (I_{in} + I_1)$$

Vi setter sammen uttrykkene på foregående side slik at vi blir kvitt V_p, V_n og I_{in}. Vi får da

$$V_O\left(\frac{1}{A}+\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)=$$

$$V'_{in2}-V_{in1}+V_2-V_1+V_{tp}-V_{t1}+R_pI_2+\left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)\left(V_{in1}+V_{t1}-V_{t2}-I_1R_2\right)$$

Vi lar operasjonsforsterkeren bli ideel ved å la A gå mot uendelig og får da:

$$V_O=\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left(V'_{in2}+V_2+V_{tp}+I_2R_p-V_1\right)-\frac{R_2}{R_1}\left(V_{in1}+V_{t1}\right)-V_{t2}-I_1R_2$$

Koeffisientene til hver spenning og strøm vil angi forsterkningsgraden.

Vi vil nå bytte tilbake til støybetraktninger ved å erstatte spenninger som representer støy med støyen. Siden vi regner med rms så må vi kvadrere alle leddene. Siden vi bare ser på støyen må vi også fjerne de spenninger som representerer signalspenninger, d.v.s. *Vin1* og *V'in2*. Vi får da:

$$E_{no}^2=\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)^2\left(E_{n2}^2+E_{tp}^2+I_{n2}^2R_p^2+E_{n1}^2\right)+\left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2\left(E_{t1}^2\right)+E_{t2}^2+I_{n1}^2R_2^2$$

$$E_{no}^2 = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \left(E_{n2}^2 + E_{tp}^2 + I_{n2}^2 R_p^2 + E_{n1}^2\right) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \left(E_{t1}^2\right) + E_{t2}^2 + I_{n1}^2 R_2^2$$

I den første parentesen med støy har vi støykilden fra den positive inngangen på forsterkeren. I denne parentesen har vi også støyspenningen på forsterkerens negative inngang. Støyen i R_1 reflekteres til utgangen forsterket med kvadratet av forholdet mellom R_2/R_1. Støyen I_{n1} går direkte gjennom R_2 til utgangen. Støyspenningen i tilbakekoblingsmotstanden R_2 legger seg direkte på utgangen.

Uttrykket vi har regnet ut er for støy på utgangen. Som tidligere nevnt er det gunstig å finne den ekvivalente støyen på inngangen. Ut fra metoden vi beskrev tidligere så finner vi denne ved å dele støyen på utgangen med systemforsterkningen. Nå har vi et lite problem siden vi har to innganger med to forskjellige systemforsterkninger. (D.v.s. med mindre forsterkeren er koblet opp som en ideell differensiell forsterker: $R_2/R_1=R_4/R_3$. Da er forsterkningen henholdsvis pluss og minus R_2/R_1.)

Ekvivalent inngangsstøy for negativ inngang.
Først vil vi finne den ekvivalente støyen for den negative (inverterende) inngangen. Den finner vi ved å dele E^2_{no} med $(R_2/R_1)^2$. Vi får da:

$$E_{ni1}^2 = \left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)^2 \left(E_{n2}^2 + E_{tp}^2 + E_{n1}^2\right) + R_1^2 I_{t2}^2 + E_{t1}^2 + I_{n1}^2 R_1^2 + I_{n2}^2 R_p^2 \left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)^2$$

Her innføres I_{t2} slik at:

$$I_{t2}^2 = \frac{E_{t2}^2}{R_2^2}$$

I den første støy-parentesen har vi inngangstøyspenningene til forsterkeren og støyen til parallellkoblingen på positiv inngang. Siden R_2 ofte er mye større enn R_1 vil koeffisienten foran gå mot 1 og disse støyspenningene vil bidra direkte på inngangen. Det vil også støyen i R_1. Støystrømmen i tilbakekoblingsmotstanden og på den negative inngangen vil gå gjennom R_1 og skal derfor multipliseres med denne. Støystrømmen på den positive inngangen går gjennom parallellmotstanden. Støyspenningen denne skaper reflekteres mot den negative inngangen som for de første vi omtalte.

Ekvivalent inngangsstøy for positiv inngang.
For å finne ekvivalent inngangsstøy mot positiv inngang så deler vi E^2_{no} på $(1+R_1/R_2)^2$. Vi får da:

$$E_{ni2}^2 = \left(E_{n2}^2 + E_{tp}^2 + E_{n1}^2\right) + \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)^2 \left(E_{t2}^2\right) + \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)^2 \left(E_{t1}^2\right) + I_{n1}^2\left(R_1 \parallel R_2\right)^2 + I_{n2}^2 R_p^2$$

Inngangsstøyspenningene til forsterkeren reflekteres direkte på inngangen. Det gjør også støyspenningen til parallellmotstanden. Støyspenningen fra tilbakekoblingsmotstanden reduseres mye hvis R_2 er mye større enn R_1. Støyspenningen fra R_1 vil bli dempet litt. Det motsatte vil være tilfelle for de to sistnevnte hvis forsterkeren brukes som et dempeledd (R_2 er mye mindre enn R_1). Støystrømmen fra negativ inngang går gjennom parallellkoblingen av R_1 og R_2 mens støystrømmen fra positiv inngang går gjennom parallellkoblingen på positiv side: R_p.

Ideell differensiell forsterker oppkobling.

Dette er tilfellet hvor forsterkningen er lik på begge innganger. Da gjelder: $R_2/R_1=R_4/R_3$. Forsterkningsfaktoren for negativ inngang vil da være $-R_2/R_1$ mens den for positiv inngang vil være R_2/R_1. Kvadratet av forsterkningsfaktoren for begge er like og vi kaller denne K_t. Vi har da:

$$E_{ni1}^2 = E_{ni2}^2 = E_{ni}^2 = E_{no}^2 \Big/ K_t^2$$

Vi finner med noe regning at:

$$E_{ni}^2 = \left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)^2 \left(E_{n1}^2 + E_{tp}^2 + E_{n2}^2\right) + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^2 \left(E_{t2}^2\right) + E_{t1}^2 + I_{n1}^2 R_1^2 + I_{n2}^2 R_p^2 \left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)^2$$

Dette er det samme uttrykket som vi fant litt tidligere for den negative inngangen.

Eksempel: 741 Op-Amp

Mål: 1) Finn total utgangsstøy

2) Finn total ekvivalent inngangsstøy på negativ inngang.

3) Signal når S/N=1.

Verdier: E_n= 20nV/√Hz, I_n=0.5pA/√Hz.

$R1=R3$=1kΩ.

$R2=R4$=50kΩ.

Anta 1MHz gain-bandwidth produkt

Ignorer andre støytyper en de omtalte

Løsning:

Vi bruker uttrykkene for E_{no} og E_{ni1} og setter opp følgende tabell med løsninger:

1) og 2)

Noise Source	Noise Value	Gain Multiplier	Output Noise Contribution	Input Noise Contribution
R_1	4nV/√Hz	50	200nV/√Hz	4nV/Hz
R_2	28.3nV/√Hz	1	28.3nV/√Hz	0.556nV/√Hz
R_p	3.96nV/√Hz	51	202nV/√Hz	4.04nV/√Hz
E_{n1}	14.14nV/√Hz	51	721nV/√Hz	14.4nV/√Hz
E_{n2}	14.14nV/√Hz	51	721nV/√Hz	14.4nV/√Hz
I_{n1}	0.5pA/√Hz	50k	25nV/√Hz	0.5nV/√Hz
I_{n2}	0.5pA/√Hz	49.98k	25nV/√Hz	0.5nV/√Hz
Total Noise Contributions			1059.5nV/√Hz	21.16nV/√Hz

Vi ser at E_{n1} og E_{n2} er dominerende både på utgang og inngang.

3)
Med en forsterkning på ca. 50 og en gain-bandwidth på 1MHz så blir -3dB båndbredden 1MHz/50=20kHz.
Men støybåndbredden er ikke lik -3dB båndbredden. Under våre diskusjoner tidligere av signalbåndbredde og støybåndbredde fant vi at støybåndbredden er *(π/2)* ganger signalbåndbredden. Vi får da en støybåndbredde lik *(π/2)*20kHz = 31.42kHz.* Vi regner så ut for Eno og Eni og får:

$$E_{no} = 1059.5nV/\sqrt{Hz} \cdot \sqrt{31.42kHz} = 188\mu V$$

og

$$E_{ni} = 21.16nV/\sqrt{Hz} \cdot \sqrt{31.42kHz} = 3.75\mu V$$

Med andre ord: Med et S/N forhold på 1 så må inngangssignalet være 3.75µV.

Noen generelle kommentarer om diff. forsterkere.

Vanligvis brukes et balansert differensialtrinn i inngangen til operasjonsforsterkerene. Da vil inngangene være symmetriske og $E_{n1}=E_{n2}$. Hvis databladet på forsterkeren inneholder bare en E_n verdi så kan en dele denne på $\sqrt{2}$ og bruke den nye verdien for begge innganger.

Alternativt, i en inverterende konfigurasjon er det ofte enklere å bruke den oppgitte E_n og I_n som vist i figuren under.

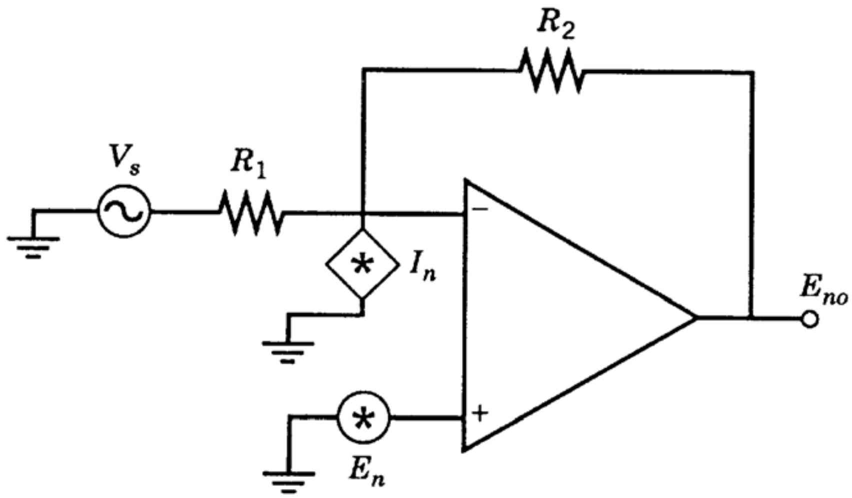


Figure 3-7 Simplified inverting amplifier with noise sources in place.

Et uttrykk for støyen på utgangen er:

$$E_{no}^2 = (1 + R_2/R_1)^2 E_n^2 + R_2^2 I_n^2$$

I dette uttrykket ser en bort fra støyen i motstandene.

Støymotstanden til systemet, R_0, er som tidligere diskutert lik: E_n/I_n. Ut fra ligningen over så får vi at R_0 kan uttrykkes som:

$$R_O = E_n / I_n = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = R_1 \parallel R_2$$

Når kilde motstanden R_1 er mindre enn R_0 så er E_n dominerende mens når R_1 er større enn R_0 så er I_n dominerende.

I oppkoblinger med høy forsterkning er R_2 mye større enn R_1. Da er R_0 lik R_1.
NB! Ved å sette R_1 lik R_0 så får vi minimum støyfaktor men ikke minimum støy. Det får vi bare når R_1 går mot 0.

Metode for måling av *In*.

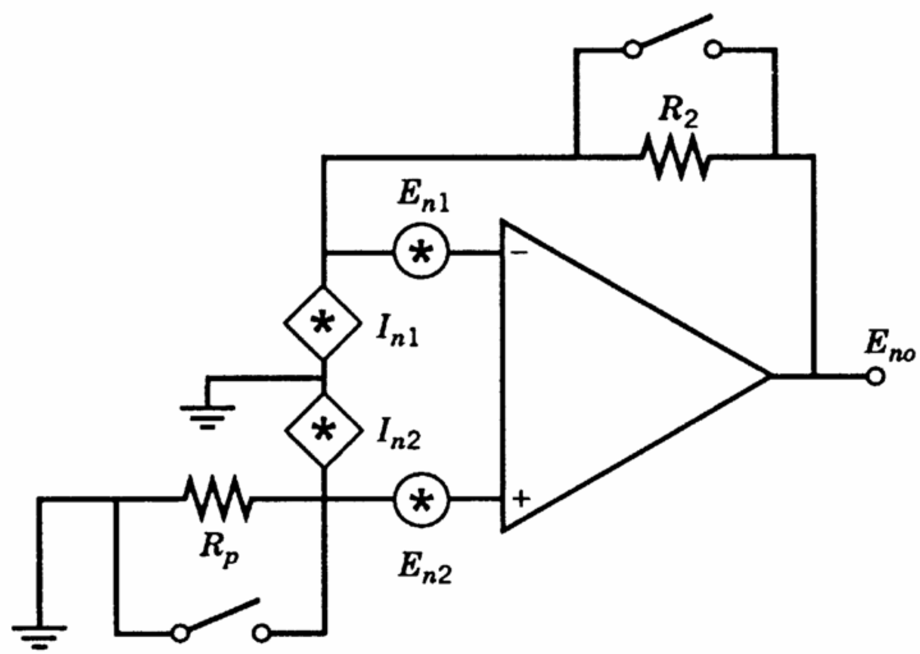


Figure 3-8 Circuit for measuring current noise sources.

Figuren viser en metode for å måle In. Den egner seg ikke for de mest støyfølsomme forsterkerene.

Metode:

1) Begge brytere er lukket (ledende). og E_{no} blir målt. Støyen på utgangen vil være E_n. Siden forsterkningen bare er 1 vil bidrag fra etterfølgende ledd også bidra.
2) Når bryteren over R_2 åpnes så vil støyen på utgangen ha bidrag fra E_n, $I_{n1}R_2$ og E_{t2}. Termisk støy gjennom R_2 kan bli beregnet. Da er det bare I_{n1} som gjenstår og som kan

3) Så åpnes også bryteren over R_p og støyen måles på nytt på utgangen. De nye bidragene til utgangsstøyen er nå R_p (som kan måles) og $I_{n2}R_p$. Dermed kan vi beregne I_{n2}.

Når R_p=0 så er i realiteten I_{n2} kortsluttet og bare I_{n1} bidrar med støy til E_{ni1}.

Når en skal måle I_n så bør "kildemotstanden" R_1 gjøres så stor at $I^2_{n1}R^2_1$ blir dominerende.

Invertert negativ tilbakekobling.

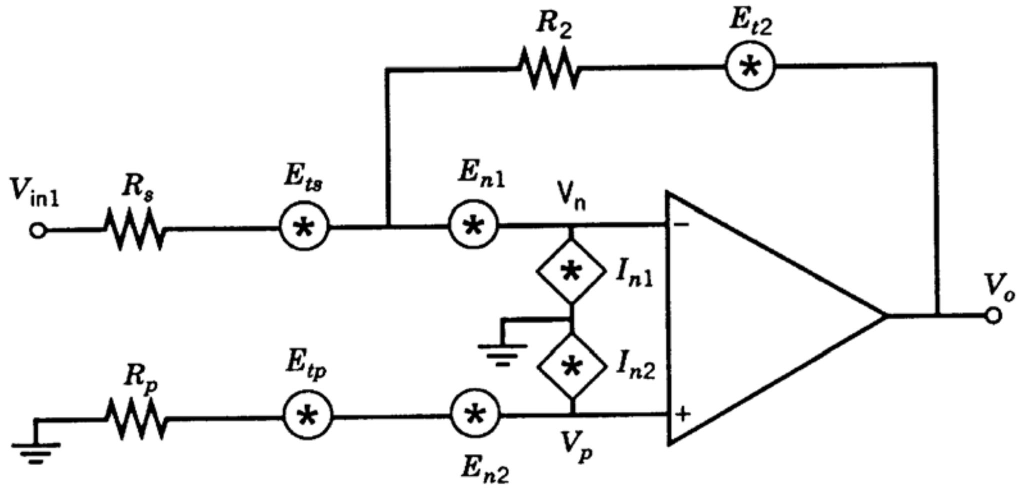


Figure 3-9 Simplified closed-loop inverting amplifier.

Den inverterte forsterker konfigurasjonen som vi har diskutert tidligere er mye brukt. Den brukes ved at V'_{in2} jordes, R_s erstatter R_1 og R_p velges slik at den er lik parallellverdien av R_s og R_2. Når vi skal finne ekvivalent støy på inngangen så vil det selvfølgelig være mot V_{in1}-inngangen.

Vi bruker uttrykket vi fant tidligere og setter inn de nye indeksene:

$$E_{ni1}^2 = \left(1 + \frac{R_S}{R_2}\right)^2 \left(E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + E_{tp}^2 + I_{n2}^2 R_p^2\right)$$

$$+ \left(\frac{R_S}{R_2}\right)^2 \left(E_{t2}^2\right) + E_{ts}^2 + I_{n1}^2 R_S^2$$

Vi omgrupperer litt og får:

$$E_{ni1}^2 = E_{ts}^2 + R_s^2\left(I_{n1}^2 + I_{t2}^2\right)$$

$$+ \left(1 + \frac{R_s}{R_2}\right)^2 \left(E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + E_{tp}^2 + I_{n2}^2 R_p^2\right)$$

Her er $I_{t2} = E_{t2}/R_2$.

I spesifikasjonene for en forsterker vil en ofte få oppgitt E_n og I_n gitt i henhold til:

$$E_n = \sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2}$$

og

$$I_n = I_{n1} = I_{n2}$$

Ved å bruke disse forenkles uttrykket over til:

$$E_{ni}^2 = E_{ni1}^2 = E_{ts}^2 + I_n^2 R_s^2 + \left(1 + \frac{R_s}{R_2}\right)^2 \left(E_n^2 + E_{tp}^2 + I_{n2}^2 R_p^2\right) + I_{t2}^2 R_s^2$$

Vi definerer nå en ny ekvivalent støyspenning E^2_{na} som uttrykkes ved:

$$E_{na}^2 = \left(1 + \frac{R_s}{R_2}\right)^2 \left(E_n^2 + E_{tp}^2 + I_{n2}^2 R_p^2\right) + I_{t2}^2 R_s^2$$

Plasseringen av E^2_{na} er gitt i følgende figur:

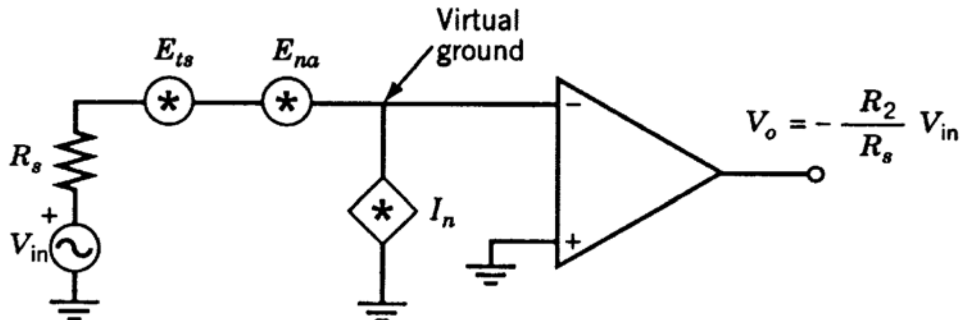


Figure 3-10 Simplified open-loop inverting amplifier with noise sources in place.

Den ekvivalente inngangsstøyen forenkles nå til:

$$E_{ni}^2 = E_{ts}^2 + E_{na}^2 + I_n^2 R_s^2$$

Den inverterende tilbakekoblede forsterkeren kan representeres av ekvivalentskjemaet over. Her representer altså E^2_{na} støyen i R_2 og i R_p og forsterkerstøyen E_n.

I forsterkere med MOSFET inngangstrinn så kan en ofte unngå R_p siden støystrømmen er svært lav. Dessuten krever lavstøy forsterkere ofte tilbakekoblinger som gir på forsterkninger på 30 eller mere. Da gjelder at R_2 er mye større enn R_S som igjen er mye større enn R_P. Da forenkles uttrykket for ekvivalent inngangsstøy til:

$$E_{ni}^2 = E_{ts}^2 + E_n^2 + \left(I_n^2 + I_{t2}^2\right)R_s^2$$

Ikke-invertert negativ tilbakekobling

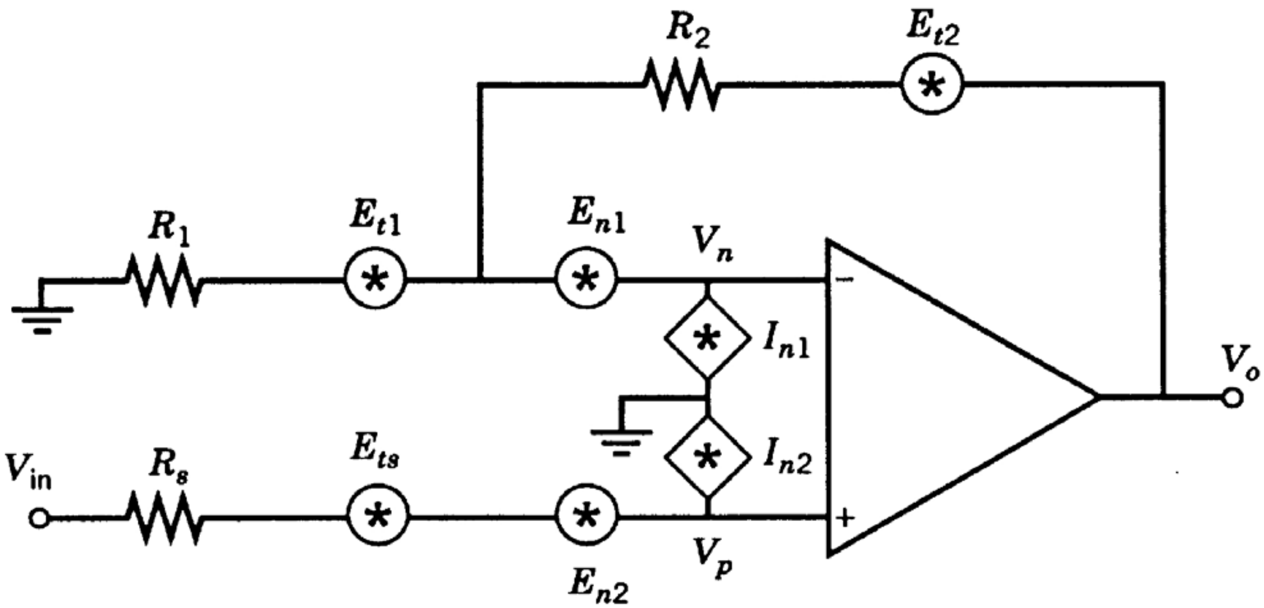


Figure 3-11 Simplified closed-loop noninverting amplifier.

I den ikke-inverterte oppkoblingen vil motstanden R_p representere kildemotstanden. Vi kaller den derfor i stedet for (R_s). Vi kaller også inngangen V'_{in2} for V_{in}.

Vi skal nå vise hvordan dette støyskjemaet ut fra en støyvurdering kan reduseres til et enklere skjema uten tilbakekobling.

Først starter vi med uttrykket vi fant tidligere og setter in de nye indeksene.

$$E_{no}^2 = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \left(E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + E_{ts}^2 + I_{n2}^2 R_s^2\right) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \left(E_{t1}^2\right) + E_{t2}^2 + I_{n1}^2 R_2^2$$

Vi bruker uttrykket

$$E_n = \sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2}$$

og får:

$$E_{no}^2 = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \left(E_n^2 + E_{ts}^2 + I_{n2}^2 R_s^2\right) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \left(E_{t1}^2\right) + E_{t2}^2 + I_{n1}^2 R_2^2$$

For å finne ekvivalent inngangsstøy så deler vi støyen over på forsterkningen. Forsterkningen er lik: $(1+R_2/R_1)^2$.

Vi får da:

$$E_{ni}^2 = E_{ts}^2 + E_n^2 + \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)^2 E_{t2}^2 + \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)^2 E_{t1}^2 + I_{n1}^2 \left(R_1 \parallel R_2\right)^2 + I_{n2}^2 R_s^2$$

Hvis vi forutsetter:

$$I_n = I_{n1} = I_{n2}$$

så kan vi lage oss en ny støyspenning E^2_{nb}:

$$E_{nb}^2 = E_n^2 + \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)^2 \left(E_{t2}^2\right) + \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)^2 \left(E_{t1}^2\right) + I_{n1}^2 \left(R_1 \parallel R_2\right)^2$$

$$E_{nb}^2 = E_n^2 + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)^2 \left(E_{t2}^2\right) + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)^2 \left(E_{t1}^2\right) + I_{n1}^2 \left(R_1 \parallel R_2\right)^2$$

Vi lager et nytt skjema med den ny støyspenningen slik:

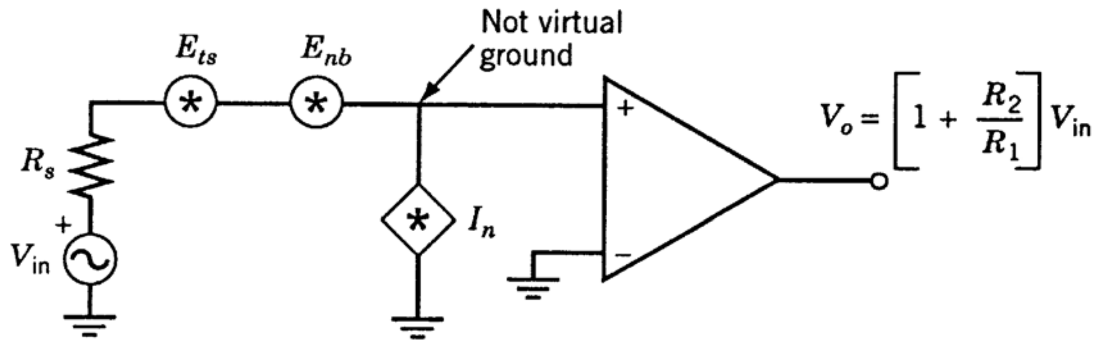


Figure 3-12 Simplified open-loop noninverting amplifier with noise sources in place.

Den nye ekvivalente inngangsstøyen kan uttrykkes som:

$$E_{ni}^2 = E_{ts}^2 + E_{nb}^2 + I_n^2 R_s^2$$

Her vil E^2_{nb} inneholde støy fra tilbakekoblingen og spenningsstøyen til forsterkeren.

Positiv tilbakekobling

Positiv tilbakekobling brukes bevist i oscillatorer. Men ofte oppstår uønskede tilbakekoblinger som skaper uønskede resultater.

I utgangspunktet er støybetrakninger rundt positive tilbakekoblinger lik med betraktninger for negative tilbakekoblinger.

Ofte vil det være ønskelig å lage en lavstøy oscillator. Støy i oscillatoren betyr variasjoner i frekvens. Dette kan ses som et "skjørt" rundt signalet på en spektrumsanalysator. For å gjøre dette så må man lage en lav-støy forsterker og så bruke et lav-støy tilbakekoblingsnettverk på denne.

Eksempel: Hvordan kan man se om en forsterkerkobling er stabil?

Anta en forsterker som har en gain på 80dB og poler på 1, 6 og 22MHz. Sjekk om denne er stabil når det skal ha en negativ tilbakekobling som gir en forsterkning på 40dB.

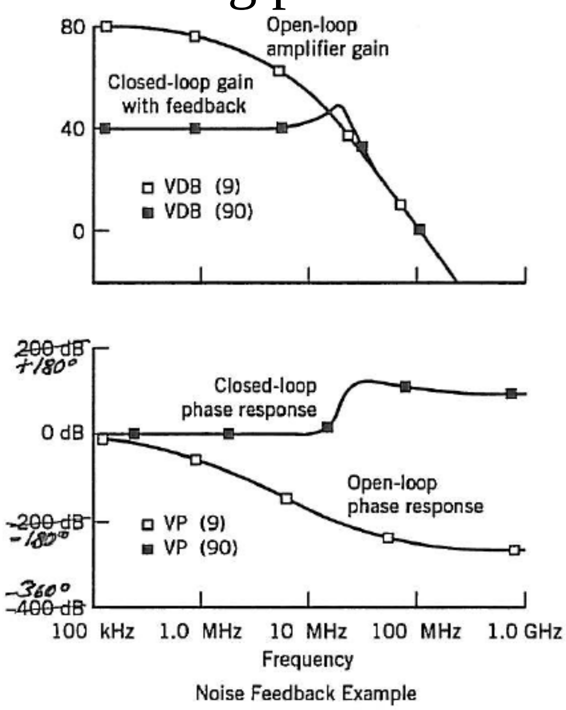


Figure 3-13 Effect of positive feedback as shown by PSpice.

Vi får simuleringsresultatet som gitt over. Vi ser at rundt 12MHz så er forsterkningen med tilbakekobling større en uten tilbakekobling!! Det betyr at vi har positiv tilbakekobling i dette området! Simuleringen viser at ved 12MHz blir faseskiftet positivt (ledende). Det innebærer at forsterkeren er ustabil. Men støyanalysen vil ikke vise dette!!