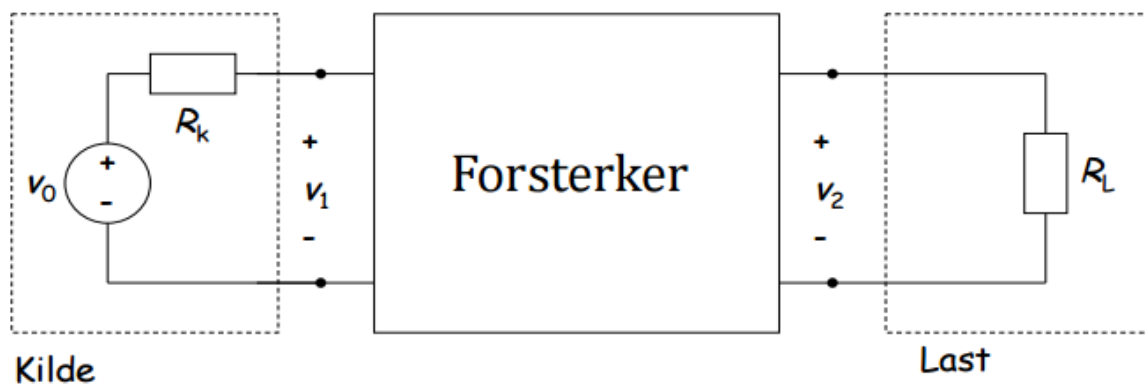


  ELEKTRONISK SYSTEMDESIGN & INNOVASJON 	<h1>Designnotat</h1>	
	Design og utforming av en klasse A effektforsterker	
	Forfatter: Fredrik Ellertsen	
	Versjon: 1	Dato: 26.03.2015
	Kontrollert av:	Dato:
Innhold		
1. Innledning		1
2. Mulig løsning		2
3. Realisering og test		9
4. Konklusjon		14
5. Takk		14
Referanser		14

1. Innledning

Når en kilde enten ikke klarer å levere tilstrekkelig spenning eller effekt til en last, er det behov for en forsterker som vist i Figur 1.



Figur 1: Generell forsterker [1]

Ideelt sett skal forsterkeren oppfylle relasjonen

$$v_2(t) = A v_1(t) \quad (1)$$

der forsterkningen A er et konstant tall. For en spenningforsterker vil A typisk være et tall betydelig større enn 1. For en effektforsterker kan A godt være 1, men forsterkeren vil da ha en betydelig mindre utgangsmotstand enn kilden, slik at den er i stand til å levere større effekt til lasten [1].

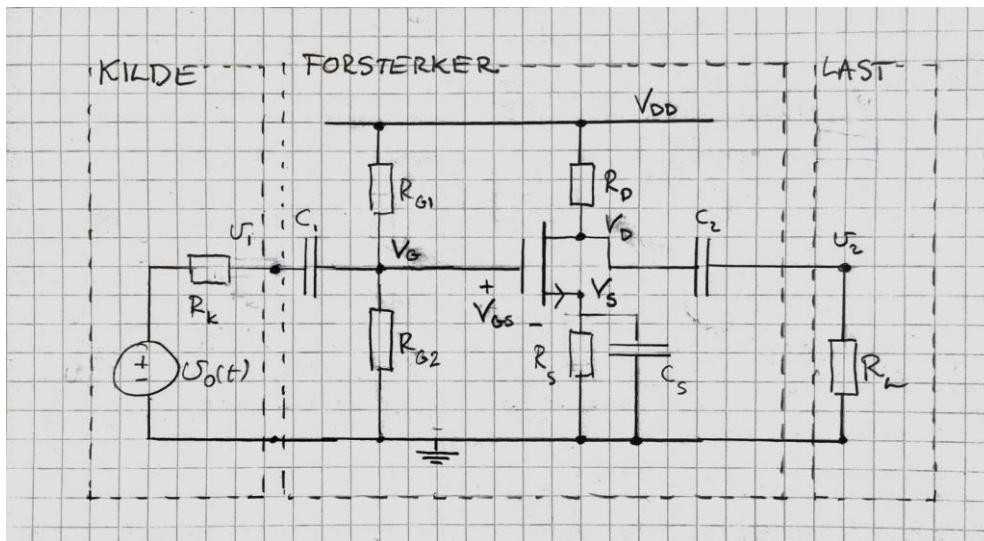
I praksis er A avhengig av formen på inngangssignalet $v_1(t)$. Dersom $v_1(t)$ er sinusformet, vil A være frekvensavhengig. I tillegg vil relasjonen (1) slutte å være lineær for høye amplituder, og man får klipping. I disse tilfellene blir $v_2(t)$ en forvrengt versjon av inngangssignalet.

Mange forsterkere har kondensatorer i signalveien (typisk en i inngangen og en i utgangen). Dette har som konsekvens at, uansett hvordan forsterkeren for øvrig er konstruert, vil den fungere som et høypassfilter. Forsterkerens totale frekvensrespons kan karakteriseres med en knekkfrekvens f_0 , dvs. den frekvensen der utgangssignalet er dempet med 3 dB fra kretsens maksimale forsterkning.

Dette designnotatet tar for seg design og utforming av en slik forsterker. Kravspesifikasjonen oppgir en f_0 på 950 Hz. Forsterkeren som designes har som formål å levere størst mulig effekt til en hodetelefon (last) med reell impedans $R_L = 32$ ohm. Det stilles ikke krav til hvor stor amplitude $v_1(t)$ skal kunne ha før forsterkeren gir klipping, men et vanlig linje-signal (lydsignal fra f.eks. en datamaskin eller en mp3-spiller) har gjerne ikke større peak-to-peak-amplitude V_{pp} enn 0,89 V [2]. Det er derfor naturlig at forsterkeren ikke skal gi klipping før amplituden til $v_1(t)$ overskrider denne spenningen. Designet vil dokumenteres med frekvensrespons i form av bodediagram over det hørbare frekvensspekteret, samt maksimalt inngangsnivå før forsterkeren gir synlig (eller hørbar) distorsjon av et sinussignal ved 2000 Hz. Til slutt vil effekten levert til R_L ved dette inngangsnivået oppgis.

2. Mulig løsning

En klasse A transistorforsterker er valgt for å tilfredsstille kravene som er stilt. Det generelle kretsskjemaet til en slik forsterker er vist i Figur 2.



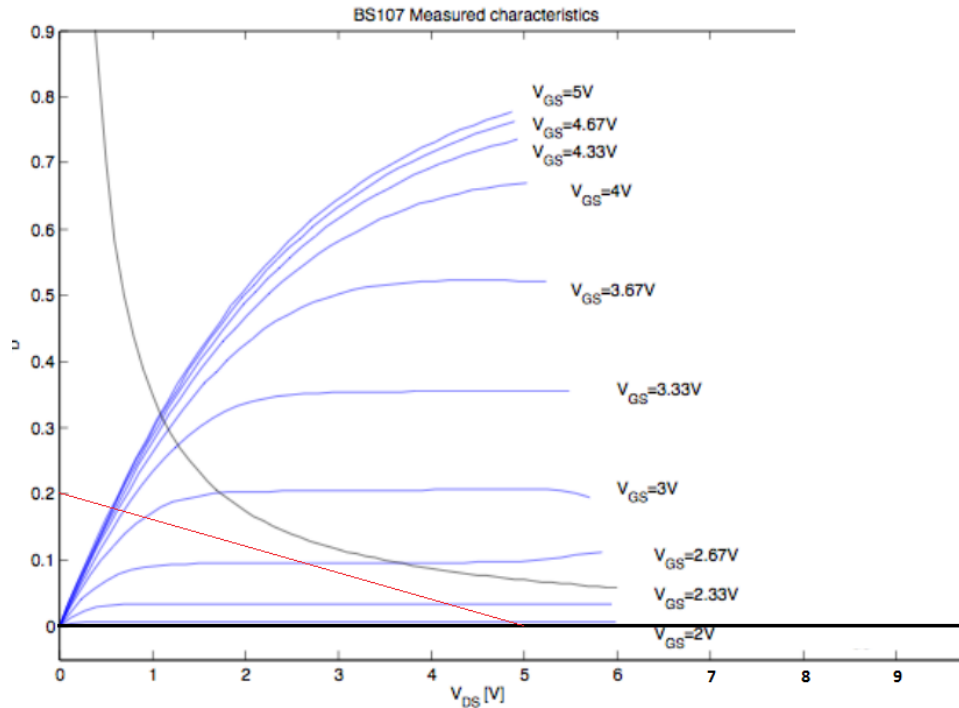
Figur 2: Generell klasse A transistorforsterker

At forsterkeren er klasse A betyr at den benytter én transistor for å forsterke hele signalet, til forskjell fra f.eks. en klasse B forsterker som forsterker signalets topper og bunner hver for seg. Fordelen med en klasse A forsterker er at den er forholdsvis enkel å implementere og forstå. Det er dog flere ulemper med den, blant annet at den bruker et bias-ledd for å holde transistoren i metning. Dette fører til at det konstant går en betydelig strøm gjennom transistoren, noe som er energi-ineffektivt. Energieffektivitet er ikke nevnt i kravspesifikasjonene, så en klasse A forsterker vil likevel fungere fint.

Prinsippet bak kretsen er som følger: Kondensatorene C_1 , C_2 og C_S er store, og for små tidsvarierende signaler fungerer de som batterier. $v_1(t)$ blir, ved hjelp av C_1 og spenningsdeleren $R_1 || R_2$ dratt opp til en bias-spenning V_G . Denne bias-spenningen sørger som sagt for at NMOS-transistoren befinner seg i metningsområdet. Små variasjoner i gate-source-spenningen V_{GS} vil gi store variasjoner i drain-strømmen I_D som igjen fører til at spenningsfallet over motstanden R_D varierer. Drain-spenningen V_D blir deretter senket gjennom C_2 , og, dersom komponentene er dimensjonert fornuftig, vil spenningen $v_2(t)$ over lasten være forsterket i forhold til $v_1(t)$. Motstanden R_S er plassert mellom source og jord for å hindre at arbeidspunktet vandrer som følge av temperaturendringer og lignende. Dette skjer ved at, dersom arbeidspunktet flytter seg slik at I_D øker, vil spenningsfallet over R_S øke som senker V_{GS} . Da vil transistoren lede mindre strøm, og I_D synker igjen. Det motsatte tilfellet vil gi motsatt resultat. RC-leddet $R_S || C_S$ fungerer som et høypassfilter og slipper små tidsvarierende signal gjennom til jord slik at forsterkningen ikke blir påvirket.

Størrelsene V_{GS} , V_{DS} og I_D kalles *arbeidspunktet* til kretsen. Arbeidspunktet karakteriserer hvordan kretsen vil oppføre seg for ulike påtrykte signal. Ett gitt arbeidspunkt kan f.eks. gi stor forsterkning for små signalnivå, men vil gjerne gi klipping for moderate signalnivåer. Et annet arbeidspunkt vil kanskje gi mindre forsterkning, men kan til gjengjeld forsterke store signalnivåer uten å klippe signalet. Utfordringen med et slikt design ligger i å velge et fornuftig arbeidspunkt.

Transistoren som skal anvendes i kretsen er BS107A [3], da denne er billig og lett tilgjengelig. For å finne et fornuftig arbeidspunkt kan man studere transistor karakteristikk til denne. En slik karakteristikk er en grafisk fremstilling av hvordan de tre størrelsene i arbeidspunktet avhenger av hverandre. Figur 3 viser målt karakteristikk for denne typen transistorer.



Figur 3: Målt transistorkarakteristikk for BS107A [4]

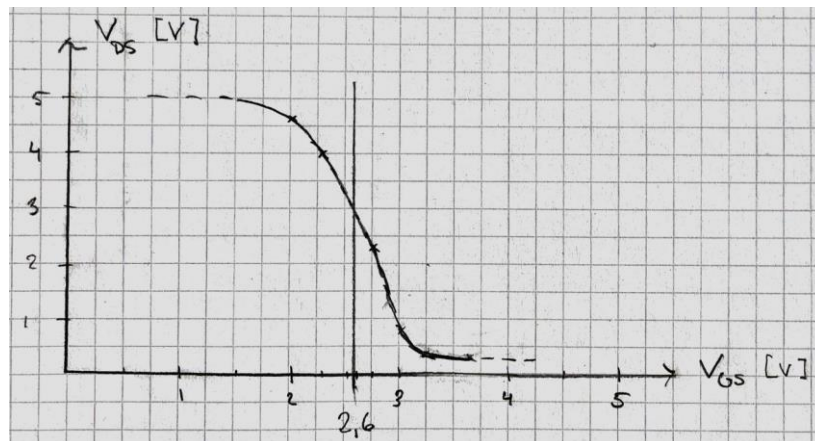
Det er verdt å nevne at denne karakteristikken vil avhenge av temperatur o.l. samt at den vil være forskjellig fra transistor til transistor. Den vil likevel gi en god idé om hvordan de tre størrelsene avhenger av hverandre. Karakteristikken viser I_D som funksjon av V_{DS} for utvalgte verdier av V_{GS} . Transistoren kan bare omsette en begrenset effekt, og i karakteristikken er det tegnet inn en hyperbel som viser denne effektbegrensningen. Arbeidspunktet bør altså ikke ligge særlig mye høyere enn denne begrensningen. I tillegg må arbeidspunktet befinne seg i metningsområdet for transistoren slik at vi får lineær oppførsel. Metningsområdet er den delen av diagrammet der kurvene er horisontale.

Når strømmen I_D gjennom transistoren er 0, vil hele forsyningsspenningen V_{DD} ligge over transistoren. Når spenningen V_{DS} over transistoren er 0, er transistoren i triodeområdet, og strømmen gjennom transistoren er så stor som den kan være. Siden transistoren alltid har en viss intern motstand R_{DS} , vil V_{DS} aldri bli helt 0 V, men for dette formålet er det greit å tenke ideelt.

Når disse to punktene er kjent kan de forbindes med en rett linje. Denne rette linjen vil karakterisere sammenhengen mellom V_{GS} og V_{DS} , og ved å plote V_{DS} som funksjon av V_{GS} vil transistorens forsterkerkarakteristikk bli tydelig.

Arbeidspunktet ble bestemt ved hjelp av en del prøving og feiling. Det første som ble bestemt var forsyningsspenningen V_{DD} . I første omgang ble 9 V fra et alkalisk-batteri forsøkt som forsyningsspenning, men da batteriet ble brukt i en tidlig versjon av kretsen ble det observert at spenningen varierte mellom 6 V og 10 V. Dette var for ustabil, så 5 V ble hentet fra en mobiltelefonlader. Fordelen med denne kilden er at den kan levere 5 V og 1 A veldig stabilt. Problemet var at spenningskilden introduserte svært mye støy i kretsen, noe som selvsagt er ubeleilig i en lydforsterker. Den endelige kretsen bruker 9 V fra et alkalisk-batteri, regulert ned til 5 V ved hjelp av en spenningsregulator [4].

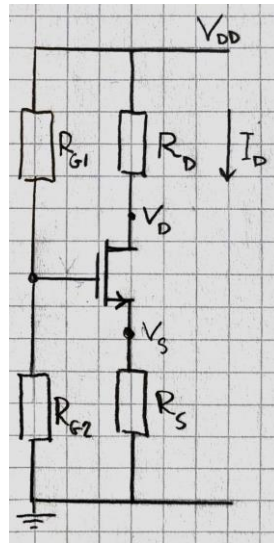
Flere ulike drain-strømmer ble også forsøkt, og overraskende nok skulle det vise seg at det var motstandene som var flaskehalsen for strømmen. Det er oppgitt at de kan omsette 0,6 W, noe som ikke tillater spesielt stor strøm, selv om flere settes i parallell for å fordele strømmen. Etter en del testing ble det funnet at $I_D = 200$ mA ga fornuftig resultat. For disse verdiene av I_D og V_{GS} ble den rette linjen tegnet i Figur 3. Deretter ble V_{DS} som funksjon av V_{GS} skissert som vist i Figur 4.



Figur 4: V_{DS} som funksjon av V_{GS}

Fra figuren ser man at et arbeidspunkt på omtrent 2,6 V gir et nokså lineært område som spenner mer enn 0,89 V. Dette arbeidspunktet tillater også litt vandring i arbeidspunkt siden den lineære delen er omhyllt av ganske rolige overganger til både cut-off og metning. Dette arbeidspunktet er det som vil bli brukt i kretsen.

For å dimensjonere komponentene rundt arbeidspunktet er det naturlig å foreta *storsignalanalyse* der man nullstiller inngangssignalet og studerer den resulterende kretsen. Da er alle strømmer og spenninger i kretsen konstante, og kretsen kan forenkles en del. Dette er gjort i Figur 5.



Figur 5: Storsignalanalyse av forsterkerkretsen

Hvilken del av kretsen man tar for seg først under dimensjoneringen er likegyldig; her begynner vi med motstanden R_S . For at $R_S \parallel C_S$ skal ha spillerom til å justere arbeidspunktet, kan vi la det falle 1 V over R_S når strømmen I_D er så stor som den kan være. Dette gir

$$R_S = \frac{1 \text{ V}}{200 \text{ mA}} = \underline{5\Omega}$$

R_S i serie med R_D skal gi $I_D = 200 \text{ mA}$ når $V_{DS} = 0 \text{ V}$. Dette gir R_D :

$$\frac{5 \text{ V}}{R_D + R_S} = 200 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow R_D = \underline{20\Omega}$$

Likheten $V_{GS} = V_G - V_S$ gir bias-spenningen $V_G = 2,6 \text{ V} + 1,0 \text{ V} = 3,6 \text{ V}$. Tidlig testing av kretsen viste dog at arbeidspunktet ikke legger seg der teorien tilsier. Dette skyldes blant annet at V_{DS} aldri er lik 0 V. Det ble derfor bestemt at bias-spenningen bestemt av spenningsdeleren $R_{G1} + R_{G2}$ skulle være variabel slik at V_G kan varieres mellom 3,0 V og 4,5 V. Dette kan gjøres ved hjelp av et potensiometer og enkel spenningsdeling, se Figur 6.

R_{G2} velges til å være 10 k Ω da dette gir lite strømføring og effekttap i spenningsdeleren. R_{G1} sin minimumsverdi skal gi 4,0 V over R_{G2} . R_x er motstanden i parallell med potensiometeret. Dette gir minimumsverdien til R_{G1} :

$$\frac{3,0 \text{ V}}{5 \text{ V}} = \frac{10 \text{ k}\Omega \cdot R_x}{10 \text{ k}\Omega + R_x}$$

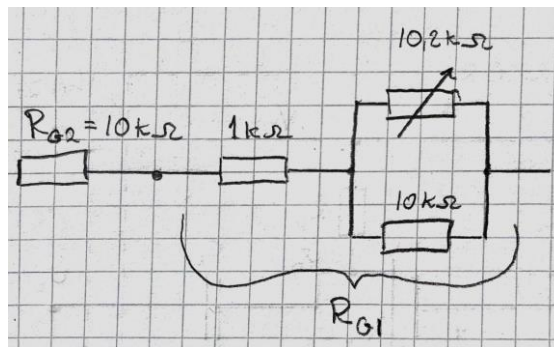
$$\Rightarrow R_x = \frac{10 \text{ k}\Omega \cdot 5,0 \text{ V}}{3,0 \text{ V}} - 10 \text{ k}\Omega \approx \underline{6,6 \text{ k}\Omega}$$

R_{G1} sin maksimalverdi skal gi 3,0 V over R_{G2} . Dette gir

$$\frac{4,5 \text{ V}}{5,0 \text{ V}} = \frac{10 \text{ k}\Omega \cdot R_x}{10 \text{ k}\Omega + R_x}$$

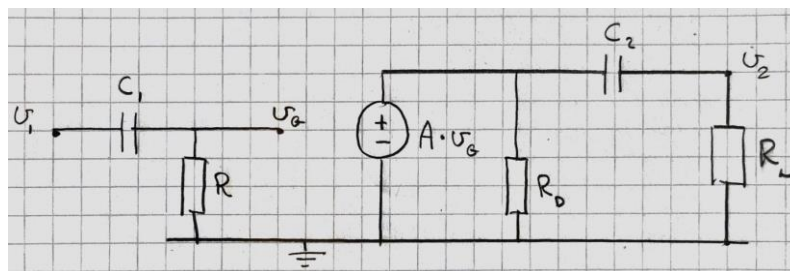
$$\Rightarrow R_x = \frac{10 \text{ k}\Omega \cdot 5 \text{ V}}{4,5 \text{ V}} - 10 \text{ k}\Omega \approx \underline{1,1 \text{ k}\Omega}$$

Et potensiometer med målt maksimalmotstand på 10,2 k Ω blir brukt, og ved prøving og feiling ble det funnet at spenningsdeleren som vist i figur 6 ga omtrent ønsket variasjon i arbeidspunkt.



Figur 6: Spenningsdeleren med motstandsverdier

Til slutt ble kondensatorverdiene funnet. I utgangspunktet bør de være store, men for å spare kostnader og vekt er det gunstig å velge så små kapasitanser som mulig. Ved å nullstille V_{DD} og studere hvordan kretsen oppfører seg for *små signaler* kan kapasitansene finnes, se figur 7.



Figur 7: Småsignalanalyse av forsterkerkretsen

Her er R lik parallellkoblingen $R_{G2} \parallel R_{G1}$. I småsignalanalyse av transistorforsterkeren kan transistoren modelleres med sin Norton-ekvivalent som en avhengig strømkilde eller som sin Thévenin-ekvivalent som en avhengig spenningskilde. Sistnevnte modell er brukt i Figur 7 da dette illustrerer sammenhengen mellom forsterkerkretsen og likheten (1) beskrevet innledningsvis. Kretsen kan dekomponeres i tre deler: Et høypassfilter på inngangen med amplituderespons $|H_1|$, et forsterkerledd (allpass-filter)

A og et høypassfilter på utgangen med amplituderespons $|H_2|$. Likheten (2) er da gjeldende:

$$v_2(t) = |H_1| \cdot A \cdot |H_2| \cdot v_1(t) \quad (2)$$

Resultatet av disse amplituderesponsene er lik summen av bidragene deres.

H_1 er gitt ved

$$H_1 = \frac{v_G}{v_1} = v_1 \cdot \frac{Z_R}{Z_R + Z_{C1}} \cdot \frac{1}{v_1} = \frac{Z_R}{Z_R + Z_{C1}}$$

Vi setter inn for impedansene i likningen og rydder på uttrykket:

$$\frac{R}{1/j\omega C_1 + R} = \frac{1}{1/j\omega\tau + 1}, \tau = RC_1, \omega = 2\pi f$$

Dette gir

$$|H_1| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2 + 1}}$$

Vi ønsker at $|H_1|$ skal være dempet med 3 dB fra maksimal forsterkning når $v_1(t)$ har frekvens lik knekkfrekvensen. Dette gir, i lineær skala, følgende likhet:

$$|H_1| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{2}}, f = f_0$$

Likheten sier at uttrykkene under rot-tegnene må være like. Da kan man løse for C_1 :

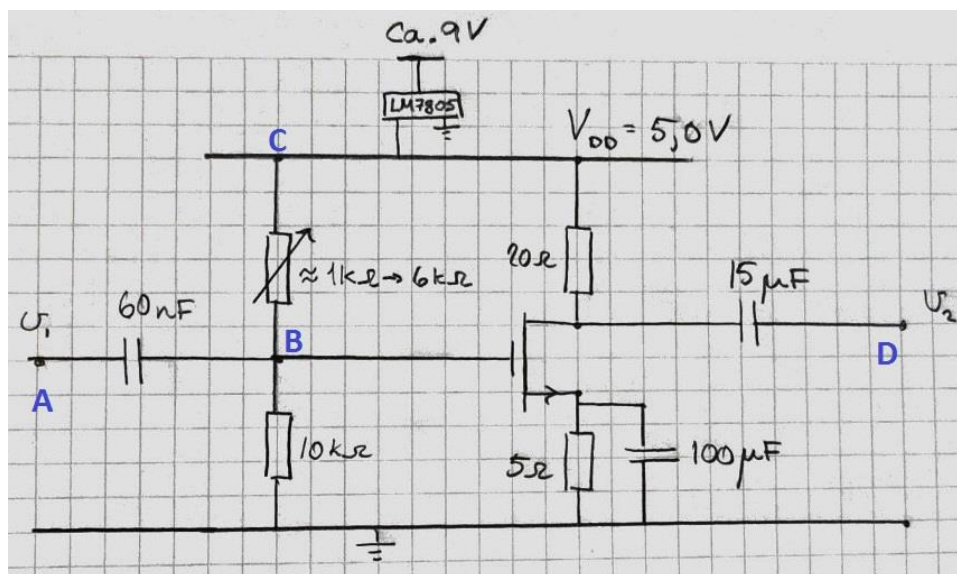
$$\left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2 + 1 = 2$$

$$\Rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi R f_0}$$

$$\Rightarrow C_1 \approx \underline{60 \text{ nF}}$$

Kretsen som er beskrevet så langt i designet ble koblet opp og C_2 ble funnet ved prøving og feiling. Kapasitansen ble senket gradvis helt til knekkfrekvensen ble større enn 950 Hz. Grensen så ut til å ligge litt under 15 μF . Måling av knekkfrekvensen er beskrevet under «realisering og test».

Alle størrelsene i kretsen er nå bestemt, og fullstendig kretsskjema vises i Figur 8.

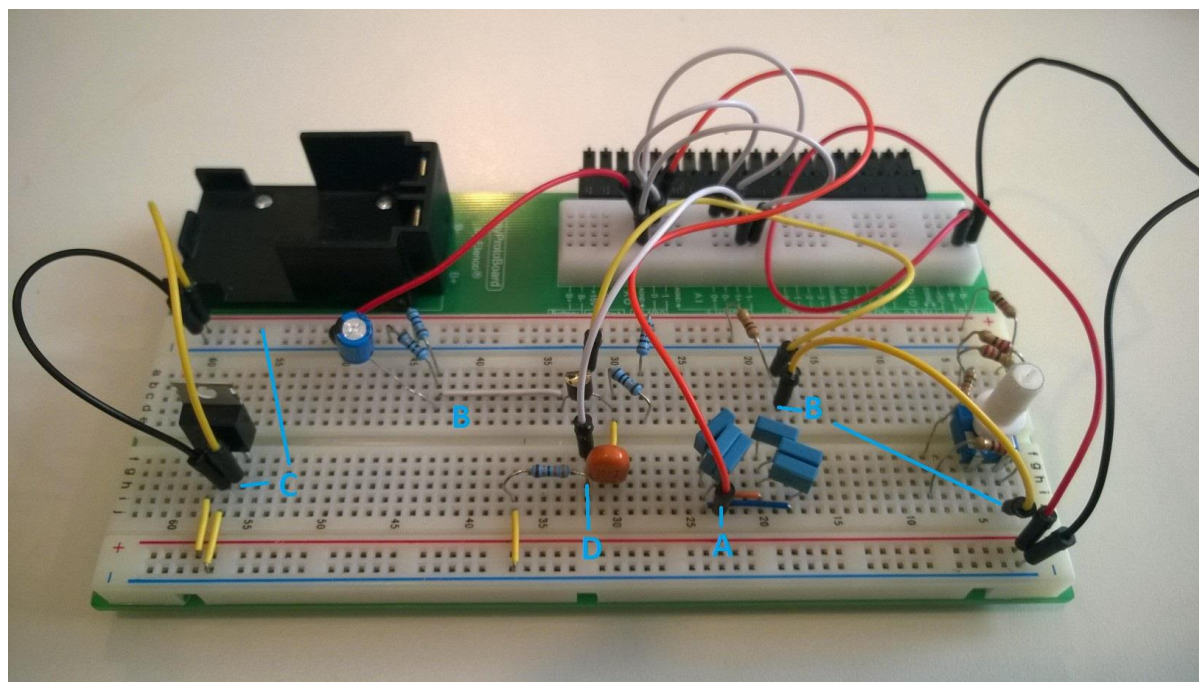


Figur 8: Fullstendig kretsskjema

Nodene A, B, C og D er tegnet inn for lettere å orientere seg i den ferdige kretsen.

3. Realisering og test

Kretsen ble koblet opp og er avbildet i Figur 9.



Figur 9: Oppkoblet krets

Nodene A, B, C og D fra Figur 8 er tegnet inn.

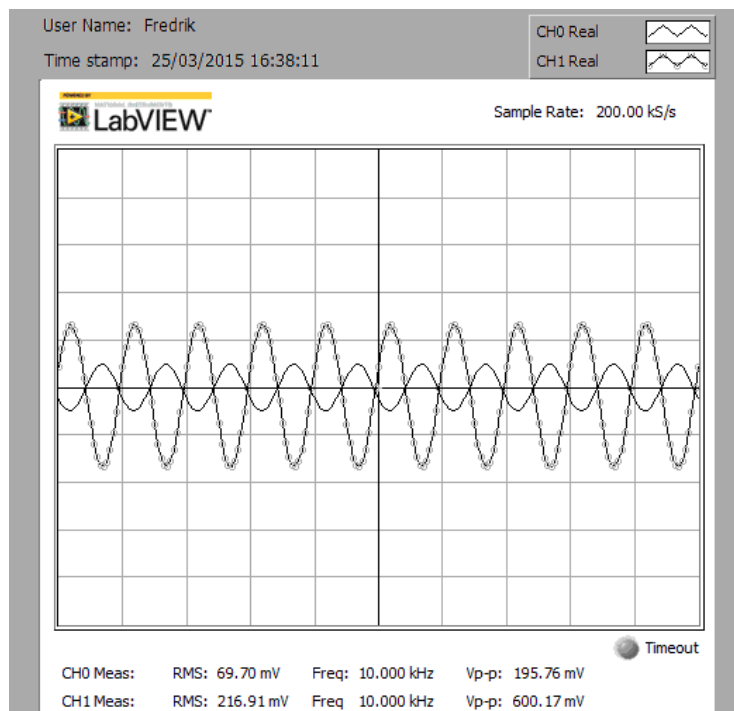
Tabell 1 viser hvilke fysiske komponenter som er brukt for å realisere de ideelle, teoretiske komponentene.

Tabell 1: Fysiske komponenter		
Navn på komp. i kretsdiagram	Teoretisk verdi	Fysisk komponent
C_1	60 nF	Seks stk. 10 nF keramiske kond. i parallell
C_2	-	15 μ F keramisk kondensator
C_S	«stor»	100 μ F elektrolyttkondensator
R_{G1}	$1,1 \text{ k}\Omega < R_{G1} < 6 \text{ k}\Omega$	1 k Ω i serie med en parallellkobling av et pot.-meter (10,2 k Ω) og en motstand på 10 k Ω
R_{G2}	10 k Ω	10 k Ω
R_D	20 Ω	10 Ω + 10 Ω
R_S	5 Ω	10 Ω 10 Ω
R_L	32 Ω	33,2 Ω

Test av knekkfrekvens og frekvensrespons

Systemet som brukes for å teste kretsen er National Instruments' *myDAQ* med den tilhørende programvareløsningen *labVIEW* [6]. Med dette systemet kan kretsen påtrykkes ulike signaltyper, og signalresponser kan analyseres vha. oscilloskop eller bodediagram.

Som nevnt innledningsvis vil et linje-signal (lyd) normalt ikke overskride 0.89 V_{pp} (amplitude 0,445 V). Et linje-signal som er «passe høyt» ligger dog med en amplitude på rundt 0,1 V, og det gir derfor mening å undersøke knekkfrekvensen for «normale» signalnivåer. For å finne knekkfrekvensen ble først maksimal spenningsforsterkning funnet (siden knekkfrekvensen bestemmer punktet der *spenningsnivået* V_{RMS} ligger 3 dB under maksimum). Da ble et sinussignal med amplitude 0,1 V og frekvens $f = 10\text{kHz} \gg f_0$ påtrykket kretsen, og Figur 10 viser en skjermdump av oscilloskopmålingen.



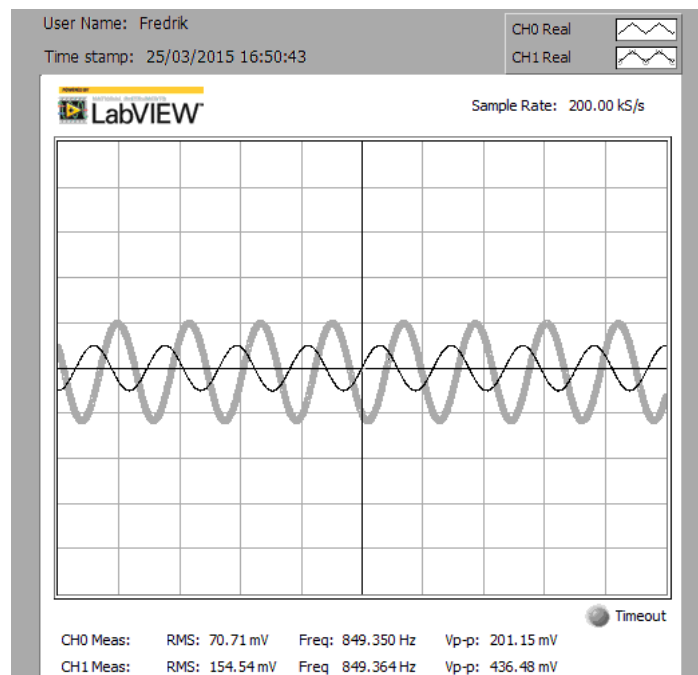
Figur 10: Maksimal spenningsforsterkning. CH0 = $v_1(t)$, CH1 = $v_2(t)$

Grunnen til at oscilloskopet brukes i stedet for et bodediagram for å finne knekkfrekvensen er at det lå en del usikkerhet rundt hvordan bodeanalysatoren til myDAQ/LabVIEW fungerer. Oscilloskopet gir fasiten og vil indikere om bodediagrammet oppfører seg som forventet eller ikke.

V_{RMS} for $v_2(t)$ i dette tilfellet avleses til å være 217 mV. 3 dB dempning av denne spenningen er gitt ved

$$\frac{217 \text{ mV}}{\sqrt{2}} \approx 153 \text{ mV}$$

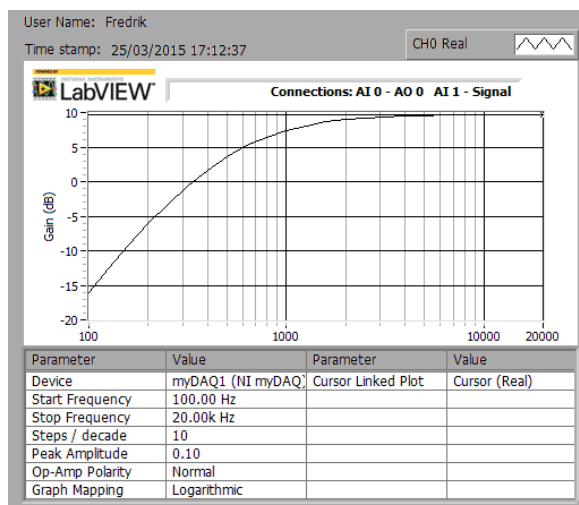
Dette betyr med andre ord at knekkfrekvensen finnes der $v_2(t)$ sin RMS-verdi er lik 153 mV. Etter litt leting ble denne RMS-verdien funnet ved ca. 850 Hz, se Figur 11.



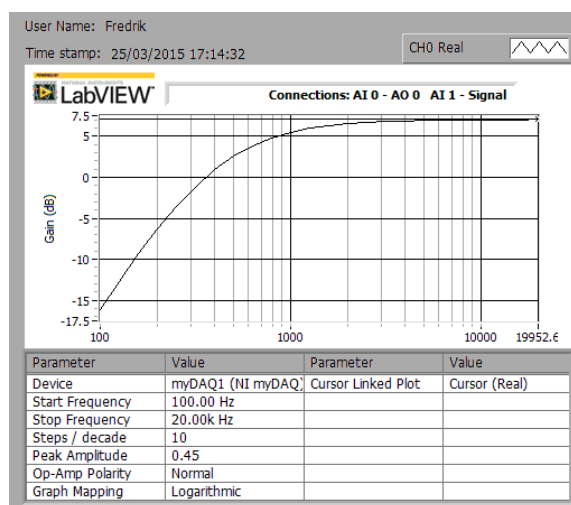
Figur 11: 3 dB dempning av maksimal forsterkning

Knekkfrekvensen ligger altså 100 Hz lavere enn teorien tilsier. Dette kan være et resultat av mange faktorer, noe som ikke vil gjennomgå av denne rapporten, da det ikke er spesielt relevant for designet. Det som er viktig er at knekkfrekvensen ikke ligger over 950 Hz.

To bodediagram konstrueres for å vise den totale frekvensresponsen til kretsen. Figur 12 viser frekvensresponsen til kretsen for «normale» signalnivåer med amplitude på 0,1 V, og Figur 13 viser frekvensresponsen for worst-case-signalene med amplitude på 0,45 V.



Figur 12: «normal» frekvensrespons

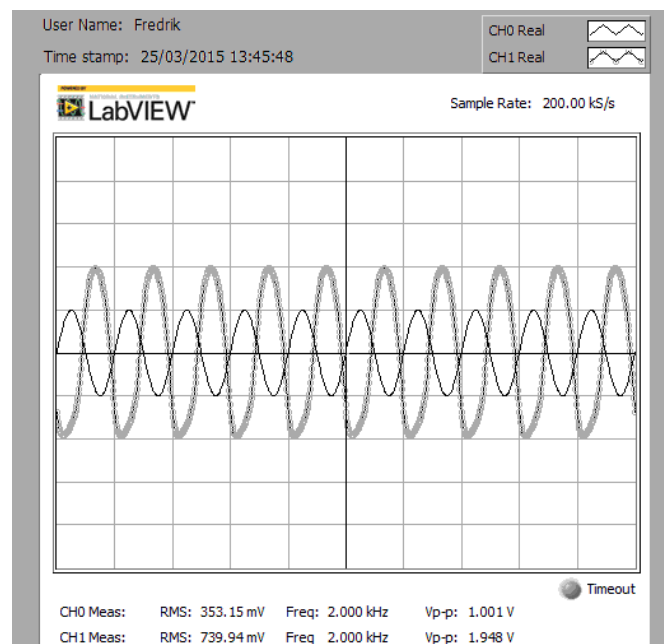


Figur 13: worst-case frekvensrespons

Knekkfrekvensene kan i begge bodediagrammene leses av til å ligge rundt 700 Hz, så det er tydelig at bodediagrammet ikke oppfører seg helt som forventet. Det gir likevel en god idé om hvordan forsterkeren oppfører seg for ulike frekvenser.

Test av forsterkning

Kretsen testes for sinus-signal med frekvens på 2000 Hz. Spenningen $v_2(t)$ over R_L måles med oscilloskopet i myDAQ, og amplituden økes jevnt helt til distorsjon av utgangssignalet er tydelig. Arbeidspunktet justeres med potensiometeret til utgangssignalet er så lite forvrengt som mulig. En skjermdump fra oscilloskopet er vist i Figur 11.



Figur 14: Oscilloskopskjermdump av forvrengning. CH0 = $v_1(t)$, CH1 = $v_2(t)$

Kretsen ga forvrengt utgangssignal når det påtrykte signalet hadde en amplitude på omtrent 0,5 V. Utgangssignalet er fortsatt sinusformet, men det er litt skjevt. Dessverre er utgangssignalet så stort i dette tilfellet at det ikke var mulig å lytte skikkelig på det med hodetelefoner. Likevel er dette innenfor spesifikasjonene satt i innledningen.

Middeleffekten som blir utviklet i R_L i dette tilfellet er gitt ved

$$P_{\text{middel}} = \frac{v_1^2_{\text{RMS}}}{R_L}$$

v_1 RMS leses av til å være 740 mV. Dette gir

$$P_{\text{middel}} = \frac{(740 \text{ mV})^2}{33,2 \Omega} \approx \underline{17 \text{ mW}}$$

Dessverre kan det ikke sies noe om hvor stor *effektforsterkning* denne forsterkeren gir, siden Thévenin-ekvivalenten til kilden (Figur 1) ikke er kjent.

4. Konklusjon

I dette designnotatet har en klasse A transistorforsterker blitt designet og realisert. Designet oppfyller kravet om knekkfrekvens nokså godt. Forsyningsspenningen på 5 V ga en forsterkningskarakteristikk som førte til fin forsterkning for alle mulige amplituder et linje-signal kan ha. Beslutningen om å inkludere variabelt arbeidspunkt gir brukeren veldig stor kontroll over kretsens oppførsel, og avgjørelsen om å velge et arbeidspunkt som tillater vandring er derfor ikke helt nødvendig. Dersom designet skulle gjennomføres på nytt ville en høyere kildespenning blitt vurdert for å gi større forsterkning.

5. Takk

Takk rettes mot fagstaben ved IET/ELSYS for flere gode råd i designfasen av forsterkerkretsen.

Referanser

- [1] IET/Fagstaben for ELSYS, Designøving 3 (PDF), hentet 24.03.2015 15:54
- [2] http://en.wikipedia.org/wiki/Line_level, hentet 24.03.2015 17:49
- [3] Datablad BS107A: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/BS107-D.PDF hentet 24.03.2015
- [4] *Døme på dimensjonering av ein enkel forsterkar*. Lars Lundheim/IET
- [5] Datablad for spenningsregulator LM7805X: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/LM/LM7805.pdf>, hentet 26.05.2015
- [6] myDAQ/labVIEW: <http://www.ni.com/mydaq/>