

F8 (Mot 5):

Støy i bipolare transistorer

Vi har tidligere funnet E_{ni} , E_n , og I_n for en forsterker. Vi vil nå gjøre dette for en bipolar transistor. Vi vil se at støyen er både avhengig av operasjonspunktet (strøm og spenning) og transistorens prosess og utleggsparementer.

Hybrid- π modellen

Før vi ser på støyen vil vi se på en vanlig modell for bipolare transistorer. Denne gjelder både for npn og pnp.

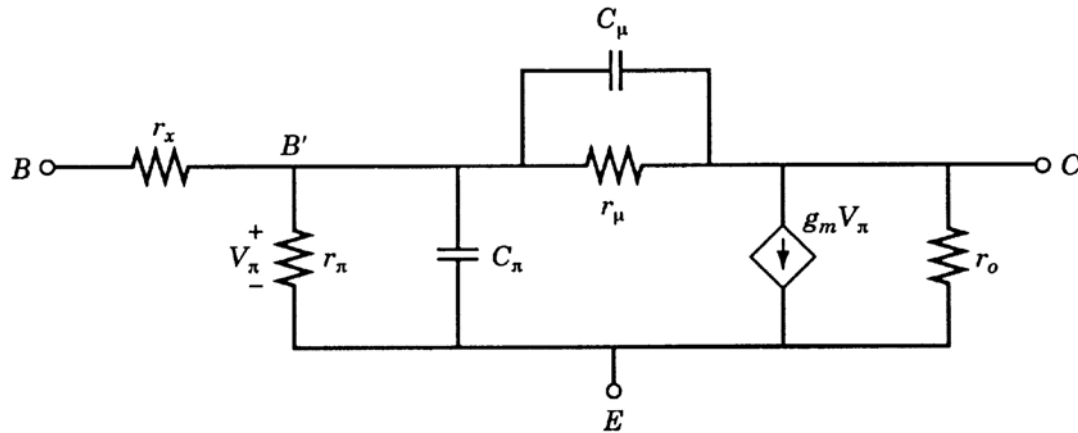


Figure 5-1 Hybrid- π bipolar transistor small-signal model.

I modellen skiller en mellom den eksterne tilkoblingsnoden for basen B og den indre, effektive tilkoblingsnoden B' .

r_x : er den ohmske spredemotstanden i basen

r_π : Realdel av impedans B' -E (NB! Ikke termisk støy)

c_π : Imaginærdel av impedans B' -E tegnet som kondensator

$g_m V_\pi$: Strømgenerator som bestemmer I_C .

r_o : Dynamisk utgangsmotstand på C

r_μ og C_μ : Modulerer deplesjonssonen mellom B og E . Ignorerer hvis en vil ha en enklere lavfrekvensmodell.

Noen kjente uttrykk:

$$\beta_0 = \frac{I_C}{I_{BE}} = \frac{g_m V_\pi}{V_\pi / r_\pi} = g_m r_\pi$$

Forutsetter $r_\mu = \infty$ og alle $C \approx 0$ (d.v.s. lavfrekvent betraktning.)

$$g_m = \frac{qI_C}{kT}$$

Transkonduktans. NB! Småsignal ac-parameter relatert til en dc-strøm => Begrenset gyldighetsområde.

$$r_e = \frac{1}{g_m} \cong \frac{0.025}{I_C} \Omega$$

Emittermotstand.

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = \beta_0 r_e$$

r_π i forhold til noen av de foregående.

$$C_{\pi} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{\mu}$$

En sentral verdi er gain-bandwidth produktet. Det uttrykkes som f_T og tilsvarer den frekvens hvor forsterkningen er -3dB (1/2). Vi kan regne om videre slik at vi får:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})}$$

f_{hfe} er "beta-cutoff-frekvensen". Dette er frekvensen hvor β er $1/\sqrt{2}$ av sin lavfrekvente verdi β_0 .

$$f_{hfe} = f_{\beta} \cong \frac{f_T}{\beta_0}$$

Noen eksempelverdier:

$r_{\pi}=97\text{k}\Omega$	$r_0=1.6\text{M}\Omega$
$r_x=278\Omega$	$r_{\mu}=15\text{M}\Omega$
$g_m=0.0036\text{S}$	$C_{\mu}=4\text{pF}$
$\beta_0=350$	$C_{\pi}=25\text{pF}$
$f_T=19.8\text{MHz}$	$f_{\beta}=56.5\text{kHz}$

Støymodellen for BJT

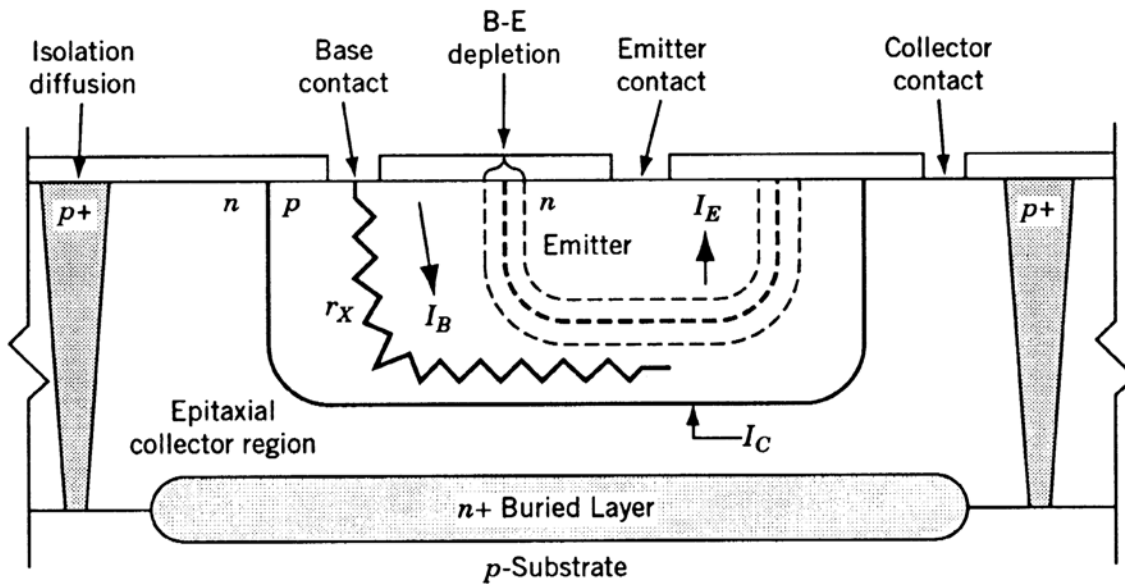


Figure 5-2 Cross-section diffused *npn* transistor.

r_x gir termisk støy. I_B og I_C gir shot-noise. I_B i gjennom base-emitter deplesjonssonen gir flickerstøy.

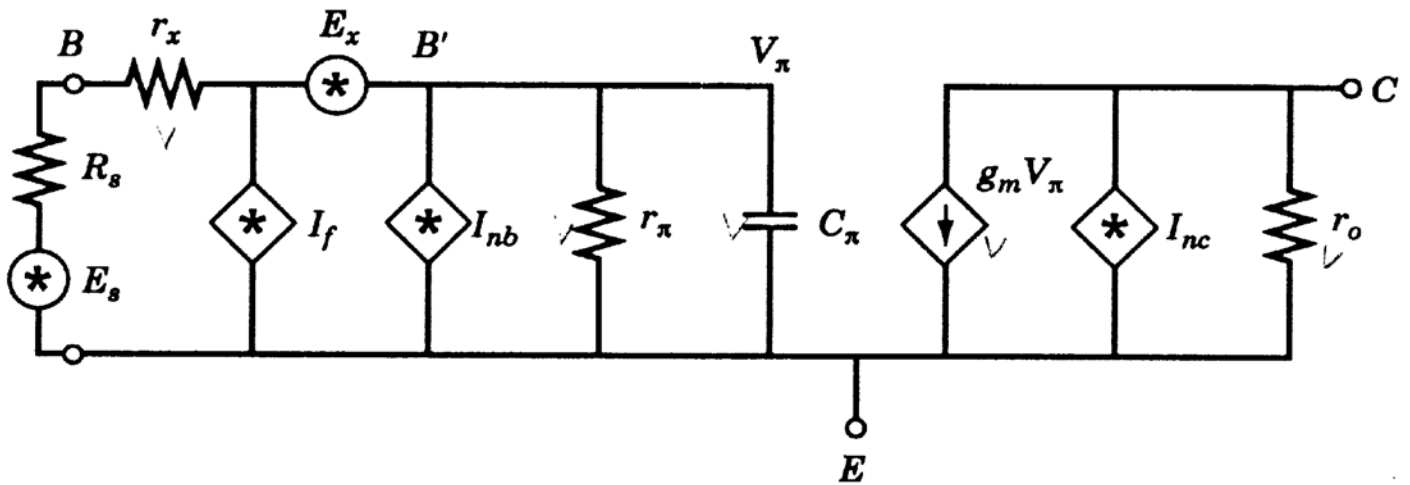


Figure 5-3 Hybrid- π bipolar transistor noise model.

Vi har nå fire støykilder for transistoren. I tillegg kommer støy i kilden. r_π og r_o er ikke-ohmske ac-motstander og genererer ikke termisk støy. C_μ og r_μ har blitt utelatt for å gjøre det enklere D.v.s. vi ser på frekvenser under $f_T/\sqrt{\beta_0}$. Over denne grensen blir støykildene noe korrelerte og vi vil ha mere støy en denne modellen indikerer.

Termisk støy i r_x :

$$E_x^2 = 4kTr_x$$

Shot-noise p.g.a. I_B og I_C er henholdsvis:

$$I_{nb}^2 = 2qI_B$$

og

$$I_{nc}^2 = 2qI_C$$

Flickerstøyen kan uttrykkes med:

$$I_f^2 = \frac{KI_B^\gamma}{f^\alpha}$$

Ofta kan en sette α til en og erstatte K med $2qfL$ hvor fL er en hjørnefrekvens typisk i området 3kHz til 7MHz. Vi får da:

$$I_f^2 = \frac{2qfL I_B^\gamma}{f}$$

Støyspenningen som er et resultat av denne strømmen finner vi ved å multiplisere den med motstanden den vil gå igjennom: r_x . Men eksperimentelle data viser at den effektive r_x i denne sammenheng er mindre. Vi lager derfor en ny r'_x som er ca. $r_x/2$.

$$E_f^2 = \frac{2qfL I_B^\gamma r_x'^2}{f}$$

Ekvivalent inngangsstøy.

Metode:

- 1) Støy på utgang
- 2) Forsterkning
- 3) Støy på inngang = støy på utgang/forsterkning

1) Støy på utgang:

Finner først støy på utgang. Hvis utgangen C er kortsluttet til E så får vi:

$$I_{no}^2 = I_{nc}^2 + (g_m E_\pi)^2$$

Her er E_π støyspenning mellom B' og E.

Innsatt verdi for E_π så får vi:

$$I_{no}^2 = I_{nc}^2 + g_m^2 \left[\frac{(E_x^2 + E_s^2) Z_\pi^2}{(r_x + R_s + Z_\pi)^2} + \frac{(I_{nb}^2 + I_f^2) Z_\pi^2 (r_x + R_s)^2}{(r_x + R_s + Z_\pi)^2} \right]$$

2) Forsterkning:

$$I_o = g_m V_\pi = \frac{g_m V_s Z_\pi}{r_x + R_s + Z_\pi}$$

$$K_t = \frac{I_o}{V_s} = \frac{g_m Z_\pi}{r_x + R_s + Z_\pi}$$

3) Støy på inngang

$$E_{ni}^2 = \frac{I_{no}^2}{K_t^2} = E_x^2 + E_s^2 + (I_{nb}^2 + I_f^2)(r_x + R_s)^2 + \frac{I_{nc}^2 (r_x + R_s + Z_\pi)^2}{g_m^2 Z_\pi^2}$$

Setter vi inn for støyspenninger og støystrømmer så får vi med $\Delta f=1$:

$$E_{ni}^2 = 4kT(r_x + R_s) + 2qI_B(r_x + R_s)^2 + \frac{2qf_L I_B^\gamma (r'_x + R_s)^2}{f} + \frac{2qI_C (r_x + R_s + Z_\pi)^2}{g_m^2 Z_\pi^2}$$

Ved lave frekvenser kan det siste leddet skrives som:

$$\frac{2qI_C (r_x + R_s + r_\pi)^2}{\beta_0^2}$$

og ved høyere frekvenser opp mot $f_T/\sqrt{\beta_0}$ som

$$\frac{2qI_C \left(r_x + R_s + \frac{1}{\omega C_\pi} \right)^2}{\frac{g_m^2}{\omega^2 C_\pi^2}} \cong 2qI_C (r_x + R_s)^2 \left(\frac{f}{f_T} \right)^2$$

Oppdelt i en lavfrekvent komponent og en høyfrekvent får vi:

$$E_{ni}^2 = 4kT(r_x + R_s) + 2qI_B(r_x + R_s)^2 + \frac{2qI_C (r_x + R_s + r_\pi)^2}{\beta_0^2} + \frac{2qf_L I_B^\gamma (r'_x + R_s)^2}{f} + 2qI_C (r_x + R_s)^2 \left(\frac{f}{f_T} \right)^2$$

E_n og I_n for bipolare transistorer

E_n :

Vi finner E_n ved å sette $R_s=0$ i uttrykket for støyen på inngangen.

$$E_n^2 = 4kTr_x + 2qI_B r_x^2 + \frac{2qI_C r_\pi^2}{\beta_0^2} + \frac{2qf_L I_B^\gamma r_x^2}{f} + 2qI_C r_x^2 \left(\frac{f}{f_T} \right)$$

Siden $r_\pi = \beta_0 r_e$ og $r_x^2 \ll \beta_0 r_e^2$ så kan vi sette

$$E_n^2 = 4kTr_x + 2qI_C r_e^2 + \frac{2qf_L I_B^\gamma r_x^2}{f} + 2qI_C r_x^2 \left(\frac{f}{f_T} \right)^2$$

I_n :

Vi finner I_n ved å la R_s bli høy. Vi deler alle ledd med R_s^2 og lar R_s gå mot ∞ .

$$I_n^2 = 2qI_B + \frac{2qI_C}{\beta_0^2} + \frac{2qf_L I_B^\gamma}{f} + 2qI_C \left(\frac{f}{f_T} \right)^2$$

Siden $I_C/\beta_0^2 \ll I_B$ så vil første leddet dominere over andre leddet og andre leddet kan dermed fjernes.

Vi får da:

$$I_n^2 = 2qI_B + \frac{2qf_L I_B^\gamma}{f} + 2qI_C \left(\frac{f}{f_T} \right)^2$$

Eksempel:

Finn E_{ni}^2 for en 2N4250 hvor

$I_C=1\text{mA}$, $R_S=10\text{k}\Omega$, $\Delta f=10\text{Hz}$, $f_C=1\text{kHz}$

Støy i kildemotstand kan regnes ut:

$$E_t^2 = 4kTR_S = 4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \text{Ws/K} \cdot 300\text{K} \cdot 10\text{k}\Omega = 1.65 \cdot 10^{-16} \text{Ws}\Omega$$

For videre utregning bruker vi:

$$E_{ni}^2 = (E_t^2 + E_n^2 + I_n^2 R_S^2) \Delta f$$

Ut fra opplysningene i boka har vi to måter vi kan finne E_n og I_n : Ut fra avlesning av figurer eller ved hjelp av utregning.

1) Avlesning av figur:

I figur 5-9 avleser vi E_n til ca $2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ og I_n til ca $1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Innsatt i ligningen over får vi da at E_{ni} er ca 51.4nV .

$$E_{ni}^2 = \left[1.6 \times 10^{-16} + (2 \times 10^{-9})^2 + (10^{-12})^2 (10^4)^2 \right] (10)$$

$$E_{ni}^2 = \left[1.6 \times 10^{-16} + 4 \times 10^{-18} + 10^{-16} \right] (10)$$

$$E_{ni}^2 = 2.64 \times 10^{-15} \text{V}^2$$

$$E_{ni} = 51.4 \text{nV}$$

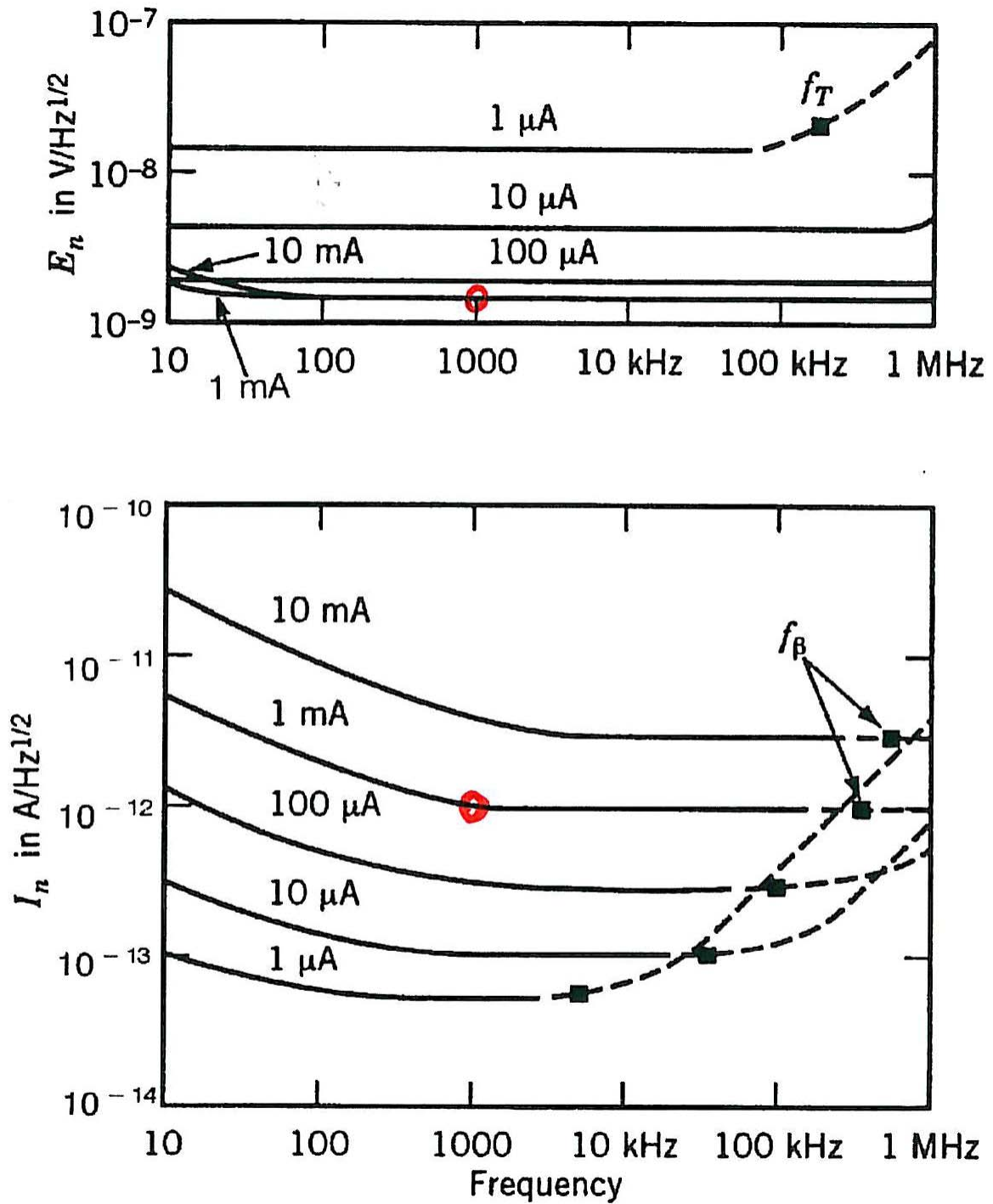


Figure 5-9 E_n and I_n performance of a 2N4250 transistor.

2) Utregning

I tillegg til de oppgitte verdier, verdier i tabell 5-1 og kjente konstanter, må r_e og I_B regnes ut. Disse kan finnes ved hjelp av formlene og de øvrige verdier.

$$E_n^2 = 4kTr_x + 2qI_C r_e^2 + \frac{2qf_L I_B^\gamma r_x'^2}{f} + 2qI_C r_x^2 \left(\frac{f}{f_T} \right)^2$$

$$2,48 \cdot 10^{-18} + 2,14 \cdot 10^{-19} + 1,39 \cdot 10^{-21} + 1,15 \cdot 10^{-27} = 2,70 \cdot 10^{-18}$$

$$I_n^2 = 2qI_B + \frac{2qf_L I_B^\gamma}{f} + 2qI_C \left(\frac{f}{f_T} \right)^2$$

$$8,59 \cdot 10^{-25} + 3,30 \cdot 10^{-25} + 5,11 \cdot 10^{-32} = 1,19 \cdot 10^{-24}$$

$$E_{ni}^2 = \left(E_t^2 + E_n^2 + I_n^2 R_S^2 \right) \Delta f$$

$$(1,65 \cdot 10^{-16} + 2,70 \cdot 10^{-18} + 1,19 \cdot 10^{-16} \cdot (10 \cdot 10^3)^2) \cdot 10 = 2,867 \cdot 10^{-15} \text{V}^2$$

$$E_{ni} = 52.8 \text{ nV}$$

Mellombåndstøyen (=minimumsstøyen)

Som vi ser av uttrykkene er E_n og I_n frekvensavhengige. Ved lave frekvenser vil $1/f$ -støyen være vesentlig mens ved høye frekvenser vil vi få et ekstra frekvensavhengig ledd for shot-noise i kollektor. Vi kan snakke om et mellomområde hvor støyen ikke er sterkt frekvensavhengig og hvor andre bidrag enn de frekvensavhengige er dominerende. Dette mellomområdet angir på en måte minimumsstøyen vi kan oppnå.

Hvis vi fjerner de frekvensavhengige leddene i uttrykkene for E_n og I_n så får vi:

$$E_n^2 = 4kTr_x + 2qI_C r_e^2$$

og

$$I_n^2 = 2qI_B$$

Når R_s er liten vil E_n dominere og det vil være ønskelig med en liten basemotstand.

Når R_s er stor vil $I_n^2 R_s^2$ -leddet lett kunne dominere. Det vil da være viktig å ha en liten I_B . For å kunne få til det bør I_C være liten og β stor.

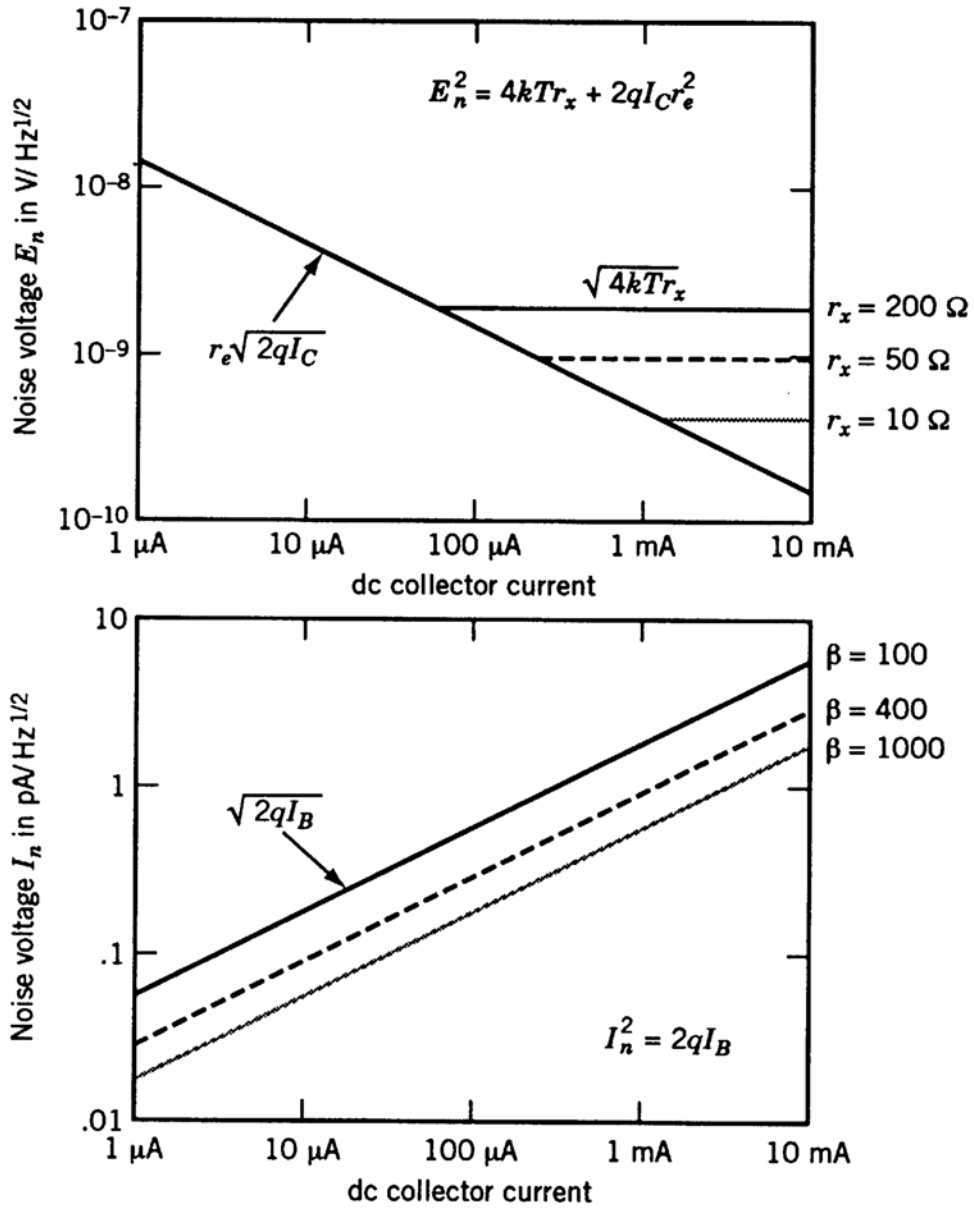


Figure 5-4 Limiting noise voltage and noise current.

(Noise current på Y-aksen i nederste figur.)

Minimalisering av støyfaktoren.

Vi fant tidligere følgende uttrykk for optimal støyfaktor:

$$F_{opt} = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT\Delta f}$$

(Denne kan bare oppnås når en kan velge R_s fritt slik at $R_s = R_O = E_n/I_n$.)

Vi setter inn de frekvensuavhengige uttrykkene vi fant for E_n og I_n og får:

$$F_{opt} = 1 + \sqrt{\frac{2r_x}{\beta_0 r_e} + \frac{1}{\beta_0}}$$

For å oppnå lav støy må:

r_x reduseres

β_0 økes

I_c reduseres ($r_e \sim 1/I_c$)

Normalt vil man oppnå lavest støy når kollektorstrømmen er mindre en $100\mu\text{A}$. Hvis kollektorstrømmen er svært liten vil vi sitte igjen med:

$$F_{opt} = 1 + \frac{1}{\sqrt{\beta_0}}$$

Optimal R_s :

Optimalbetingelsen over forutsetter at

$R_s = R_0 = E_n / I_n$. Vi setter inn uttrykkene for E_n og I_n og får:

$$R_0 = \sqrt{\frac{0.05 \beta_0 r_x}{I_C} + \frac{(0.025)^2 \beta_0}{I_C^2}}$$

Vi ser da at redusert I_C krever større R_s !!

Når base motstanden kan neglisjeres så har vi:

$$R_0 \approx \frac{0.025 \sqrt{\beta_0}}{I_C}$$

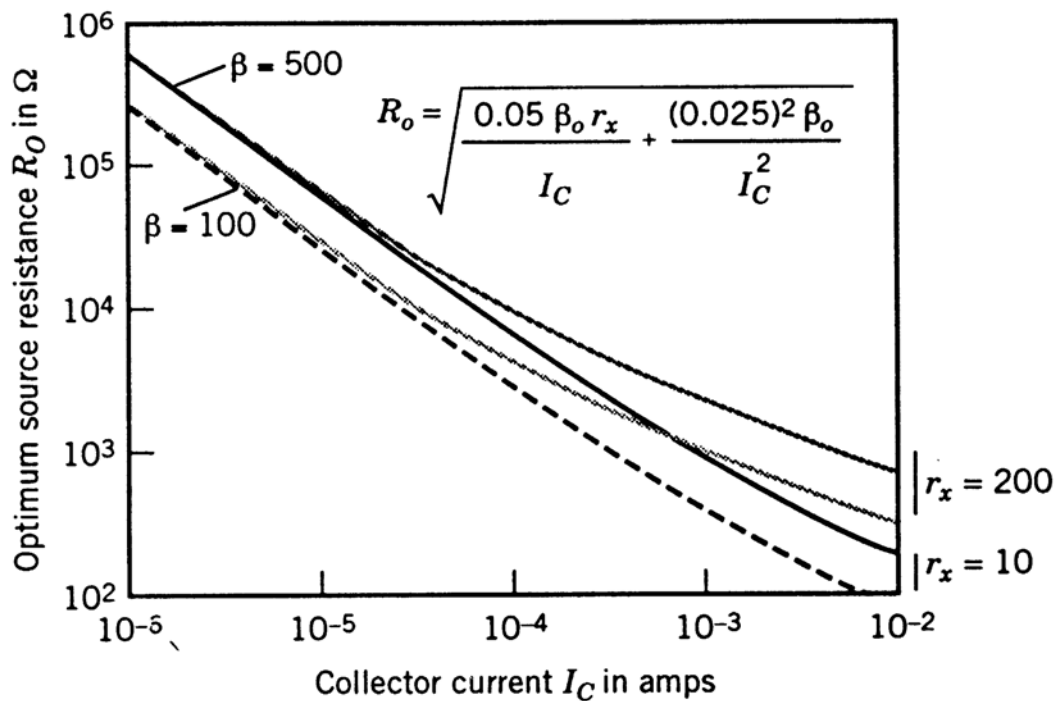


Figure 5-5 Graph of optimum source resistance versus I_C .

Frekvensområde dominert av 1/f-støy (d.v.s. lave frekvenser)

Ved lave frekvenser vil flicker (1/f)-støyen dominere. Vi går tilbake til våre opprinnelige uttrykk for E_n og I_n og beholder bare flickerstøyen. Vi får da:

$$E_n^2 = \frac{2qf_L I_B^\gamma r_x'^2}{f^\alpha}$$

og

$$I_n^2 = \frac{2qf_L I_B^\gamma}{f^\alpha}$$

Disse er like med unntak av motstanden $r_x'^2$.

Optimal R_S vil i dette tilfelle være:

$$R_S = R_0 = E_n / I_n = r_x'^2$$

Vi ser at R_S her er uavhengig av alle andre verdier enn $r_x'^2$.

I dette frekvensområdet har vi:

$$F_{opt} = 1 + \frac{qf_L I_B^\gamma r_x'}{kTf^\alpha}$$

Hvordan oppnå lav støy i dette området?

Liten r_x'

Liten I_C (og dermed liten I_B).

Dette gir gode forhold også i mellomfrekvensområdet vi diskuterte tidligere. Med det sikrer ikke gode høyfrekvenssegenskaper.

Operasjonsbetingelser og støy

Ekvivalent inngangsstøy uttrykkes ved:

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

I figur 5-4 så vi at E_n avtok med voksende I_C mens I_n vokser med voksende I_C . Ut fra dette kan en forvente at støyen vil være stor for lav og høy I_C og ha et minimum i midten. (Termisk støy i kilden (E_t) vil selvfølgelig ikke være påvirket av I_C .)

Siden bidraget fra I_n skaleres med R_s vil minimumsverdien flytte seg. Siden I_n vokser med voksende I_C så betyr det at med voksende R_s så vil minimumspunktet bevege seg mot lavere I_C . Dette kan ses i figuren under hvor horisontal akse er strøm mens kurvene for noen utvalgte motstander er skissert.

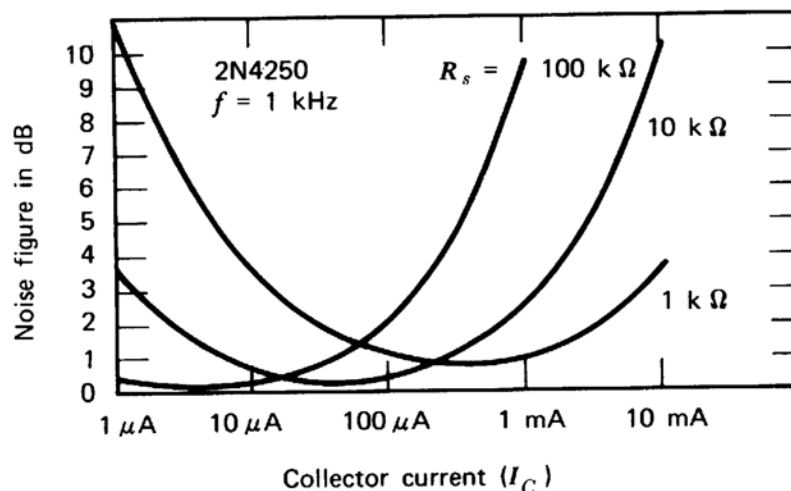


Figure 5-6 Effect of collector current and source resistance on noise figure.

I kurven under bytter vi om og lar horisontal akse være motstand mens kurvene for noen utvalgte strømmer er skissert.

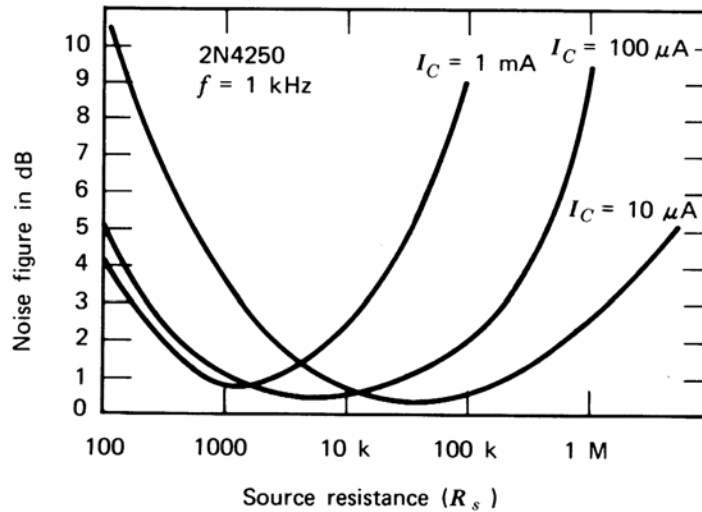


Figure 5-7 Noise figure variation with source resistance versus collector current.

Konklusjon:

- For en gitt R_s finnes det et støyminimum.
- For en gitt I_C finnes det et støyminimum.
- Optimal R_s avtar med økende I_C .

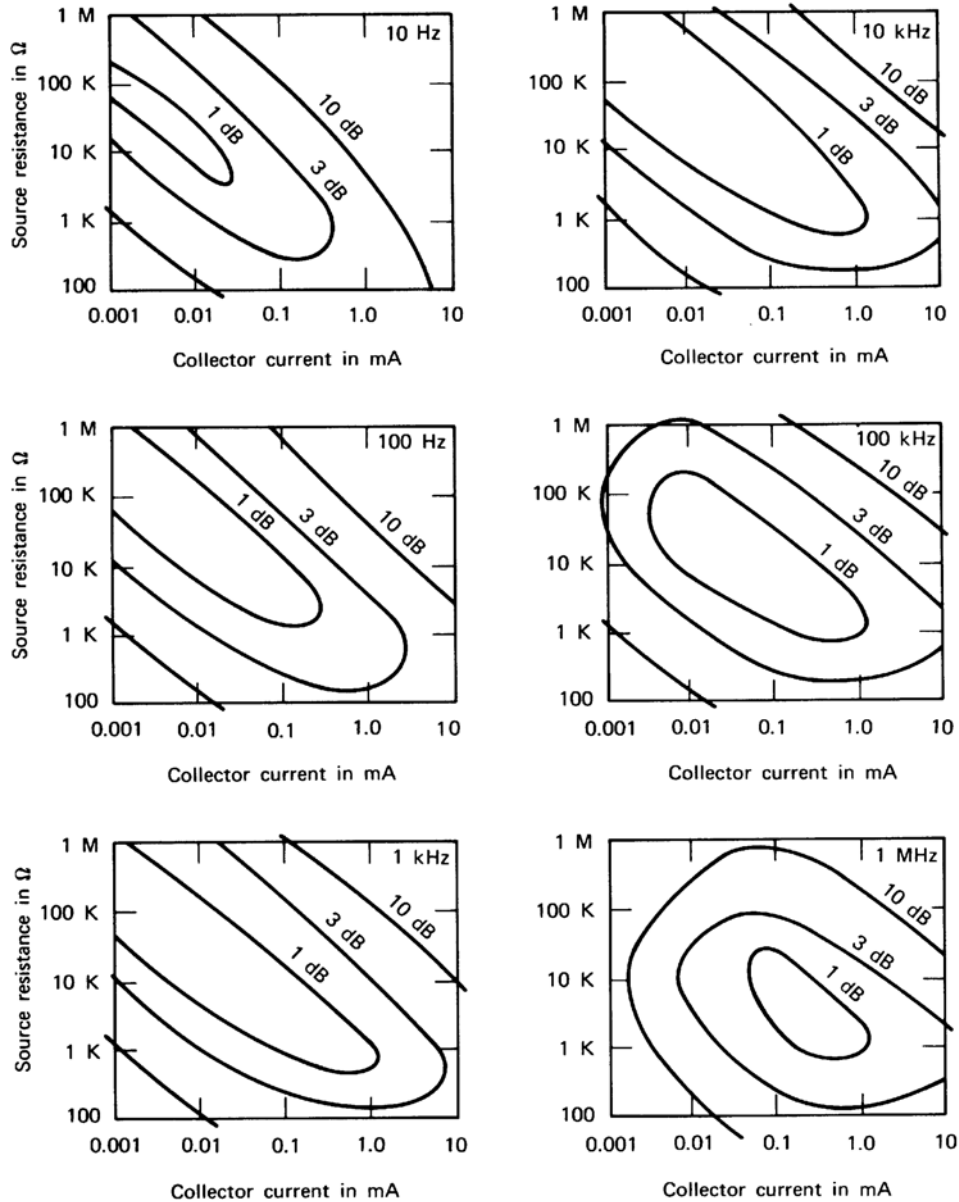


Figure 5-8 Contours of constant narrowband noise figure.

Figuren over viser en alternativ måte å presentere kurvene. De seks bildene er seks forskjellige frekvenser. Gitt en frekvens så bør en finne en kombinasjon av R_s og I_c som gir størst "1dB-område" rundt punktet for den valgte R_s og I_c .

Ofte vil det være nyttig å vurdere støy som funksjon av frekvens.

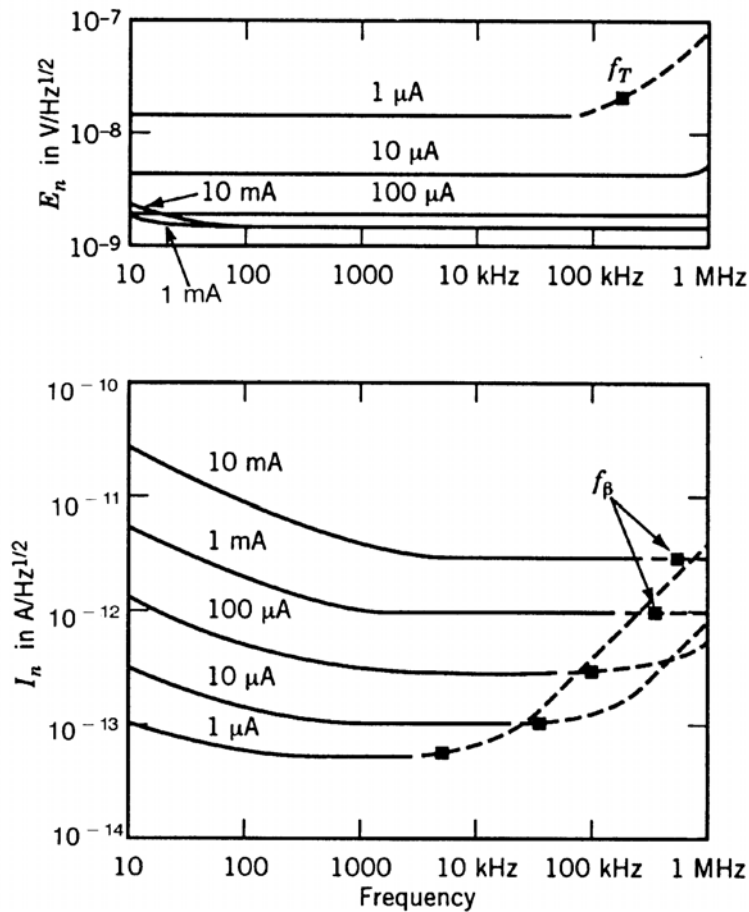


Figure 5-9 E_n and I_n performance of a 2N4250 transistor.

For lave frekvenser øker støyen (med reduksjon i frekvens) som $1/\sqrt{f}$ mens for høye frekvenser er den proporsjonal med f . I mellomområdet er det flatt og kurvene har sitt minimum som omtalt tidligere.

Popcorn støy

Observert i:

tunnel dioder, diode overganger, film motstander, transistorer og integrerte kretser.

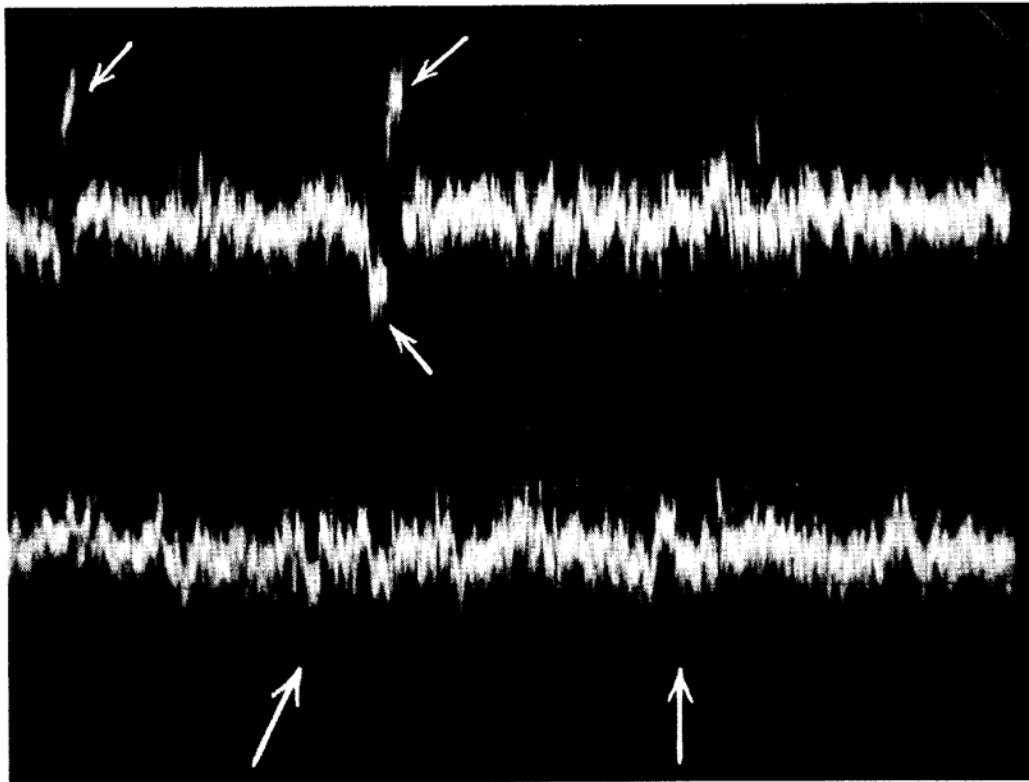


Figure 5-11 “Popcorn noise” is shown in the oscilloscope traces. The top trace is considered to represent a moderate level of this noise. The bottom trace is a low level. Some devices exhibit popcorn noise with five times the amplitude shown in the top trace. Horizontal sensitivity is 2 ms/cm.

Spektraltettheten til effekten av denne støyen er

$$1/f^\alpha$$

hvor α er mellom 1 og 2.

For en vanlig pn-overgang så er pulsene maks noen titals mikroampere og med en lengde på noen mikrosekunder.

Anta at popcornstøyens strømgenerator kan uttrykkes slik:

$$I_{bb}^2 = \frac{K'}{f^2}$$

hvor K' er en dimensjonerings konstant med Ampere som benevning.

Et mer nøyaktig uttrykk er:

$$I_{bb}^2 = \frac{KI_B}{1 + \pi^2 f^2 / 4a^2}$$

hvor K er en konstant med Ampere pr Hertz som benevning og konstanten a representerer antallet av bursts pr. sekund.

Oppdeling av r_x

Basemotstanden r_x kan deles i to deler: fra kontakt (metall) til nærmeste base-emitter overgang og effektiv motstand for distribusjon av base strøm langs base-emitter overgangen. Den første navnettes til r_i mens den andre navnettes til r_a .

1/f støy som har sammenheng med krystalloverflaten skal bare relateres til r_i mens 1/f støy som har sammenheng med den aktive base regionen skal relateres til hele r_x . Popcorn støy viser seg også å være relatert bare til r_i .

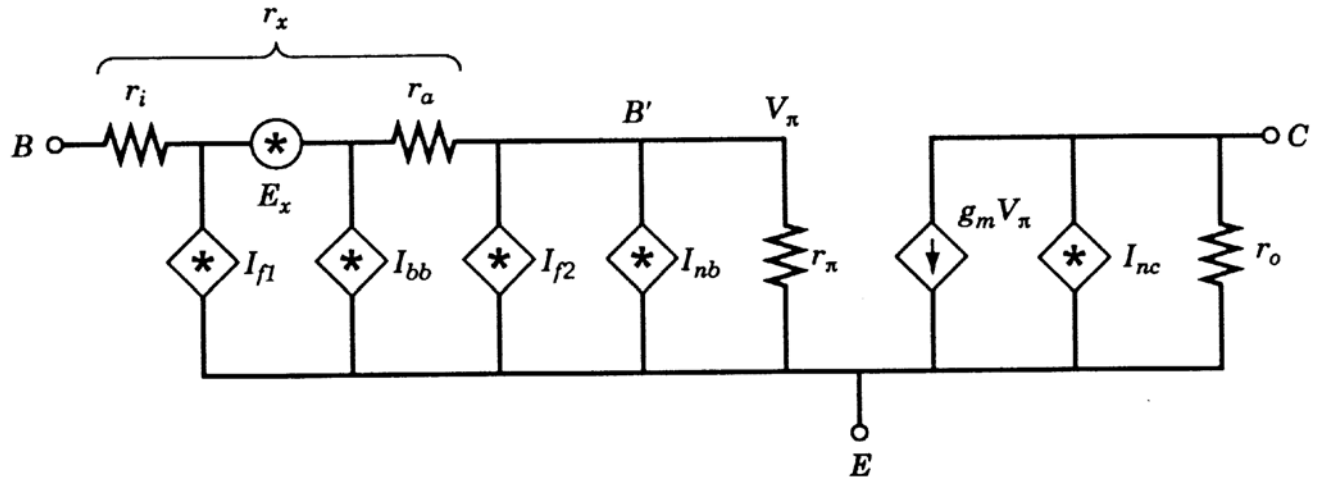


Figure 5-10 Expanded hybrid- π bipolar model with excess noise mechanisms.

En ny støymodell hvor r_x er delt opp er vist over. Her har vi fått to $1/f$ -støykilder I_{f1} og I_{f2} samt en popcorn støykilde I_{bb} .

Shot:	$I_{nb}^2 = 2qI_B$
Shot:	$I_{nc}^2 = 2qI_C$
Thermal:	$E_x^2 = 4kTr_x$
Burst:	$I_{bb}^2 = \frac{KI_B}{1 + \pi^2 f^2 / 4a^2}$
$1/f$:	$I_{f1}^2 = \frac{K_1 I_B^{\gamma_1}}{f}$
$1/f$:	$I_{f2}^2 = \frac{K_2 I_B^{\gamma_2}}{f}$

(Disse gjelder for 1Hz båndbredde.)

Måling av popcorn støy.

Popcorn støy er først og fremst et problem for lave frekvenser i audioområdet.

Skjemaet under viser en måte å måle denne støyen. Terskelspenningen V_R må velges slik at termisk støy ikke trigger denne. Dette betyr også at de laveste verdiene av popcorn-støyen ikke blir målt.

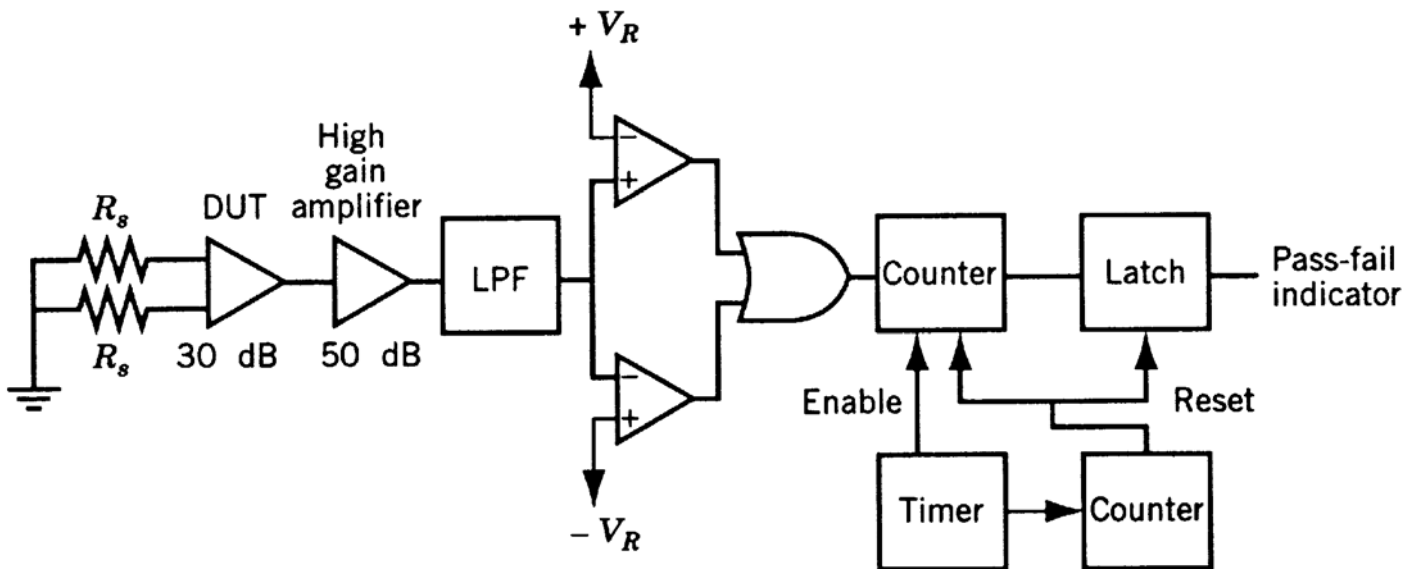


Figure 5-12 Block diagram of system for measuring popcorn noise.

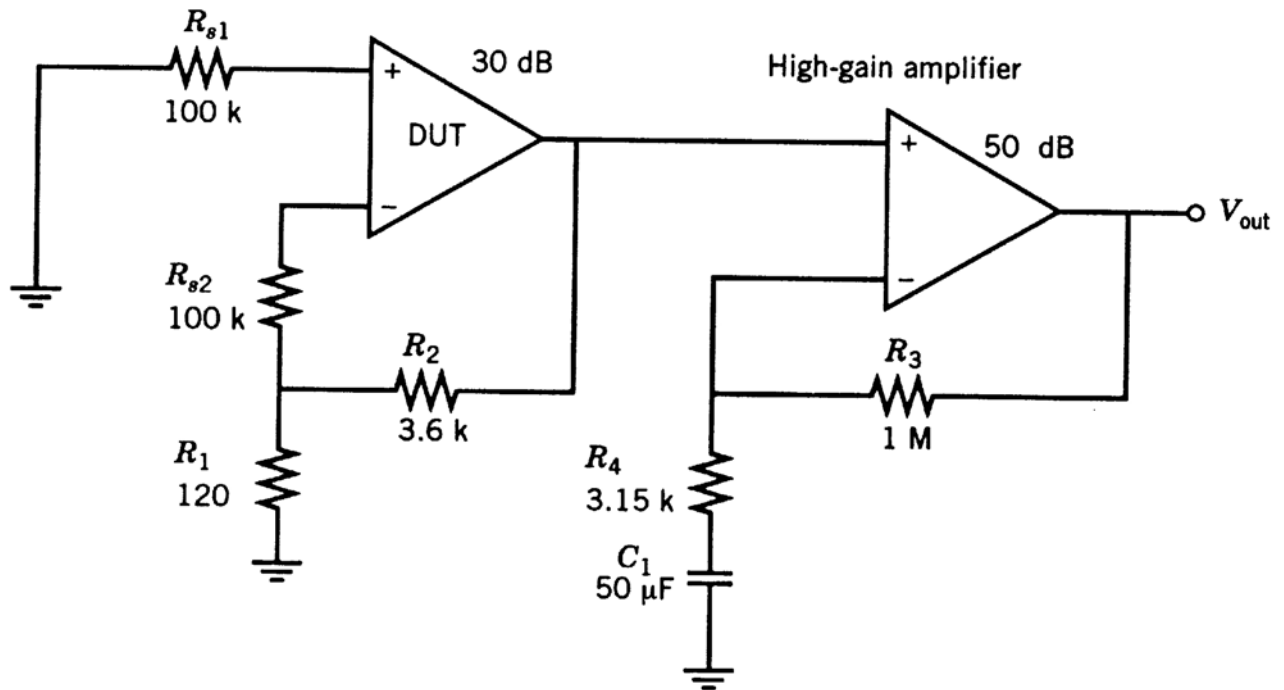


Figure 5-13 Amplifiers used in system for measuring popcorn noise.

Flickerstøy og pålitelighet

Det viser seg at størrelsen av flickerstøyen i en komponent gir en god indikasjon på komponentens tilstand. I to like komponenter vil en kunne anta at den med størst flicker støy er minst pålitelig og har kortest levetid. Måling av flickerstøy og målingen av utviklingen vil dermed kunne si noe om et systems tilstand.

Reversspenning og støy.

Hvis reversspenningen over base-emitter passerer sammenbruddspenningen så vil transistorens karakteristikk endres. β vil avta noe mens $1/f$ -støyen vil øke dramatisk. Endringen vil være avhengig av størrelsen på reversstrømmen og hvor lenge den er der

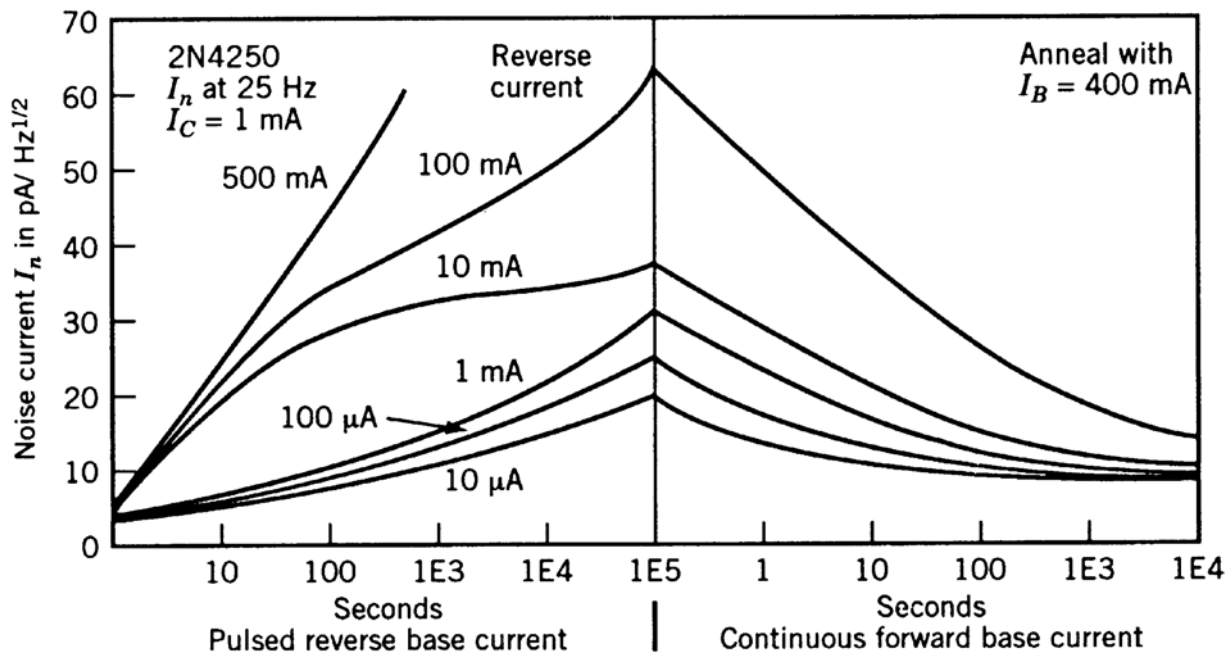


Figure 5-14 Increase in noise current with avalanching and the decrease resulting from current annealing.

Ved å legge på en stor forspenning så vil skaden delvis bli rettet opp slik det er vist over.

(1E4s= 2t 46m 40s, 1E5s = 27t 46m 40s)

Eksempel på utilsiktet overskridelse av reversforspenning #1.

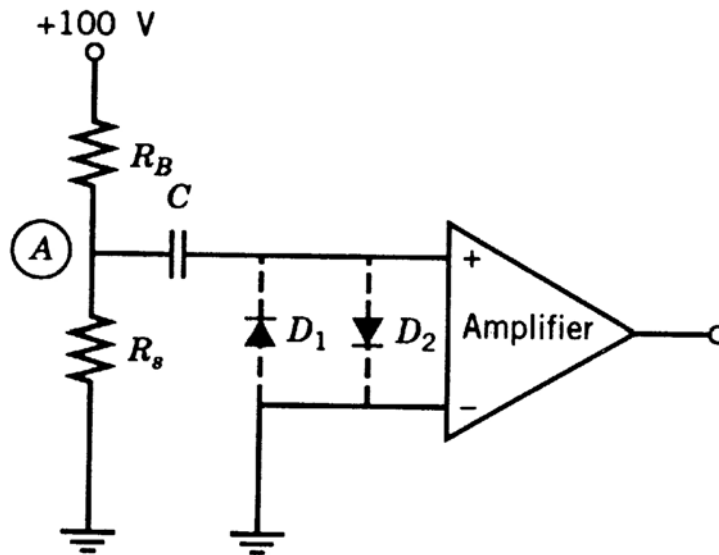


Figure 5-15 Demonstration of avalanching problem.

Hvis punktet A kortsluttes tilsiktet eller utilsiktet mot power eller power av forsterker slås av kan ladningen over C medføre at inngangstransistorene til forsterkeren får for stor reversforspenning. Ved å koble opp diodene som vist så vil en sikre seg mot at spenningen blir for høy og forsterkeren skades.

Eksempel på utilsiktet overskridelse av reversforspenning #2.

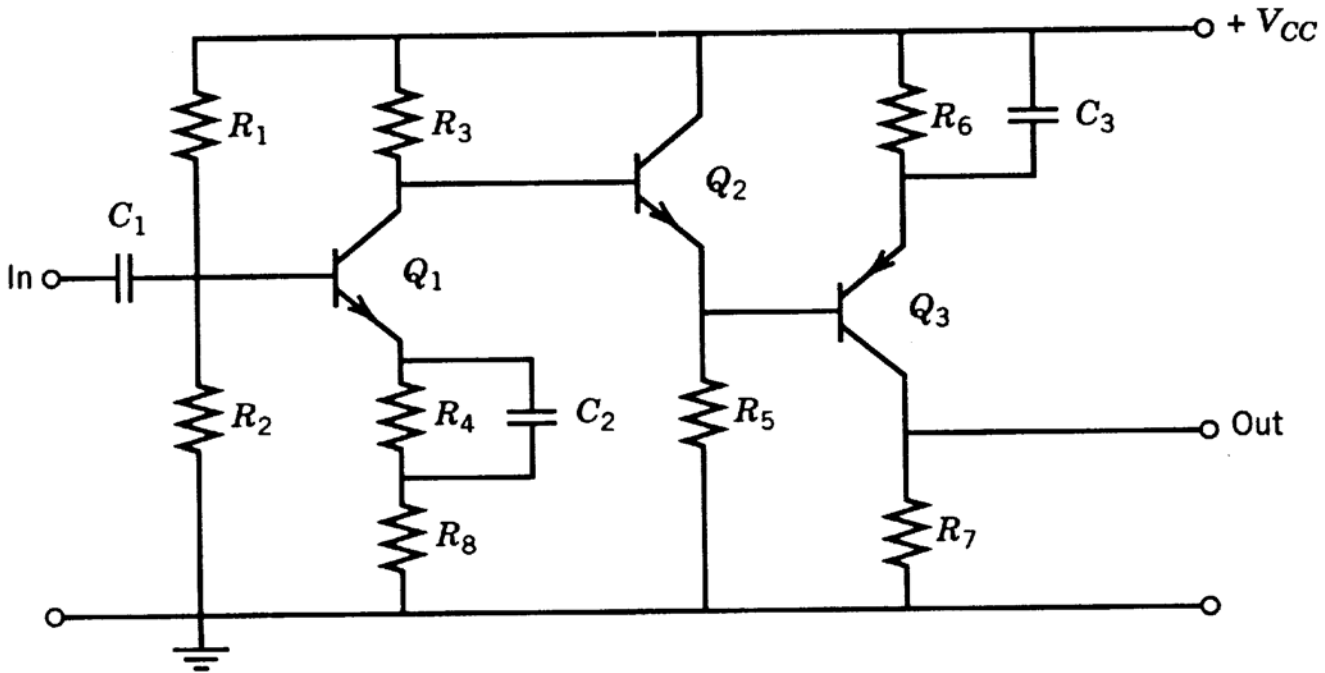
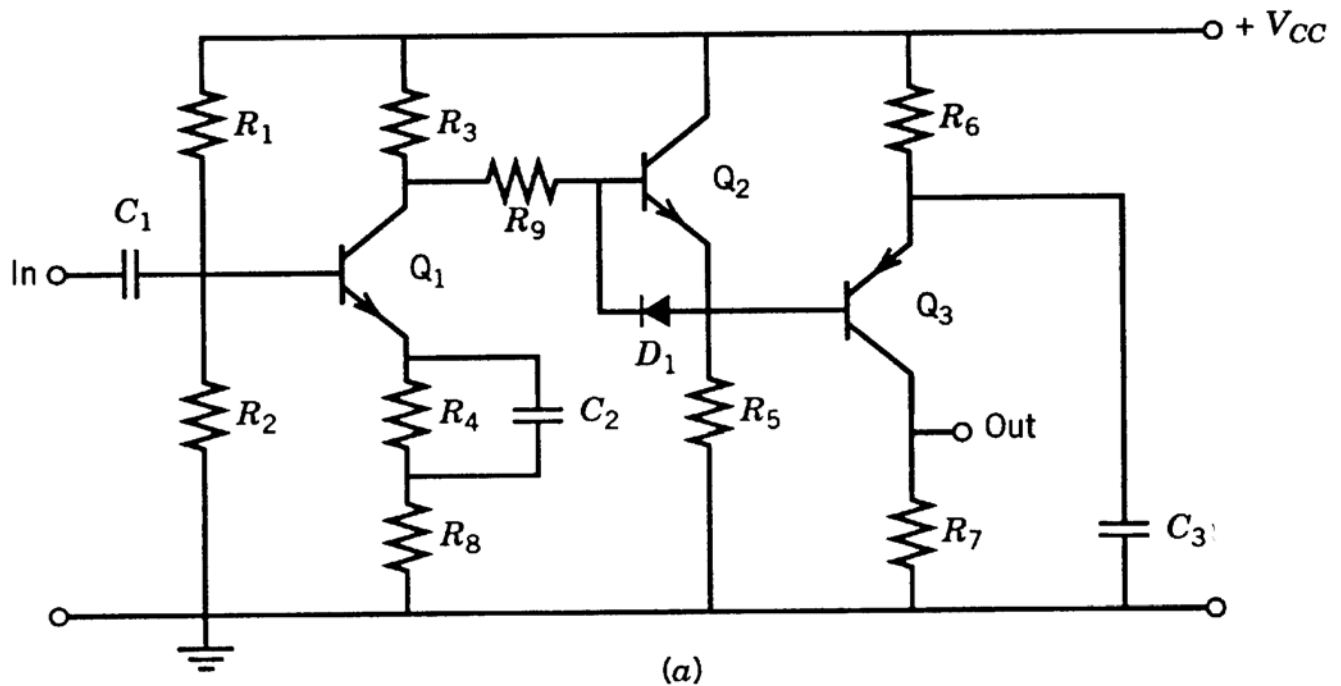


Figure 5-16 Direct-coupled complementary amplifier with single supply.

Før V_{CC} er tilkoblet er spenningen over C_2 og C_3 null volt. Det vil den også være umiddelbart etter at V_{CC} er tilkoblet spenningsforsyning. Vi kan da anse R_4 og R_6 for å være kortsluttet. Q_1 og Q_3 vil lede stor strøm og Q_2 's base vil ha lav spenning mens Q_2 's emitter vil ha høy spenning. Q_2 vil dermed kunne ha en reversforspenning større en sammenbruddspenningen og få endret egenskaper i negativ retning.

Det kan motvirkes på flere måter. Felles for metodene er at de beskytter Q_2 ved spenningstilkobling og deretter gir vanlig funksjon.



- C_3 kobles mot jord istedenfor mot V_{CC} . Ved spenningstilkobling vil nå strømmen gå gjennom R_6 og ikke gjennom Q_3 . Q_3 vil dermed ikke trekke så stor strøm og Q_2 's emitter vil forbli lav.
- Dioden D_1 vil sørge for at reversforspenningen over Q_2 's base-emitter ikke blir for stor. Ved normal operasjon vil dioden har tilnærmet ingen virkning.

Hvis Q_2 kan være en *pnp* isteden for en *npn* så får en denne løsningen og Q_2 vil ikke kunne bli reversforspent.

