

Laboratoriearbeid

PHYS220

Lab 1: **Transistorkretser**

Våren 2006

Rapport fra:
Erik Grindheim

På gruppen:

Bjørnar Jensen
Erik Grindheim

Transistorkretser

Laboratoriearbeid i Analog elektronikk, PHYS220 – Lab 1

Rapport fra: **Erik Grindheim**
Gruppe: **Bjørnar J. & Erik G.**
Dato ferdig: **14. mars 2006**

Teoretiske beregninger (side 5)

$$A = v_{ut}/v_{in} = -i_c \times R_C / \{i_b \times [r_{\pi} + (\beta + 1) \times R_E]\} = -\beta \times R_C / [(\beta + 1) \times (R_E + r_e)] = -\alpha \times R_C / (R_E + r_e) \approx -R_C / R_E$$

Fra databladet finner vi omtrentlig at: $\beta \approx (\beta + 1) \in [100, 170]$

$$\text{Hvis } I_C \approx I_E \approx 1\text{mA} \Rightarrow r_e = 26\Omega: \quad A = \underline{-9,4} \quad -R_C/R_E = \underline{-10}$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{\pi} + (\beta + 1) \times R_E] = R_1 \parallel R_2 \parallel [(\beta + 1) \times (R_E + r_e)] \approx \underline{(9,2 \pm 0,4)\text{k}\Omega}$$

$$R_o \approx R_C = \underline{4,7\text{k}\Omega}$$

$$R_{ib} = r_{\pi} + (\beta + 1) \times R_E = (\beta + 1) \times (R_E + r_e) \approx \underline{(67 \pm 18)\text{k}\Omega}$$

R_o avhenger stort sett bare av kollektorlasten R_C , selv om også Earlyspenningen og r_o har en bitte liten innvirkning som vi her ser bort ifra. Impedansen sett inn på basis (R_{ib}) er tilnærmet proporsjonal med β , dvs den kan variere over et stort område. Inngangsmotstanden til trinnet (R_{in}) varierer ikke like mye som R_{ib} fordi den i stor grad også bestemmes av forspenningsnettverkets resistans, som er en god del lavere.

Praktiske beregninger (side 5)

Overslag: Siden gainet skal være -10 må vi ha at $R_C \approx 10 \times R_E$. Hvis vi lar halve drivspenningen ligge over R_C i arbeidspunktet, samtidig som hvilestrømmen er ca 1 mA kan det passe med en motstand på $R_C \approx (V_{CC}/2)/1\text{mA} \approx \underline{4,7\text{k}\Omega} \Rightarrow R_E = \underline{470\Omega}$.

Med de valgte verdiene på R_C og R_E blir basisspenningen $V_B \approx 0,6\text{V} + 1\text{mA} \times 470\Omega = 1,07\text{V}$. Det er hovedsaklig R_1 og R_2 alene som bestemmer denne spenningen ettersom det går mye større hvilestrøm i disse enn i basis. Dette gir følgende ligning: $1,07\text{V} = 10\text{V} \times R_2 / (R_2 + R_1)$. Dessuten vil vi at inngangsimpedansen skal være omtrent $10\text{k}\Omega$, dette gir: $R_1 \parallel R_2 = 10\text{k}\Omega$. Løser vi disse to ligningene får vi at $R_1 = 11198\Omega \approx \underline{12\text{k}\Omega}$ og $R_2 = 93458\Omega \approx \underline{100\text{k}\Omega}$.

Utgangsmotstanden blir altså ca lik $R_C = 4,7\text{k}\Omega$, som forklart i forrige avsnitt.

Strømmen i basis er omtrent fra $5,9\mu\text{A}$ til $10\mu\text{A}$, avhengig av hvor stor β er. Strømmene i R_1 og R_2 blir ca 10 ganger større, og det sørger for et stabilt arbeidspunkt.

Stabilt arbeidspunkt betyr stabil spenning over R_E og stabil basisspenning. Dette medfører at hvis β dobler seg (pga. ekstrem varme, eller at man bytter til en annen transistor) så skal basestrømmen nesten halvere seg. Dette oppnås ved at forspenningsnettverket har lav resistans, mye lavere enn R_{ib} :

$$(R_1 \parallel R_2) \approx 10\text{k}\Omega \ll R_{ib} = r_{\pi} + (\beta + 1) \times R_E = (\beta + 1) \times (R_E + r_e) \approx (67 \pm 18)\text{k}\Omega$$

Oppkobling og måling (side 5~6)

Målte egenskaper:

Spenningsforsterkning	$A \approx -9,4$
Utgangsmotstand	$R_o \approx 4,54 \text{ k}\Omega$ (Målte spenning med og uten last...)
Inngangsmotstand	$R_i \approx 10 \text{ k}\Omega$ (Fra ligning 7, side 6)
Motstand inn i basis	$R_{ib} \approx 97 \text{ k}\Omega$ (Etter samme prinsipp som R_i)

Belastningen vi brukte for å finne R_o skal være i samme størrelsesorden som R_o . Vi brukte $4,44 \text{ k}\Omega$, da vi på forhånd antok at R_o ville være tilnærmet lik R_C .

Når vi bruker ligning 7 bør R_S være i samme størrelsesorden som R_i , vi brukte $10,02 \text{ k}\Omega$

Klippingen skjer noenlunde symmetrisk, dette ser vi på oscilloskopet.

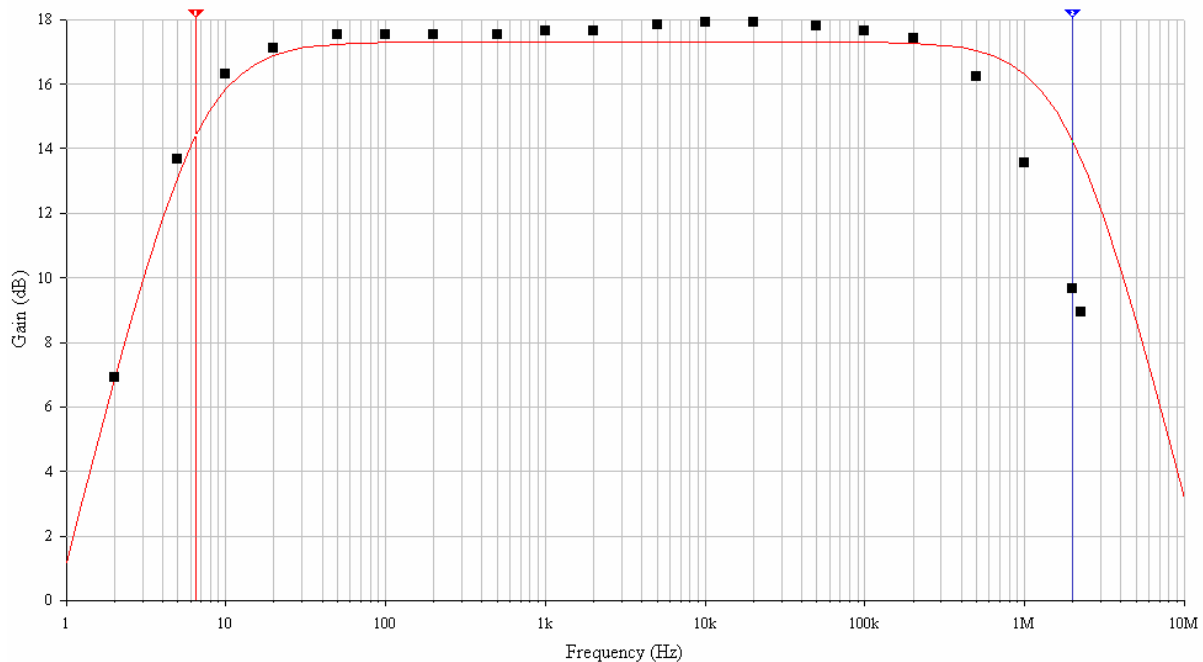
Måling av forsterkerens båndbredde (side 7)

Med koblingskondensatorer på $2,2 \mu\text{F}$ kan de nedre grensefrekvensene for inngangen og utgangen beregnes etter følgende formel: $f_l = 1/(2\pi \times R \times 2,2 \mu\text{F})$
...der R representerer den resistansen som koblingskondensatoren ”ser”. På utgangen ser kondensatoren $R_C + R_L = R_C + \infty = \infty$. Det betyr at grensefrekvensen for utgangen går ned mot null, dvs. at alle frekvenser slipper uhindret gjennom unntatt DC. På inngangen ser kondensatoren $R_i + R_{\text{generator}}$. Med spenningsdeler er $R_{\text{generator}} = 22 \Omega$, og uten er den 2190Ω . Vi bruker at $R_{\text{generator}} = 2190 \Omega$, dette gir at f_l er ca 6 Hz . Kretsens totale nedre grensefrekvens blir altså ca 6 Hz (etter teorien). Tabellen nedenfor viser målingene vi gjorde:

Frekvens	$V_{\text{gen}} (\text{p-p})$	$V_{\text{ut}} (\text{p-p})$	Gain (G_v)	Gain (dB)
2,2 MHz	0,348 V	0,976 V	2,80	8,96
2 MHz	0,348 V	1,06 V	3,05	9,67
1 MHz	0,352 V	1,68 V	4,77	13,58
500 kHz	0,352 V	2,28 V	6,48	16,23
200 kHz	0,352 V	2,62 V	7,44	17,44
100 kHz	0,356 V	2,72 V	7,64	17,66
50 kHz	0,352 V	2,74 V	7,78	17,82
20 kHz	0,348 V	2,74 V	7,87	17,92
10 kHz	0,348 V	2,74 V	7,87	17,92
5 kHz	0,348 V	2,72 V	7,82	17,86
2 kHz	0,348 V	2,66 V	7,64	17,67
1 kHz	0,348 V	2,66 V	7,64	17,67
500 Hz	0,348 V	2,62 V	7,53	17,53
200 Hz	0,348 V	2,62 V	7,53	17,53
100 Hz	0,348 V	2,62 V	7,53	17,53
50 Hz	0,348 V	2,62 V	7,53	17,53
20 Hz	0,348 V	2,5 V	7,18	17,13
10 Hz	0,348 V	2,28 V	6,55	16,33
5 Hz	0,352 V	1,7 V	4,83	13,68
2 Hz	0,352 V	0,78 V	2,22	6,91

For å leke litt med kretsparametrene valgte jeg å simulere alle oppkoblingene i denne lab'en i Multisim. Da får vi se hvordan kretsene oppfører seg uten parasitkapasitans og –induktans i

koblingsbrett og ledninger. Bodeplottet nedenfor viser simuleringsresultatene, og målepunktene fra tabellen er tegnet inn med sorte kvadratiske markører:



Forsterkningen er her målt fra kildens elektromotoriske spenning og til utgangen (=G). Forsterkningen fra base til kollektor (=A) er noe høyere (ca 1,7dB), og absoluttverdien ligger rett i underkant av 10 (dvs. 20dB).

Resultatene oppsummeres nedenfor. Båndbredden $B = f_h - f_l \approx f_h$

Grensefrekvens	f_l (Hz)	f_h (MHz)
Beregnet (22Ω)	7,2	---
Beregnet (2190Ω)	5,9	---
Målt (22Ω)	8	1,5
Målt (2190Ω)	7,5	0,7
Simulert (22Ω)	7,8	9,6
Simulert (2190Ω)	6,3	2,0

Vi ser at økt resistans i kilden gir lavere grensefrekvenser, iht. formelen $f_c = 1/(2\pi \times R \times C)$. For den nedre grensefrekvensen har kildens resistans likevel liten innvirkning fordi denne ligger i serie med R_i som likevel er en god del større (ca $10k\Omega$). Den øvre grensefrekvensen påvirkes i større grad, da denne avhenger av et RC-ledd med ekvivalent inngangskapasitans C_{in} og en resistans R hvor kildens motstand utgjør en relativt stor del av R .

Praktiske målinger (side 9)

Hvilespenningene i kretsen er nå:

$$V_E = 0,42V$$

$$V_B = 1,03V$$

$$V_C = 5,85V$$

Forventet forsterkning (lign. 12): $A = -R_C \times I_C / V_T = (5,85 - 10) / 0,026 \approx \underline{-160}$

$v_{ut} = 610\text{mV}_{p-p}$, $v_{in} = 3,88\text{mV}_{p-p}$, $v_{gen} = 101 \times v_{in} = 392\text{mV}_{p-p}$, disse tallene brukes til å regne ut forsterkning etter lign. 13. Med korrekt fortegn blir dette:

$$A = -v_{ut}/v_{in} = -101 \times v_{ut}/v_{gen} = \underline{-157}$$

Forsterkeren ble også testet med V_{CC} lik 15V og 20V. Dette gav høyere spenning over R_C og dermed høyere gain. For moro skyld simulerte jeg kretsen og oppdaget at simuleringen gir svært varierende resultater. Årsaken er trolig at gainet i denne kretsen med emitteravkobling er meget avhengig av transistormodellen, slik at ulike transistortyper gir svært ulike gain. De resultatene som stemmer best med virkeligheten ser ut til å fremkomme ved å simulere en "Virtual NPN BJT". Alle resultatene er oppsummert i tabellen under:

Forsterkning	V_{CC} [V]	V_C [V]	V_{Rc} [V]	A (lign. 12)	$A = v_{ut}/v_{inn}$
Målt		5,85	4,15	-160	-157
Simulert 2N2222A	10V	6,17	3,83	-147	-108
Simulert virtuell BJT		7,13	2,87	-110	-110
Målt		6,18	8,82	-339	-310
Simulert 2N2222A	15V	6,71	8,29	-319	-186
Simulert virtuell BJT		7,99	7,01	-270	-270
Målt		6,39	13,61	-523	-445
Simulert 2N2222A	20V	7,14	12,86	-495	-237
Simulert virtuell BJT		8,75	11,25	-433	-434

Måling av "forvrengningsgrense" (side 10)

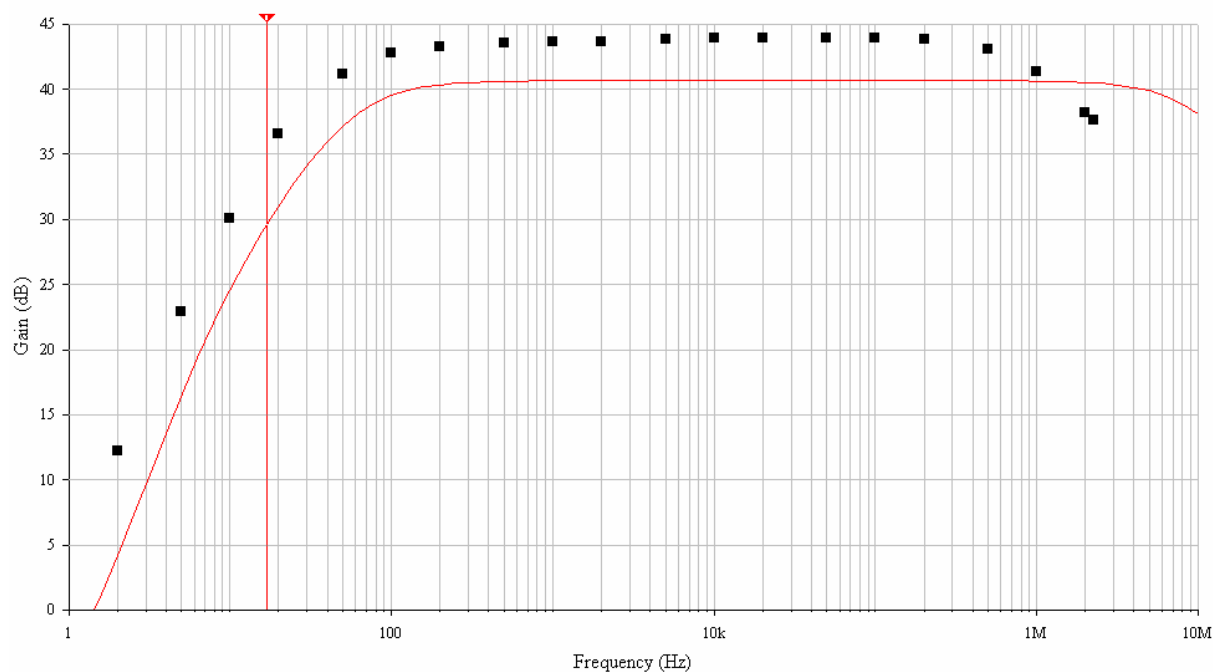
Iht. ligning 16 må signalspenningens toppverdi være $\ll V_T$ for at vår lineære småsignalmodell for kretsen skal være gyldig. Ved å sende inn trekantbølger og observere forvrengningen på oscilloskopet kom vi frem til følgende:

- 20 mV_{p-p} : Ser en tydelig krumming på kurvestykkene
- 10 mV_{p-p} : Ser antydning til krumming
- 5 mV_{p-p} : Krummingen er ikke synlig

Målinger av båndbredden (side 10)

Frekvens	$V_{\text{gen (p-p)}}$ [mV]	$V_{\text{ut (p-p)}}$ [mV]	Gain (A_v)	Gain (dB)
2,2 MHz	470	358	76,24	37,64
2 MHz	470	382	81,35	38,21
1 MHz	474	558	117,82	41,42
500 kHz	474	678	143,16	43,12
200 kHz	472	734	155,64	43,84
100 kHz	472	746	158,19	43,98
50 kHz	472	746	158,19	43,98
20 kHz	472	746	158,19	43,98
10 kHz	472	744	157,76	43,96
5 kHz	472	735	155,86	43,85
2 kHz	472	720	152,67	43,68
1 kHz	464	705	152,07	43,64
500 Hz	464	698	150,56	43,55
200 Hz	464	680	146,68	43,33
100 Hz	464	640	138,05	42,80
50 Hz	464	534	115,19	41,23
20 Hz	464	314	67,73	36,62
10 Hz	464	148	31,92	30,08
5 Hz	464	64,8	13,98	22,91
2 Hz	464	19	4,10	12,25

Og her er bodeplottet:



Som sist viser den røde kurven simuleringsresultatet, og de svarte kvadratiske markørene representerer målepunktene på kretsen fra laboratoriet. Båndbredden $B = f_h - f_l \approx f_h \approx \underline{1,1 \text{ MHz}}$

Måling av r_π og β (side 10)

Vi koblet opp testkretsen fra Figur 1.5 og fikk følgende måleverdier:

$i_{C1} = 1,007\text{mA}$	$v_{\text{test1}} = 1,094\text{V}$	$v_{\text{BE1}} = 620\text{mV}$
$i_{C2} = 2,00\text{mA}$	$v_{\text{test2}} = 1,558\text{V}$	$v_{\text{BE2}} = 634\text{mV}$

Fra ligning 22 får vi: $i_{B1} = (v_{\text{test1}} - v_{\text{BE1}})/R_S = 4749\text{nA}$
 $i_{B2} = (v_{\text{test2}} - v_{\text{BE2}})/R_S = 9259\text{nA}$

Videre gir ligning 20: $\beta \approx \Delta i_C / \Delta i_B = \underline{220}$ (noe høyere enn databladet angir)
Og ligning 18 sier at: $r_\pi \approx \Delta v_{\text{BE}} / \Delta i_B = \underline{3,1\text{k}\Omega}$

Disse tallene gjelder i følgende arbeidspunkt: $i_{C0} \approx 1,5\text{mA}$, $i_{B0} \approx 7,0\mu\text{A}$, $v_{\text{BE0}} \approx 627\text{mV}$.

Teorien sier at $r_\pi = v_T / i_B = \beta \times v_T / i_C \approx 3,6\text{ k}\Omega$, dvs. avviket er i størrelsesordenen 15%. Dette er likevel godt innenfor de mulige avvikene vi kan ha som følge av nøyaktigheten i våre målinger. Et multimeter har ofte en nøyaktighet i størrelsesordenen 0,1% av full skala. Multimeteret vi brukte var et såkalt 3½ -siffrers instrument, dvs at skalaen går fra 0,000 til 1,999. (Vi har altså fire siffer hvor det første bare kan ha verdiene 0 eller 1, derfor kalles det for 3½ -siffrers). Dermed kan vi med 0,1% ha et avvik som utgjør ± 2 i siste siffer. De målte verdiene representerer derfor egentlig intervaller som vist nedenfor:

$i_{C1} \in [1,005, 1,009] \text{ (mA)}$	$v_{\text{test1}} \in [1,092, 1,096] \text{ (V)}$	$v_{\text{BE1}} \in [618, 622] \text{ (mV)}$
$i_{C2} \in [1,98, 2,02] \text{ (mA)}$	$v_{\text{test2}} \in [1,556, 1,560] \text{ (V)}$	$v_{\text{BE2}} \in [632, 636] \text{ (mV)}$

Hvis vi antar at alle spennings- og strømmålinger har verst tenkelige kombinasjoner av feil samtidig så kan vi finne de aktuelle intervallene for verdiene av r_π og β :

Fra ligning 22 får vi nå: $i_{B1} = (v_{\text{test1}} - v_{\text{BE1}})/R_S \in [4709, 4790] \text{ nA}$
 $i_{B2} = (v_{\text{test2}} - v_{\text{BE2}})/R_S \in [9218, 9299] \text{ nA}$

Som med ligning 20 gir: $\beta \approx \Delta i_C / \Delta i_B \in [212, 229] \Rightarrow \beta \approx \underline{220 \pm 9}$
Og tilslutt ligning 18 igjen: $r_\pi \approx \Delta v_{\text{BE}} / \Delta i_B \in [2,18, 4,06] \text{ k}\Omega \Rightarrow r_\pi \approx \underline{(3,12 \pm 0,94) \text{ k}\Omega}$

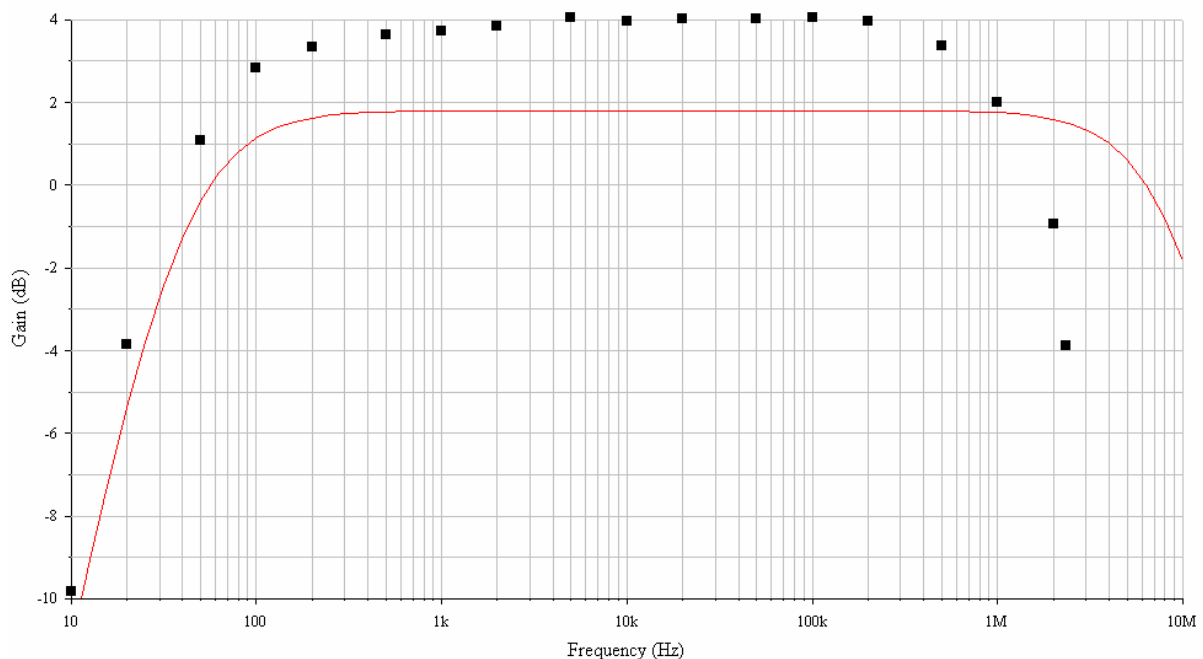
Kaskodekoblet forsterker (side 12)

Hvilespenningene i kretsen er slik:

	V_{E2}	V_{B2}	$V_{C2} = V_{E1}$	V_{B1}	V_{C1}
Målt	0,4 V	1,0 V	1,1 V	1,7 V	6,0 V
Simulert	0,36V	0,99V	1,08V	1,69V	6,40V

Vi koblet opp denne kretsen med spenningsdeleren som gir kilden lav utgangsresistans (ca 22 Ω) og målte forsterkningen fra generator til last. Selve forsterkeren har selvsagt ca 40dB høyere forsterkning enn det som fremkommer av bodeplottet, ettersom spenningsdeleren demper ca 100 ganger.

Frekvens	$V_{\text{gen (p-p)}}$ [mV]	$V_{\text{ut (p-p)}}$ [mV]	Gain (G_v)	Gain (dB)
2,2 MHz	424	356	0,84	-1,52
2 MHz	428	384	0,90	-0,94
1 MHz	428	540	1,26	2,02
500 kHz	428	632	1,48	3,39
200 kHz	428	676	1,58	3,97
100 kHz	428	684	1,60	4,07
50 kHz	428	680	1,59	4,02
20 kHz	428	680	1,59	4,02
10 kHz	428	676	1,58	3,97
5 kHz	424	676	1,59	4,05
2 kHz	424	660	1,56	3,84
1 kHz	424	652	1,54	3,74
500 Hz	424	644	1,52	3,63
200 Hz	424	624	1,47	3,36
100 Hz	424	588	1,39	2,84
50 Hz	424	480	1,13	1,08
20 Hz	424	272	0,64	-3,86
10 Hz	424	137	0,32	-9,81
5 Hz	424	58,4	0,14	-17,22
2 Hz	424	17,6	0,04	-27,64



Som vanlig viser plottet en simulering av kretsen, samt våre punktmålinger på den virkelige kretsen. Som tidligere gir simuleringen lavere gain og en større båndbredde enn vi målte på kretsen vår. Hvorfor simuleringen bare gir et gain som er ca 77% av det målte gainet er uvisst, men dersom jeg benytter andre transistormodeller i simuleringen kommer vi nærmere virkeligheten, og med virtuelle ("ideelle") transistorer blir gainet ca 6 % lavere enn virkelighetens målte verdier. Hvorfor dette avviker oppstår, det vet jeg ikke, men svaret ligger nok i hvordan simuleringsmodellene for transistorene er oppbygd.

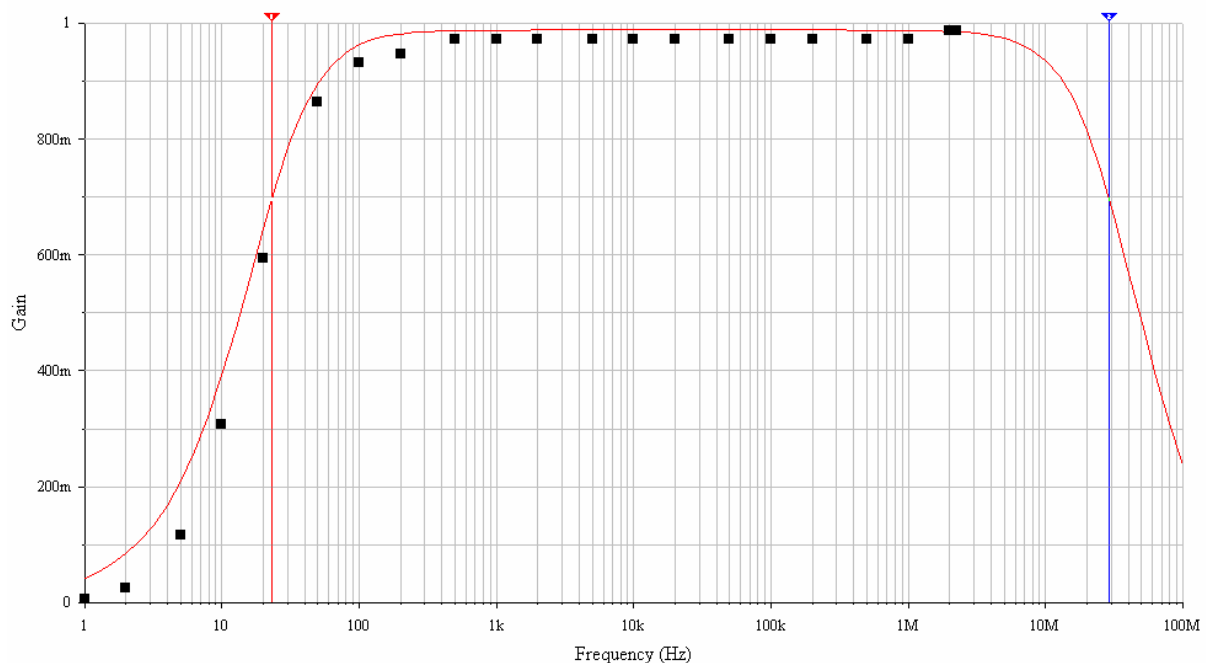
Poenget med kaskodekoblingen er at den skal gi større båndbredde enn et vanlig FE-trinn dersom kilden har stor indre motstand. Dette skjer ved at vi omgår millereffekten. Kaskodekoblingen vår gir en båndbredde på 1,4 MHz, mens den tilsvarende FE-koblingen hadde 1,1 MHz. Vi hadde sett forskjellen tydeligere dersom kilden hadde hatt stor indre motstand.

Sourcefølger (fellesdrain-kobling) (side 12)

Forsterkingen ved en rekke frekvenser ble målt:

Frekvens	$V_{gen (p-p)}$ [mV]	$V_{ut (p-p)}$ [mV]	Gain ($A_v=G_v$)	Gain (dB)
2,2 MHz	584	576	0,986	-0,12
2 MHz	584	576	0,986	-0,12
1 MHz	592	576	0,973	-0,24
500 kHz	592	576	0,973	-0,24
200 kHz	592	576	0,973	-0,24
100 kHz	592	576	0,973	-0,24
50 kHz	592	576	0,973	-0,24
20 kHz	592	576	0,973	-0,24
10 kHz	592	576	0,973	-0,24
5 kHz	592	576	0,973	-0,24
2 kHz	592	576	0,973	-0,24
1 kHz	592	576	0,973	-0,24
500 Hz	592	576	0,973	-0,24
200 Hz	592	560	0,946	-0,48
100 Hz	592	552	0,932	-0,61
50 Hz	592	512	0,865	-1,26
20 Hz	592	352	0,595	-4,52
10 Hz	592	182	0,307	-10,25
5 Hz	592	69,6	0,118	-18,59
2 Hz	592	14,6	0,025	-32,16
1 Hz	600	4,4	0,007	-42,69

Den observante leseren registrerer at for de laveste frekvensene faller forsterkningen en del mer enn $20^{dB}/_{dekade}$ som er kretsens forventede oppførsel. Dette skyldes at vi hadde oscilloskopet AC-koblet, og i dette lave frekvensområdet innvirker oscilloskopets frekvenskarakteristikk på målingene. Det er ikke særlig interessant hvordan forsterkningen avtar utenfor det midlere frekvensbåndet. I etterpåklokskapens navn kan man likevel si at vi burde DC-koblet oscilloskopet. Her er uansett frekvenskarakteristikken vist med en graf, den vertikale aksen er ikke logaritmisk (valgte å bruke en lineær skala fra 0 til 1):



Som vanlig viser den røde kurven simuleringsresultatet, og de sorte markørene viser punktmålingene vi gjorde på laboratoriet. Nedre grensefrekvens f_l er i begge tilfeller ca 24 Hz, og den øvre grensefrekvensen fikk vi ikke målt på lab'en i mangel av signalgenerator med høy nok frekvens. Simuleringen viser imidlertid en båndbredde på ca 29 MHz. Forsterkerens gain er tett oppunder 1 for midlere frekvenser. Simuleringen viser at det maksimale gainet er ca 0,988, og våre målinger lå som regel rundt 0,973.

Den nedre grensefrekvensen bestemmes av RC leddet med koblingskondensatoren ($1\mu\text{F}$) og forspenningsnettverket ($R_1 \parallel R_2 \approx 6,8\text{k}\Omega$). Det er kun forspenningsnettverket som avgjør inngangsimpedansen da impedansen inn på gate er uendelig. Ved å koble en motstand i serie med generatoren og se hvilket spenningsfall vi fikk over denne kunne vi verifisere at inngangsmotstanden $R_{in} \approx 6,8\text{k}\Omega$ som teorien tilsier.

Utgangsimpedansen til kretsen ble beregnet ved å sende inn $592\text{mV}_{\text{p-p}}$ og måle hva som kom ut både med og uten last. Lasten var på 329Ω , og forsøket ble gjort med to forskjellige verdier for R_3 ; 750Ω og 1500Ω . Tabellen under viser resultatene, samt de tilsvarende verdiene fra simuleringen:

	V_{o0} (mV _{p-p})	$V_{o\text{-last}}$ (mV _{p-p})	R_{ut}	$R_{ut\text{-simulert}}$
$R_3 = 1500\Omega$	568	504	$41,8\Omega$	$11,2\Omega$
$R_3 = 750\Omega$	564	524	$25,1\Omega$	$8,8\Omega$

DC-nivåene i kretsen:

Gate ligger på $6,88\text{V}$, og source-spenningen sammen med R_3 avgjør hvilestrømmen i arbeidspunktet. I tabellen nedenfor har jeg regnet ut I_D :

	Målt		Simulert	
R_3	1500Ω	750Ω	1500Ω	750Ω
V_S	$5,47\text{V}$	$5,35\text{V}$	$5,11$	$5,08\text{V}$
I_D	$3,65\text{mA}$	$7,13\text{mA}$	$3,41\text{mA}$	$6,77\text{mA}$

Simuleringen gir en mye lavere utgangsimpedans enn vår krets fra lab'en (faktoren er 3~4). Dette finner vi igjen i DC-nivåene til source som når I_D dobles faller 100mV i vår krets, og bare 30mV i simuleringen. Transistormodellen i simuleringen har altså høyere transkonduktans enn den transistoren vi brukte i vår krets på lab'en (...selv om begge hette VN10KN). Uansett: *Når hvilestrømmen øker, vil utgangsmotstanden avta!*

Impedansen sett inn i Source:

Utgangsimpedansen tilsvarer parallellkoblingen av R_3 og $Z_o = 1/g_m$. Dermed kan vi finne Z_o og g_m vha. følgende formler, resultatene er vist i tabellen nedenfor:

$$g_m = 1/R_{ut} - 1/R_3, \quad Z_o = 1/g_m$$

	Målt		Simulert	
R_3	1500 Ω	750 Ω	1500 Ω	750 Ω
Z_o	43,0 Ω	26,0 Ω	11,3 Ω	8,9 Ω
g_m	23,3mS	38,5mS	88,4mS	112,6mS

Tilslutt kan det være greit å oppsummere noen av de siste tabellene i en oversikt med utvalgte nøkkeltall:

	Målt		Simulert	
R_3	1500 Ω	750 Ω	1500 Ω	750 Ω
V_S	5,47V	5,35V	5,11	5,08V
I_D	3,65mA	7,13mA	3,41mA	6,77mA
$R_{ut(krets)}$	41,8 Ω	25,1 Ω	11,2 Ω	8,8 Ω
$Z_{o(source)}$	43,0 Ω	26,0 Ω	11,3 Ω	8,9 Ω
g_m	23,3mS	38,5mS	88,4mS	112,6mS
$B = W \approx f_h$	---	---	29MHz	---
f_l	~24Hz	---	~24Hz	---
Midband gain	0,973	---	0,988	---

Erik Grindheim