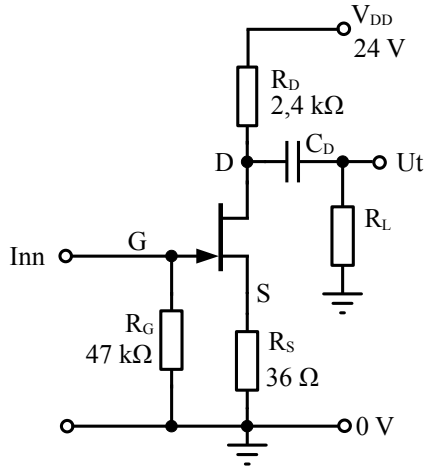


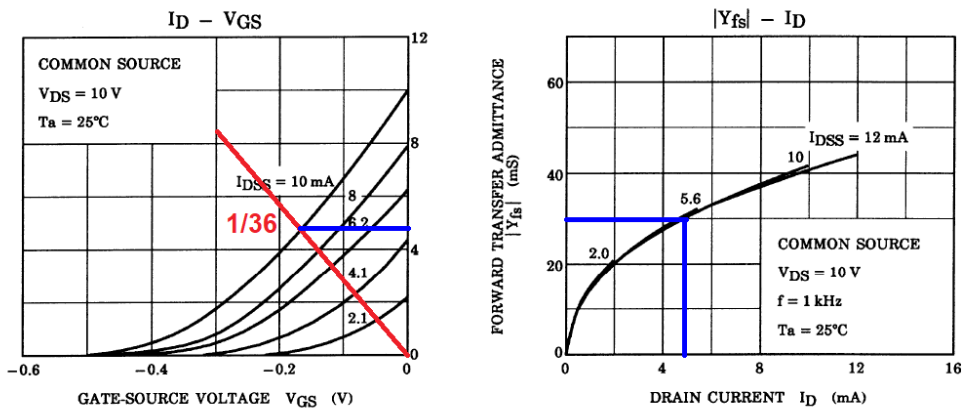
# JFET Forsterker

Som eksempel på design av en JFET spenningsforsterker kan vi bruke inngangstrinnet for min MM Phono forsterker som eksempel. Skjemaet er vist nedenfor. Det er ingen sperrekondensator på gate (G), men det er en nødvendighet på drain (D). Lasten på forsterkeren er  $R_L$ .



Figur 1. JFET Forsterker.

Første punkt i designet er å bestemme arbeidspunktet. Da trenger vi data på transistoren, som for eksempel vist i neste figur for transistoren 2SK170. Denne produseres ikke mer, men LSK170 er betegnelsen på erstatningen som nå produseres.



Figur 2. Transistorkarakteristikker.

I karakteristikken til venstre (a) er lagt til lastlinjen for motstanden  $R_S = 36$  ohm. Når drainstrømmen er 0, er  $V_{GS} = 0$  V siden gate (G) ligger på 0 V (det antas at gate-strømmen er lik 0).

Når  $V_{GS} = -0,3$  V, er drainstrømmen  $I_D = 8,3$  mA. Da kan vi tegne inn den røde linjen som vist i figur 2a. Transistoren sorteres etter metningsstrøm ( $I_{DSS}$ ). Hvis vi velger  $I_{DSS} = 10$  mA, ser vi at drainstrømmen med vår sourcemotstand  $R_S$  blir i underkant av  $I_D = 5$  mA.

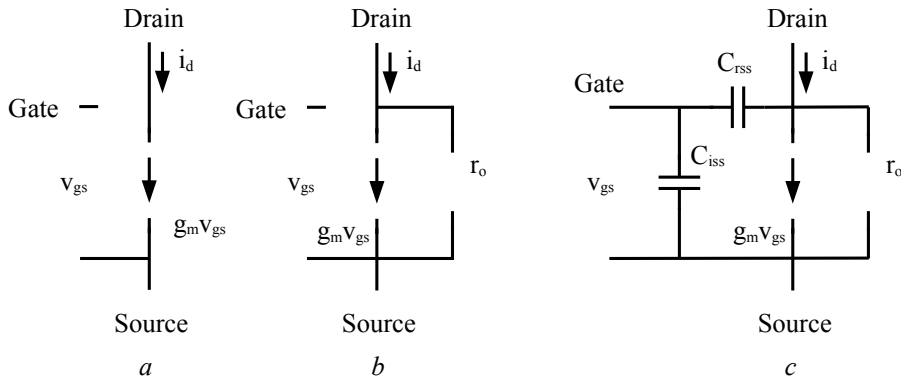
Da blir vår  $V_{GS} \approx -0,17$  V. Legg merke til at vår maksimale signalamplitude på inngangen følgelig blir lik denne verdien. I praksis er det ingen god ide å påtrykke en så stor signalspenning siden vi får meget høy forvrengning. Hadde  $I_{DSS}$ -kurven vært en rett linje, ville vi vært mye heldigere stilt.

Med  $I_D = 5$  mA, vil spenningsfallet over drainmotstanden  $R_D$  være lik  $V_{RD} = 5 \cdot 2,4 = 12$  V. Da vil spenningen på drain være  $V_D = 24 - 12 = 12$  V, siden vår  $V_{DD} = 24$  V.

For å kunne beregne spenningsforsterkningen, må vi vite transkonduktansen. Denne sier hvor følsom småsignal drainstrømmen  $i_d$  er for endringer i styrespenningen, gate-source-spenningen  $V_{gs}$ :

$$g_m = \frac{di_D}{dv_{GS}} \quad (1)$$

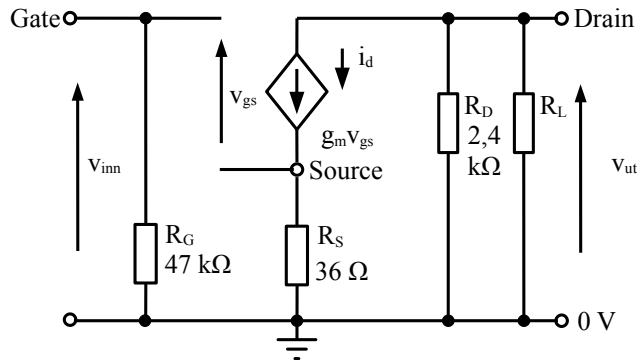
Transkonduktansen finnes til høyre i figur 2. Der avleser vi  $g_m = 30$  mA/V (mS) for  $I_D = 5$  mA. For å finne spenningsforsterkningen, kan vi ta i bruk en vanlig småsignalmodell for JFET. En enklest mulig småsignalmodell ser ut som i figur 3a.



Figur 3. Felteffekttransistorens småsignalmodeller.

Tas med at drainstrømmen øker litt med drain-source-spenningen, fås modellen i figur 3b. Og innføres kapasitetene mellom gate og source samt mellom gate og drain, fås en modell for høye frekvenser som vist i figur 3c.

Her vil vi først nøye oss med den enkle modellen i figur 3a. Da kan vi tegne forsterkeren i figur 1 med denne modellen. Vi har forutsatt at  $V_{DD}$  har meget lav indre impedans slik at  $R_D$  kan legges til 0 V. Vi har også antatt at  $C_D$  kortslutter for småsignaler. Det betyr at  $R_D$  og  $R_L$  ligger i parallell på drain, se figuren nedenfor.



Figur 4. Forsterker med JFET-ekvivalent.

Fra figuren ser vi at inngangsspenningen for  $i_d = g_m v_{gs}$  er:

$$v_{inn} = v_{gs} + i_d R_S = v_{gs} + g_m v_{gs} R_S = (1 + g_m R_S) v_{gs} \quad (2)$$

På drain er lasten  $R_D$  i parallell med  $R_L$ ,  $R_d = R_D || R_L$ . Da er utgangsspenningen  $v_{ut}$ :

$$v_{ut} = i_d R_d = g_m v_{gs} R_d \quad (3)$$

Spenningsforsterkningen fra gate til drain er forholdet mellom spenningen på utgangen og spenningen på inngangen:

$$A_v = \frac{v_{ut}}{v_{inn}} = \frac{g_m R_d}{1 + g_m R_S} \quad (4)$$

I nevneren står det vi gjerne kaller tilbakekoplingsfaktoren. Dette svarer til den faktoren spenningsforsterkningen er redusert med av den såkalte source-degenereringen på grunn av  $R_S$ . Tilbakekoplingsfaktoren er da lik:

$$B = 1 + g_m R_S = 1 + 30 \cdot 0,036 = 2,1 \quad (5)$$

Dersom vi antar at forsterkeren er ubelastet, det vil si at vi fjerner  $R_L$ , finner vi spenningsforsterkningen lik:

$$A_v = \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} = \frac{g_m R_D}{B} = \frac{30 \cdot 2,4}{2,1} = 34,6 \text{ ganger (30,8 dB)} \quad (6)$$

Legg forøvrig merke til at  $R_L$  bør være mye større enn  $R_D$ . Hvis  $R_L = R_D$ , blir forsterkningen halvert.

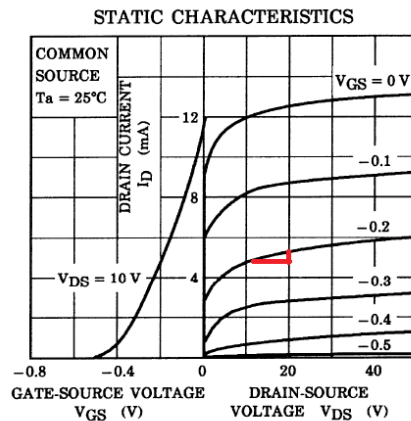
Simuleringer kan være et nyttig verktøy for analyse av elektronikk-design. Imidlertid bør det has modeller for de enkelte komponenter. De komponentene det er vanskeligst å modellere for diskrete design, er halvledere. Hvis modeller ikke finnes, må detaljerte datablad være tilgjengelig for at det skal være mulig å generere slike modeller. For vår JFET finnes det en modell i

SPICE som kan brukes. Den har imidlertid en  $I_{DSS} = 12,3 \text{ mA}$  for  $V_{DS} = 12 \text{ V}$ , slik at drainstrømmen blir litt høyere enn  $5 \text{ mA}$  funnet ovenfor.

Med denne modellen finner vi at  $I_D = 5,3 \text{ mA}$  slik at likespenningen på kollektor blir lik  $11,5 \text{ V}$ . Forsterkningen blir lik  $34,7$  ganger, altså det samme vi fant med vår enkle modell ovenfor.

Vi har brukt  $R_G$  til å fastlegge inngangsmotstanden  $R_{inn}$  til forsterkeren. Den vil da være lik  $R_{inn} = 47 \text{ k}\Omega$ . Å anta at gate-strømmen er tilnærmet lik  $0$ , medfører ikke en for stor feil.

Utgangsmotstanden er motstanden sett fra lasten. I audio-området kan vi regne at  $C_D$  kortslutter. Fra figur 4 ser vi da at utgangsmotstanden er lik  $R_D$ , med andre ord lik  $2,4 \text{ k}\Omega$ . I virkeligheten vil den være noe lavere, dette skyldes at drainstrømmen stiger svakt med drain-source-spenningen. Denne såkalte Early-effekten er modellert med  $r_0$  i figur 3b. Utgangskarakteristikken vist nedenfor kan brukes til å bestemme denne.



Figur 5. Inn- og utgangskarakteristikk.

En ikke alt for nøyaktig avlesning gir oss  $r_0 = 10 \text{ V}/0,5 \text{ mA} = 20 \text{ k}\Omega$ . Men  $r_0$  ligger ikke direkte i parallell med  $R_D$ , men økes tilnærmet med tilbakekoplingsfaktoren  $B$  (fra ligning 5). Utgangsmotstanden er følgelig tilnærmet:

$$R_{ut} = R_D \parallel (B r_0) = 2,4 \parallel (2,1 \cdot 20) \text{ k}\Omega = 2,2 \text{ k}\Omega \quad (7)$$

En simulering gir en noe høyere utgangsmotstand, slik at antagelsen om å anta at utgangsmotstanden tilnærmet er lik  $R_D$ , ikke er så gal allikevel. Men igjen, det avhenger jo av hvor god modellen i simulatoren er.

En forholdsvis enkel beregning er å finne nedre grensefrekvens for forsterkningen. Siden vi bare har en kondensator å ta hensyn til, er grensefrekvensen  $f_n$  gitt som det inverse av tidskonstanten  $T$  på utgangen:

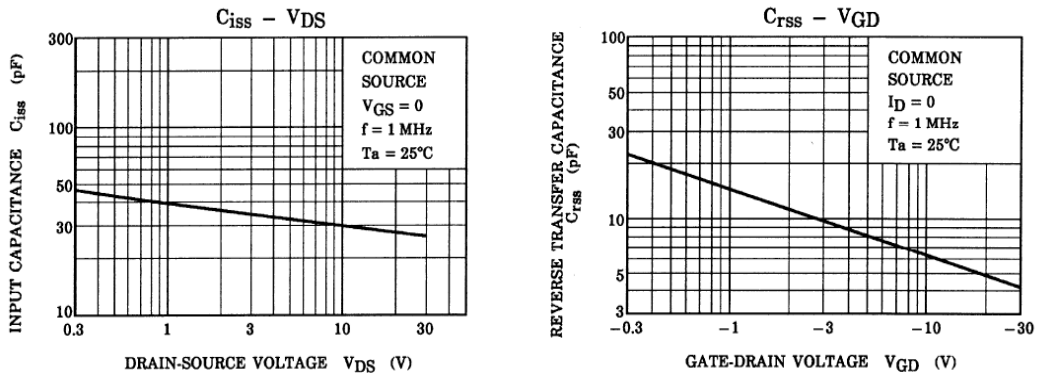
$$f_n = \frac{1}{2\pi T} = \frac{1}{2\pi [C_D (R_{ut} + R_L)]} \quad (8)$$

Det er en ganske vanlig praksis å velge grensefrekvensen under 2 Hz. Hvis vi sier at minimum lastmotstand er 10 ganger  $R_D$ , det vil si  $R_L = 24 \text{ k}\Omega$ , kan vi finne en minimum kondensatorstørrelse ved å løse på hensyn  $C_D$  i ligningen ovenfor:

$$C_D = \frac{1}{2\pi f_n (R_D + R_L)} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot (2,2 + 24) \cdot 10^3} = 3 \mu\text{F} \quad (9)$$

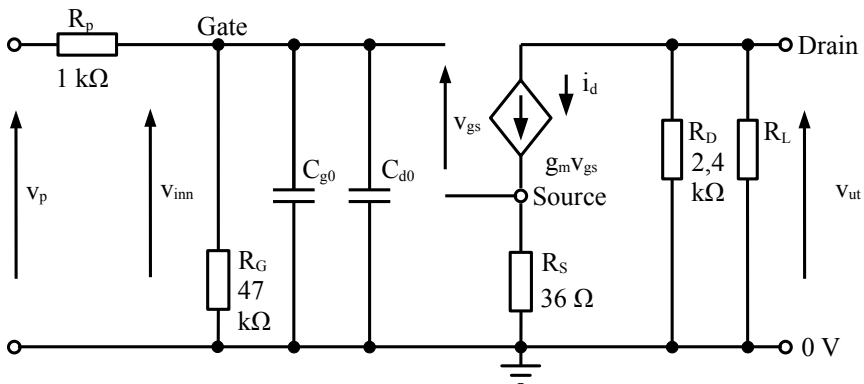
Et naturlig valg vil da å velge  $C_D = 3,3 \mu\text{F}$ . En simulering med  $R_L = 24 \text{ k}\Omega$  gir da en nedre grensefrekvens lik 1,8 Hz og en forsterkning i det hørbare området lik 30,0 dB.

En beregning av øvre grensefrekvens er bare mulig så lenge kildeimpedansen er kjent. Vi skal derfor bare vise et eksempel med en kildemotstand på 1 k $\Omega$ . Vi må da bruke ekvivalenten i figur 3c. Utdrag fra datablad for transistoren er vist nedenfor.



Figur 6. JFET kapasiteter.

I databladet for transistoren finner vi at  $C_{iss} = 30 \text{ pF}$  og at  $C_{rss} = 6 \text{ pF}$ . Dette er omtrentlige verdier, og sistnevnte øker med redusert gate-drain-spenning. For å lette beregningene, kan vi tegne oss en ekvivalent som er vist nedenfor.



Figur 7. Signalekvivalent for JFET-forsterker.

Kondensatoren  $C_{g0}$  er  $C_{iss}$  redusert med tilbakekoplingsfaktoren  $B$  (fra ligning 5). Kondensatoren  $C_{d0}$ , den såkalte Miller-kondensatoren, er kondensatoren  $C_{rss}$  multiplisert med forsterkningsfaktoren  $A_v$  fra gate til source (fra ligning 6). Øvre grensefrekvens vil være den inverse av tidskonstanten  $T_g$  på gate:

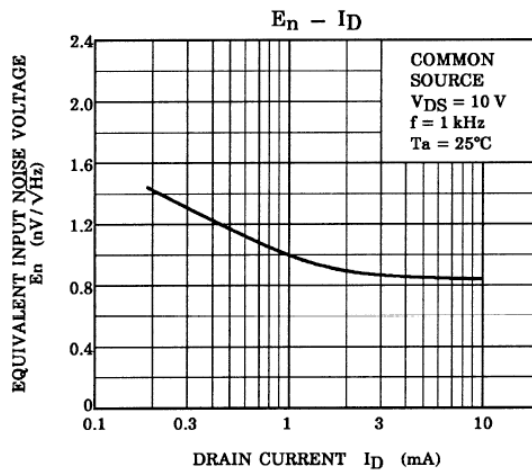
$$f_u = \frac{1}{2\pi T_g} = \frac{1}{2\pi [R_p (C_{g0} + C_{d0})]} = \frac{1}{2\pi [R_p (C_{gs}/B + C_{gd} \cdot A_v)]} \quad (10)$$

Vi har her utelatt  $R_G$  i beregningen siden  $R_p$  (i serie med gate) er mye mindre enn denne motstanden. Øvre grensefrekvens blir da:

$$f_u = \frac{1}{2\pi [10^3 (30/2,1 + 34,6 \cdot 6) \cdot 10^{-12}]} = 717 \text{ kHz} \quad (11)$$

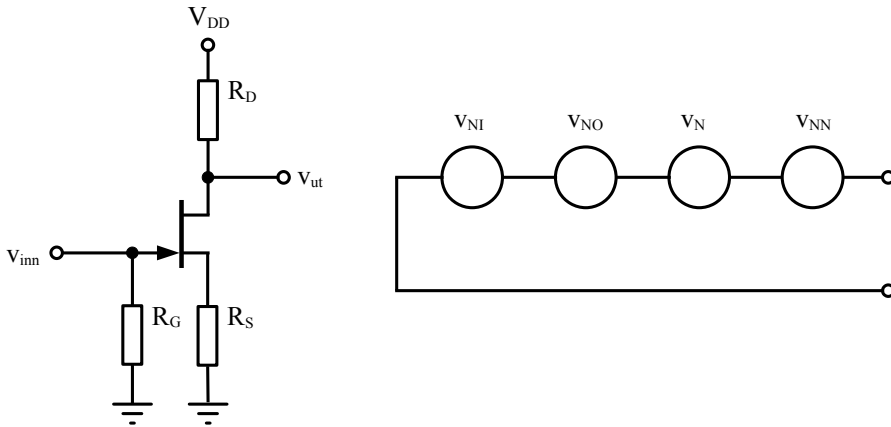
En simulering gir en øvre grensefrekvens på 690 kHz. Ikke minst med tanke på variasjonen i  $C_{rss}$ , ser vi at vår beregningsmetode gir et ganske godt resultat sammenlignet med simulatoren.

I for eksempel en MM Phono forsterker er det viktig å bruke lavstøy transistorer og å kunne beregne signal/støy-forholdet for forsterkeren. Vår JFET er meget støysvak, som det kan ses av støyspenningstettheten for denne transistoren vist i figuren nedenfor.



Figur 8. Støyspenningstetthet for JFET.

Støyspenningstettheten er referert til gate. Det er derfor vanlig å referere alle støyspenninger til gate. Siden ukorrelerede støyeffekter summeres, må følgelig støyspenninger adderes kvadratisk. I figuren nedenfor er vist forsterkeren med de enkelte støyspenningsbidragene.



Figur 9. JFET-forsterkeren med støyekvivalent.

Forsterkeren tenkes tilkopleet en generator med en generatormotstand ( $R_p$  i figur 7). Denne blir følgelig støymessig liggende i parallell med  $R_G$  (signalspenningen kortsluttes). Følgelig er støyspenningen fra disse motstandene gitt ved:

$$v_{N I}^2 = 4kTB(R_G \parallel R_p) \quad (12)$$

Her er  $k$  lik Boltzmanns konstant,  $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K,  $T$  er temperaturen i Kelvin ( $0 \text{ K} = -273,15 \text{ }^\circ\text{C}$ ) og  $B$  er støybåndbredden i Hertz. Støyspenningen  $v_{N O}$  representerer støyen fra utgangen (drain-motstanden) transformert til inngangen:

$$v_{N O}^2 = \frac{4kTBR_D}{A_v^2} \quad (13)$$

Her er  $A_v$  spenningsforsterkningen fra gate til drain som gitt tidligere.

Forsterkningen fra gate til source er tilnærmet lik 1. Dermed vil source-motstanden støymessig ligge på gate og være gitt ved:

$$v_{N N}^2 = 4kTBR_S \quad (14)$$

$v_N$  representerer støyspenningen fra transistoren gitt ved støyspenningstettheten i figur 8. Denne vil da være gitt som:

$$v_N = E_n \sqrt{B} \quad (15)$$

Fra figuren kan avleses  $E_n \approx 0,85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  for en drainstrøm på 5 mA. Total støy på inngangen er følgelig:

$$v_{N T} = \sqrt{v_{N I}^2 + v_{N O}^2 + v_{N N}^2 + v_N^2} \quad (16)$$

Med innsatte uttrykk:

$$v_{NT}^2 = 4kTB \left( R_G \parallel R_p + \frac{R_D}{A_V^2} + R \right) + E_N^2 B \quad (17)$$

Dersom vi antar en kildemotstand på  $R_p = 1 \text{ k}\Omega$ , gir dette en støyspenning for en støybåndbredde  $B = 20 \text{ kHz}$  og en temperatur på  $T = 298 \text{ K}$ :

$$v_{NT} = \sqrt{\left( 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \left( 1 \cdot 10^3 + \frac{2,4 \cdot 10^3}{34,6^2} + 36 \right) + (0,85 \text{ nV})^2 \right) 20 \cdot 10^3} \quad (18)$$

$$v_{NT} = 0,6 \mu\text{V}$$

På grunn av den høye forsterkningen er kollektormotstandens bidrag til støyen neglisjerbar. Den er ekvivalent med en motstand på  $2 \Omega$  på gate. Og siden kildemotstanden også er mye større enn source-motstanden, sitter vi igjen med konklusjonen at det er kildemotstanden som har det største støybidraget, ca  $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  mot transistorens  $0,85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Legg også merke til at dersom vi ikke tilkople forsterkeren en kilde (inngangen ligger åpen), vil støyspenningen øke med en faktor på mer enn 200 ganger. Det bør også bemerkes at støybåndbredden er antatt å være  $20 \text{ kHz}$ . Dette er for lavt hvis vi ikke båndbegrenser forsterkeren.

Et mål på hvor god en forsterker er, er å se på signal/støyforholdet. Påtrykkes forsterkeren et signal på for eksempel  $6 \text{ mV}$  (effektivverdi), fås et signal/støyforhold på:

$$S/N[\text{dB}] = 20 \log v_p / v_{NT} = 20 \log 6 \text{ mV} / 0,6 \mu\text{V} = 80 \text{ dB} \quad (19)$$

Dette er en respektabel verdi med de forhold som er nevnt.

Forsterkerens forvrengning kan finnes ved å la  $I_D$  være en funksjon av  $v_{inn}$ . Det gir en transkonduktans som ikke bare er  $g_m$  redusert på grunn av tilbakekopling. Drain-strømmen vil ikke bare være avhengig av  $v_{inn}$  men også av  $v_{inn}^2$ ,  $v_{inn}^3$  og så videre. Dette resulterer i harmoniske av 2., 3., 4. etc, som gir oss den totale harmoniske forvrengning.

Fremgangsmåten er tidkrevende, så vi lar den ligge her. I stedetfor skal vi benytte simulatoren. Med et inngangssignal på  $50 \text{ mV}$ , en kildemotstand på  $1 \text{ k}\Omega$  og en last på  $24 \text{ k}\Omega$ , fås en total harmonisk forvrengning på  $0,68 \%$ . Forvrengningen er fullstendig dominert av 2. harmoniske mens 3.harmoniske er over 30 ganger lavere. Det finnes også svært små verdier for 4. og 5. harmoniske. Med et inngangssignal på  $25 \text{ mV}$  halveres forvrengningen.

**Knut Harald Nygaard**

[Hjem](#)