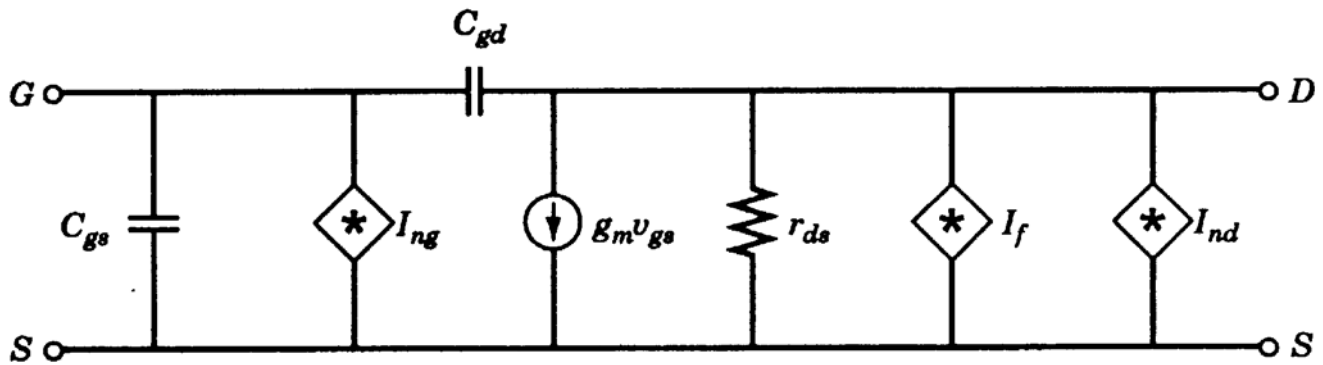


# Mot 6: Støy i felteffekttransistorer

To typer av felteffekttransistorer:

- MOSFET: Kapasitiv kontroll av kanal
- JFET: Variasjon av bredden på en reversforspent diode hvor deplesjonssonen bestemmer bredden på kanalen. GaAs FETs har en lignende virkemåte.

## Støymekanismer



**Figure 6-1** Small-signal noise equivalent circuit for a FET.

Figuren viser en vanlig modell utvidet med støymodeller.

Elementene i en vanlig modell:

$C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ : Kapasitans mellom gate og source og mellom gate og drain.

$g_m V_{gs}$ : Strøm mellom source og drain.

$r_{ds}$ : Motstand i kanal mellom drain og source.

Støymodeller:

Gate:

- $I_{ng}$ : Shotnoise i lekkasjestrømmen gjennom gaten (spesielt JFET) og
- termiske fluktasjoner fra drain noden som påvirker gate noden

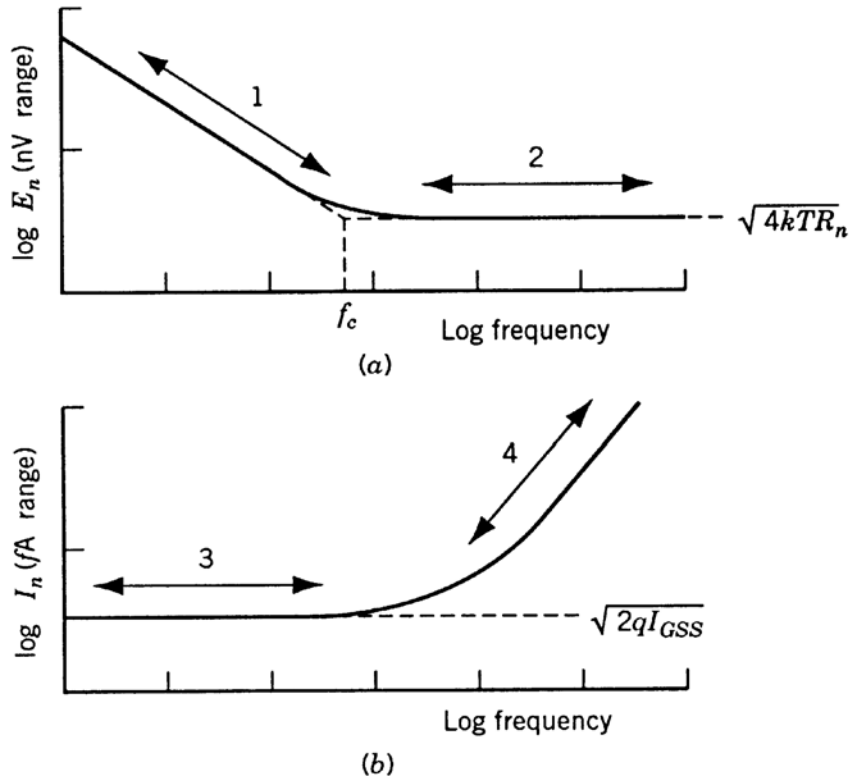
Drain:

- $I_{nd}$ : Termiske eksitasjoner i kanalen.

- $I_f$ : Flickerstøy i kanalen

Termiskstøy nevnt under "Gate" og  $I_{nd}$  skyldes begge termisk støy i kanalen og de blir delvis korrelerte ved høyere frekvenser.

## $E_n$ - $I_n$ representasjon av støy



**Figure 6-2** Typical noise behavior of a FET.

Kurvene over viser typiske tendenser for henholdsvis  $E_n$  og  $I_n$  for FET.  $E_n$  er flat lav ved høye frekvenser men vokser ved lavere frekvenser p.g.a. flicker støy.  $I_n$  er flat lav ved lave frekvenser men vokser lineært med frekvensen fra en grensefrekvens.

### $E_n$ :

Det konstante, frekvensuavhengige bidraget i  $E_n$  ved høye frekvenser skyldes termisk støy i kanalen.

Denne termiske støyen i kanalen kan modelleres med en motstand ved inngangen med størrelse:

$$R_n \approx \frac{2}{3g_m}$$

Støyspenningen for denne regnes ut på vanlig måte:

$$E_n = \sqrt{4kTR_n}$$

For å minimalisere støyen i region 2 bør  $g_m$  være stor.

### ***I<sub>n</sub>*:**

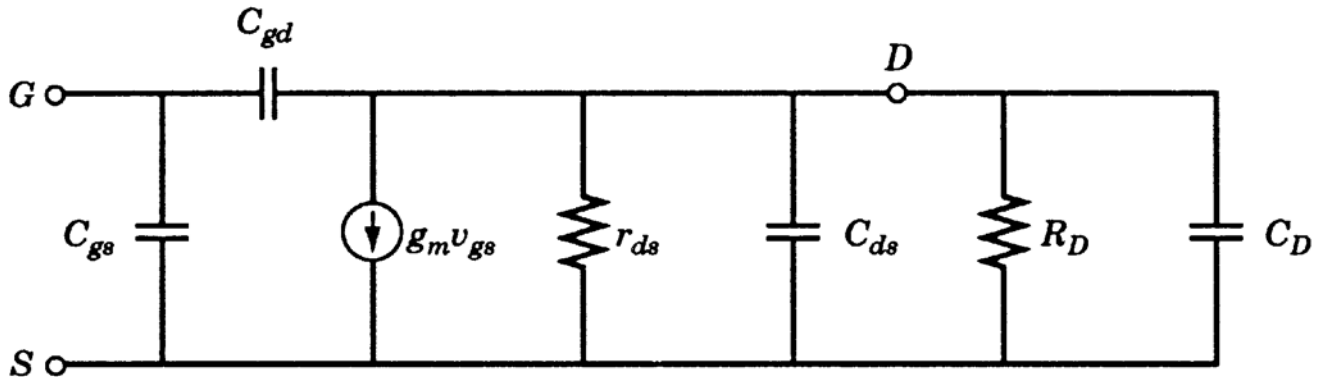
Når det gjelder  $I_n$ -støyen så skyldes denne ved lave frekvenser (region 3) shot-noise i dc-reversstrømmen i JFETs og shot-noise lekasjestrømmer i MOSFETs. Denne støyen er "hvit" og har vanligvis ikke noen 1/f-komponent.

$$I_n = \sqrt{2qI_{GSS}}$$

Stigningen i region fire skyldes den reelle delen av inngangsadmitansen

## Modifisert modell for litt høyere frekvenser:

Vi vil i det følgende studere virkningen av tilbakekoblingen som skyldes  $C_{gd}$  og glemmer foreløpig støyen.

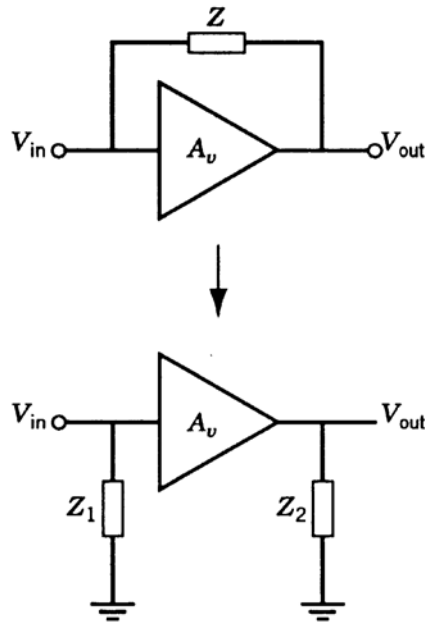


**Figure 6-3** Circuit to determine high-frequency  $I_n$  noise of a FET.

Vi inkluderer nå også  $C_{ds}$ . Ekstern last representeres med en resistans og en kapasitans. Total resistiv last  $R_L$  blir nå parallellverdien av den indre motstanden  $r_{ds}$  og den eksterne  $R_D$ . Total kapasitiv last  $C_L$  blir parallellverdien av den indre kapasitansen  $C_{ds}$  og den eksterne  $C_D$ .

Effekten av tilbakekoblingskondensatoren  $C_{gd}$  kan synliggjøres ved bruk av Millers teorem.

**Millers teorem:**



Med en spenningsforsterkning  $A_v$  så kan tilbakekoblingselementet  $Z$  deles opp i to impedanser  $Z_1$  og  $Z_2$  bestemt av følgende uttrykk:

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A_v}$$

og

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - 1/A_v}$$

Med elementene fra vår MOSFET så får vi:

$$A_v = \frac{\partial v_{ds}}{\partial v_{gs}} = \frac{-g_m v_{gs} Z_L}{v_{gs}} = -g_m Z_L$$

Hvor  $Z_L$  bestemmes av

$$Z_L = R_L \parallel (1/j\omega C_L)$$

Tilbakekoblingselementet  $Z$  er gitt av

$$Z = 1/j\omega C_{gd}$$

Vi ønsker å analysere inngangen og setter inn i uttrykket for  $Z_I$  slik at vi får:

$$Z_1 = \frac{1 + j\omega R_L C_L}{-\omega^2 R_L C_L C_{gd} + j\omega C_{gd} (1 + g_m R_L)}$$

Admittansen er den inverse av  $Z_I$  og vi får:

$$Y_1 = \frac{-\omega^2 R_L C_L C_{gd} + \omega^2 C_{gd} (1 + g_m R_L) R_L C_L + j\omega C_{gd} [1 + g_m R_L + \omega^2 R_L^2 C_L^2]}{1 + \omega^2 R_L^2 C_L^2}$$

[Vi har også multiplisert med  $(1 - j\omega R_L C_L)$  i teller og nevner]



Realdelen av  $Y_1$  er:

$$\operatorname{Re} Y_1 = \frac{\omega^2 g_m R_L^2 C_{gd} C_L}{1 + \omega^2 R_L^2 C_L^2}$$

Realdelen vil representere en motstand. (I vårt tilfelle vil  $Z_1$  være mellom gate og source.)

$$R_{eq} = \frac{1}{\operatorname{Re} Y_1} = \frac{1 + \omega^2 R_L^2 C_L^2}{\omega^2 g_m R_L^2 C_{gd} C_L}$$

Vanligvis vil  $\omega^2 R_L^2 C_L^2 \ll 1$  slik at uttrykket kan forenkles til

$$R_{eq} \cong \frac{1}{\omega^2 g_m R_L^2 C_{gd} C_L}$$

Imaginærdelen av  $Y_1$  er:

$$\operatorname{Im} Y_1 = \frac{j\omega [C_{gd} (1 + g_m R_L) + R_L^2 C_L^2 C_{gd} \omega^2]}{1 + \omega^2 R_L^2 C_L^2}$$

Dette betyr at vi har en ekvivalent kapasitans mellom gate og source som er:

$$C_{eq} = \frac{C_{gd} (1 + g_m R_L) + R_L^2 C_L^2 C_{gd} \omega^2}{1 + \omega^2 R_L^2 C_L^2}$$

Også dette uttrykket kan forenkles fordi  $\omega^2 R_L^2 C_L^2 \ll 1$  til:

$$C_{eq} \cong C_{gd} (1 + g_m R_L) + R_L^2 C_L^2 C_{gd} \omega^2$$

La oss se litt mere på uttrykket vi fant for den ekvivalente motstanden:

$$R_{eq} \cong \frac{1}{\omega^2 g_m R_L^2 C_{gd} C_L}$$

Vi ser at denne motstanden avtar med kvadratet av frekvensen. Vi vil få en effektiv støystrøm på grunnlag av denne motstanden:  $\sqrt{4kT/R_{eq}}$ .

Dette gir stigningen i  $I_n$  for høyere frekvenser slik det er illustrert på figuren presentert tidligere.

Støyelementene  $E_n$  og  $I_n$  er korrelerte ved høye frekvenser siden de begge har et vesentlig bidrag fra samme kilde: Termisk støy i kanalmotstanden. Dette medfører at støyen blir noe større og vi må ha med et ekstra korrelasjonsledd.

## Eksempel: Beregning av inngangskonduktans

Mål: Finn inngangskonduktansen  $G_i$  og støystrømmen  $I_n$  for en FET hvor:

$$g_m = 500 \mu\text{S}, C_{gd} = 1 \text{pF}, C_L = 3 \text{pF} \text{ og } R_L = 200 \text{k}\Omega$$

Vi bruker uttrykket for "Re  $Y$ " som vi fant tidligere og kan plote kurven som vist under:

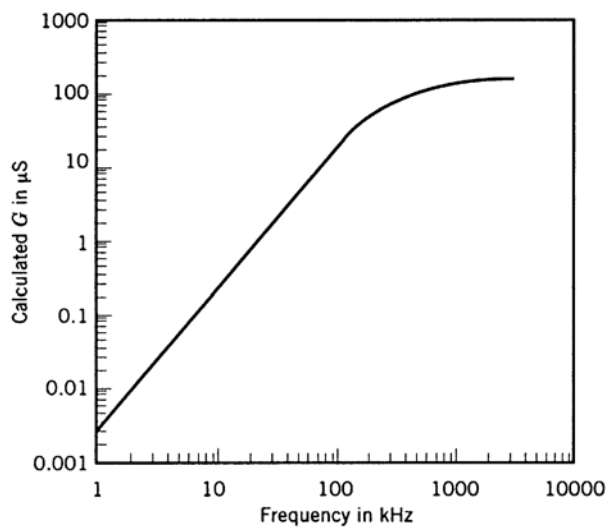


Figure 6-5 Calculated input conductance of a FET amplifier.

Støystrømmen  $I_n$  kan beregnes med uttrykket  $\sqrt{4kTG_i}$  og er vist i plottet under:

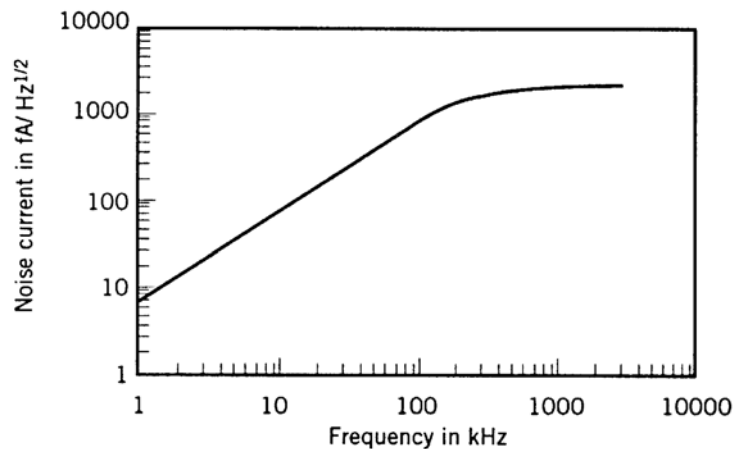


Figure 6-6 Calculated equivalent input noise current of a FET amplifier.

# Vanlige uttrykk for FET

Først ignorerer vi støyen og betrakter en vanlig N-MOSFET.

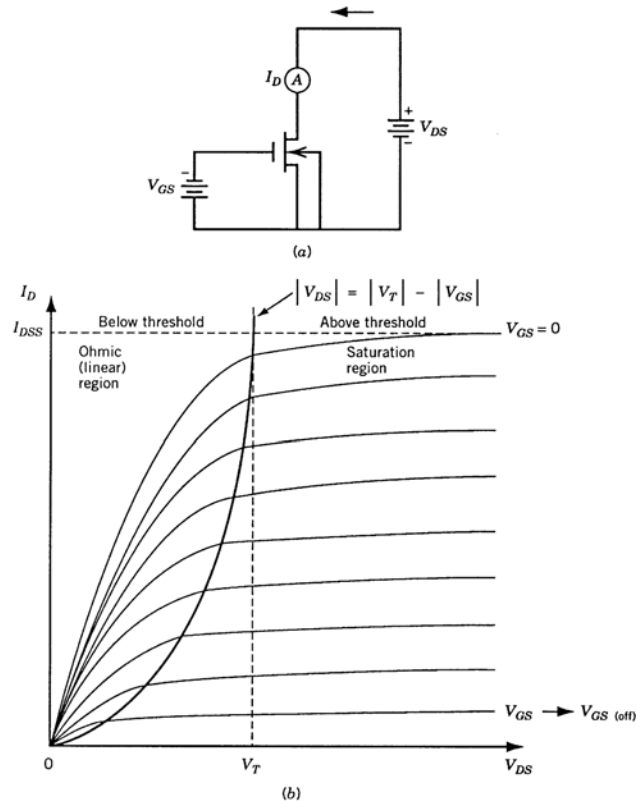


Figure 6-7 Determination of *n*-channel MOSFET *V*-*I* characteristics: (a) test circuit and (b) output characteristics.

Transistoren kan være i cut-off, lineært område eller i metning. I lineært område har strømmen  $I_{ds}$  en sterk avhengighet av  $V_{ds}$  mens i metning er avhengigheten svakere. Det lineære området kalles ofte også for det ohmske området.

I metning kan  $I_D$ s uttrykkes som følger:

$$I_D = K_p \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

Her modulerer  $\lambda$  avhengigheten av kanallengden,  $V_T$  er terskelspenningen,  $W$  er kanal bredden mens  $L$  er kanal lengden. Transkonduktansparameteren  $K_P$  kan uttrykkes som:

$$K_p = \frac{\mu_0 C_{ox}}{2}$$

Her er  $\mu_0$  mobiliteten til n-kanalen og  $C_{ox}$  kapasitansen over gateoksydet.

Noen eksempler på størrelser fra boka:

	n-kanal	p-kanal	Benevning
$K_P$	41.8	15.5	$\mu\text{A}/\text{V}^2$
$V_T$	0.79	-0.93	V
$\lambda$	0.01	0.01	1/V

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{Q\text{-point}} = 2K_p \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T) (1 + \lambda V_{DS}) = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_T}$$

$$g_{ds} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \frac{1}{r_{ds}} \right|_{Q\text{-point}} = \lambda K_p \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) = \lambda I_D$$

Viktige størrelser er transkonduktansen...

..og utgangskonduktansen...

Disse kan utregnes av uttrykket for  $I_{ds}$ .

### Kapasitansene $C_{gd}$ og $C_{gs}$ .

Disse kapasitansene vil variere avhengig av hvilket område vi er i:

	<i>Område</i>		
	<i>Cut-off</i>	<i>Lineært</i>	<i>Metning</i>
$C_{gd}$	$C_{OX}WLD$	$C_{OX}WLD + (1/2)WLC_{OX}$	$C_{OX}WLD$
$C_{gs}$	$C_{OX}WLD$	$C_{OX}WLD + (1/2)WLC_{OX}$	$C_{OX}WLD + (2/3)WLC_{OX}$

$C_{ox}$  kan defineres som:

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{SiO_2}}{t_{ox}}$$

... og oppgis i fF/ $\mu\text{m}^2$

**Eksempel: Finn  $I_D$ ,  $g_m$  og  $g_{ds}$ .**

N-MOSFET med  $W/L=50$ ,  $V_{GS}=1V$  og  $V_{DS}=5V$ .

Bruker i tillegg verdier fra tabell.

Først må vi sjekke om den er i metning ?

$$V_{DS} = 5V \geq V_{GS} - V_T = 1 - 0.79 = 0.21V$$

Ja, den er i metning !

Deretter beregner vi strøm i henhold til ligningen for  $I_{DS}$ .

$$I_D = (41.8 \mu A / V^2) (50) (1 - 0.79)^2 V^2 (1.05) = 97.2 \mu A$$

Så finner vi  $g_m$  og  $g_{ds}$ :

$$g_m = 2K_p (W/L) (V_{GS} - V_T) (1 + 0.01V_{DS}) = \\ 2(41.8 \mu A / V^2) (50) (0.21V) (1.05) = 926 \mu A / V = \underline{\underline{926 \mu S}}$$

$$g_{ds} = \lambda I_D = (0.01V^{-1}) (97.2 \mu A) = \underline{\underline{0.972 \mu S}}$$

$$r_{ds} = 1/g_{ds} = 1/0.972 \mu S = 1.029 M\Omega$$

## Beregning på støy i MOSFET.

Som tidligere nevnt så har vi tre støykilder i støymodellen vår:  $I_{ng}$ ,  $I_{nd}$  og  $I_f$ .

**$I_{ng}$ :**

$I_{ng}$  er hovedsakelig shot-noise og kan moduleres med:

$$I_{ng}^2 = 2qI_{dc}$$

$I_{ng}$  er dominerende ved lave frekvenser.

**$I_{nd}$ :**

Økningen i  $I_n$  ved høye frekvenser skyldes Miller koblingen gjennom  $C_{gd}$  av støyen i kanalen. Denne støyen er på utgangen:

$$I_{nd}^2 = \frac{8kTg_m}{3}$$

Dette er den samme støyen som vi ville hatt hvis vi hadde en parallellmotstand i kanalen med en størrelse på:

$$R_{DRAIN} = \frac{3}{2g_m}$$

**$I_f$ :**

Flickerstøyen er også mellom source og drain:

$$I_f^2 = \frac{K_F I_{DQ}^{A_F}}{fC_{ox} L_{eff}^2}$$



Total støy strøm på utgangen er:

$$I_{no}^2 = I_{nd}^2 + I_f^2$$

Vi vil finne ekvivalent støy på inngangen og må da først finne forsterkningen over transistoren. I dette tilfelle ser vi på strøm på utgang og spenning på inngang:

$$K_{tr} = \frac{i_{d(signal)}}{V_{gs(signal)}} = -g_m$$

Vi får ekvivalent støy på inngang ved å dele støy på utgang med forsterkningen:

$$E_{ni}^2 \approx \frac{I_{nd}^2}{g_m^2} + \frac{I_f^2}{g_m^2} \approx E_n^2$$

Vi setter inn for  $I_{nd}$  og  $I_f$ :

$$E_{ni}^2 \approx \frac{8kT}{3g_m} + \frac{K_F}{2K_p f C_{ox} W L_{eff}} \approx E_n^2$$

( $AF \approx 1$ ,  $L \approx L_{eff}$ ,  $(1 - \lambda V_{DS}) \approx 1$ )

Det første leddet tilsvarer støyspenningen fra en motstand med størrelse:

$$R_n = \frac{2}{3g_m}$$

## Eksempel: Finn $E_{ni}$

Bruker samme transistor som vi regnet på tidligere. I tillegg kommer:

Lekkasjestrøm  $I_{DC}$ : 100fA,

$C_{ox}=0.7\text{fF}/\mu\text{m}^2$ ,  $\Delta f=1\text{Hz}$ ,  $f_c=1\text{kHz}$ ,

$K_F=3.6 \times 10^{-30}\text{C}^2/\text{Vs}$ ,  $A_F=1$  og

$$L_{eff} = L_{drawn} - L_{delta} = 3(1.2\mu\text{m}) - 0.365\mu\text{m} = 3.235\mu\text{m}$$

Løsning:

Først finner vi shot-noisen på inngangen:

$$I_{ng}^2 = 2qI_{dc} = 2(1.602 \times 10^{-19})(10^{-13}) = 3.2 \times 10^{-32} \text{A}^2 / \text{Hz}$$

$$I_{ng} = 0.18 \text{fA} / \text{Hz}^{1/2}$$

Deretter finner vi termisk støy i kanalen:

$$I_{nd}^2 = \frac{8kTg_m}{3} = 2(1.6 \times 10^{-20})(926 \times 10^{-6})/3 = 9.88 \times 10^{-24} \text{A}^2 / \text{Hz}$$

$$I_{nd} = 3.14 \text{pA} / \text{Hz}^{1/2}$$

Ekvivalent motstand for denne støyen er:

$$R_{DRAIN} = \frac{3}{2g_m} = \frac{3}{2 \times 926 \times 10^{-6}} = 1.62 \text{k}\Omega$$

Flickerstøyen regnes ut:

$$I_f^2 = \frac{K_F I_{DQ}^{A_F}}{f C_{ox} L_{eff}^2}$$

$$I_f^2 = \frac{(3.6 \times 10^{-30})(97.2 \times 10^{-6})}{(1000)(0.7 \times 10^{-15})(3.235)^2} = 4.77 \times 10^{-23} \text{ A}^2 / \text{Hz}$$

$$I_f = 6.9 \text{ pA} / \text{Hz}^{1/2}$$

Total støy i drain-source kanalen er:

$$I_{no}^2 = I_{nd}^2 + I_f^2$$

$$I_{no}^2 = (9.88 \times 10^{-24} + 4.77 \times 10^{-23}) \text{ A}^2 / \text{Hz}$$

$$I_{no}^2 = 5.76 \times 10^{-23} \text{ A}^2 / \text{Hz}$$

$$I_{no} = 7.59 \text{ pA} / \text{Hz}^{1/2}$$

Så finner vi ekvivalent inngangstøy som dette tilsvarer:

$$E_{ni}^2 = \frac{5.76 \times 10^{-23}}{(926 \times 10^{-6})^2} = 6.71 \times 10^{-17} \text{ V}^2 / \text{Hz}$$

$$E_{ni} = 8.19 \text{ nV} / \text{Hz}^{1/2}$$

Noen kommentarer:

- Flickerstøyen er dominerende ved 1kHz
- Andelen av  $E_{ni}^2$  som skyldes  $I_{nd}$  er ekvivalent med å plassere en motstand ved gaten (i serie) med størrelse:

$$R_n = \frac{2}{3g_m} = \frac{2}{3(926 \times 10^{-6})} = 720\Omega$$

### Hvordan oppnå lav støy?

La oss studere ligningen vi fant for ekvivalent inngangsstøy:

$$E_{ni}^2 = \frac{8kT}{3g_m} + \frac{K_F}{2K_p f C_{ox} W L_{eff}} = E_n^2$$

Vi bør ha en stor  $g_m$  som igjen innebærer at vi bør ha et stort W/L forhold og en høy hvile strøm. Å lage transistoren stor vil også redusere flickerstøyen og dermed også hjørnefrekvensen (d.v.s. frekvensen hvor flicker støyen er av samme størrelse som øvrige støykilder.)

## Eksempel: Bestem hjørnefrekvensen

Ved hjørnefrekvensen er bidragene like store:

$$E_f^2 = E_{nd}^2$$

Satt inn så får vi:

$$f_c = \frac{3K_F I_{DQ}^{A_F}}{8kTg_m C_{ox} L_{eff}^2}$$

Innsatt verdier så får vi:

$$f_c = 4.83kHz$$