

# 10. Forsterker arkitekturer

Når en transistor skal brukes til en forsterker, oscillator, filter, sensor, etc. så vil det være behov for passive elementer som motstander, kondensatorer og spoler rundt transistoren. Disse vil sørge for biasing slik at transistoren får riktig arbeidspunkt. Disse passive elementene vil påvirke støyen. I det følgende skal vi se på noen arkitekturer og hvordan de påvirker ekvivalent inngangsstøy.

Transistorkonfigurasjoner:

Det er tre hovedmåter å plassere en FET/BJT i en arkitektur:

BJT	FET
<b>CE:</b> Common Emitter	<b>CS:</b> Common Source
<b>CB:</b> Common Base	<b>CG:</b> Common Gate
<b>CC:</b> Common Collector	<b>CD:</b> Common Drain

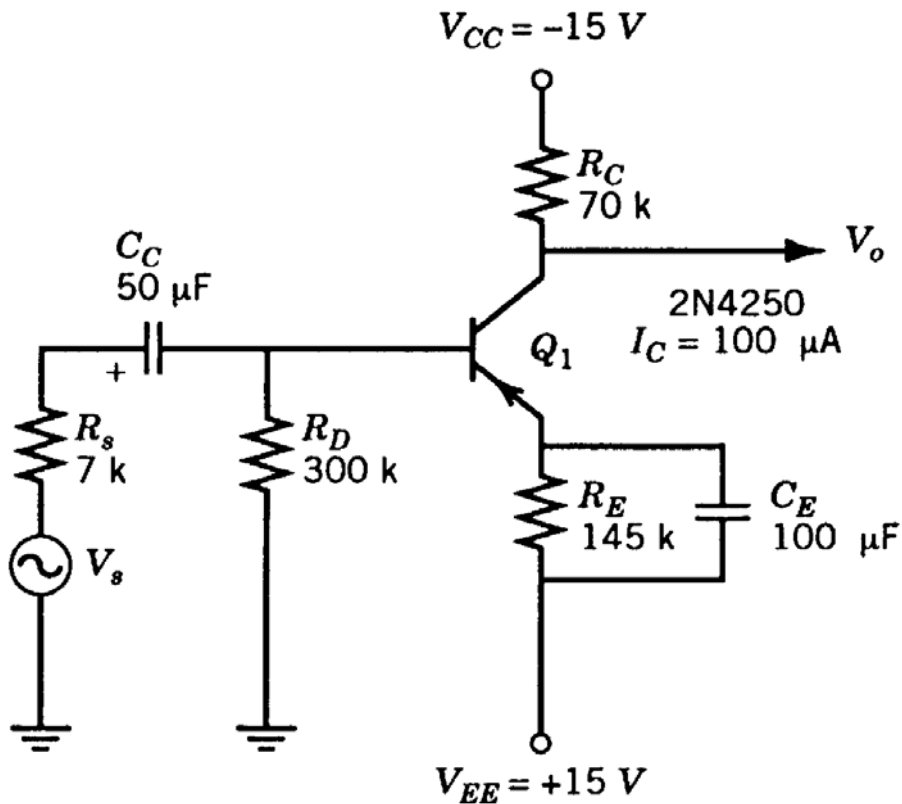
CE/CS har størst effektforsterkning.

CC/CD brukes ved ønske om høy inngangsimpedans og lav utgangsimpedans.

CG/CB brukes ved ønske om lav inngangsimpedans og høy utgangsimpedans.

Støy er omtrent likt for alle konfigurasjonene. Selv om  $E_{ni}$ ,  $E_n$  og  $I_n$  vanligvis er regnet ut for CE/CS så er verdiene gyldige også for CC/CD og CB/CG. Dette forutsetter at frekvensen er så lav at intern kollektor-base tilbakekoblingskapasitans kan ignoreres. NB ! Selv om inngangsstøyen er lik så gjelder dette ikke utgangsstøyen.

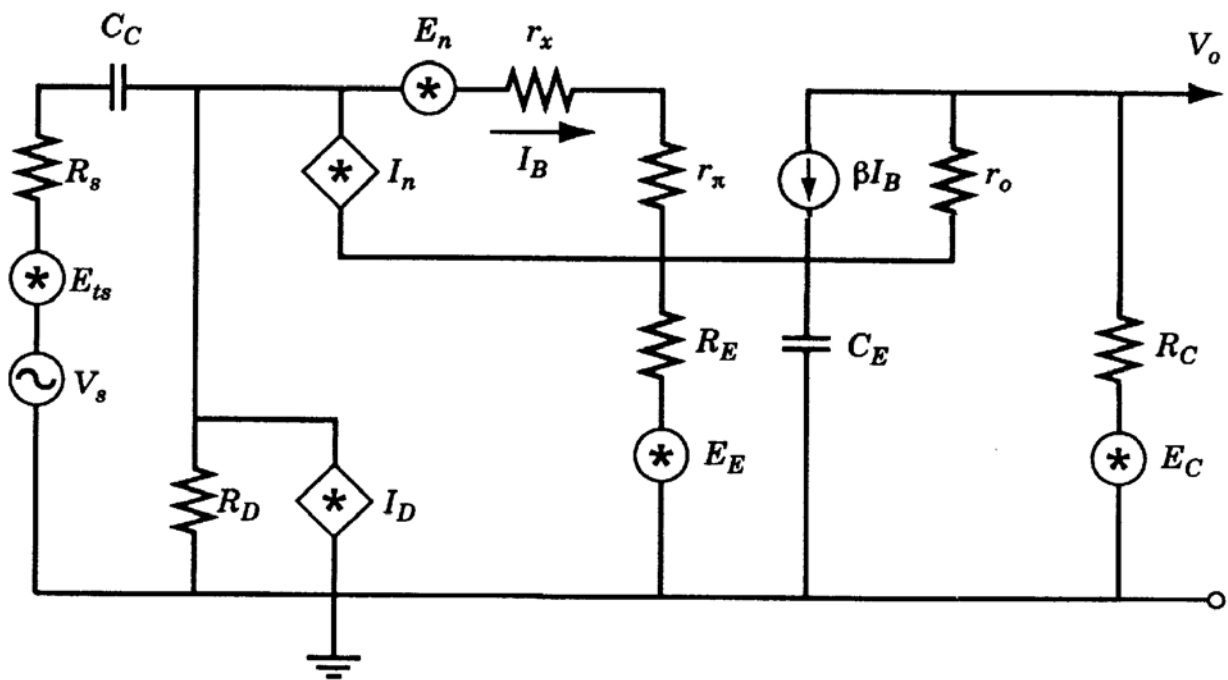
## 10-2 Common-Emitter



Figuren viser en transistor som er forspent for lavstøyoperasjon mellom 10Hz og 10kHz. Støyverdiene er som følger:

	10Hz	10kHz
$E_n$	2nV	2nV
$I_n$	2pA	0.3pA
$R_0$	1000Ω	6700Ω
$NF@R_0$	1.8dB	0.3dB

Småsignal ekvivalentskjema for kretsen er vist på neste side.



**Figure 10-2** Noise and small-signal equivalent circuit for CE stage.

Skjemaet viser en hybrid- $\pi$  modell med passive elementer rundt.

### Spenningsforsterkningen $K_t$ :

$$K_t \cong \left( \frac{-\beta R_L}{Z_i} \right) \left( \frac{Z_i \parallel R_D}{Z_s + Z_i \parallel R_D} \right)$$

$K_t$  er spenningsforsterkningen fra  $V_s$  til  $V_o$ .

Første ledd er spenningsforsterkningen i selve transistoren ( $\beta$  er  $I_C/I_B$ ) mens andre ledd er neddelingen foran basen.

$$Z_i = r_x + r_\pi + (\beta + 1)Z_E$$

Inngangsmotstanden  $Z_i$  består også av motstanden man ser gjennom base mot emitter. ( $\beta + 1 = I_E/I_B$ ).

$$R_L \cong R_C \parallel r_o \parallel R_{i2}$$

Lastmotstanden består av både intern, egen last og inngangslast fra neste trinn:  $R_{i2}$ .

$$Z_E = R_E \parallel -jX_E$$

Emitter impedansen består av en real del og en imaginær del (en motstand og en kapasitans i parallell).

$$Z_S = R_S - jX_C$$

Kildeimpedansen er en motstand i serie med en kondensator.

Hvis vi forutsetter negliserbart tap i biasing, kobling og tilbakekobling så kan vi forenkle uttrykket for  $K_t$  til:

$$K_t \cong -\frac{\beta R_L}{Z_S + r_x + r_\pi + \beta Z_E}$$

Hvis  $Z_s \ll r_\pi$  og  $Z_E \ll r_e$  så forenkles uttrykket til:

$$K_t \cong -\frac{R_L}{r_e} = -g_m R_L$$

For enkelhetsskyld ignorerer vi ekstern last og forenkler  $R_L$  slik at:

$$K'_t = K_t \quad \text{for} \quad R_L = R_C$$

Vi får da følgende uttrykk for ekvivalent inngangsstøy:

$$E_{ni}^2 \cong E_{ns}^2 + E_n^2 \left( \frac{R_S + R_D}{R_D} \right)^2 + I_n^2 (R_S - jX_C)^2 + I_D^2 R_S^2 \\ + \frac{E_E^2}{1 + (\omega R_E C_E)^2} + \left( \frac{E_C}{K'_t} \right)^2$$

I uttrykket kjenner vi igjen formen på første linje (blandt annet fra seksjon. 7.3). Siste ledd er også kjent. Nest siste ledd derimot trenger noen kommentarer. Spenningen over  $R_E$  vil ikke være  $E_E$  for høyere frekvenser fordi  $C_E$  vil "forsøke å kortslutte" denne. Vi velger å modellere den termiske støyen i  $R_E$  som en strømstøy av størrelse  $I_E = E_E / R_E$ . Støyspenningen over  $R_E$  og  $C_E$  vil da være:

$$E_E'^2 = I_E^2 \cdot (C_E \parallel R_E) = \frac{E_E^2}{R_E^2} \left| \frac{R_E}{j\omega R_E C_E + 1} \right|^2 = \frac{E_E^2}{1 + (\omega R_E C_E)^2}$$

Tilbake til uttrykket for  $E_{ni}$ :

$$E_{ni}^2 \cong E_{ns}^2 + E_n^2 \left( \frac{R_S + R_D}{R_D} \right)^2 + I_n^2 (R_S - jX_C)^2 + I_D^2 R_S^2$$

$$+ \frac{E_E^2}{1 + (\omega R_E C_E)^2} + \left( \frac{E_C}{K'_t} \right)^2$$

Vi ser at for at vi skal ha lite støy så må:

- ⇒  $R_D$  være stor i forhold til  $R_S$ .
- ⇒  $C_C$  bør være stor.
- ⇒  $R_S$  bør være liten.
- ⇒  $R_E$  bør være liten (mindre enn  $R_S$ ).
- ⇒  $C_E$  bør være stor.
- ⇒  $K_t$  bør være stor.
- ⇒  $R_C$  bør være stor.

Hvis AC-kobling ikke er nødvendig fjernes  $R_D$  og  $C_C$ .

CE har størst effektforsterkning og støy fra ledd bak forsterkeren kan trolig ignoreres.

Inngangsresistansen varierer med  $I_C$ .

## Valg av kapasitans.

$C_c$  gir en høypass virkning med 3dB grense lik summen av kilde motstand og motstand mot forsterker (inkludert bias).

Med hensyn på støy bør  $1/(\omega C_c)$  være mye mindre enn  $R_s$  ved den laveste aktuelle frekvensen. Dette fordi disse summeres og bestemmer bidraget fra  $I_n$ :  $I_n \cdot (R_s + j/(\omega C_c))$ . Her bør selvfølgelig sisteleddet være svært lite ( $< 1/100$ ) i forhold til  $R_s$ . NB! P.g.a. støy må  $C_c$  altså ikke ha noen filterfunksjoner!

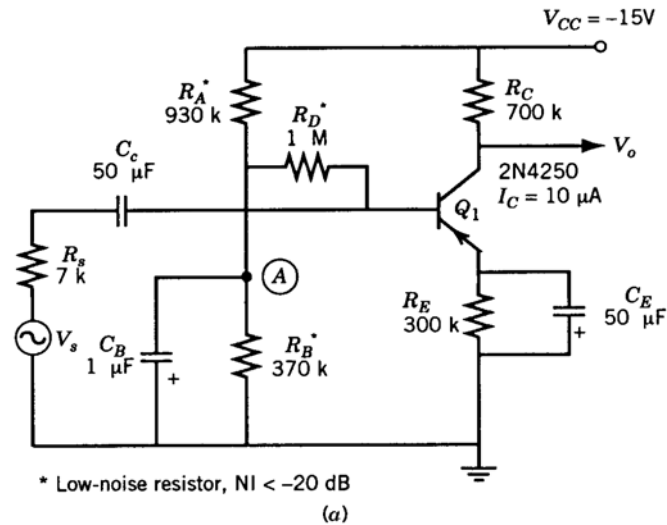
$C_E$  skal kortslutte emitter AC-messig til jord. Impedansen til  $C_E$  bør derfor være liten i forhold til den interne motstanden i emitter  $r_e$ .

Støyen i  $R_E$  har i utgangspunktet samme vekt som støyen i kilden. Men  $C_E$  vil redusere bidraget fra  $R_E$ . I uttrykket under står støybidraget fra  $R_E$  i telleren.

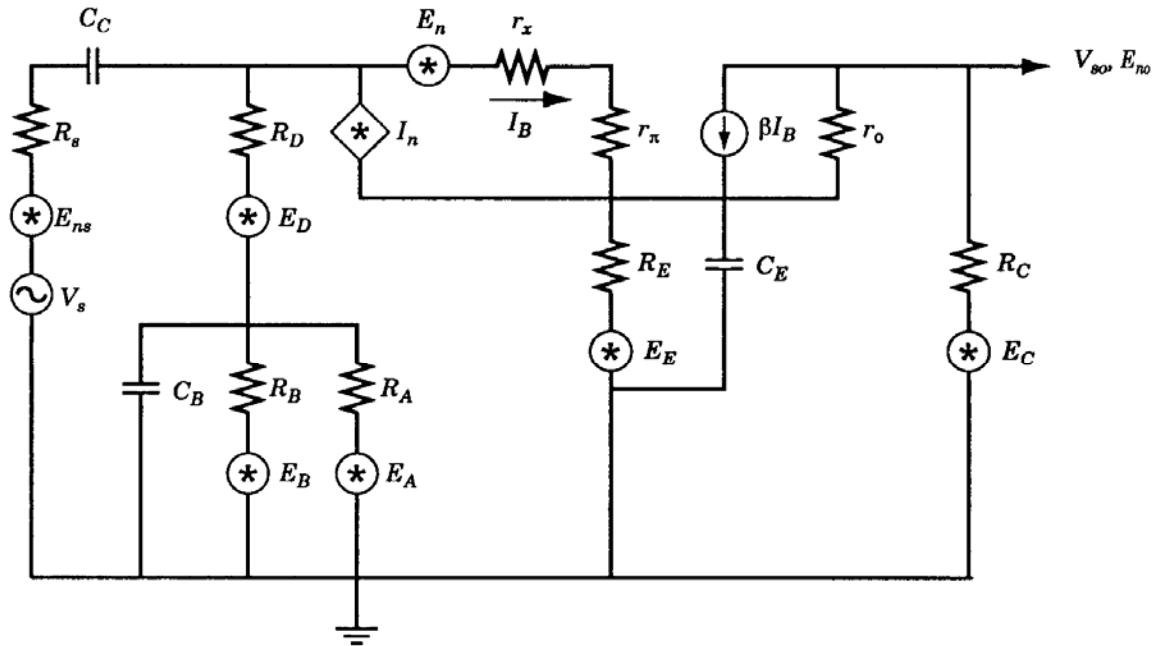
$$\frac{E_{iE}^2}{1 + \omega^2 R_E^2 C_E^2} \ll E_S^2$$



# Common-emitter med en spenningsforsyning.



Her lages det et punkt A som skal ha en fast DC-offset i forhold til jord og som AC-messig skal være kortsluttet til jord gjennom  $C_B$ . Støyskjemaet blir som under:



(b)

Ekvivalent inngangsstøy kan uttrykkes som:

$$E_{ni}^2 \cong E_{ns}^2 + E_n^2 \left( \frac{R_s + R_D}{R_D} \right)^2 + I_n^2 (R_s - jX_C)^2$$

$$+ \left[ \frac{E_A^2}{1 + (\omega R_A C_B)^2} + \frac{E_B^2}{1 + (\omega R_B C_B)^2} + E_D^2 \right] \frac{R_s^2}{R_D^2} + \frac{E_E^2}{1 + (\omega R_E C_E)^2} + \left( \frac{E_C}{K'_t} \right)^2$$

I tillegg til de kjente leddene har vi nå fått et ledd i firkantparangtes som skyldes forspenningsnettverket. Vi ser at dette leddet vektes med forholdet  $R_s/R_D$ .

DC-spenningen i forspenningspunktet bestemmes av forholdet mellom  $R_A$  og  $R_B$  som følger:

$$V_A = \frac{R_B V_{CC}}{R_A + R_B}$$

Støyen over motstandene  $R_A$  og  $R_B$  bør være forholdsvis liten. Et godt utgangspunkt er å velge  $C_B$  så stor at støyen i det aktuelle frekvensområdet tilfredstiller ulikheten:

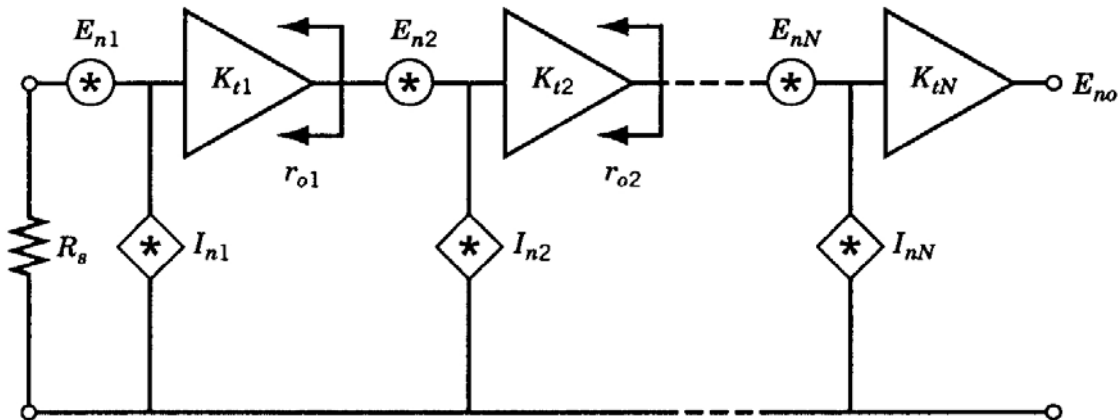
$$E_{tD}^2 \gg \frac{E_{tA}^2 + E_{xA}^2}{1 + \omega^2 R_A^2 C_B^2} + \frac{E_{tB}^2 + E_{xB}^2}{1 + \omega^2 R_B^2 C_B^2}$$

Støyen i forsterkeren er gitt i følgende tabell:

	10Hz	10kHz
$E_n$	4.5nV	4.5nV
$I_n$	0.3pA	0.1pA
$R_o$	10k $\Omega$	45 $\Omega$
$NF@R_o$	0.68dB	0.35dB
$K_t$	280	
$R_i$	780	

# Støy i kaskadekoblede trinn

Vi har tidligere sett på støytall for kaskadekoblede forsterkere. Vi vil nå se litt på ekvivalent inngangsstøy:



Uttrykket for ekvivalent inngangsstøy kan uttrykkes som følger.....

$$E_{ni}^2 = E_{ns}^2 + E_{n1}^2 + I_{n1}^2 R_s^2 + \frac{E_{n2}^2 + I_{n2}^2 r_{o1}^2}{K_{t1}^2} + \frac{E_{n3}^2 + I_{n3}^2 r_{o2}^2}{K_{t1}^2 K_{t2}^2} + \dots$$

Her er  $r_{o1}$  utgangsmotstanden til trinn 1.

Tilsvarende for  $r_{o2}$ ,  $r_{o3}$  o.s.v.  $K_{ti}$  er som tidligere spenningsforsterkningen.

Som tidligere gjelder at hvis forsterkningen er stor nok i det første trinnet så kan støy fra etterfølgende trinn ignoreres.

Det er tre metoder en kan bruke ved støy analyse av mer kompliserte systemer som f.eks. kaskade nettverk:

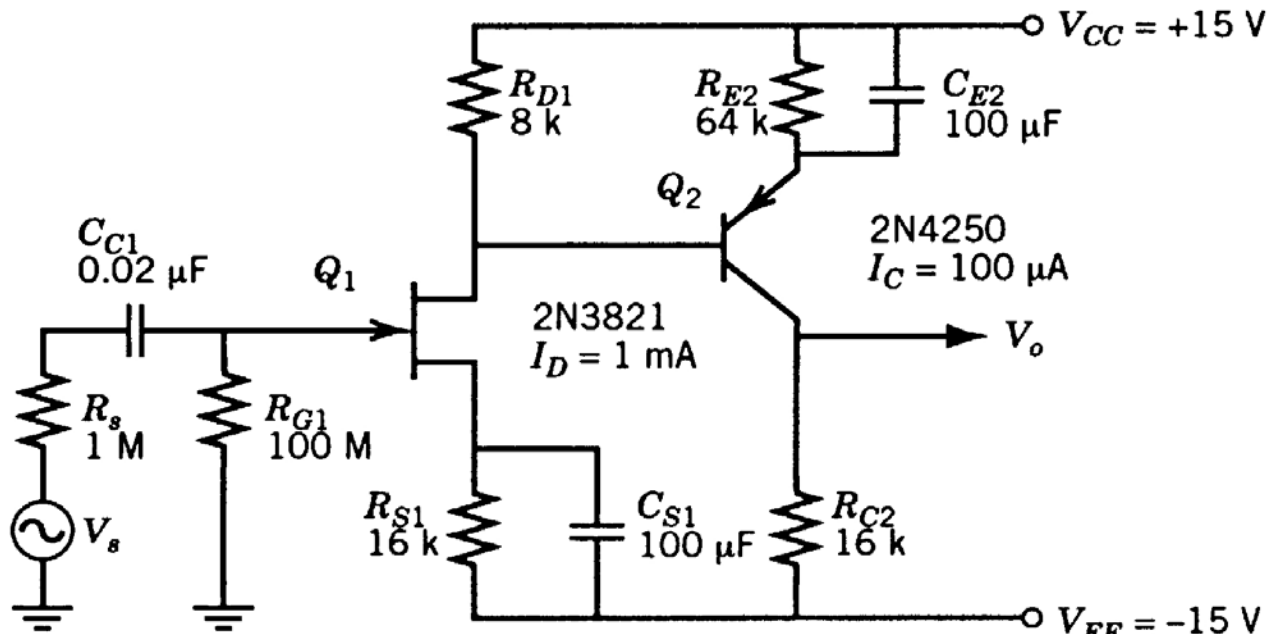
- Manuell nettverksanalyse,
- bruke simulator som f.eks. spice, eller
- måle på systemet.

Triks for simulering (og måling):

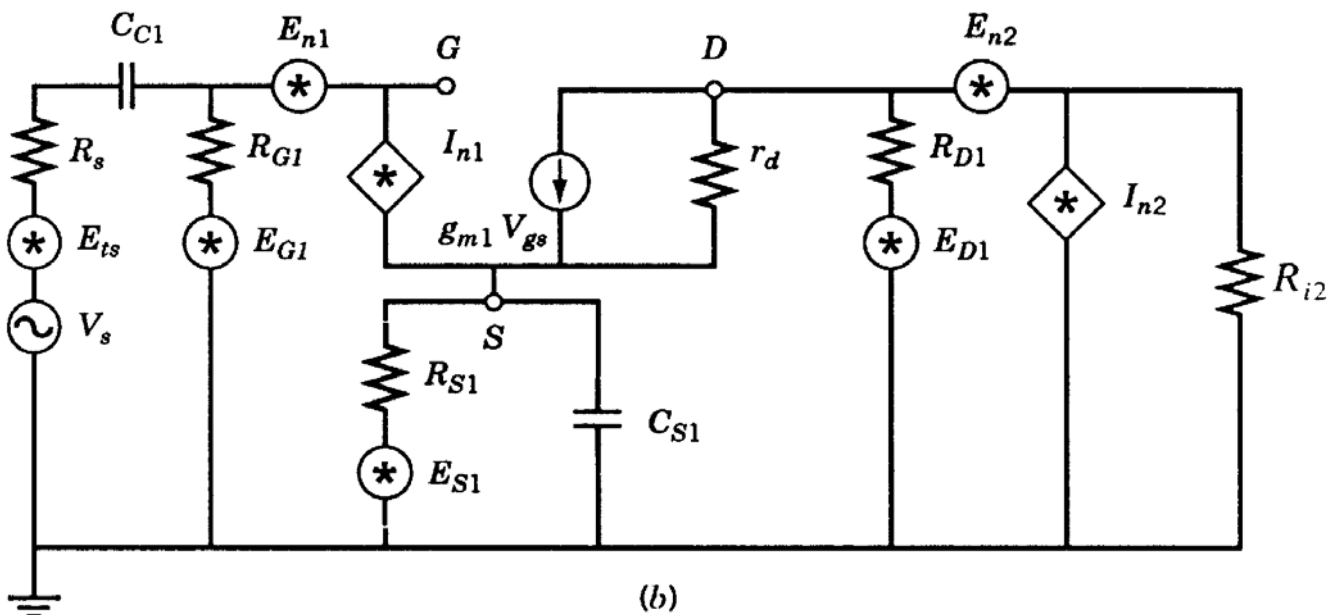
Hvis en er usikker på virkningen av støy fra en kilde så simulerer en med bare denne og måler resultatet på utgangen.

# Sammensatte arkitekturer: Common-Source--- Common-Emitter par

CS gir høy inngangs-impedans og høy spenningsforsterkning.



I eksemplet regnes det på en JFET men vurderingene gjelder MOSFET'en også.



Støytallene for denne kretsen er som følger:

	10Hz	10kHz
$E_n$	8nV	4nV
$I_n$	7fA	7fA
$R_o$	1.1M $\Omega$	570k $\Omega$
$NF@R_o$	0.03dB	0.015dB

Spenningsforsterkningen for CS-leddet er:

$$K_{t1} \cong -\frac{g_{m1}R_{L1}}{1 + g_{m1}Z_{S1}}$$

$R_{L1}$  og  $Z_{S1}$  er gitt av:

$$R_{L1} = R_{D1} \parallel r_d \parallel R_{i2}$$

og

$$Z_{S1} = R_{S1} \parallel -jX_{S1}$$

Den samlede spenningsforsterkningen er:

$$K_{tc} \cong \frac{g_{m1}R_{L1}\beta R_{C2}}{(1 + g_{m1}Z_{S1})(r_{x2} + r_{\pi2})}$$

Når  $r_{\pi2} \gg R_{D1}$  og  $R_{C2} \gg r_{o2}$  så har vi at:

$$K_{tc} \cong \frac{g_{m1}R_{D1}R_{C2}}{r_{e2}}$$

For å redusere  $E_{n1}$ -støybidraget fra FET'en så økes  $I_{D1}$ . Men dette forutsetter en mindre  $R_{D1}$  som igjen innebærer mindre totalforsterkning.

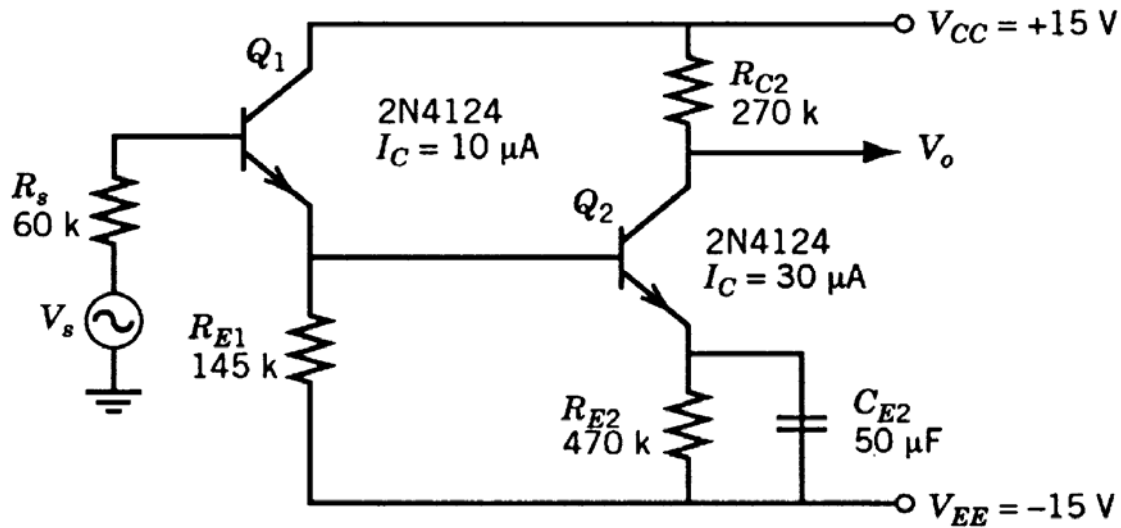
Uttrykket for ekvivalent inngangsstøy for denne kretsen er:

$$E_{ni}^2 = E_{ns}^2 + E_{n1}^2 \left( \frac{R_{G1} + R_S}{R_{G1}} \right)^2 + I_{n1}^2 (R_S - jX_{C1})^2 + \frac{E_{G1}^2 R_S^2}{R_{G1}^2} \\ + \frac{E_{S1}^2}{1 + (\omega R_{S1} C_{S1})^2} + \frac{1}{K_{t1}^2} (E_{D1}^2 + E_{n2}^2 + I_{n2}^2 R_{D1}^2) + \frac{E_{C2}^2}{K_{tc}^2}$$

- $R_{G1}$  må være stor i forhold til  $R_S$
- $C_{C1}$  må være stor i forhold til  $R_S$
- $C_{S1}$  må være tilstrekkelig stor
- $K_{t1}$  bør være stor og
- $K_{tc}$  bør være stor.



**Common-collector---Common-emitter par**  
 CC-CE har bare litt større  $E_n$  enn et rent CE  
 trinn men kan tilby høyere inngangsresistans og  
 lavere inngangskapasitans.



Førstetrinnet har en forsterkning på ca. 1.  
 Totalforsterkningen er:

$$K_{tc} = - \frac{\beta_1 \beta_2 R_{L1} R_{C2}}{(R_S + r_{x1} + r_{\pi1} + \beta_1 R_{L1})(r_{x2} + r_{\pi2} + \beta_2 Z_{E2})}$$

hvor

$$R_{L1} = R_{E1} \parallel (r_{x2} + r_{\pi2} + \beta_2 Z_{E2})$$

Uttrykket for  $K_{tc}$  kan forenkles når

$\beta_1 R_{L1} \gg (R_S + r_{x1} + r_{\pi1})$  og  $r_{\pi2} \gg r_{x2} + \beta_2 Z_{E2}$ :

$$K_{tc} \cong - \frac{R_{C2}}{r_{e2}}$$

Ekvivalent inngangsstøy er :

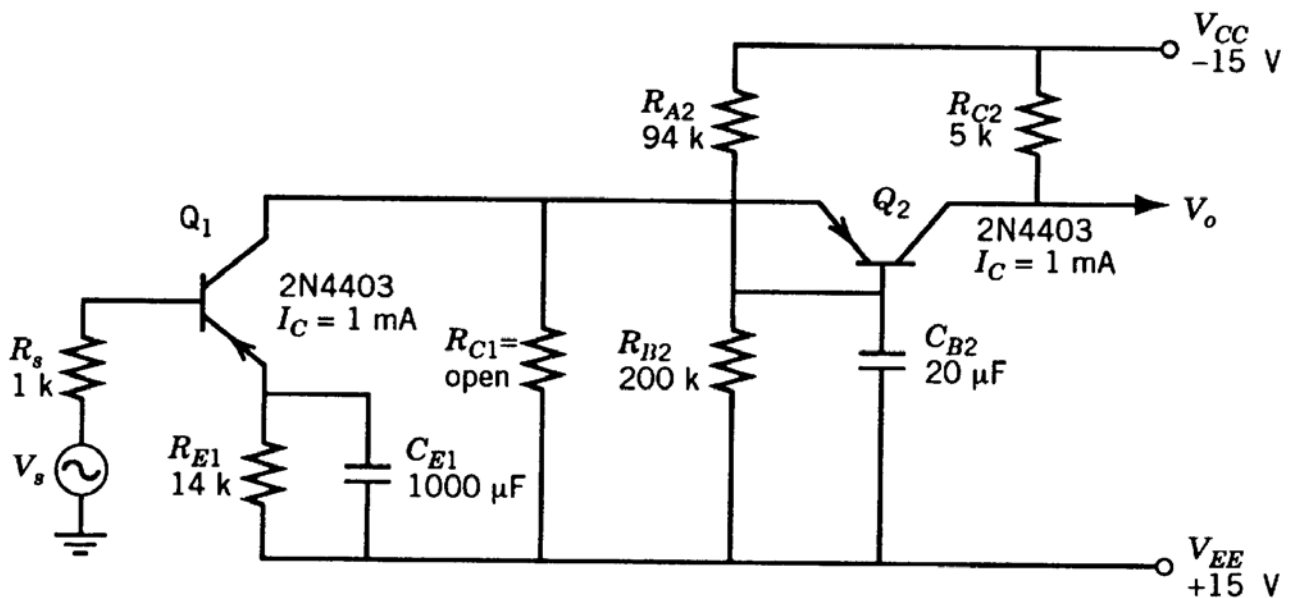
$$E_{ni}^2 = E_{ns}^2 + E_{n1}^2 + I_{n1}^2 R_S^2 + \frac{E_{n2}^2}{K_{t1}^2} + \left( \frac{I_{n2} R_{E1}}{K'_{t1}} \right)^2 + \left( \frac{E_{E1}}{K'_{t1}} \right)^2 + \frac{E_{C2}^2}{K_{tc}^2}$$

$K'_{t1}$  er forsterkningen i det første CC trinnet med  $R_{E1}$  som last.

$$K'_{t1} = \frac{\beta_1 R_{E1}}{R_S + r_{x1} + r_{\pi1}} \cong \frac{R_{E1}}{r_{e1} + R_S / \beta_1}$$

- I CC og CD bør emitter motstanden være stor.

**Common-Emitter---Common base par**  
 CE-CB har lav inngangskapasitans og høy utgangsimpedans. På grunn av lav inngangsmotstand til andretrinnet så vil spenningsforsterkningen i første trinnet være lav. Dette reduserer høyfrekvenstilbakekoblingen (Miller effekten) gjennom  $C_{\mu}$  som vi diskuterte tidligere. Inngangskapasitansen er dermed mye mindre enn for et regulært CE-trinn.



Q1 gir effektforsterkning men ikke spenningforsterkning (d.v.s. Q1 gir en strømforsterkning.) Q2 gir en stor spenningsforsterkning.

$R_{C1}$  brukes til å tilføre ekstra kollektorstrøm til Q2 når det er behov for stor gain-bandwidth.

Den totale spenningsforsterkningen kan uttrykkes som:

$$K_{tc} = - \frac{\beta_1 R_{L1}}{(r_{x1} + r_{\pi1} + R_S + \beta_1 Z_{E1})} \frac{\beta_2 R_{C2}}{(r_{\pi2} + r_{x2} + Z_{B2})} =$$

$$- \frac{\beta_1 \beta_2 R_{L1} R_{C2}}{(r_{x1} + r_{\pi1} + R_S + \beta_1 Z_{E1})(r_{\pi2} + r_{x2} + Z_{B2})}$$

hvor

$$R_{L1} = R_{C1} \parallel \frac{r_{x2} + r_{\pi1} + Z_{B2}}{\beta_2} \cong r_{e2}$$

Når  $R_S=0$  og  $R_{C1} \gg r_{\pi}/\beta_2$  så kan  $K_{tc}$  forenkles til:

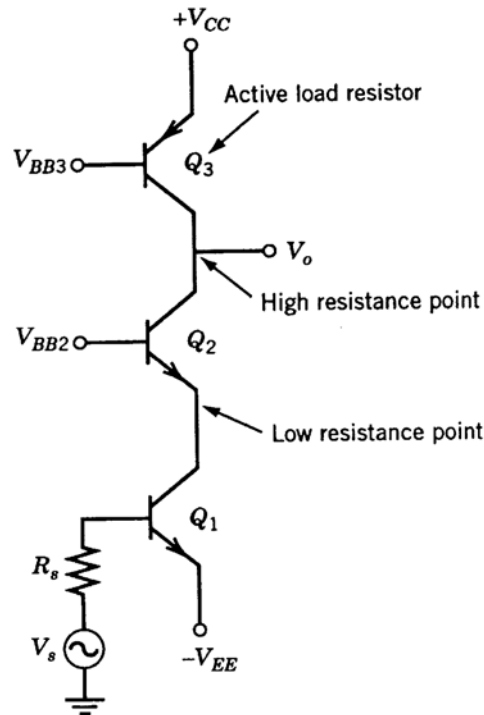
$$K_{tc} \cong - \frac{R_{C2}}{r_{e1}}$$

Ekvivalent inngangsstøy er:

$$E_{ni}^2 = E_{ns}^2 + E_{n1}^2 + I_{n1}^2 R_S^2 + \frac{1}{K_{t1}^2} [E_{C1}^2 + E_{n2}^2 + I_{n2}^2 (R_{L1} + Z_{B2})^2]$$

$$+ \frac{E_{A2}^2}{K_{t1}^2 [1 + (\omega C_{B2} R_{A2})^2]} + \frac{E_{B2}^2}{K_{t1}^2 [1 + (\omega C_{B2} R_{B2})^2]} + \frac{E_{C2}^2}{K_{tc}^2}$$

# Integrert BJT kaskodeforsterker



Her fungerer Q1 som et CE-ledd og Q2 som et CB-ledd. Q3 er last.

Total spenningsforsterkning er:

$$K_{tc} \cong -\frac{r_{o3}}{r_{e1}}$$

Ekvivalent inngangsstøy er:

$$E_{ni}^2 = E_{ns}^2 + E_{n1}^2 + I_{n1}^2 R_S^2 + \frac{1}{K_{t1}^2} \left[ E_{n2}^2 + I_{n2}^2 (r_{e2} + Z_{B2})^2 \right] + \frac{E_{o3}^2}{K_{tc}^2}$$

Her er  $K_{t1} = r_{e2}/r_{e1}$ . Siden kollektorstrømmene er like så vil  $K_{t1} = 1$ .  $Z_{B2}$  er impedansen til  $V_{BB2}$  (bør være lav). Siden  $R_{e2}$  også er liten blir bidraget fra  $I_{n2}$  negliserbart.

Støyspenningen fra Q3 er:

$$E_{o3} = E_{n3} K_{t3}$$

Forsterkningen i Q3 er:

$$K_{t3} = \frac{r_{o2}}{r_{e3}} \cong K_{tc}$$

Med disse forenklinger blir uttrykket for ekvivalent inngangsstøy redusert til:

$$E_{ni}^2 = E_{ns}^2 + E_{n1}^2 + I_{n1}^2 R_S^2 + E_{n2}^2 + E_{n3}^2$$

$$\cong E_{ns}^2 + 3E_n^2 + I_{n1}^2 R_S^2$$

# Differensiell forsterker

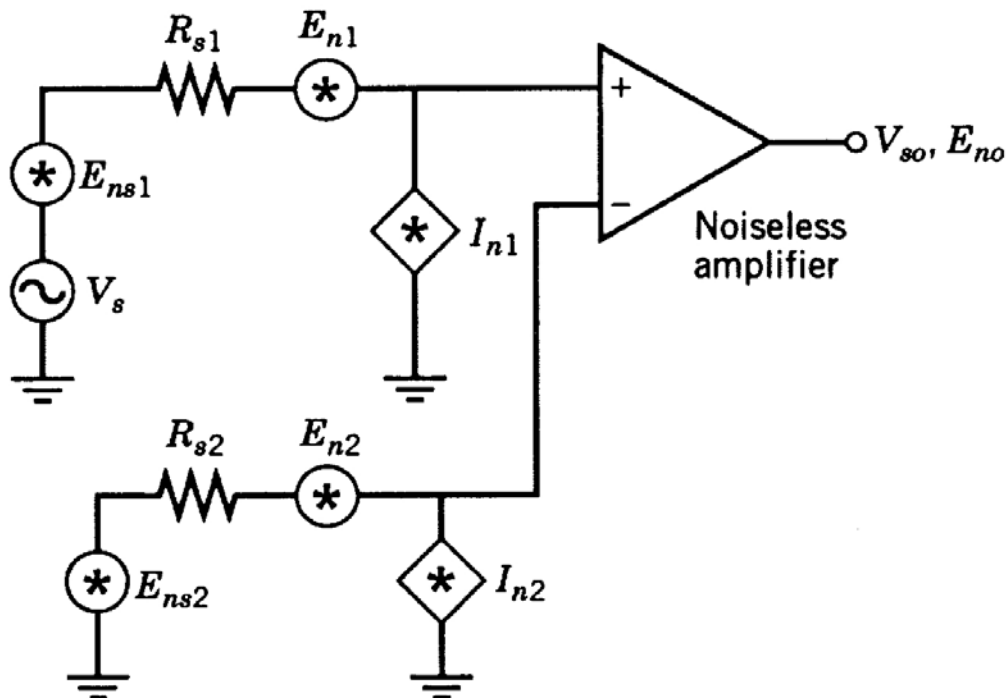
To inngangssignaler  $V_1$  og  $V_2$  kan defineres ut fra en fellesverdi (common-mode)  $V_C$  og en differanse verdi  $V_D$ .

$$V_C = \frac{V_1 + V_2}{2}, \quad \text{og} \quad V_D = V_1 - V_2$$

Vi får da:

$$V_1 = \frac{V_D}{2} + V_C, \quad \text{og} \quad V_2 = -\frac{V_D}{2} + V_C$$

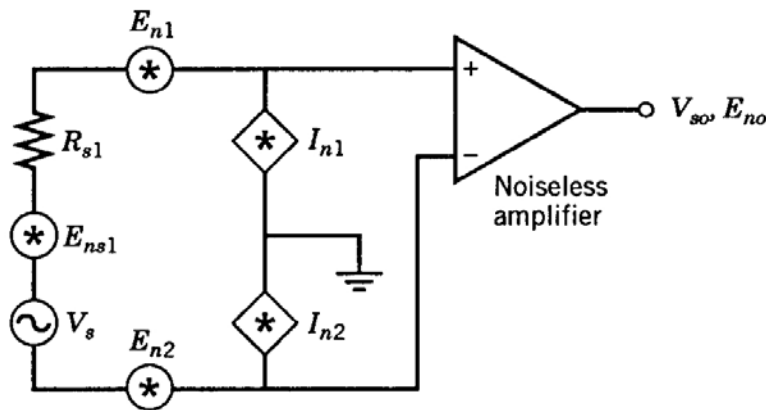
Støyskjema ser ut som følger:



Ekvivalent inngangsstøy er:

$$E_{ni}^2 = E_{ns1}^2 + E_{ns2}^2 + E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + I_{n1}^2 R_{S1}^2 + I_{n2}^2 R_{S2}^2$$

## Differensiell oppkobling:



Vi antar at positiv og negativ inngang har samme støyegenskaper og legger sammen  $E_n$ - og  $I_n$ -verdiene for forsterkeren.

$$E_{nT}^2 = E_{n1}^2 + E_{n2}^2 = 2E_{n1}^2$$

$$I_{nT}^2 R_S^2 = I_{n1}^2 \left( \frac{R_S}{2} \right)^2 + I_{n2}^2 \left( \frac{R_S}{2} \right)^2 = \frac{I_{n1}^2}{2} R_S^2$$

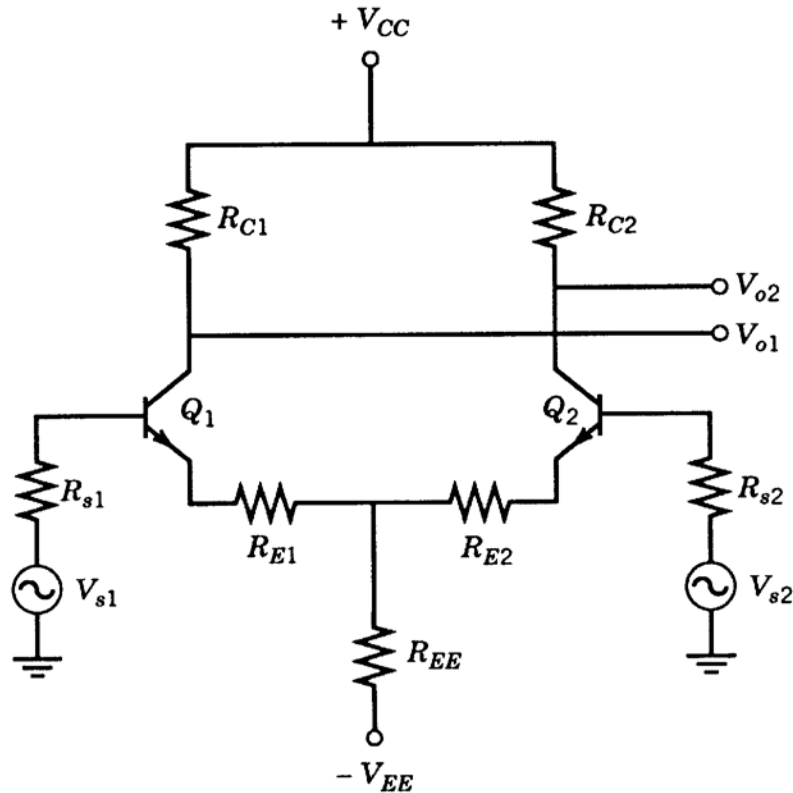
Setter vi sammen med kildemotstanden får vi ekvivalent inngangsstøy lik:

$$E_{ni}^2 = E_{ns}^2 + 2E_{n1}^2 + \frac{I_{n1}^2 R_S^2}{2}$$



# Støymodell for differensialforsterker.

Eksempel på differensialtrinn:



a)

Spenningsforsterkningen av differansesignalet:

$$K_{dm} = \frac{V_{o2} - V_{o1}}{V_{s2} - V_{s1}} = \frac{-2R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E + \frac{R_S}{\beta}}$$

Her er  $g_m = I/r_e$  for hver av transistorene.

Antar identiske transistorer og  $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ ,

$R_{E1} = R_{E2} = R_E$  og  $R_{S1} = R_{S2} = R_S$ .

For typiske tilfelle hvor  $R_E = 0$  og  $R_S \ll r_\pi$  så kan

$K_{dm}$  forenkles til:

$$K_{dm} \cong \frac{-2R_C}{r_e}$$

**b)**

Spenningsforsterkningen av fellessignalet:

$$K_{cm} = \frac{V_{o2} + V_{o1}}{V_{s2} + V_{s1}} = \frac{-R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E + \frac{R_S}{\beta} + 2R_{EE}}$$

Når  $R_{EE}$  er stor så får vi:

$$K_{cm} \cong \frac{-R_C}{2R_{EE}}$$

**c)**

Differensiell spenningsforsterkning mellom utganger ved felles inngangssignal.

$$K_{dc} = \frac{V_{o2} - V_{o1}}{2V_S} = \frac{R_{C1} \left( \frac{R_{S2}}{\beta_2} + \frac{1}{g_{m2}} + R_{E2} \right) - R_{C2} \left( \frac{R_{S1}}{\beta_1} + \frac{1}{g_{m1}} + R_{E1} \right)}{2R_{EE} \left( \frac{R_{S2}}{\beta_2} + \frac{1}{g_{m2}} + R_{E2} + \frac{R_{S1}}{\beta_1} + \frac{1}{g_{m1}} + R_{E1} \right)}$$

Hvis inngangene var helt symmetriske så skulle  $K_{dc}$  være 0. Når så ikke er tilfelle kan en redusere  $K_{dc}$  ved f.eks. å øke  $R_{EE}$ .

**Eni:**

$$E_{ni}^2 = E_{S1}^2 + E_{S2}^2 + E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + I_{n1}^2 R_{S1}^2 + I_{n2}^2 R_{S2}^2 \\ + E_{E1}^2 + E_{E2}^2 + \frac{E_{C1}^2 + E_{C2}^2}{K_{dm}^2} + \frac{E_{EE}^2 + E_{VEE}^2 + E_{VCC}^2}{K_{dc}^2}$$

Her er  $E_{VEE}$  og  $E_{VCC}$  støy på spenningsforsyningene.

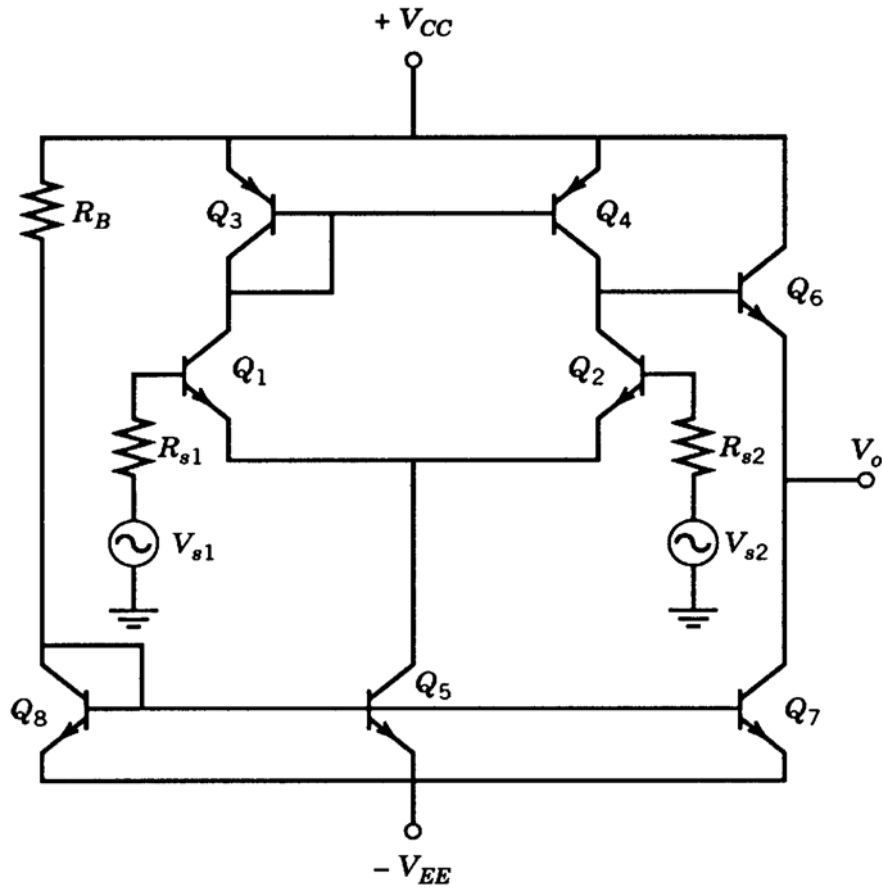
## **Integrert BJT differensiell forsterker**

Det kan være relativt stor variasjon i prosessparametre for integrerte kretser fra produksjon til produksjon. Men mellom elementer på samme krets vil variasjonen være liten. Dette utnyttes ved at en baserer seg mer på symmetri mellom elementer enn på deres egentlige verdier.

På integrerte kretser vil f.eks den såkalte common-mode noise rejection bli forbedret. På den annen side har en i integrerte kretser ofte gjort kompromisser som kan gi mere støy enn når en optimaliserer en prosess for en enkelt isolert komponent. Eksempler på slike kompromisser er:

- lange isolasjons diffusjoner,
- aktive laster, og
- strøm kilder.

Figuren viser den integrerte versjonen av differensialforsterkeren vi studerte tidligere.



Ekvivalent inngangsstøy:

$$E_{ni}^2 = E_{s1}^2 + E_{s2}^2 + E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + I_{n1}^2 R_{s1}^2 + I_{n2}^2 R_{s2}^2$$

$$+ E_{n3}^2 + E_{n4}^2 + \frac{E_{n5}^2 + E_{VEE}^2 + E_{VCC}^2}{K_{dc}^e}$$

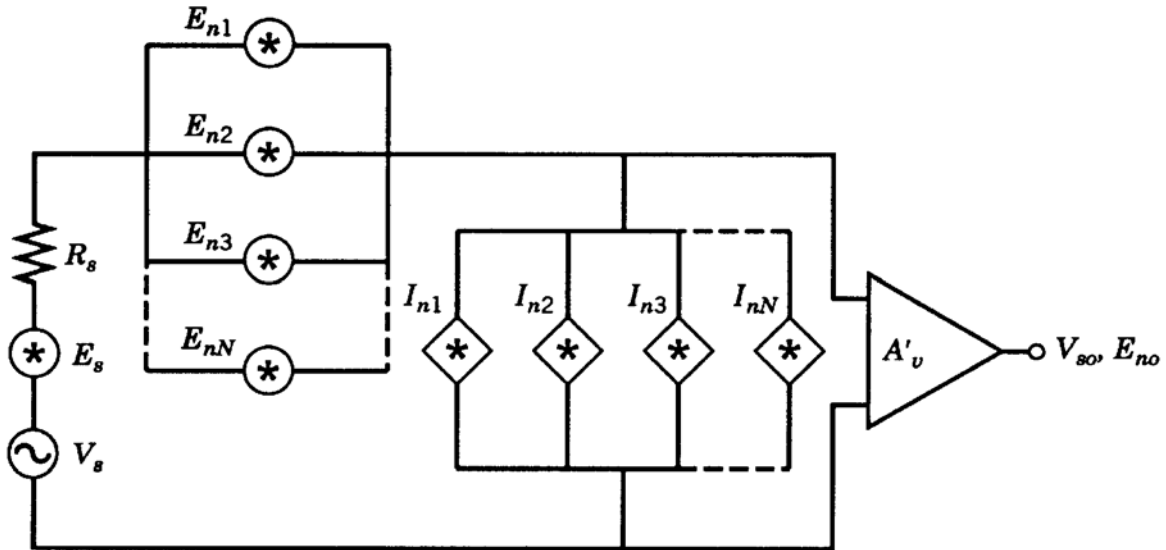
Siden common-mode rejection er høy og alle aktive kretser har tilnærmet samme geometri og støymekanismer, vil  $E_{ni}$  reduseres til:

$$E_{ni}^2 = 2E_s^2 + 4E_n^2 + 2I_n^2 R_s^2$$

# Parallele forsterkertrinn

Hva når flere forsterkere plasseres i parallell ?

Skjematisk kan vi tegne støykildene slik:



Vi har da:

$$E'_n = \frac{E_n}{\sqrt{N}} \quad \text{og} \quad I'_n = I_n \sqrt{N}$$

En ny optimal kildemotstand kan defineres slik:

$$R'_o = \frac{E'_n}{I'_n} = \frac{R_o}{N}$$

Forsterkning er gitt av:

$$A'_v = NA_v$$

Et vesentlig bidrag til  $E_n$ -støyen i en BJT er base motstanden  $r_x$ . Basemotstanden kan bli redusert ved å plassere basekontakter hele veien rundt emitter og tettest mulig på emitter. I FET'er er

den bestemt av kanalmotstander og av  $g_m$ . Liten motstand og stor  $g_m$  kan oppnås ved å ha et stort W/L-forhold. Ved parallelisering øker  $C' \mu$  og Millereffekten.