

ANALOG OG DIGITAL ELEKTRONIK

HiFi-FORSTÆRKER

MED DIGITAL STYRING

3. semester projekt
School of Information and Communication Technology
Elektronik & IT Aalborg Universitet
Efteråret 2010

Titel:

HiFi-forstærker

Tema:

Analog og digital elektronik

Projektperiode:

P3, efteråret 2010

Projektgruppe:

311

Gruppemedlemmer:

Benjamin Krebs

Frederik Juul

Jacob Hansen

Jesper Knudsen

Jonas Hansen

Vejleder:

Jan H. Mikkelsen

Vikarierende vejleder:

Ole Kiel Jensen

Sidetal:

107

Oplagstal:

7

Bilagsantal og art:

1 bilags-CD

Afsluttet den:

21/12-2010

Synopsis:

Der er i dette projekt arbejdet med design og beregning af en HiFi-forstærker. Målet med en HiFi-forstærker er at forstærke et signal, med så stor præcision som muligt. Fra standarder er der opstillet minimumskrav for forstærkning og frekvensgang, samt maximumskrav for forvrængning.

HiFi-forstærkeren i dette projekt består af 4 moduler: En forforstærker, en indgangsvælger, en volumenkontrol og en effektforstærker. Forforstærkerens funktion er at forstærke et mikrofonsignal til linieniveau, for at det kan sendes ind på niveau med et liniesignal. Dette gør at de to signaler kan behandles éns. Indgangsvælgeren benyttes til at vælge imellem mikrofonsignalet eller stereosignalet: Intet signal, begge signaler eller de enkelte signaler hver for sig kan vælges. Indgangsvælgeren samler desuden signalerne, og skalærer det endelige signal, så outputtet derfra altid vil være på samme niveau. Volumenkontrollen dæmper det samlede signals amplitude, for at formindske den endelige volumen. Effektforstærkeren forstærker først signalet, dernæst sørger den for at levere den mængde strøm som er nødvendig, for at afsætte den krævede effekt i højttaleren.

Rapportens indhold er frit tilgængeligt, men offentliggørelse (med kildeangivelse) må kun ske efter aftale med forfatterne.

Læsevejledning

I denne rapport benyttes forskellige former for notation. Disse er som følger:

- **Citater** er skrevet med kursiv og med lineskift både over og under citatet.
- **Henvisninger til litteratur** er markeret med "[1]" hvor nummeret svarer til et nummer i litteraturlisten. Disse henvisninger er, i den elektroniske version af rapporten, links, så de kan klikkes på. Henvisninger som er brugt til en enkelt information er markeret umiddelbart efter denne information og henvisninger brugt til et helt afsnit er markeret umiddelbart efter afsnittet.
- **Henvisninger til figur eller afsnit** er markeret med "se figur/afsnit x.x.x" hvor nummeret svarer til afsnitsnummeret i indholdsfortegnelsen eller figurnummeret under en figur. Disse henvisninger er, i den elektroniske version af rapporten, links.

Ordliste

- **AAU** - Aalborg Universitet
- **EMC** - Electromagnetic compatibility
- **THD** - Total Harmonic Distortion
- **BCD** - Binary-Coded Decimal

Forord

Denne rapport dokumenterer et 3. semester projekt, udarbejdet i perioden fra 2. september 2010 til 21. december 2010. Projektet er udført af gruppe 311 på Elektronik og IT-ingeniør uddannelsen på Aalborg Universitet. Temaet for dette semester er "Analog og digital elektronik" og gruppen valgte "High Fidelity (Hi-Fi) forstærker med digital styring" som undertema. I løbet af semesteret modtager gruppen undervisning i form af PE- og SE-kurser, som bliver holdt af Institut for Elektroniske Systemer. Gruppen tilegner sig desuden viden gennem en fri studieaktivitet. Omtalte kurser er:

PE-kurser:

Måleteknik
Analog elektronik
Tilbagekoblingsteori 1
Basal digitalteknik

SE-kurser:

Quasistatiske elektriske og magnetiske felter
Beregningsteknik indenfor elektronikområdet 1
Grundlæggende AC-kredsløbsteori

Fri studieaktivitet:

PCB design og fabrikation

Gruppen har i løbet af projektet bestræbet sig på at opbygge mest muligt af løsningen med diskret elektronik, fremfor integreret elektronik, selvom det ikke altid er den teknisk bedste løsning. Der er i løbet af rapporten nævnt, når et element er udviklet specielt med dette for øje.

Gruppe 311 består af:

Benjamin Krebs

Frederik Juul

Jacob Hansen

Jesper Knudsen

Jonas Hansen

Indholdsfortegnelse

1	Indledning	10
2	Systemopbygning	11
3	Valg af løsning	14
3.1	Standarder	14
3.2	Udgangstrinsklasser	16
3.3	Indgangsvælger	19
3.4	Volumenkontrol	20
3.5	Equalizer	20
3.6	Indgangsimpedans	21
3.7	Kortslutningssikring	21
3.8	Udgangseffekt	22
3.9	Udgangssignaltype	22
3.10	Total Harmonic Distortion	23
3.11	Kravspecifikation	23
4	Forforstærker	25
4.1	Design	26
4.2	Implementering	32
4.3	Accepttest	32
5	Indgangsvælger	35
5.1	Design	35
5.2	Implementering	42
5.3	Accepttest	43
6	Volumenkontrol	44
6.1	Design	45
6.2	Implementering	54
6.3	Accepttest	54
7	Effektforstærker	55
7.1	Design	55
7.2	Accepttest	74
8	Implementering	75

8.1 Accepttest	75
9 Konklusion	76
Litteratur	77
10 Appendiks A	80
11 Appendiks B	84
12 Appendiks C	85
13 Appendiks D	87
14 Appendiks E	91
15 Appendiks F	99
16 Appendiks G	104

Indledning

1

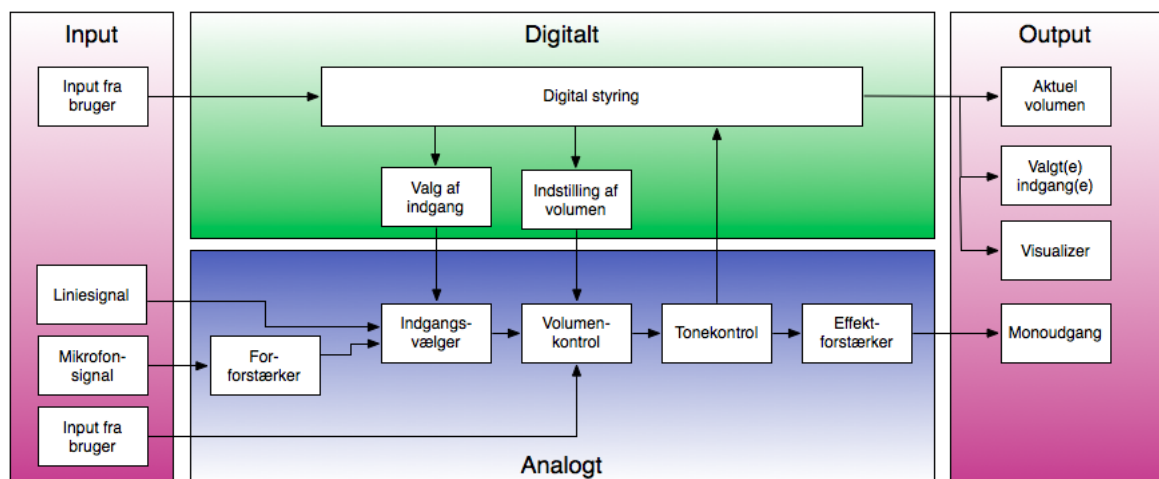
Formålet med en forstærker er at forstærke et signal, til det niveau brugeren ønsker. I HiFi-forstærkerens tilfælde, drejer det sig specifikt om lydsignaler, som forstærkes til et, af brugeren defineret, niveau. Disse bruges både i input- og output-situationer. Eksempelvis vil en HiFi-forstærker blive brugt hvis man har behov for at forstærke et mikrofonsignal, før det bliver optaget. Et andet eksempel, som dækker den mest gængse forståelse og benyttelse af en HiFi-forstærker, er hvor forstærkeren bliver brugt til at forstærke et signal, før signalet når en højttaler. Formålet med forstærkeren er, at tillade en større effekt at blive afsat i højttaleren, uden at belastningen har nogen indflydelse på det originale signal. Dette er især praktisk hvis signalet kommer fra en svag kilde, med en meget lille effekt. En HiFi-forstærker skal ofte ikke kun håndtere et enkelt signal, men tit også blande signalerne sammen, samt have mulighed for at kunne skrue op og ned, for de forskellige frekvenser i signalet.

Navnet ”HiFi-forstærker” kommer fra det engelske ”High Fidelity”, hvilket oversat betyder høj nøjagtighed. Dette kommer af, at man med en HiFi-forstærker forsøger at opnå, det man kalder høj transparency; altså at det, udover styrken, er umuligt at se på signalet, at det har været igennem forstærkeren. Tidlige forsøg på forstærkere, LoFi-forstærkere, havde en lav transparency, hvilket betød, at der var meget forstærker-skabt støj på signalet. Der findes standarder for bl.a. transparency og effektforstærkning, så der er en tydelig forskel på HiFi- og LoFi-forstærkere.

HiFi-forstærkeren findes i dag, i større eller mindre versioner, i, praktisk talt, alt elektronisk udstyr, der gengiver lyd. Derfor er de en integreret, ofte usynlig, del af hverdagen og kan findes overalt.

Systemopbygning 2

- For at kunne finde krav til dette projekts HiFi-forstærker er det nødvendigt at vælge hvilke blokke denne skal bestå af. I dette projekt er der ikke udelukkende valgt at designe en HiFi-forstærker i sin simpleste form, men også at tilføje funktionalitetsudvidende elementer.
- 5 Systemets opbygning, med adskilte funktionelle blokke, er illustreret på figur 2.1. Dette afsnit vil argumentere for og forklare den valgte opbygning.



Figur 2.1: Opbygning af dette projekts HiFi-forstærker

Input blokke

- Det er valgt at der skal kunne tilsluttes to typer lydkilder til HiFi-forstærkeren; en mikrofon og en kilde som afgiver et linesignal. Kilder som afgiver et linesignal er blandt andre computere, de fleste mobiltelefoner og medieafspillere, hvilket er grundlaget for netop at vælge denne type indgang. Grundlaget for at vælge en mikrofonindgang er udelukkende for at kunne anvende en indgangsvælger og for ikke at lave to ens linieindgange.
- 10

HiFi-forstærkeren skal udstyres med et frontpanel hvorpå alle knapper til justeringsmulighederne skal placeres. På frontpanelet skal der være mulighed for at justere på equalizer-

bånd, volumen og valg af indgang.

Analoge blokke

Udgangsspændningen fra en mikrofon er lavere end linieniveau. Derfor benyttes en forforstærker til at forstærke mikrofonens lave signal op på niveau med liniesignalet, således at de er sammenlignelige i resten af systemet.

For at kunne vælge mellem de to indgange, mikrofon og linie, er det valgt at benytte en indgangsvælger. Indgangsvælgeren skal, foruden at slukke for den ene indgang og tænde for den anden, også kunne tænde og slukke for dem begge og dermed blande de to. Det skal, på frontpanelet, være muligt at skifte mellem indgangene samt se hvilke indgange der aktuelt er aktive eller inaktive.

For at kunne skrue op og ned for lydniveauet på HiFi-forstærkeren skal der implementeres en volumenkontrol. Volumen skal kunne justeres på frontpanelet og det skal desuden være muligt at se den aktuelle volumen.

Brugeren skal have mulighed for at kunne forme lyden, som HiFi-forstærkeren afgiver. Dette vil blive gjort med en equalizer, hvis funktion er at dæmpe et forudbestemt antal frekvensbånd indenfor hele frekvensområdet. Denne justeringsmulighed af hver enkelt bånd skal være tilgængelig for brugeren på frontpanelet.

Effektforstærkerens opgave er at levere strøm til højttaleren således at den ønskede afsatte effekt kan opnås.

Digitale blokke

Visse elementer på HiFi-forstærkeren skal styres digitalt. Dette gælder volumenkontrollen og indgangsvælgeren. De digitale blokke vil så vidt muligt, i dette projekt, være designet med gates, da det passer med pensum for det aktuelle semester.

Output blokke

For at kunne vise information om aktuelle indstillinger til brugeren vil der blive benyttet to former for displays. Den aktuelle volumen vil blive vist på 7-segment displays. Grunden til valget af 7-segment er for at kunne lave displaydriveren med gates og kunne færdiggøre den indenfor en overskuelig tidsperiode.

Visning af den aktuelt aktiverede indgang og visualizeren bliver med lysdioder. Da der er to indgange, som kan tændes og slukkes, skal der være to lysdioder, som er tændte hvis indgangen er aktiv. Visualizeren skal have et bestemt antal lysdioder pr. justerbart

frekvensbånd, således at jo flere lysdioder der lyser jo højere er lydniveauet på det aktuelle bånd.

Valg af løsning 3

Formålet med dette kapitel er til slut at opstille en kravspecifikation for projektets HiFi-forstærker. Alle kravene i kravspecifikationen skal være målbare, så de kan testes ved projektets afslutning, og begrundede i det omfang dette er muligt. Før det er muligt at opstille en sådan kravspecifikation, er det nødvendigt at dokumentere hvilke overvejelser som danner grundlag for de forskellige dele af kravspecifikationen. Disse overvejelser er derfor beskrevet, inden de i afsnit 3.11 samles til den endelige kravspecifikation for projektets HiFi-forstærker.

3.1 Standarder

I dette afsnit bliver der taget udgangspunkt i gældende standarder fra International Electrotechnical Committee (IEC) og Deutsches Institut für Normung (DIN). Målet med standarder er at opstille nogle normer for hvad produkter skal leve op til, hvilket gøres for at standardisere markedet sådan at produkter fra forskellige producenter kan arbejde sammen og ikke kun virker med produkter fra samme producent. Kravene opstillet i standarderne er ikke lovkrav, men derimod retningslinier. Det er dog i de færrestes interesse ikke at overholde standarderne.

Der findes mange standarder indenfor HiFi-forstærker-området, men alle vil ikke blive gennemgået. Der er istedet valgt tre standarder ud, som dækker det relevante for projektet. De tre standarder der arbejdes med er IEC581 Part 6, IEC61938 1. udgave og DIN 45500 normen.

IEC581 Part 6 - Amplifiers

Standarden IEC581 har titlen "High fidelity audio equipment and systems; Minimum performance requirements" og er fra 1979. I dette projekt er det valgt kun at anvende del 6 af standarden da kun denne del har relevans for projektet. Del 6 af standarden opstiller minimumskrav en HiFi-forstærker skal overholde[1].

Forvrængning

- Forforstærker må maksimalt forvrænge 0,5 %
 - Effektforstærker må maksimalt forvrænge 0,5 %
 - Forforstærker og effektforstærker samlet må maksimalt forvrænge 0,7 %
- 5 • Disse værdier skal som minimum overholdes i frekvensområdet fra 40 Hz til 16 kHz. Dog ved forforstærker og effektforstærker samlet er det tilladt at outputtet falder med 3 dB i frekvensområderne fra 40 Hz til 63 Hz og 12,5 kHz til 16 kHz
- Ydermere skal alle værdier af forvrængning være overholdt nominel udgangseffekt og indtil 26 dB lavere
- 10 I projektet er der valgt at overholde standarderne om forvrængning. Kravet om den samlede forvrængning fastsættes i afsnit 3.10.

Udgangseffekt

- Der skal minimum være et output på 10 W per udgangskanal og det skal overholde kravet om forvrængning.
- 15 • Hvis forstærkeren har mere end én udgangskanal skal alle kanaler kunne levere minimum 10 W samtidig.
- Forstærkeren skal kunne levere det maksimale output, uden at overskride forvrængningskravene, i mindst 10 minutter ved 1 kHz, med alle kanaler tændt og en temperatur mellem 15 °C og 35 °C.
- 20 I projektet er det valgt at tage udgangspunkt i standardens angivelser omkring udgangseffekt. Det endelige valg af udgangseffekt er beskrevet i afsnit 3.8.

Frekvensområde

- Frekvensområdet skal som minimum gå fra 40 Hz til 16 kHz.
 - Der må være en tolerance på $\pm 1,5$ dB for signaler der ikke er kommet igennem en equalizer, målt ved 1 kHz.
- 25 • Der må være en tolerance på ± 2 dB for signaler der er kommet igennem en equalizer, målt ved 1 kHz.

- I projektet er der valgt at HiFi-forstærkeren skal overholde de tolerancer der er angivet i standarden. Bestemmelsen af frekvensområdet tager udgangspunkt i standarden og den
- 30 menneskelige hørelse og foretages i afsnit 3.5.

Isolering af signaler

- Isolering mellem signaler skal mindst være 40 dB fra 250 Hz til 10 kHz
- Ved 1 kHz skal isoleringen mindst være 50 dB

I projektet er der valgt at isoleringen af signaler skal være større end 50 dB.

IEC61938 1. udgave

Standarden IEC61938 har titlen ”Audio-, video- og audiovisuelle systemer - Indbyrdes forbindelser og matchende værdier - Foretrukne matchende analoge signalværdier” og er fra 1997. Standarden der er brugt i rapporten er 1. udgave. Standarden er taget med fordi
5 den opsætter krav til indgangene i en HiFi-forstærker[2].

Liniesignaler

- Indgangsimpedansen som linesignalet bliver koblet til skal være større eller lig med $22\text{ k}\Omega$
- Linesignalets peak spænding skal være mellem $0,2\text{ V}$ og 2 V
- 10 • Udgangsimpedansen for linesignalet skal højst være $2,2\text{ k}\Omega$

I projektet tages der udgangspunkt i at linesignalerne der arbejdes med overholder disse standarder.

Mikrofonindgang

- Indgangsimpedansen skal være større eller lig med $5\text{ k}\Omega$
- 15 • Inputspændingen skal være mellem $0,8\text{ mV}$ og 200 mV

I projektet er det valgt at overholde standarden for mikrofonindgangen.

DIN 45500 normen

DIN 45500 normens fulde titel er ”Deutsches Institut für Normung 45500”. Denne norm gælder for audioudstyr og er brugt til at bestemme et krav til belastningsimpedansen

20 Belastningsimpedans

- For højtalere skal belastningsimpedansen være enten $4\text{ }\Omega$ eller $8\text{ }\Omega$.
- Tolerance på maksimum $20\text{ }\%$ i frekvensområdet fra 40 Hz til 16 kHz .

I projektet er der valgt at belastningsimpedansen skal være $8\text{ }\Omega$, med en tolerance på maksimum 20% i frekvensområdet.

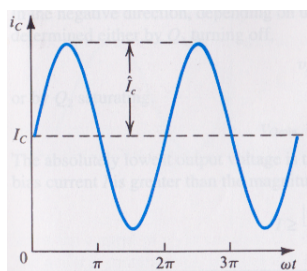
25 3.2 Udgangstrinsklasser

En HiFi-forstærkers udgangstrin kan designes på forskellige måder alt efter hvilken funktionalitet der ønskes. De forskellige designs er opdelt i klasser. Klasserne er bestemt

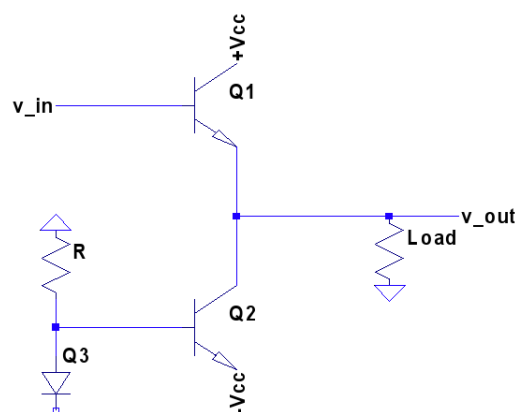
ud fra trinnets karakteristika og ikke ud fra en bestemt opkobling af kredsløbet. Karakteristika, som er vigtige at tage i betragtning, for udgangstrinnet i en HiFi-forstærker er virkningsgrad, strømvinkel og forvrængning. Virkningsgrad er givet ved hvor stor en procentdel af den totale effekt leveret af forsyning, der bliver afsat i loaden, i dette tilfælde
5 højttaleren. I dette afsnit vil der blive gjort rede for klasse A, B og AB samt forklaret hvilke fordele og ulemper der er med dem. Redegørelsen vil tage udgangspunkt i ovenstående karakteristika samt demonstrere en mulig opbygning af trinnet. Der vil, på baggrund af dette afsnit, blive valgt en endelig udgangstrinsklasse til dette projekts HiFi-forstærker hvilket vil blive et krav i kravspecifikationen.

10 3.2.1 Klasse A

Et klasse A udgangstrin har en strøm-karakteristik på udgangen, som vist på figur 3.1 med en sinustone, som indgangssignal.



Figur 3.1: Klasse A $i_c(Q1)$ karakteristik[3]



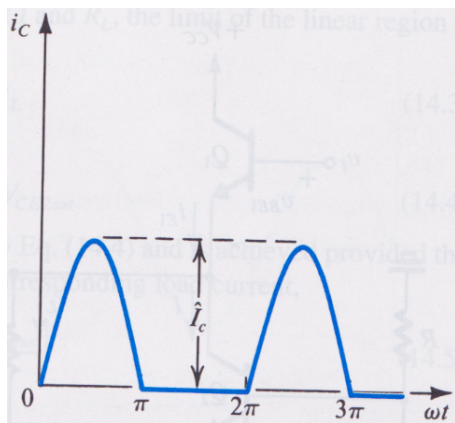
Figur 3.2: Eksempel på klasse A udgangstrinskredsløb[3]

Et klasse A udgangstrin kan opbygges af to NPN transistorer, Q1 og Q2, i en emitterfølgerkobling, som vist på figur 3.2. En konstant strøm løber gennem Q2, da v_{BE2}
15 er konstant. Inputsignalet kommer ind på Q1's base og styrer således strømmen der kan løbe gennem Q1 og loadmodstanden.

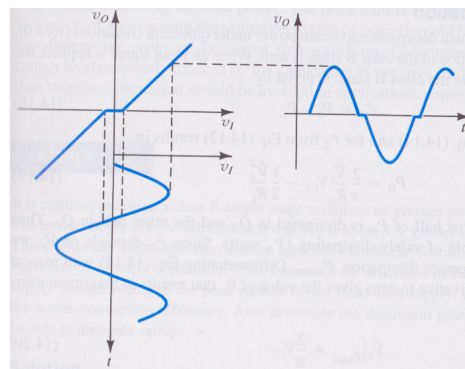
Et klasse A udgangstrin har en strømvinkel på udgangstransistoren på 360° . Dette viser sig nyttigt i det at indgangssignalet er repræsenteret på udgangen i sin komplette form, hvilket giver en lav forvrængning. I et klasse A udgangstrin løber altid en konstant strøm
20 gennem Q2, hvis kredsløbet på figur 3.2 benyttes. Dette gør at den maksimale teoretiske virkningsgrad kun er 25%. [3]

3.2.2 Klasse B

Et klasse B udgangstrin har en strøm-karakteristik på udgangen, som vist på figur 3.3 med en sinustone, som indgangssignal.



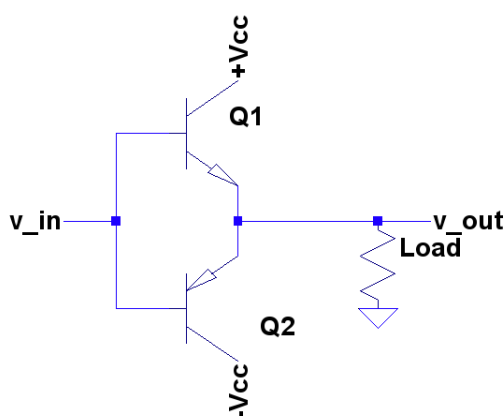
Figur 3.3: Klasse B $i_c(Q1)$ karakteristik[3]



Figur 3.4: Eksempel på klasse B udgangstrin med crossoverdistortion[3]

I eksemplet på figur 3.5 er klasse B udgangstrinnet opbygget af to transistorer, en NPN (Q1) og en PNP (Q2). Når input spændingen overstiger ca. 0,6 V vil Q1 begynde at lede strøm til loadmodstanden mens Q2 er lukket. Kommer input spændingen under -0,6 V vil Q2 lede, men da Q2 er en PNP vil den trække strøm mod -Vcc hvormed der trækkes strøm fra loadmodstanden. Når Q2 leder er Q1 lukket.

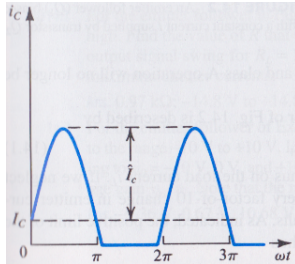
Et klasse B udgangstrin overfører kun en halv periode af indgangssignalet til udgangen, altså er strømvinklen 180°. For at kunne gengive et udgangssignal similært til indgangssignalet er det derfor nødvendigt at sammensætte to klasse B udgangstrin således at det ene tager sig af den positive halvperiode og den anden den negative. Dette giver anledning til et fænomen kaldet crossoverdistortion. Dette fænomen optræder i dette tilfælde i overgangen fra den positive halvperiode til den negative og skyldes diodekarakteristikken i transistorernes base-emitter overgang. Crossoverdistortion for et klasse B udgangstrin er illustreret på figur 3.4. Et klasse B udgangstrin har en maksimal nyttevirkning på 78,5 %. [3]



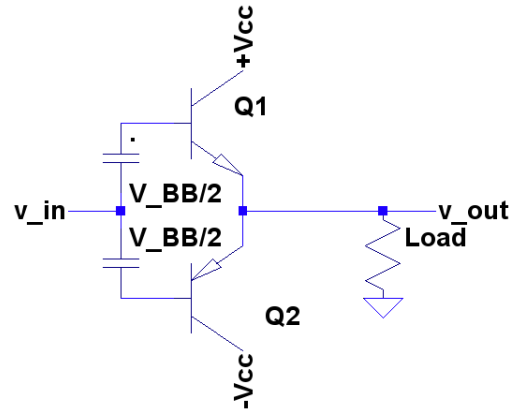
Figur 3.5: Klasse B forstærker kredsløb[3]

3.2.3 Klasse AB

Et klasse AB udgangstrin har en strømkarakteristik på udgangen, som vist på figur 3.6 med en sinustone, som indgangssignal.



Figur 3.6: Klasse AB i_c karakteristik[3]



Figur 3.7: Klasse AB forstærker kredsløb[3]

Der tages i eksemplet på et klasse AB udgangstrin på figur 3.7 udgangspunkt i klasse B udgangstrinnet på figur 3.5, med den forskel at potentialet på Q1 og Q2's base er hævet til saturationspændingen når signalspændningen er 0 V. Det er denne forskel, som eliminerer crossoverdistortion.

Dette trin har en strømvinkel på mellem 180° og 360° . Dette bevirker at, hvis der bruges samme teknik, som ved et klasse B udgangstrin til at få en hel sinusperiode på udgangen, vil de to signaler overlappe i overgangsperioden. Dette medvirker til at crossoverdistortion, som forklaret for klasse B udgangstrinnet, elimineres. Dermed bliver forvrængningen for et klasse AB udgangstrin mindre end for et klasse B. Et klasse AB udgangstrin har en nyttevirkning som ligger mellem den for et klasse A og et klasse B.

Et klasse AB udgangstrin har ikke et klasse A's lave nyttevirkning eller et klasse B's crossoverdistortion og er på baggrund af dette blevet valgt, som det udgangstrin der vil blive arbejdet videre på.

3.3 Indgangsvælger

I forbindelse med indgangsvælgeren er overvejelserne gået på, hvorvidt denne skal lave en trinvis eller flydende overgang mellem indgangssignalerne. Da en flydende overgang i princippet er simultan volumenkontrol af indgangene, adskiller den form for indgangsvælger sig ikke i samme grad fra en egentlig volumenkontrol, som det er tilfældet med en trinvis indgangsvælger. Eftersom der er opstillet krav om en volumenkontrol til forstærkeren sættes kravet om indgangsvælgerens art til trinvis.

Som det fremgår i afsnit 2 skal HiFi-forstærkeren have to indgange, mikrofon og linie,

hvilket danner grundlag for at kravet til antallet af trin i indgangsvælgeren sættes til fire. De fire trin er vist i tabel 3.1.

Trin	Indgang 1	Indgang 2
1	On	On
2	On	Off
3	Off	On
4	Off	Off

Tabel 3.1: Indgangsvælgertrin

Valget mellem de fire trin skal kunne foretages af brugeren på HiFi-forstærkerens frontpanel på én trykknapp. Det skal desuden fremgå med en lysdiode, per indgang, hvorvidt
 5 en indgang er tændt eller slukket.

3.4 Volumenkontrol

Kravet til styringen af volumenkontrol er sat til at dette skal foregå digitalt. Begrundelsen herfor ligger i projektets undertema, ”High Fidelity (Hi-Fi) forstærker med digital styring”, og begrundes derfor ikke yderligere. Til bestemmelse af den maksimale dæmpning
 10 volumenkontrollen skal være i stand til, bruges samme krav som for slukkede signaler, altså 50 dB, som bestemt i afsnit 3.1. Volumenkontrollen skal derfor kunne dæmpe fra 0 dB til 50 dB. Desuden vælges størrelsen af hvert niveau til 1 dB, da dette er den mindste forskel et menneske kan opfatte i lydniveau [4]. Dette sætter ydermere krav til at displayet, som opbygges af 7-segmenter, skal bestå af to 7-segmenter.
 15 Volumen skal kunne justeres via trykknapper på HiFi-forstærkerens frontpanel, hvor det også skal være muligt at aflæse det øjeblikkelige volumenniveau.

3.5 Equalizer

Det menneskelige øre kan opfatte frekvenser fra ca. 20-20k Hz [5]. Dette sætter en naturlig bredde for frekvensbåndet, forstærkeren skal kunne operere indenfor. Udover at en given
 20 elektrisk komponent ikke vil være ens over hele frekvensbåndet, vil det akustiske miljø samt højttalerne også have indflydelse på den endelige oplevelse. Derfor kan det være nødvendigt at regulere på de forskellige frekvenser, for at opnå den ønskede lyd. En equalizer benyttes til at dæmpe de forskellige frekvensbånd, i forhold til hinanden. En equalizer i en forstærker vil ofte være bredspektret og blive benyttet til at korrigere mere generelle ændringer i
 25 lyden. Hvis brugeren ønsker mere specifikke indstillinger, vil en dedikeret equalizer ofte benyttes. Da frekvensbåndet det menneskelige øre kan høre består af præcis 3 dekader, inddeles frekvensbåndene i equalizeren til disse:

- Low: 20 - 200 Hz
- Mid: 200 - 2000 Hz

- High: 2000 - 20000 Hz

3.5.1 Visualizer

Visualizeren benyttes til at illustrere styrken af signalerne i de forskellige frekvensbånd. I teorien kan en analog visualizer have uendeligt stor opløsning. I dette projekt vil det dog ikke give mening, ud fra et læringsmæssigt standpunkt at lave for stor opløsning, da dette bare er gentagelse af de samme basale elementer. Derimod vil en for lav opløsning heller ikke kunne bruges til noget. Derfor er en opløsning på seks dioder pr. frekvensbånd valgt. Dette giver mulighed for at vise signalstyrken med farver; 2 grønne, efterfulgt af 2 gule, efterfulgt af 2 røde dioder.

10 3.6 Indgangsimpedans

Indgangsimpedansen er at opfatte som en impedans der, ud fra en almindelig spændingsdeling, reducerer indgangssignalet. Målet er, med den begrundelse, en stor indgangsimpedans. Den mindste tilladte størrelse af indgangsimpedansen for en HiFi-forstærker er i standard IEC61938-1 bestemt til 22 k Ω for linesignalsindgange, se afsnit 3.1. Da størrelsen af udgangsimpedansen samtidig er bestemt til maksimalt 2,2 k Ω for en linesignalsudgang, kan betydningen af indgangsimpedansens størrelse regnes som vist i udregningen i formel (3.1).

$$\frac{22 \text{ k}\Omega}{22 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega} = 0,91 \quad (3.1)$$

Det ses af udregningen i formel (3.1), at en indgangsimpedans af størrelsen 22 k Ω vil medføre et indgangssignal på 91 % af det oprindelige signal, ved en udgangsimpedans på 2,2 k Ω . Med en større indgangsimpedans vil en større del af det oprindelige signal blive indgangssignalet. Der vælges at overholde standarden, så kravet bliver at indgangsimpedansen skal være større end 22 k Ω i HiFi-forstærkeren. I mikrofonindgangen skal indgangsimpedansen dog kun være større end 5 k Ω ifølge standarden, hvilket også vælges som krav.

25 3.7 Kortslutningssikring

Der er opstillet krav om en kortslutningssikring for at sikre mod skader ved eventuelle overbelastninger på udgangen af HiFi-forstærkeren. Afsættes der 20 W i højttaleren, kan peakstrømmen bestemmes ved beregningen vist i formel (3.2).

$$I_{\text{peak}} = \sqrt{2 \cdot \frac{P_{\text{RMS}}}{R}} = \sqrt{2 \cdot \frac{20 \text{ W}}{8 \Omega}} = 2,24 \text{ A} \quad (3.2)$$

Denne peakstrøm fremkommer ved peakspændingen fundet i udregningen i formel (3.3).

$$V_{\text{peak}} = I_{\text{peak}} \cdot R_{\text{load}} = 2,24 \text{ A} \cdot 8 \text{ } \Omega = 17,9 \text{ V} \quad (3.3)$$

Ideelt vil en spændingsforsyning på 18 V altså være tilstrækkelig, dog er der rent praktisk behov for en større. Argumentationen herfor findes i afsnit 7.1.1, hvor den ydermere er fastsat.

- 5 Strømmen som kortslutningssikringen skal reagere på skal være større end de 2,24 A, da denne strøm netop løb ved en udgangseffekt på 20 W. Kortslutningsstrømmen vælges derfor til 3 A.

3.8 Udgangseffekt

- 10 Fastsættelsen af udgangseffektens størrelse er bestemt af to faktorer. Den maksimale effekt der er mulig er bestemt af sikkerhedsreglerne i elektroniklaboratoriet på Aalborg Universitet. I disse regler angives den maksimale DC spænding der må arbejdes med til 60 V [6]. Til projektets forstærker deles denne spænding til en forsyning som maksimalt kan være $\pm 30 \text{ V}$. Under udregningen af den maksimale effekt bruges RMS-værdien (Root Mean Square) af den spænding. Desuden anvendes den, i afsnit 3.1 valgte, belastningsmodstand
- 15 på $8 \text{ } \Omega$. Dermed bliver den øvre grænse som vist i udregningen i formel (3.4).

$$P_{\text{max}} = \frac{(V_{\text{RMS}})^2}{R_{\text{load}}} = \frac{\left(\frac{\hat{V}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{\text{load}}} = \frac{\left(\frac{30 \text{ V}}{\sqrt{2}}\right)^2}{8 \text{ } \Omega} = 56,25 \text{ W} \quad (3.4)$$

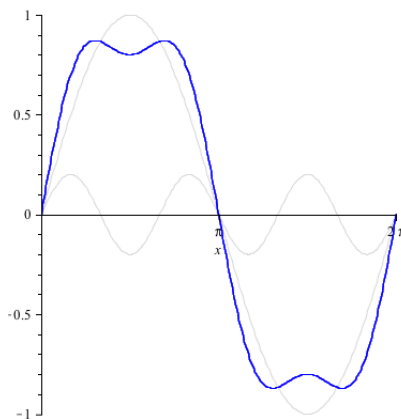
Den nedre grænse for udgangseffekten er defineret af standarden IEC581, i hvilken det er bestemt at udgangseffekten som minimum skal være 10 W, hvis der er tale om en monoudgang, før forstærkeren må kaldes en HiFi-forstærker, se afsnit 3.1. Kravet for udgangseffekten vælges til 20 W for dette projekts HiFi-forstærker.

20 3.9 Udgangssignaltype

- Valget står for udgangssignaltypen mellem stereo og mono. Da stereo i princippet blot er et lydsignal med to kanaler i modsætning til mono, som er én kanal, vil fremstillingen af en stereoudgang på forstærkeren ikke umiddelbart være mere lærerig end fremstillingen af en monoudgang, den vil blot kræve mere tid. Af den årsag vælges udgangssignaltypen til
- 25 mono.

3.10 Total Harmonic Distortion

Total Harmonic Distortion, forkortet THD, er et udtryk for hvor meget forvrængning der er i et signal. Hele kæden er med til at øge THD, da det er et biprodukt af, at komponenter ikke er lineære og derfor vil tilføje forvrængning til signalet. Jo højere THD, jo kraftigere
5 overtoner, kendt på engelsk som harmonics¹, vil der blive produceret, hvilket vil ændre det originale signal. Overtoner er frekvenser, som har et heltalsforhold² til den originale frekvens; eksempelvis vil overtoner til 500Hz være 1000Hz, den dobbelte frekvens, og 1500Hz, tre gange frekvensen.³ Disse overtoner bliver lagt til det originale signal; dette svarer til at det originale signal, er en slags AC-offset til de mindre kraftige overtoner, som
10 vist på figur 3.8. Det er derfor vigtigt at få så lav forvrængning som muligt, da hvert enkelt led i kæden, bidrager med sin egen. Så længe HiFi-forstærkerens totale forvrængning er under 1% anses den dog som værende underordnet, da det ikke er muligt at detektere med det menneskelige øre.⁴



Figur 3.8: Eksempel på harmonisk forvrængning hvor de to grå adderes til den blå, hvormed den højfrekvente tone er forvrængning på den lavfrekvente

3.11 Kravspecifikation

15 Tabel 3.2 viser hvilke krav der er stillet til dette projekts HiFi-forstærker. Tabellen viser desuden for hvilke betingelser kravene er gældende. Med denne kravspecifikation er der grundlag for at udvikle og fremstille en HiFi-forstærker.

¹**FiXme:** evt. i fodnote eller ordforklaring i stedet?

²**FiXme:** er det et ord?

³**FiXme:** Skriv om med ligning

⁴**FiXme:** kilde eller lav en ref til standarder

Nr.	Område	Krav	Betingelse(r)
Teknisk:			
1	Forstærkerklasse	AB	
2	Total Harmonic Distortion	$< 1 \%$	<ul style="list-style-type: none"> ◦ $< 0,5 \%$ i forforstærker ◦ $< 0,5 \%$ i effektforstærker ◦ Begge i effektområde fra 0 til -26 dB
3	Frekvensgang	20 Hz - 20 kHz	<ul style="list-style-type: none"> ◦ $\pm 1,5$ dB ◦ < 3 dB dæmpning fra 20 Hz til 63 Hz og fra 12,5 kHz til 20 kHz ◦ Alle ved ref. 1 kHz
4	Indgangstyper	Linie og mikrofon	<ul style="list-style-type: none"> ◦ Med "Monacor MCE-4000" mikrofon
5	Antal trin i indgangsvælger	4	
6	Dæmpning af slukket indgangssignal	> 50 dB	◦ Ved 1 kHz
7	Indgangsimpedans i liniesignalsindgang	> 22 k Ω	
8	Indgangsimpedans i mikrofonsignalsindgang	> 5 k Ω	
9	Equalizer-bånd	3	
10	Styring af volumenkontrol	Digital	
11	Dæmpningsområde i volumenkontrol	0 dB - 50 dB	◦ 1 dB per niveau
12	Udgangseffekt	> 20 W	◦ I 8 Ω -højttaler
13	Udgangssignaltype	Mono	
14	Kortslutningsstrøm i udgangen	3 A	◦ Som peakstrøm
Frontpanel (input):			
15	Indgangsvælger	En trykknop	
16	Volumenkontrol	To trykknapper	
17	Equalizer	En drejeknap pr. bånd	
Frontpanel (output):			
18	Indgangsvælger	To lysdioder	◦ En per indgang
19	Volumedisplay	To 7-segmenter	
20	Visualizer	6 lysdioder	◦ 2 grønne, 2 gule, 2 røde

Tabel 3.2: Samlet kravspecifikation

Forforstærker 4

- Forforstærkerens opgave er, som nævnt i kapitel 2, at forstærke et mikrofonsignal op til linieniveau. Ved gennemgangen af relevante standarder i afsnit 3.1 ses det, at et liniesignal ligger med peakspændinger mellem 200 mV og 2 V, mens et mikrofonsignal ligger med peakspændinger mellem 0,8 mV og 200 mV. Der er altså for et liniesignal en faktor 10 mellem den laveste og den højeste signalspænding, mens der for et mikrofonsignal er en faktor 250 mellem de to yderpunkter. Denne forskel bevirker at signalet fra en mikrofon, hvis udgangssignal ligger i området beskrevet i standarden, ikke kan forstærkes lineært til linieniveau.
- Givet at spændingen efter forforstærkeren må variere med en faktor 10, da den skal være på linieniveau, og forforstærkeren ønskes at forstærke lineært, må spændingen på indgangen af forforstærkeren også kun variere med en faktor 10. Eftersom denne spænding bestemmes af lydtrykket på mikrofonen, må lydtrykket på mikrofonen altså variere med 20 dB(A), da dB(A) er en logaritmisk skala. Det er med andre ord nødvendigt at foruddefinere et lydtryksområde for mikrofonen, der skal kobles til forforstærkeren. Dette arbejdsområde vælges sådan, at lydtrykket for almindelig tale ligger i midten.
- Med henblik på at lave en forforstærker med en fast lineær forstærkning, vælges en bestemt type mikrofon, hvormed spændingerne, der skal forstærkes til linieniveau, kan findes. Af tilgængelighedshensyn vælges en Monacor MCE-4000 mikrofon, som har en peakspænding på udgangen givet ved $5 \frac{\text{mV}}{\text{Pa}}$. I Appendix B??, er peakspændingerne på udgangen, ved det relevante lydtryksniveau, bestemt til at svinge mellem 3,16 mV og 31,6 mV. Forstærkningen i forforstærkeren er bestemt af den maksimale peakspænding på mikrofonens udgang efter spændingsdelingen mellem mikrofonens udgangsimpedans og forforstærkerens indgangsimpedans. Mikrofonens udgangsimpedans, R_o , er i databladet [7] opgivet til 2,2 k Ω . En tommelfingerregel siger at indgangsmodstanden på det næste trin skal være mindst en faktor 10 større end udgangsmodstanden på det foregående, hvormed indgangsmodstanden, R_i , på forforstærkeren skal være 22 k Ω . Dermed kan den maksimale peakspænding på indgangen bestemmes som vist i ligning (4.1).

$$V_{\text{in,peak}} = V_{\text{mic,peak}} \cdot \frac{R_i}{R_o + R_i} = 28,7 \text{ mV} \quad (4.1)$$

Med spændingerne på plads ses det at forforstærkeren skal forstærke indgangssignalet 69,7

gange for at få det op på linesignalsniveau. De samlede krav til forforstærkeren er vist i tabel 4.1

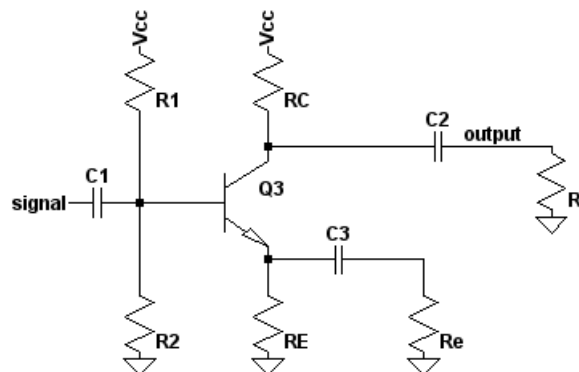
Område	Krav
Indgangsimpedans	22 k Ω
Frekvensgang	$\pm 0,375$ dB ved 20 Hz - 20 kHz, ref. 1 kHz $\pm 0,75$ dB fra 20 Hz til 63 Hz $\pm 0,75$ dB fra 12,5 kHz til 20 kHz
Forvrængning	< 0,5 %
Forstærkning	69,7 gange ved 22 k Ω indgangsimpedans og ved 1 kHz

Tabel 4.1: Krav til forforstærkeren

4.1 Design

I dette projekt er der valgt så vidt muligt at designe alle løsninger med diskret elektronik.

- 5 Derfor er det valgt at forforstærkeren bygges af common-emitter-trin med uafkoblet emittermodstand. Et common-emitter-trins typiske opbygning er vist på figur 4.1.



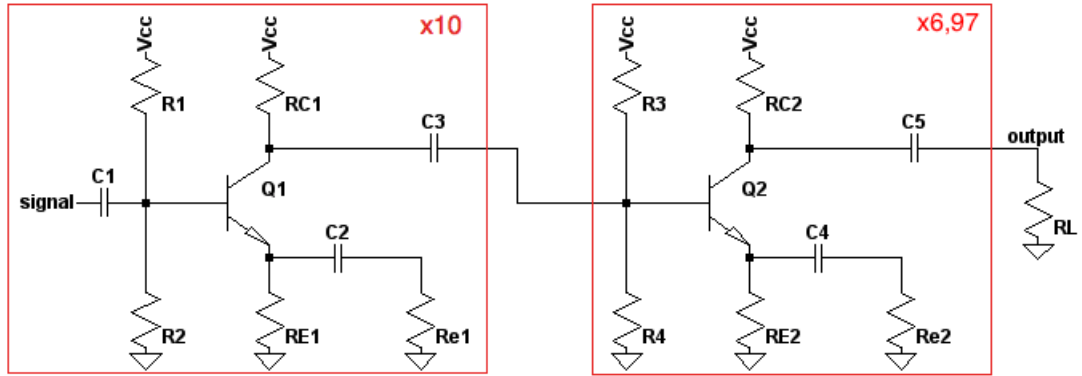
Figur 4.1: Generel form på commonemitterkobling med uafkoblet emittermodstand

- Argumentet for dette valg er, at det er det eneste trin, blandt common-emitter, -base og -collector, hvis spændingsforstærkning er betydeligt over én og ikke, under korrekte omstændigheder, afhænger af transistorparametre. Da transistorparametre blandt andet
- 10 er afhængige af den anvendte transistors temperatur er det en betragtelig styrke ikke at skulle tage højde for dem. Spændingsforstærkningen i common-emitter-trinnet er dog kun uafhængig af transistorparametre så længe følgende er gældende: $r_o \gg R_C \parallel R_L$, $g_m \cdot R_E \parallel R_e$ og $i_e \approx i_c$. Dette skyldes at forstærkningen er givet ved ligning (4.2) [8].

$$A_v = \frac{-g_m \cdot R'_L}{1 + g_m \cdot R'_e} \approx -\frac{R'_L}{R'_e} \bigg|_{\frac{1}{g_m} \ll R'_e} \quad (4.2)$$

Hvor $R'_e = R_e || R_E$ og $R'_L = R_L || R_C$. Det vil sige at jo tættere R_e kommer på $\frac{1}{g_m}$ jo mere indflydelse vil denne have på forstærkningen. Disse antagelser vil derfor være gældende gennem hele designet af forforstærkeren.

Det er valgt at fordele forstærkningen på to trin, da det dermed er muligt at forøge mængden af tilbagekobling, hvilket nedsætter mængden af THD. Da der i dette projekt først designes ud fra maksimal forstærkning uden R_e , hvorefter den ønskede forstærkning opnås ved at tilbagekoble det overskydende gennem R_e , vil mængden af tilbagekobling være mindre i ét trin med 69,7 ganges forstærkning end i to med den samme samlede forstærkning. Det første trin vælges til at have en forstærkning på 10 gange og det andet på 6,97 for at opnå den ønskede forstærkning, som vist på figur 4.2. Grunden til rækkefølgen af trinnene er for ikke at have størst signaludsving og den største forstærkning i samme trin. Dette skyldes at der i en forstærker altid vil være forvrængning og støj. Hvis den største forstærkning kommer sidst, vil denne forvrængning blive forstærket yderligere, hvilket ikke er ønskværdigt. Hvis den største forstærkning derimod kommer først, vil der blive mindst muligt forvrængning med i det endelige signal.



Figur 4.2: Blokdiagram over forforstærkerens byggeblokke samt lydsignalets vej

Design af første trin

Begge trin designes efter maksimal forstærkning uden R_e . Denne forstærkning er givet ved ligning (4.3).

$$|A_{vs}| = \frac{1}{\left(\frac{V_T \cdot R_C}{V_{RC}} + \frac{R'_S}{\beta}\right) \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}\right)} \quad (4.3)$$

Hvor $R'_S = R_S || R_1 || R_2$ og $V_T = 26 \text{ mV}$.

For at designe et kredsløb med maksimal forstærkning justeres størrelsen af R_C uden at variere spændingen over den, V_{RC} . Den maksimale R_C findes ved ligning (4.4).

$$R_{C,\text{maks}} = \sqrt{\frac{R'_S \cdot R_L \cdot V_{RC}}{\beta \cdot V_T}} \quad (4.4)$$

I ligning (4.4) er R'_S defineret som $R_1 || R_2 || R_S$. Modstanden R_S er fastlagt til 2,2 k Ω , hvilket er mikrofonens udgangsimpedans [7]. Parallelforbindelsen mellem R_1 og R_2 kan ikke beregnes men skal vælges. Indgangsimpedansen i kredsløbet, som netop er $R_1 || R_2$, skal som hovedregel være meget større end udgangsimpedansen i den kreds den belaster. Belastningen, R_L , for det første trin bliver indgangsimpedansen i det andet. Indgangsimpedansen i det andet trin bliver $R_3 || R_4$ og kan heller ikke beregnes. Da R_C i det første trin ikke kendes endnu vælges indgangsimpedansen i det andet til at være den samme som i det første, altså 22 k Ω . Spændingen V_{R_C} er defineret som værende $V_{CC} - V_{CE,sat} - V_{R_E} - V_{o,peak}$, hvor V_{CC} vælges til 15 V så der sikres at der er plads til det ønskede spændingsudsving, V_{R_E} vælges til 3 V og $V_{CE,sat}$ aflæses i databladet for BC547B til 0,2 V ved en collectorstrøm på 1 mA [9]. Der antages at collectorstrømmen cirka bliver 1 mA. Ligeledes aflæses β til 250 ved 1 mA i databladet. Spændingen $V_{o,peak}$ er peakspændingen på udgangen. Dermed bliver peakspændingen en faktor 10 højere end mikrofonens peakspænding på udgangen. Spændingen $V_{o,peak}$ bliver derfor 316 mV. Modstanden R_{C1} beregnes hermed i ligning (4.5).

$$R_{C1} = \sqrt{\frac{22 \text{ k}\Omega || 2,2 \text{ k}\Omega \cdot (15 \text{ V} - 0,2 \text{ V} - 3 \text{ V} - 0,287 \text{ V})}{250 \cdot 26 \cdot 10^{-3} \text{ mV}}} = 8,83 \text{ k}\Omega \quad (4.5)$$

Modstanden R_{E1} bestemmes i ligning (4.7) under antagelse at $i_e = i_c$. Strømmen i_c beregnes i ligning(4.6).

$$i_C = \frac{V_{R_C}}{R_C} = \frac{11,5 \text{ V}}{9,25 \text{ k}\Omega} = 106,4 \text{ mA} \quad (4.6)$$

$$R_{E1} = \frac{V_{R_{E1}}}{\frac{V_{R_{C1}}}{R_{C1}}} \Rightarrow R_{E1} = \frac{3 \text{ V}}{106,4 \text{ mA}} = 2,30 \text{ k}\Omega \quad (4.7)$$

Dernæst beregnes R_{e1} ud fra hvad den ønskede forstærkning skal være. Ligning (4.2) benyttes til at beregne R_{e1} i ligning (4.8).

$$A_v = -\frac{R'_L}{R'_e} \Rightarrow R_{e1} = -\frac{R_L \cdot R_{C1} \cdot R_{E1}}{A_v \cdot R_{E1} \cdot R_{C1} + A_v \cdot R_{E1} \cdot R_L + R_{C1} \cdot R_L} \Rightarrow R_{e1} = 868 \Omega \quad (4.8)$$

Biasnetværket, bestående af R_1 og R_2 beregnes ud fra den spænding, som er påkrævet på basen for at transistoren fungerer som ønsket. Spændingen over base-emitter, V_{BE} , er i databladet aflæst til 0,6 V. Da potentialet på emitteren er 3 V skal potentialet på basen være 3,6 V. Modstandene R_1 og R_2 kan beregnes ud fra at V_{R_2} skal være 3,6 V og parallelkoblingen $R_1 || R_2$ skal være 22 k Ω . Beregningen udføres i ligning (4.9) og (4.10).

$$3,6 \text{ mV} = 15 \text{ V} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.9)$$

$$22 \text{ k}\Omega = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.10)$$

De kendte værdier indsættes og de to ligninger med to ubekendte løses. Resultatet er vist i ligning (4.11).

$$R_1 = 91,7 \text{ k}\Omega \wedge R_2 = 28,9 \text{ k}\Omega \quad (4.11)$$

For at opnå den ønskede frekvensgang skal C_1 , C_2 og C_3 dimensioneres således, at den knækfrekvens de hver især frembringer ikke kommer til at forstyrre et ønskede frekvensområde. Da knækfrekvensen er det punkt hvor kurven er faldet 3 dB og frekvensgangen skal, jævnfør kravspecifikationen, være 20 Hz til 20 kHz, er det nødvendigt
 5 at knækfrekvens ligger før 20 Hz. Det vurderes at knækfrekvensen beregnes til at ligge i 2 Hz for at knækfrekvensen ikke giver anledning til en dæmpning af signalet på mere end de tilladte 3 dB. Kondensatorværdierne beregnes med formel (4.12).

$$C = \frac{1}{\omega \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R} \quad (4.12)$$

I ligning 4.12 er C kondensatorens kapacitet og R er den impedans kondensatoren ser ind i. C_1 ser ind i forspændingskoblingen i det første forstærkertrin, altså 22 k Ω . Kondensator C_2
 10 ser ind i den AC-koblede emittermodstand, R_{e1} , og C_3 ser ind i forspændingsnetværket i det andet forstærkertrin, altså 22 k Ω . Dermed bliver kondensatorernes værdier som følger.

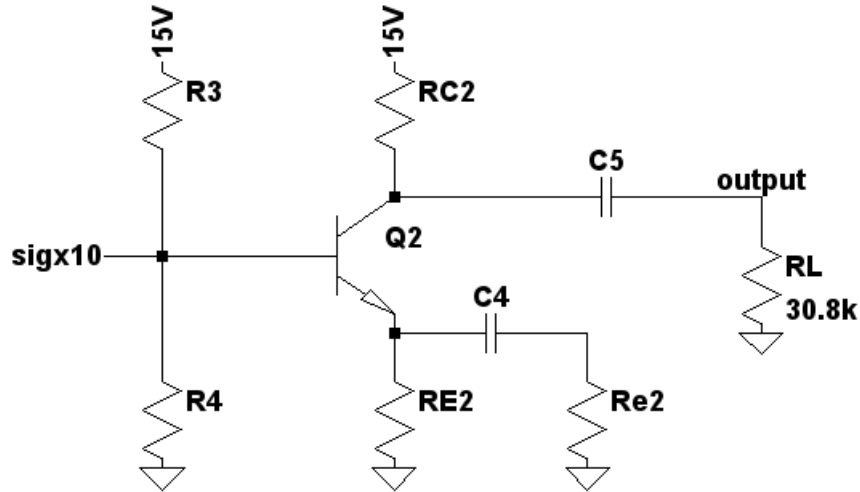
$$C_1 = 3,58 \text{ }\mu\text{F} \wedge C_2 = 91,9 \text{ }\mu\text{F} \wedge C_3 = 3,58 \text{ }\mu\text{F} \quad (4.13)$$

Design af andet trin

Beregning af andet trin følger samme designprocedure som første trin. Kredsløbet til andet trin er vist på figur 4.3.

15 Det andet trin skal forstærke et signal med en maksimal peakspænding på 287 mV op til 2 V, altså 6,97 gange. Belastningsmodstanden for dette forstærkertrin er bestemt af indgangsvælgeren, som er det næste trin efter forforstærkeren. Indgangsvælgerens indgangsimpedans er 30,8 k Ω som beregnet i ligning (5.3). Modstanden R_S er i dette trin givet ved udgangsmodstanden for det første forstærkertrin, som er lig med R_{C1} , hvilket
 20 gør at $R'_S = R_{C1} || R_3 || R_4$ kan opstilles. Den maksimale R_{C2} beregnes i ligning (4.14).

$$R_{C2} = \sqrt{\frac{R'_S \cdot R_L \cdot V_{R_{C2}}}{\beta \cdot V_T}} = 17,1 \text{ k}\Omega \quad (4.14)$$



Figur 4.3: Det andet trins kredsløb

Beregningerne af R_{E2} og R_{e2} samt kondensatorerne er meget ens med dem for det første forstærkertrin. Derfor er det valgt ikke at vise beregningerne i rapporten. Modstandene R_3 og R_2 antager samme værdier som henholdsvis R_1 og R_2 , da begge trin skal have samme indgangsimpedans. De beregnede værdier er vist i ligning (4.15).

$$R_{E2} = 5,24 \text{ k}\Omega \wedge R_{e2} = 2,6 \text{ k}\Omega \wedge C_4 = 30,6 \text{ }\mu\text{F} \wedge C_5 = 2,6 \text{ }\mu\text{F} \quad (4.15)$$

- 5 Det endelige kredsløb er vist på figur 4.4 i simuleringsafsnittet.

Simulering

For at verificere at kredsløbet fungerer som ønsket simuleres det i LTspice. De karakteristika som skal verificeres er spændingsforstærkningen, amplitudekarakteristikken samt harmonisk forvrængning. Kredsløbet der simuleres er vist på figur 4.4.

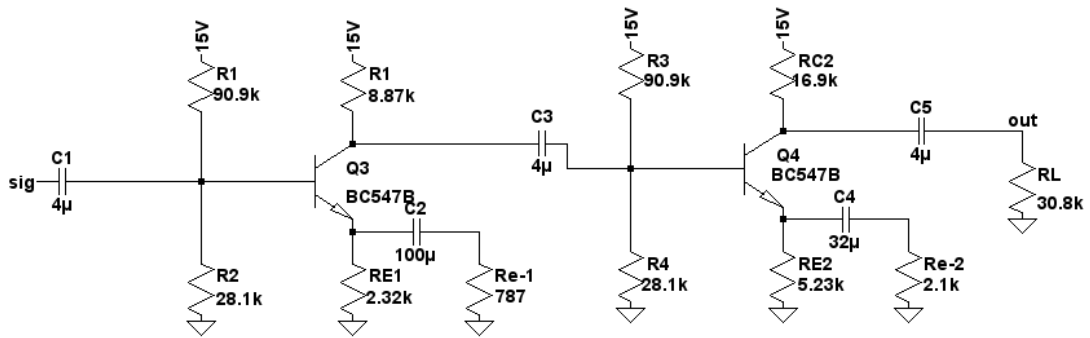
- 10 Spændingsforstærkningen af hele trinnet skal være 69,7 gange svarende til 36,9 dB. Forstærkningen vises på figur 4.5 ved hjælp af en amplitudekarakteristik, således at spændet fra 20 Hz til 20 kHz tydeligt kan ses.

Simuleringen viser at forstærkningen ved 1 kHz, som er referencen jævnfør kravspecifikationen, er 35 dB hvor den skulle have være 36,9 dB. Dermed må det konkluderes at beregningen af forforstærkertrinnene indeholder usikkerheder. Usikkerhederne vurderes til at bestå i de antagelser som defineres før beregningerne:

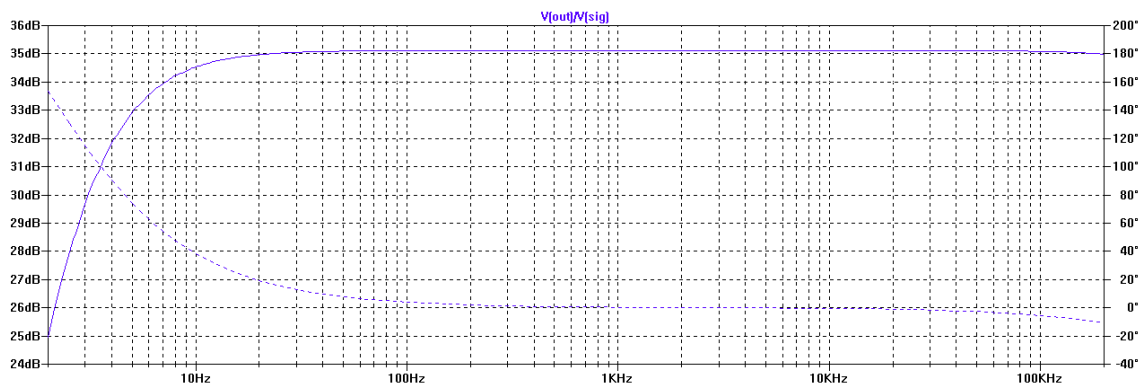
$$r_o \gg R_C || R_L$$

$$g_m \cdot R_E || R_e$$

$$i_e \approx i_c$$



Figur 4.4: Forforstærkerens kredsløb med de værdier som vil blive implementeret



Figur 4.5: Forforstærkerens amplitude karakteristik med modstandsværdier fra figur 4.4

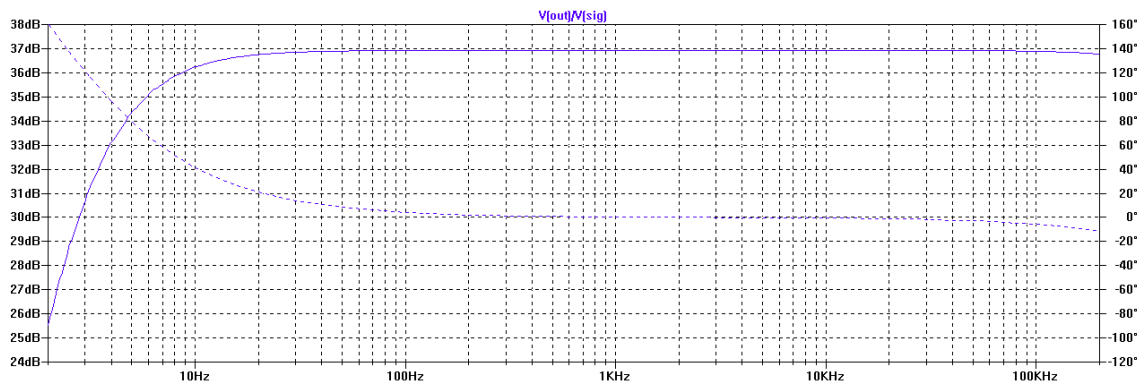
For at have en simulering der kan sammenlignes med de målte data er det valgt at korrigere forstærkningen i trinnene. Dette gøres ifølge ligning (4.2) ved justeres på den AC-koblede emittermodstand, R_{e1} og R_{e2} . I ligning (4.16) er de nye værdier for disse modstande anvist. Modstandsværdierne er fundet ved først at justere R_{e1} til det første trin giver den korrekte
5 forstærkning for derefter at gøre det samme med det andet trin.

$$R_{e1} = 790 \, \Omega \wedge R_{e2} = 2,1 \, \text{k}\Omega \quad (4.16)$$

Med de nye modstandsværdier bliver amplituden som vist på figur 4.6.

På figur 4.6 ses det at forstærkningen nu er korrigeret. Derudover fremgår det at dæmpningen fra 20 kHz til 20 Hz er 0,2 dB. Dermed overholdes kravet om at dæmpningen i dette område, som skal være under 0,375 dB.

- 10 Den harmoniske forvrængning skal ifølge kravspecifikationen være under 0,5 %. Ifølge LTspice er den harmoniske forvrængning, ved 1 kHz og maksimal peakspænding på indgangen, 0,2 %. Forvrængningsmålingen er udført ved maksimal peakspænding, da forvrængningen i trinnet vil være højest ved denne situation.



Figur 4.6: Forforstærkerens amplitudekarakteristik efter korrektion af forstærkning

4.2 Implementering

Det blev besluttet at benytte potentiometere som R_e modstand ved begge forstærkere, for at kunne indstille forstærkningen. Dette skyldes at meget små afvigelser i modstandsværdien vil betyde en større ændring i forstærkningen. For at kunne opveje dette gøres forstærkningen justerbar, så den kan justeres til den rigtige værdi efter behov. En bivirkning af at justere på R_e vil være mængden af THD, i og med at mængden af tilbagekobling justeres sammen med denne modstand.

4.3 Accepttest

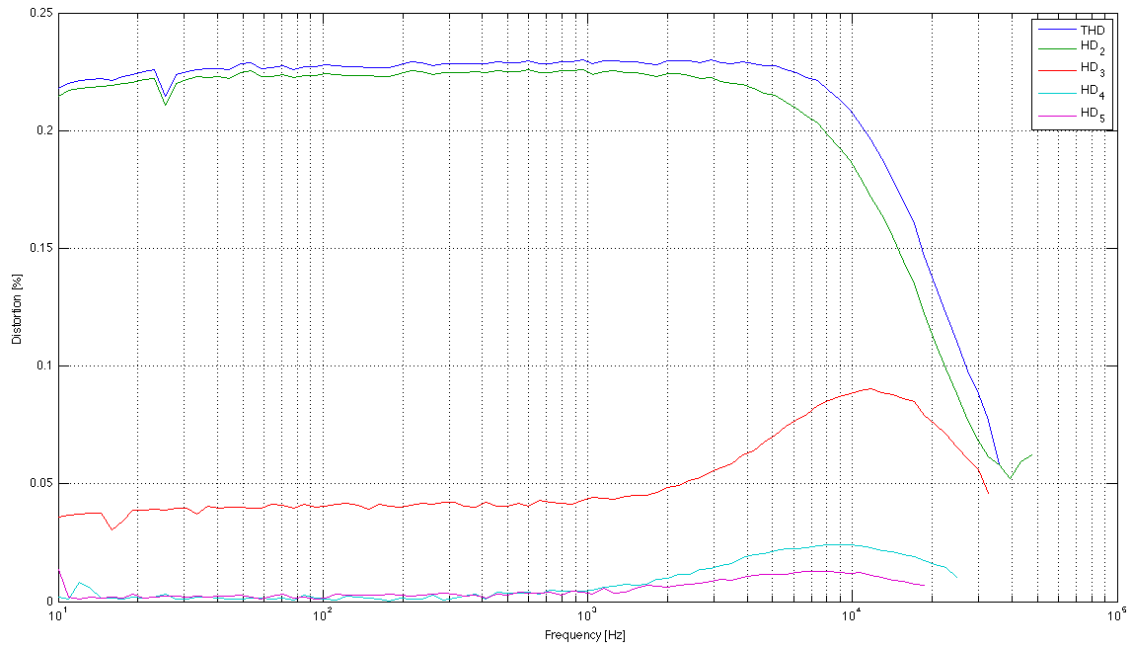
Kravene specifikt til forforstærkeren er opstillet i tabel 4.1 og med henblik på at teste dem, er der udført målinger som beskrevet i Appendiks D. Indgangsimpedansen er, som vist i tabel 13.1, med målingerne beregnet til $22,1 \text{ k}\Omega$. Kravet lyder på $22 \text{ k}\Omega$, hvilket dermed ikke umiddelbart er opnået. Dog kan tolerancen på referencemodstanden alene, på 1 %, som det ses i udregningen i formel (4.17), være skyld i dette.

$$|Z| = \frac{14,6 \text{ mV}}{6,6 \text{ mV}} \cdot 10 \text{ k}\Omega \pm 1 \% = 22,1 \text{ k}\Omega \pm 221 \Omega \quad (4.17)$$

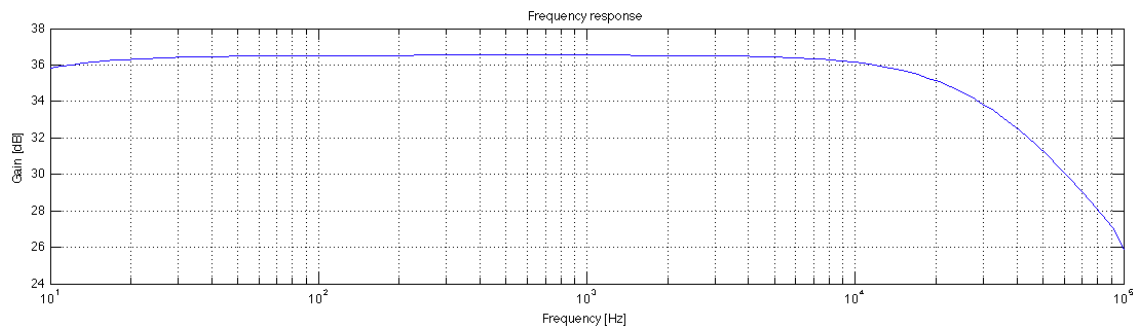
Dette krav betragtes derfor som opfyldt, hvilket kravet om forvrængning også gør. Som det ses på figur 4.7 topper denne mellem 0,20 % og 0,25 % og kravet lyder på maksimalt 0,5 %. Under simuleringerne fandtes en THD på 0,2 %, dog antages forskellen at ligge i at ulineariteterne i transistorerne ikke er korrekt beskrevet i simuleringsmodellerne.

Forstærkningen ved 1 kHz er, fra resultaterne afbilledet på figur 4.8, 36,54 dB, hvilket i udregningen vist i formel (4.18) omregnes.

$$10^{\frac{36,54 \text{ dB}}{20}} = 67,1 \quad (4.18)$$

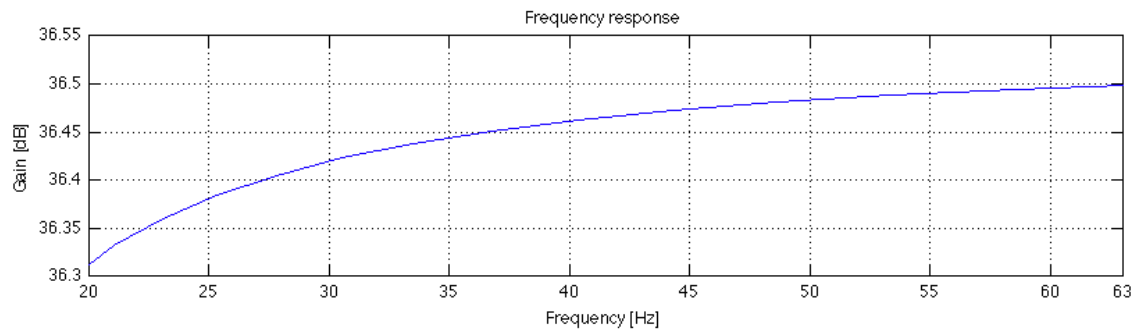


Figur 4.7: Forvrængningsresultat

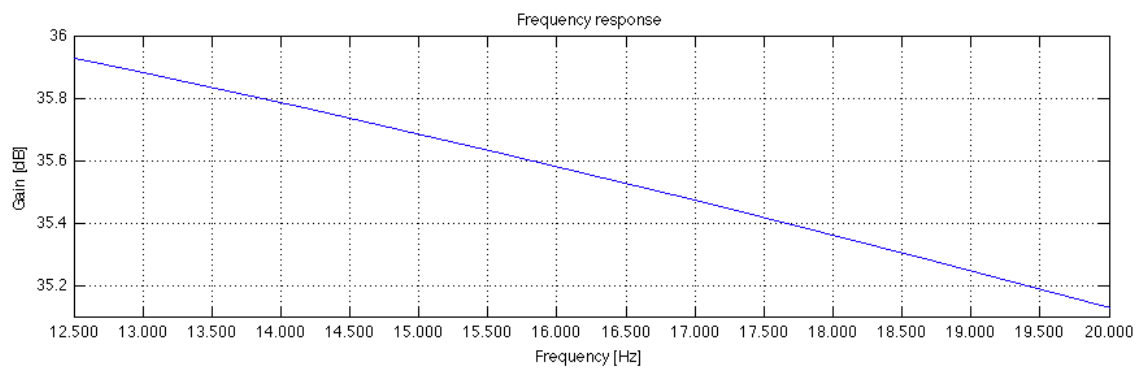


Figur 4.8: Frekvensgangs- og forstærkningsresultater

Dette opfylder ikke kravet på 69,7 gange, men resultaterne vurderes alligevel til at være gode. Forskellen tilskrives justeringen af potentiometer under implementeringen, hvilket også vurderes til at være årsagen til forskellen i forhold til simuleringen. Frekvensgangskravene er, som det kan ses på figur 4.8, figur 4.9 og figur 4.10, opfyldt på nær kravet ved 12,5 kHz til 20 kHz, hvor den falder 0,8 dB. Dog skulle denne blot være under 0,75 dB for at leve op til kravet, hvormed tolerancer på måleudstyret vurderes at spille ind. Derfor betragtes alle kravene som værende opfyldt.



Figur 4.9: Frekvensgangresultater fra 20 Hz til 63 Hz



Figur 4.10: Frekvensgangresultater fra 12,5 kHz til 20 kHz

Indgangsvælger 5

Indgangsvælgerens opgave er at gøre brugeren i stand til at vælge hvilke af indgangssignalerne der ønskes afspillet. Den skal altså med andre ord være i stand til at slukke for det eller de signaler brugeren ikke ønsker at høre og lukke de andre signaler igennem.

- 5 En måde dette kunne gøres på er at benytte en multiplexer til at vælge imellem de forskellige signaler. Det er dog blevet besluttet at der så vidt muligt skal benyttes diskrete komponenter frem for integrerede kredse. Der er i tabel 5.1 opstillet de relevante krav til indgangsvælgeren fra kravspecifikationen.

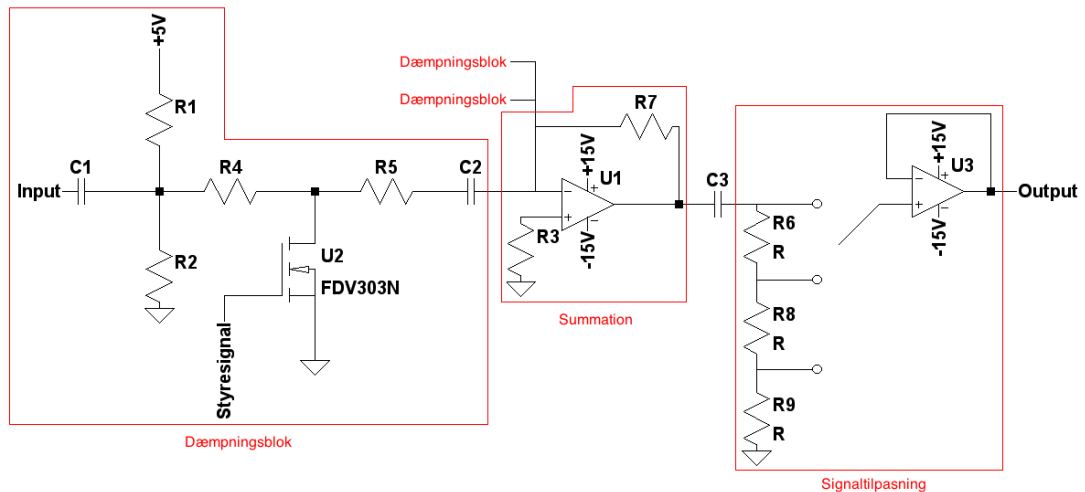
Område	Krav
Antal trin i indgangsvælgeren	4
Indgangsimpedans	$> 22 \text{ k}\Omega$
Frekvensgang	$\pm 0,375 \text{ dB}$ ved 20 Hz - 20 kHz, ref. 1 kHz $\pm 0,75 \text{ dB}$ fra 20 Hz til 63 Hz $\pm 0,75 \text{ dB}$ fra 12,5 kHz til 20 kHz
Dæmpning af slukket indgangssignal	$> 50 \text{ dB}$ ved 1 kHz

Tabel 5.1: Krav til indgangsvælgeren

5.1 Design

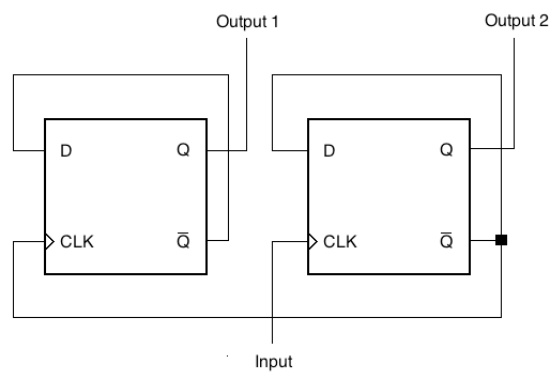
- 10 Indgangsvælgerkredsløbet kan opdeles i 3 sektioner: Dæmpningsblokke, summation og signaltilpasning. Diagrammet er vist på figur 5.1. Dæmpningsblokkene sørger for at dæmpe signalet så meget som muligt, for at komme så tæt på en afkobling som muligt, når et signal skal slukkes. Summationssektionen lægger værdien af de foregående blokke sammen, mens signaltilpasningssektionen skifter mellem 3 forskellige niveauer, så det endelige output
15 altid vil have et maksimalt peakniveau på 2 V.

For at slukke signalet, er der valgt at benytte transistorer, til at trække signalerne til stel. Da spændingssvinget kan gå ned til 0,2 V, er der mulighed for at der vil løbe nogle små



Figur 5.1: Opbygning af indgangsvælgeren

strømme i transistorerne. Derfor vælges en FET-transistor, da denne, modsat en BiPolær transistor, er lineær ved meget små collector-strømme¹. For at aktivere transistoren, sættes spændingen på Gate-benet højt. Dette opnåes ved hjælp af et gatekredsløb. To D-flipflops opsættes til, ved hjælp af tryk på én enkelt knap, at skifte mellem fire forskellige binære tilstande. Opbygningen er vist på figur 5.2. Disse fire tilstande repræsenterer de fire tilstande indgangsvælgeren kan være i: Begge tændt, begge slukket eller kun det ene signal tændt.



Figur 5.2: Opbygning af indgangsvælgeren

Optimalt ville en transistor uden reverse-diode være at foretrække, da dette vil tillade at source-spændingen er lavere end drainspændingen, som vil være tilfældet ved et AC-signal uden DC-offset. Da det ikke var muligt at fremskaffe en sådan, benyttes i stedet et DC-offset, til at sørge for at forskellen mellem DC-offsettet og AC-peakværdien er større end nul når transistoren er slukket, hvilket umuliggør at der kan løbe en reverse strøm i transistoren.

¹**FiXme:** Hvor hen?

Modstandene R_1 og R_2 er begge valgt til 100 k Ω , for at give et DC-offset på ca 2,5 V, halvdelen af 5 V, som vist på figur 5.1. Dette gælder dog kun når transistoren er slukket. Idet transistoren tændes, sættes R_2 parallelt med R_4 , hvilket trækker DC-offsettet længere ned. I dette tilfælde, hvor transistoren skal trække signalet til stel, er DC-offsettet dog underordnet. Modstanden R_3 er valgt ud fra, at signalet skal se en indgangsimpedans på minimum 22 k Ω . Når transistoren er tændt er indgangsimpedansen mindst. I denne situation sidder R_1 , R_2 og R_4 parallelt, hvilket giver ligning (5.1) og (5.2), forudsat at indgangsmodstanden er større end 22 k Ω .

$$\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4}} = 22 \text{ k}\Omega \quad (5.1)$$

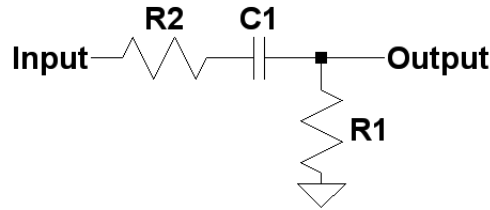
$$R_4 = 39,29 \text{ k}\Omega \quad (5.2)$$

For at kunne afbryde de enkelte signaler, kan transistoren U_2 , på figur 5.1, trække signalet til stel. Den fungerer i dette tilfælde som en switch, der skal tillade maksimal forbindelse mellem drain og source. For at tillade at hele signalet bliver trukket til stel, skal hele den strøm der løber igennem systemet føres ned igennem transistoren. På en MOSFET-transistor, som benyttes i dette kredsløb, løber der ingen strøm ind i gate, den er udelukkende afhængig af gate-source spændingen. Ved at påtrykke en spænding på 5 V, som er outputtet fra de gates der bruges, er det muligt at tillade signalet at løbe igennem transistoren. Modstanden R_5 har ikke nogen indvirkning på indgangsimpedansen når transistoren er tændt og signalet derfor er slukket. Når signalet er tændt, sidder den i serie med R_4 , hvilket giver en højere indgangsimpedans. For at summationsforstærkeren efter skal kunne fungere med en forstærkning på én, skal tilbagekoblingsmodstanden over transistoren være lig med den modstand signalet ser på vej til forstærkeren. Denne er afhængig af R_4 og R_5 , som tilsammen skal give R_7 . Med R_7 defineret til 80,4 k Ω sættes R_5 til 40,2 k Ω . Indgangsimpedansen kan så udregnes, som i ligning (5.3).

$$R_{\text{indgang}} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4 + R_5}} = 30,8 \text{ k}\Omega \quad (5.3)$$

Efter at have opstillet de forskellige modstandsværdier, er det muligt at udregne værdien af afkoblingskondensatorerne i kredsløbet. Disse kan udregnes som en spændingsdeling mellem en seriekoblet modstand og kondensator, seriekoblet med en modstand, som vist på figur 5.3. I dette tilfælde vil R_U være udgangsimpedansen på det foregående led, og R_I være indgangsimpedansen på det efterfølgende. Impedansen i en kondensator, i frekvensdomænet er $\frac{1}{sC}$. Dette kan opstilles ifølge spændingsdelingsformel som udtrykket i ligning (5.4).

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_I}{R_I + \left(R_U + \frac{1}{sC}\right)} \quad (5.4)$$



Figur 5.3: Et standard CR højpasled

For at få en dæmpning på 3 dB, som er den ønskede dæmpning i knækfrekvensen, skal $\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = 10^{\frac{-3}{20}} \approx 0,7$. Dette giver 2 ubekendte, s og C . LaPlace variabelen s kan ses som $2 \cdot \pi \cdot f$, hvor f er den ønskede frekvens ved knækket, som vist i ligning (5.5). Der opstilles et udtryk for C i ligning (5.6).

$$10^{\frac{-3}{20}} = \frac{R_I}{R_I + \left(R_U + \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2 \text{ Hz} \cdot C}\right)} \quad (5.5)$$

$$C = \frac{-1}{2} \cdot 10^{\frac{-3}{20}} \pi \cdot f \cdot \left(10^{\frac{-3}{20}} \cdot R_I + \frac{-3 \text{ dB}}{20} \cdot R_U - R_I\right) \quad (5.6)$$

- 5 Frekvensen f bestemmes til 2 Hz, én dekade før den ønskede, for at opnå en lav dæmpning ved de ønskede 20 Hz. Dæmpningen ved 20 Hz kan dermed udregnes. Formlen for et standard højpas-filter opstilles i formel (5.7). Denne omskrives så til $j \cdot \omega$ -notation hvormed det ser ud som udtrykket i formel (5.8).

$$H(s) = \frac{s \cdot \tau}{1 + s \cdot \tau} \quad (5.7)$$

$$|H(j\omega)| = \frac{\omega \cdot \tau}{\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\omega \cdot \tau)^2} + 1}} \quad (5.8)$$

Ifølge dekadereglen², sættes $\omega \cdot \tau = 10$, som i ligning (5.9).

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{100} + 1}} = \frac{1}{\sqrt{1,01}} \approx -0,043 \text{ dB} \quad (5.9)$$

²**FiXme:** måske en lille kilde ??

Ud fra dette kan de forskellige værdier for C udregnes, afhængigt af de impedanser de ser ind i. Impedansen, C_1 ser ind i, er fundet til 30,8 k Ω . Indtastes dette i ovennævnte formel findes værdien for C_1 til mindst 8 μ F. Alt under dette vil give en højere knækfrekvens, hvilket ikke er at ønske. Alt højere vil dog give en større indsvingningstid, hvilket, i forhold
5 til en højere knækfrekvens, er at foretrække, dog heller ikke ønskeligt.

Efter summationsforstærkeren sidder signaltilpasningen. Denne benyttes til at sørge for at ligegyldigt hvor mange af indgangene der er tændt for, vil signalet altid have en peakspænding mellem 0,2 og 2 V. Da de niveauer der er mulige at få enten er 6, 4 eller 2 V, vil det for at give 2 V output, være nødvendigt med en dæmpning på hhv. $\frac{1}{3}$, $\frac{1}{2}$ og 1. Dette muliggøres ved hjælp af en spændingsdeler med 3 modstande, som vist under signaltilpasningsektionen af figur 5.1. Værdierne af de forskellige modstande kan udregnes ud fra de givne modstandsforhold, som vist i ligning (5.10). Modstande R_9 sættes til 10 k Ω .

$$\frac{R_9}{R_6 + R_8 + R_9} = \frac{1}{2} \qquad \frac{R_6 + R_8}{R_6 + R_8 + R_9} = \frac{1}{3} \qquad (5.10)$$

Dette giver en R_6 på 15 k Ω og en R_8 på 5 k Ω . Vælgeren består af en multiplexer. Dette valg er taget på trods af valget om at designe primært med diskrete komponenter, da dette ville kunne gøres med stort set det samme kredsløb som indgangsvælgeren.

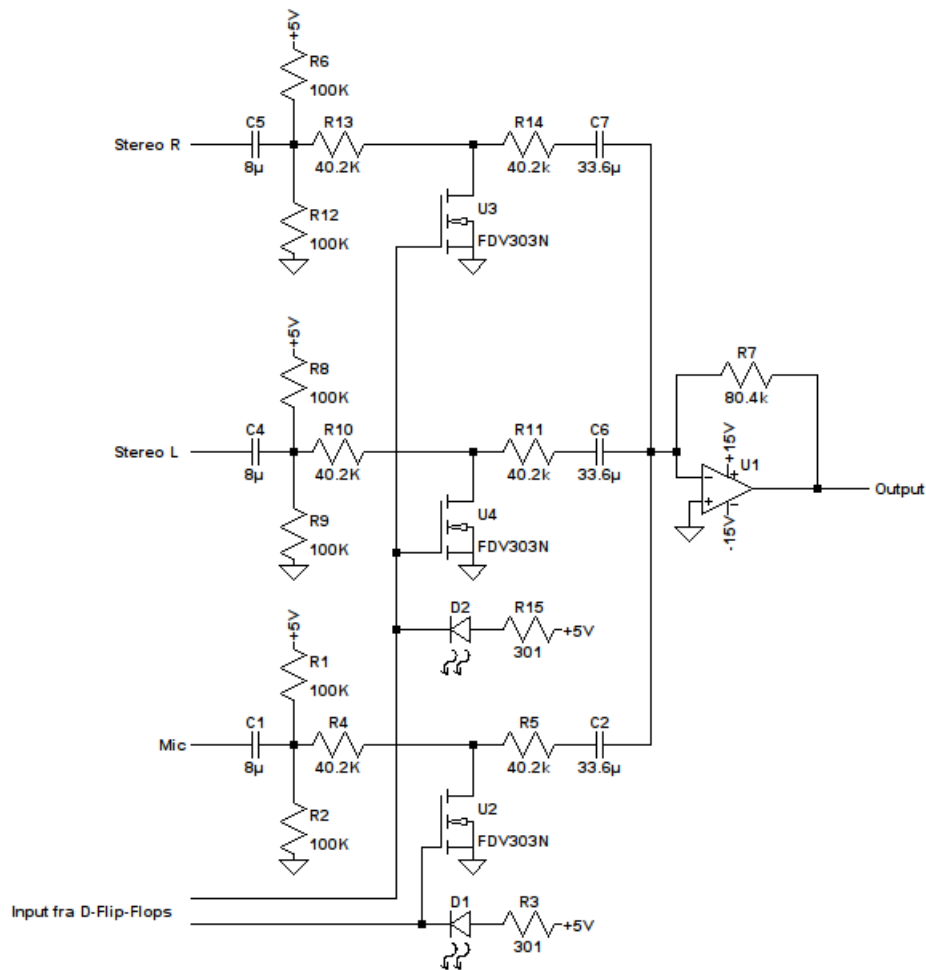
Efter vælgeren sidder en buffer, for at impedansen der ses af afkoblingskondensatoren, som
10 sidder mellem indgangsvælgeren og volumenkontrollen, vil være konstant.

5.1.1 Simulering

Efter at indgangsvælgeren er blevet designet og beregnet, er der lavet en række simuleringer for se om kredsløbet opfører sig som ønsket og, hvis der er afvigelse, give en begrundelse for hvorfor. I dette afsnit vil der blive simuleret følgende; dæmpning af signal, THD,
15 frekvenskarakteristik, forstærkning i kredsløbet og tænd og sluk af signal. Det samlede diagram der er simuleret kan ses på figur 5.4.

Forstærkning i kredsløbet

Fra beregningerne vides det at kredsløbet er designet til at have en forstærkning på 1. Derudover vil signalet efter indgangsvælgeren også være inverteret fordi der bruges en
20 inverterende forstærker til at sumerer signalerne. Det simulerede signal er vist på figur 5.5. Simuleringen er lavet ved en transient analyse over 3 ms, med en maksimum timestep på 0,01 μ s og 2 V peak 1 kHz på indgangen. På figur 5.5 ses det at forstærkningen på 1 ikke helt er opnået, det skyldes at generatoren har en udgangsmodstand på 2,2 k Ω . Signalet er inverteret som forventet.



Figur 5.4: Diagram over det kredsløb der simuleres.

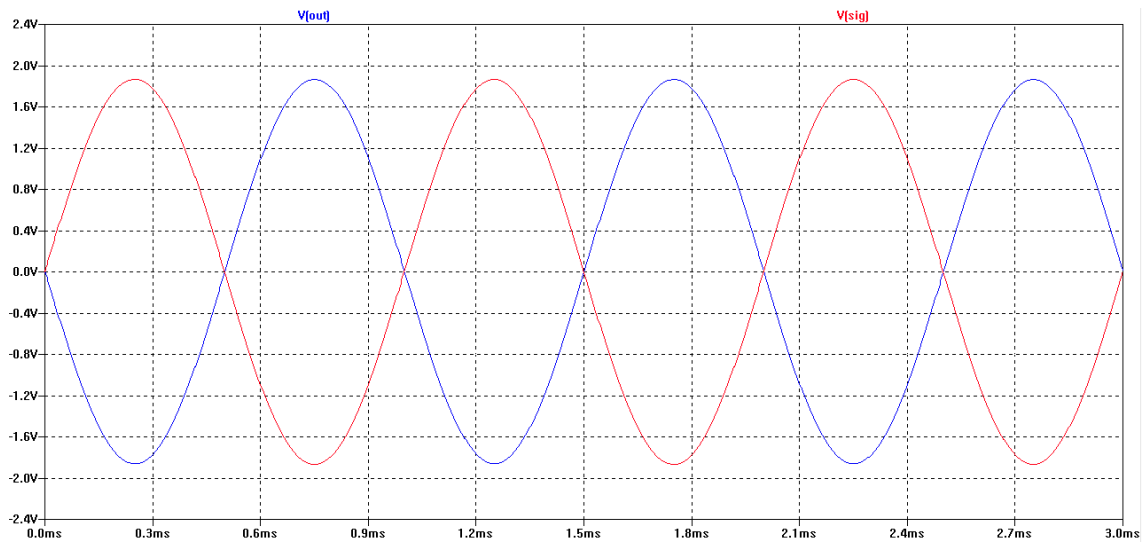
Frekvenskarakteristik

På figur 5.6 er simuleringen af frekvenskarakteristikken vist. Simuleringen er lavet ved en AC-Analyse fra 2 Hz til 200 kHz, og ved at sætte output over input ved 0 V på transistoren. Fra tabel 5.1 er der opsat krav om frekvensområdet. På simuleringen ses det at fra 10 kHz
5 til 20 kHz er der en lille afvigelse på ca. 0,06 dB. Afvigelsen skyldes at transistoren der er brugt har en passiv kapacitet, der gør at ved høje frekvenser vil signalet falde af.

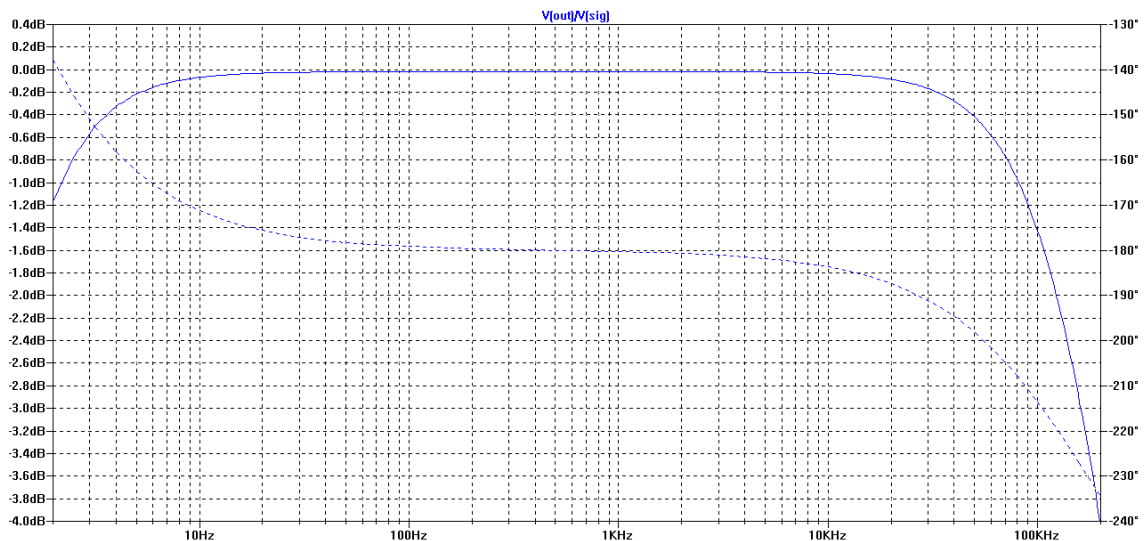
Dæmpning af signal

På figur 5.7 ses en graf over hvor stor en dæmpning er simuleret til i kredsløbet. Simuleringen er lavet ved en AC-Analyse fra 2 Hz til 200 kHz, og ved at sætte output over
10 input ved 5 V på transistoren. Fra kravspecifikationen er der opsat krav om at isoleringen af signaler skal være større end 50 dB.³

³**FiXme:** Ret den jf. Jans kommentarer



Figur 5.5: Forstærkningen igennem indgangsvælgeren. Den røde kurve inputsignalet til indgangsvælgeren og den blå er outputsignalet fra indgangsvælgeren.

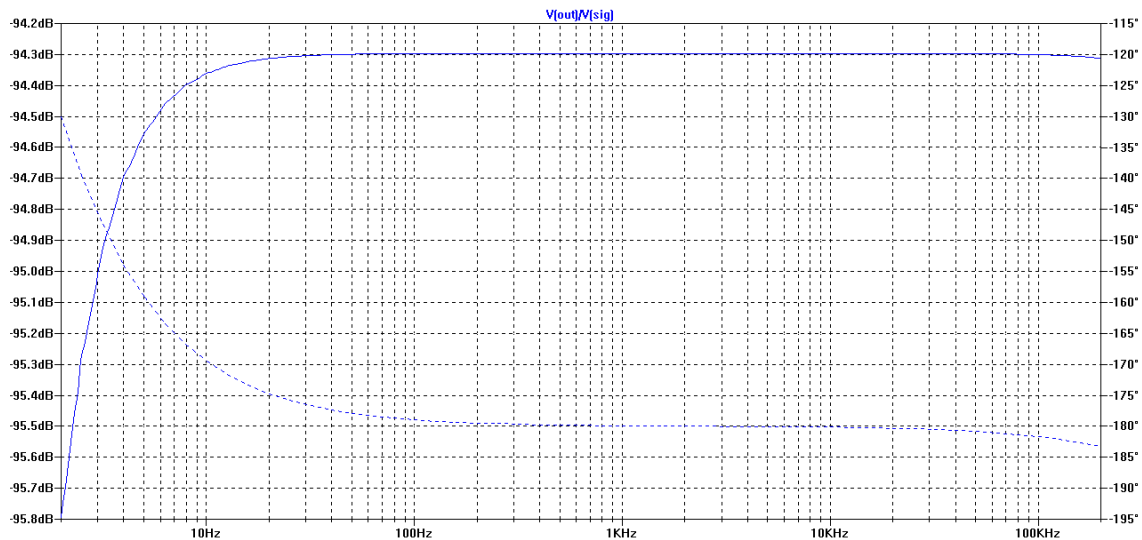


Figur 5.6: Frekvens- og fasekarakteristikken for indgangsvælgeren.

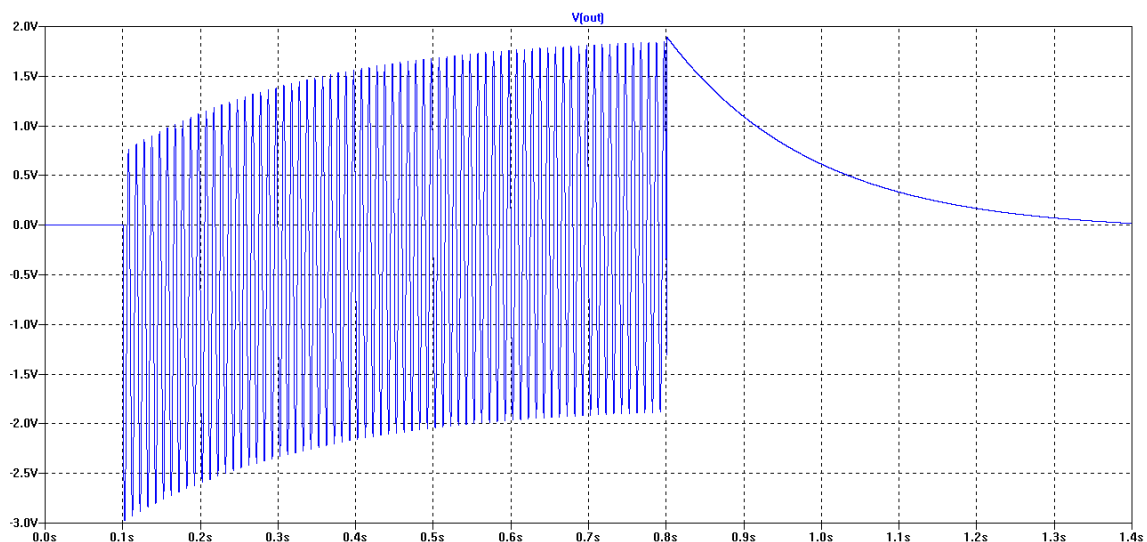
Tænd og sluk af signal

På figur 5.8 er der simuleret at en signal bliver tændt og slukket. Simuleringen er lavet ved en transient analyse over 1,4 s, med en maksimum timestep på $0,1 \mu\text{s}$ og 2 V peak 100 Hz på indgangen. Først er signalet slukket i 100 ms, dernæst er signalet tændt i 700 ms og til sidst er signalet slukket i 600 ms. Som det ses er signalet når det bliver tændt først oppe på niveau efter det har været tændt i 700 ms. Det skyldes at der er brugt kondensatorer i kredsløbet, hvilket giver en længere indsvingningstid.

THD



Figur 5.7: Dæmpningsgraden af signalet, når det er slukket.



Figur 5.8: Simulering af at tænde og slukke signalet.

Simuleringen er lavet ved en fourier-analyse, og giver en THD på 0.062%.

5.2 Implementering

Under konstruktionen af indgangsvælgeren kunne det konstateres at en kondensator ikke umiddelbart var tilgængelig i hverken størrelsesordenen $8\mu\text{F}$ eller $33,6\mu\text{F}$. Dette problem blev løst ved at benytte sig af reglen om at hvis to komponenter sidder i parallel kan deres admittans adderes. Admittansen er den reciprokke værdi af resistansen. Da resistansen for en kondensator er givet ved $\frac{1}{s \cdot C}$ bliver admittansen derfor $s \cdot C$. Derfor vil to kondensatorer der sidder i parallel agere som én større kondensator. Derfor blev to $4\mu\text{F}$ brugt i stedet for

en enkelt $8\mu\text{F}$ og en $10\mu\text{F}$ og en $22\mu\text{F}$ blev benyttet i stedet for en $33.6\mu\text{F}$. Da tolerancen på en elektrolyt kondensator har en tolerance på 20% ⁴ dømmes dette til at være acceptabelt.

5.3 Accepttest

Indgangsimpedansen for alle indgangene er over $22\text{ k}\Omega$ i alle tilfælde, se figur 14.1 i
5 appendiks E, hvilket er acceptabelt.

Dæmpningen for et tændt signal fra 20 Hz til 20 kHz svinger, ved 200 mV, som giver det største udsving, under -0.08 dB, som set på figur 14.4 i appendiks E, hvilket er acceptabelt.

Ved simulering findes dæmpningen, når signalet er slukket, til -94,3 dB, hvilket mere end opfylder kravet. Målingerne viser, på figur 14.8 i appendiks E, at dæmpning ved 1 kHz er
10 på ca. -114 dB, hvilket er acceptabelt.

Det kan dog konkluderes at THD ikke er lav nok. Dette kan delvist løses ved at benytte en anden opamp, f.eks. OPA27 i stedet for LM324. Det er dog tydeligt, ud fra appendiks F, at transistorerne ikke afbryder helt, når signalet ikke skal slukkes og at de derfor har en indflydelse. Dette er ikke optimalt og det ville derfor være smart at benytte en transistor,
15 som afkobler bedre i slukket tilstand.

⁴**FiXme:** Kilde: til tolerance på kondensator

Volumenkontrol 6

Formålet med volumenkontrollen er, som beskrevet i afsnit 3.4, at gøre det muligt for brugeren at justere volumeniveauet. Dette muliggøres ved to trykknapper, én til op og én til ned. Til at fortælle brugeren hvilket niveau den er indstillet på, skal der være to 5 7-segmenter, hvor størrelsen af dæmpningen i dB vises. Volumenkontrollen skal have 51 niveauer, så for at lette brugen vælges der, at den skal være i stand til at justere hurtigere, hvis brugeren holder en af de to volumeknapper nede. For at gøre det til en bedre oplevelse skal dette foregå ved en flydende acceleration, fremfor trinvis. Denne funktion skal dog ikke fjerne muligheden for brugeren kan trykke på knapperne med små intervaller og på 10 den måde selv styre justeringshastigheden.

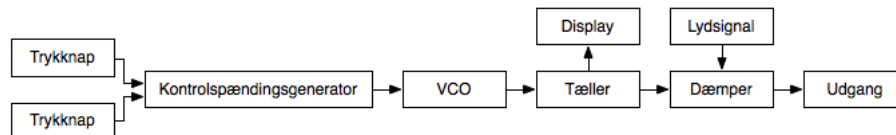
De samlede krav til volumenkontrollen er opstillet i tabel 6.1.

Område	Krav
Frekvensgang	$\pm 0,375$ dB ved 20 Hz - 20 kHz, ref. 1 kHz $\pm 0,75$ dB fra 20 Hz til 63 Hz $\pm 0,75$ dB fra 12,5 kHz til 20 kHz
Dæmpningsområde i volumenkontrol	0 - 50 dB ved 1 kHz
Styring af volumenkontrol	Digital
Antal niveauer i volumenkontrollen	51
Dæmpning per niveau	1 dB
Input fra brugeren	To trykknapper
Output til brugeren	To 7-segmenter

Tabel 6.1: Krav til volumenkontrollen

6.1 Design

For at give et overblik er der lavet et blokdiagram der beskriver hvordan volumenkontrollen skal fungere, det er vist på figur 6.1.



Figur 6.1: Overordnet blokdiagram over volumenkontrollen

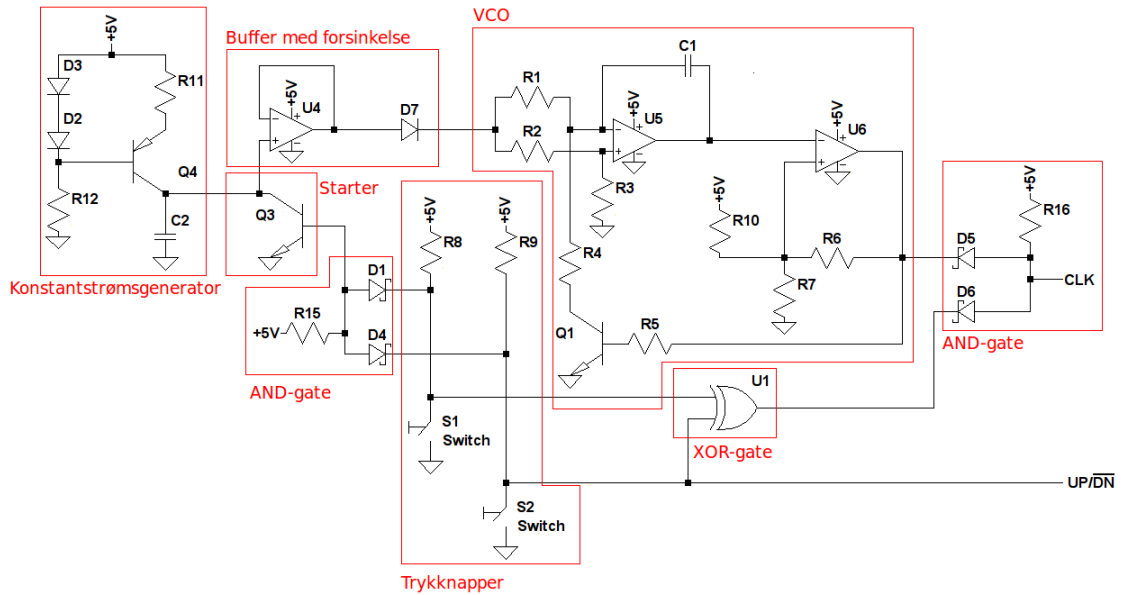
For at opnå en accelererende justering i volumenkontrollen, benyttes en Voltage Controlled
5 Oscillator, VCO, med varierende kontrolsignal. VCO'ens signal vil således have en
lineært stigende frekvens, for et lineært stigende kontrolsignal. Dette kontrolsignal
genereres ved at oplade spændingen over en kondensator med en konstant strøm,
fra en konstantstrømsgenerator. VCO'ens signal skal også kunne tvinges tilbage til
udgangspunktet, frekvensmæssigt, hvilket klares ved at aflade kontrolsignalt over
10 samme kondensator. Denne afladning opnåes gennem en transistor, som styres ud fra
brugers tryk på volumenkontrollens to trykknapper. VCO'ens udgangssignal bruges som
clocksignal til en tæller, som kan tælle fra 0 til 50. Udgangssignalet af denne tæller bruges
til to ting. For det første bruges signalet i en efterfølgende dæmper, hvor lydsignalet
dæmpes mellem 0 og 50 dB, alt efter værdien tælleren står på. For det andet bruges
15 tællerens udgangssignal til at vise størrelsen af dæmpningen i et display bestående af to
7-segmenter. Det elektriske diagram, som er vist på figur 6.2, indeholder flere blokke, da
der under designet af volumenkontrollen tages flere hensyn, som ikke er beskrevet i det
ovenstående. Figur 6.2 viser desuden kun hvad der på figur 6.1 svarer til blokkene til og
med signalet ind i tælleren. De elektriske diagrammer for resten af blokkene vises under
20 hver enkelt beskrivelse i den resterende del af dette afsnit.

Konstantstrømsgenerator

Konstantstrømsgeneratorens opgave er at levere en konstant strøm, denne strøm bruges til
at oplade en kondensator (ladekondensatoren). Når en kondensator lades med en konstant
strøm, vil spændingen over den stige lineært, dette fremgår også af ligning (6.1).

$$V = \frac{I \cdot t}{C} \quad (6.1)$$

25 Konstantstrømsgeneratoren er designet med udgangspunkt i at der vil være et
spændingsfald på 0,5 V over D_2 , D_3 , R_{11} og Q_{4BE} . I databladet for 1N4148 [10] fremgår
det at den vil have en spændingen, V_D , over sig på 0,5 V ved en strøm, I_F , på 0,1 mA.
Strømmen igennem dioderne er givet ved den strøm, der vil løbe igennem det der kommer



Figur 6.2: Elektrisk diagram over volumenkontrollen

efter dem, i dette tilfælde modstanden R_{12} . Størrelsen af R_{12} er således givet ved ligning (6.2).

$$R_{12} = \frac{V_{CC} - 2 \cdot V_D}{I_F} = \frac{5 \text{ V} - 2 \cdot 0,5 \text{ V}}{0,1 \text{ mA}} = 40 \text{ k}\Omega \quad (6.2)$$

Da der nu ligger en konstant spænding over begge dioder, kan man opfatte dioden i transistoren som siddende parallelt med D_2 og D_3 og dermed have det samme spændingsfald som D_2 . Dette giver, at der findes det samme, konstante, spændingsfald over R_{11} som over D_3 , hvilket giver en konstant strøm gennem R_{11} . Kondensatoren, C_2 , kaldes ladekondensatoren og den har en kapacitet på $5 \mu\text{F}$. Den oplades fra 0 V til $V_{CC} - V_D - V_{CEsat} = 4,4 \text{ V}$, hvor V_D er spændingen over én diode og V_{CEsat} er collector-emitter saturationspændingen på $0,1 \text{ V}$. Opladetiden er desuden valgt til at skulle være 3 sekunder. Udfra disse to ting kan den konstante strøm, I_{const} , nu beregnes ved udregningen i formel (6.3).

$$V_{CC} - V_D - V_{CEsat} = \frac{I_{const} \cdot t}{C_2} \Rightarrow 4,4 \text{ V} = \frac{I_{const} \cdot 3 \text{ s}}{5 \mu\text{F}} \Rightarrow I_{const} = 7,3 \mu\text{A} \quad (6.3)$$

Spændingen over R_{11} er, som tidligere nævnt, $0,5 \text{ V}$ og strømmen igennem den er altså $7,3 \mu\text{A}$. Modstanden R_{11} kan dermed beregnes ved Ohms lov, som vist i udregningen i formel (6.4).

$$V_D = R_{11} \cdot I_{const} \Rightarrow 0,5 \text{ V} = R_{11} \cdot 7,3 \mu\text{A} \Rightarrow R_{11} = 68,2 \text{ k}\Omega \quad (6.4)$$

Starter

Starterens opgave er at holde spændingen over ladekondensatoren på 0 V, når der ikke trykkes på en af volumenknapperne. Dette gøres ved at lede al den strøm som konstantstrømsgeneratoren leverer til stel. Så snart der trykkes på en af volumenknapperne, vil basis på transistoren blive trukket lav, hvilket vil afbryde collector-emitter strømmen. Dette gøres for at sikre at ladekondensatoren er klar til at starte opladningen med det samme.

Buffer med forsinkelse

Bufferen sikrer at ladekondensatoren bliver lineært opladet ved at sørge for at belastning på konstantstrømsgeneratoren og ladekondensatoren undgås. Forsinkelsen laves ved hjælp af en diode, da spændingen over den minimum skal vokse til en diodespænding, før der kommer en kontrolspænding til VCO'en. Forsinkningen er derfor direkte afhængig af diodespændingen, hvilket betyder, at der for at kunne indstille på forsinkelsesperioden skal indsættes en anden diode, med en anden V_D .

VCO

En VCO, Voltage Controlled Oscillator, leverer et konstant signal hvor frekvensen er afhængig af en kontrolspænding. Kontrolspændingen er spændingen over C_2 , ladekondensatoren, minus én diodespænding. Der er taget udgangspunkt i en VCO fra databladet for en LM324 [11]. VCO'en kan deles op i to blokke; én integrator og én schmitt-trigger. Det er udgangen fra schmitt-triggeren der bestemmer hvilken af de to spændinger integratoren arbejder ud fra. Triggerspændingerne på schmitt-triggeren er givet ved udtrykkene i formel (6.5) og formel (6.6). Forsyningsspændingen, V_{CC} , er 5 V.

$$V_L = \frac{1}{3} \cdot V_{CC} = 1,67 \text{ V} \quad (6.5)$$

$$V_U = \frac{2}{3} \cdot V_{CC} - 0,5 \text{ V} = 2,83 \text{ V} \quad (6.6)$$

Frekvensen VCO'en vil svinge med, er givet ved udtrykket i formel (6.7). Dette udtryk er udledt i Appendiks A??.

$$f = \frac{3 \cdot V_C \cdot (R_1 - R_4)}{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot (R_1)^2} \quad (6.7)$$

Forholdet mellem høj og lav, duty-cycle, for udgangssignalet fra VCO'en er givet ved forholdet mellem R_1 og R_4 , i dette tilfælde $\frac{R_4}{R_1} = \frac{40 \text{ k}\Omega}{80 \text{ k}\Omega} = 0.5$. Denne formel er

udledt i Appendiks A og baggrunden for den er, at det er disse to modstande C_1 op- og aflades igennem. Grunden til at frekvensen stiger når spændingen stiger, er at operationsforstærkeren altid vil presse sine indgange til at være ens. Da der på plus-indgangen sidder en spændingsdeling, som giver halvdelen af kontrolspændingen, vil der
 5 ligge det samme på minus-indgangen. Dette betyder, at spændingsfaldet over R_1 altid vil være halvdelen af kontrolspændingen. Dette vil betyde at der vil løbe en strøm igennem R_1 ind i kondensatoren. Når transistoren leder, vil den lede strømmen, som løber igennem R_1 samt den strøm der kommer fra kondensatoren. Når kondensatoren aflader igennem transistoren vil den prøve at trække minus-indgangen ned, hvilket operationsforstærkeren
 10 modarbejder ved at øge sin outputspænding. Hvis man lader denne proces fortsætte uendeligt vil plus- og minus-indgangene være ens, indtil operationsforstærkeren rammer sin maksimale spænding. Herefter vil den ikke være i stand til at regulere spændingen på minus-indgangen, hvilket vil resultere i at spændingen på minus-indgangen vil være spændingsdelingen mellem R_1 og R_4 . Dette forhindrer schmitt-triggeren dog, ved at ændre
 15 på hvor strømmen igennem R_1 har mulighed for at løbe hen. Når der løber strøm til C_1 vil dette føre til en spændingstigning. Da operationsforstærkeren stadig vil forsøge at holde indgangene ens, vil dette betyde et spændingsfald på outputtet. Det er denne effekt der gør svingningen mulig.

Outputtet fra schmitt-triggeren er højt, som standard, da outputtet fra integratoren, når
 20 denne ikke har en høj nok styringsspænding til at gå i gang, vil være lavt. Dette betyder at AND-gaten der giver signalet videre til tælleren kan give et positivt output, når en knap trykkes ned en enkelt gang. På denne måde vil det være muligt at benytte knapperne til at regulere et enkelt niveau op eller ned, samtidig med muligheden for at holde dem inde, og aktivere VCO'en, for at regulere volumeniveauet hurtigere.

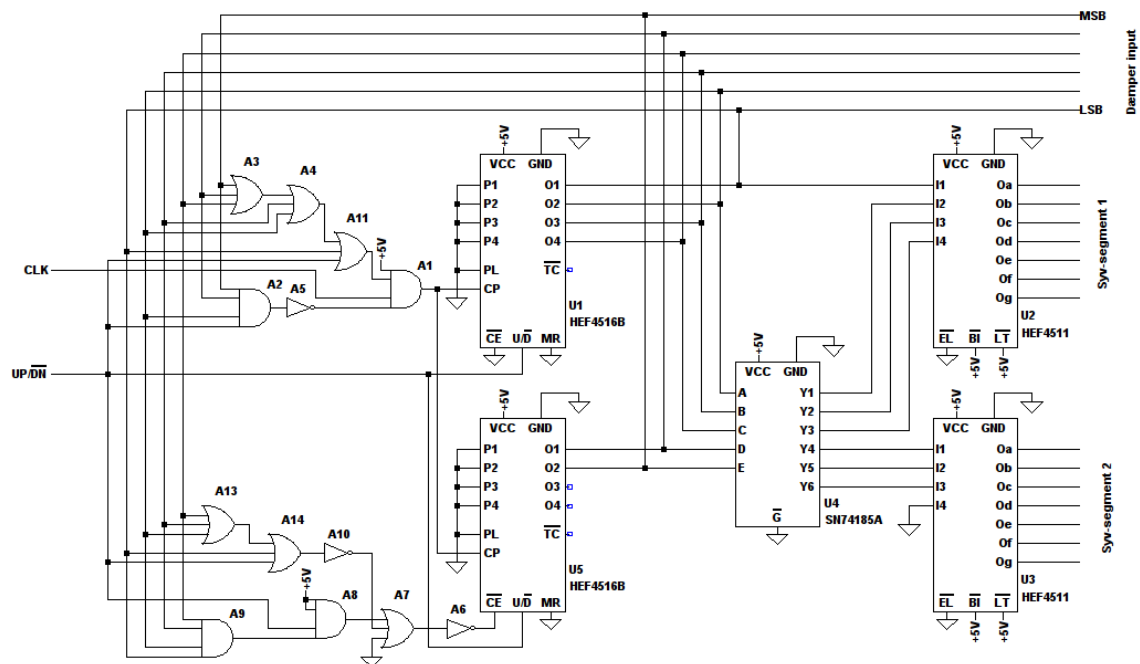
25 **AND-gate**

De to AND-gates er designet med diskrete komponenter, fremfor en integreret kreds. AND-gaten fungerer ved at holde udgangen høj, når begge indgange er høje. På AND-gaten til venstre på figur 6.2, er et højt udgangsniveau $\sim 0,6$ V, dette skyldes at der på udgangen af gaten er en transistors basis-emitter diode til stel. Er blot den ene af indgangene lave,
 30 vil den trække udgangen til stel gennem den tilhørende diode, BAT85 [12]. Databladet for BAT85 beskriver en sammenhæng mellem en diode spænding på 0,24 V og en strøm gennem den på 0,1 mA, dette resultere i en Pull-up modstand beregnet i ligning (6.8).

$$V_{CC} - V_D = R_{15} \cdot I_F = 5 \text{ V} - 0,24 \text{ V} = R_{15} \cdot 0,1 \text{ mA} \Rightarrow R_{15} = 47,6 \text{ k}\Omega \quad (6.8)$$

Udgangen af AND-gaten vil altså ikke kunne bliver højere end 0,24 V, ved lavt output.

Tæller og displaydriver



Figur 6.3: Diagram over tælleren og displaydriveren

- Tællerens opgave er at holde styr på hvad volumenniveauet er og diagrammet for den er vist på figur 6.3. Der tælles op eller ned når der trykkes på én af de to volumenknapper. Hvor hurtigt der skal tælles, bestemmes af det AND'ede signal fra VCO'en og XOR-gaten.
- 5 VCO'en fungerer som en clock på AND-gaten, mens XOR-signalet sørger for, at det kun er den ene knap der holdes nede. Hvis begge knapper holdes nede, vil XOR-signalet være lavt, og der vil intet signal blive sendt til tælleren. Om der skal tælles op eller ned, styres af et signal fra den knap der repræsenterer et ønske om en sænkning i volumeniveau. Hvis denne er nede, som den eneste knap, vil tælleren tælle ned af. Hvis denne ikke er nede,
 - 10 men XOR-signalet stadig er højt, betyder det at den anden knap er nede og tælleren vil derfor tælle op. Tælleren giver et binært output, som danner grundlag for hvad der vises i displayet og hvordan reguleringen af volumen indstilles. Tælleren der benyttes er en 4-bit tæller af typen HEF4516B [13]. Da der skal bruges seks bit bruges to tællere.

- Yderligere skal der også bruges kontrollogik, for at sikre tælleren ikke tæller for højt eller lavt og for at styre den anden tæller. Til at lave et endestop i den laveste ende af tællerens område, lægges alle tællerens output bits sammen i en OR-gate. Dette resultere i et nul, hvis tælleren står på nul. Der skal dog være mulighed for at tælle opad, når tælleren står på nul. Derfor skal UP/DN signalet også med i OR-gaten, udgangssignalet vil nu være lavt når tælleren ikke må tælle nedad. Til at lave endestop i den høje ende, tages
- 15 der udgangspunkt i en tæller værdi på 50, 110010_b. Da dette vil være maks værdien for tælleren er det kun de udgange der er høje, der er af betydning. Når disse og UP/DN signalet bliver samlet i en NAND-gate vil resultatet kun være lavt når der ikke må tælles højere. Dette signal AND'es sammen med signalet for det lave endestop og CLK signalet, dette bevirker at der ikke kommer CLK signal til de to tællere hvis de har ramt et af
 - 20

endestoppene. I tabel 6.2 er sandhedstabellen for kontrollogikken til endestop opstillet.

UP/ $\overline{\text{DN}}$	F	E	D	C	B	A	CLK	CP
0	0	0	0	0	0	0	\neg	0
1	0	0	0	0	0	0	\neg	\neg
0	1	1	0	0	1	0	\neg	\neg
1	1	1	0	0	1	0	\neg	0

Tabel 6.2: Sandhedstabel for kontrollogik til endestop. A - D er output fra U1 og E - F er output fra U5

Tæller to, U5, skal kunne tælle når tæller ét, U1, har værdien 15, 1111_b, og UP/ $\overline{\text{DN}}$ er høj. Ved den næste puls på CP vil tæller ét gå til nul og tæller to vil tælle én op. Når tæller ét er nul og UP/ $\overline{\text{DN}}$ er lav, skal tæller to også kunne tælle. Ved næste puls på CP vil tæller ét gå til 15 og tæller to vil tælle én ned. I tabel 6.3 er sandhedstabellen for kontrollogikken til tæller U5 opstillet.

UP/ $\overline{\text{DN}}$	D	C	B	A	$\overline{\text{CE}}$
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1
0	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	0

Tabel 6.3: Sandhedstabel for kontrollogik til den anden tæller, U5. A - D er output fra U1

Displaydriveren konverterer signalet fra tælleren til et signal der kan vises på de to 7-segment displays. Der konverteres fra tællerens binære output til BCD, Binary-coded decimal, for så at konvertere det til et signal de to 7-segment displays kan vise. Der benyttes en SN74185A [14] til konverteringen fra binær til BCD. Fordelen ved at konvertere til BCD først er at denne konvertering også deler det binære tal op i to, en'ere og ti'ere. Disse to binære tal sendes igennem en 7-segmentsdriver, HEF4511 [15], for at få et output der fungerer med 7-segmenterne. Displaydriveren er også vist på figur 6.3.

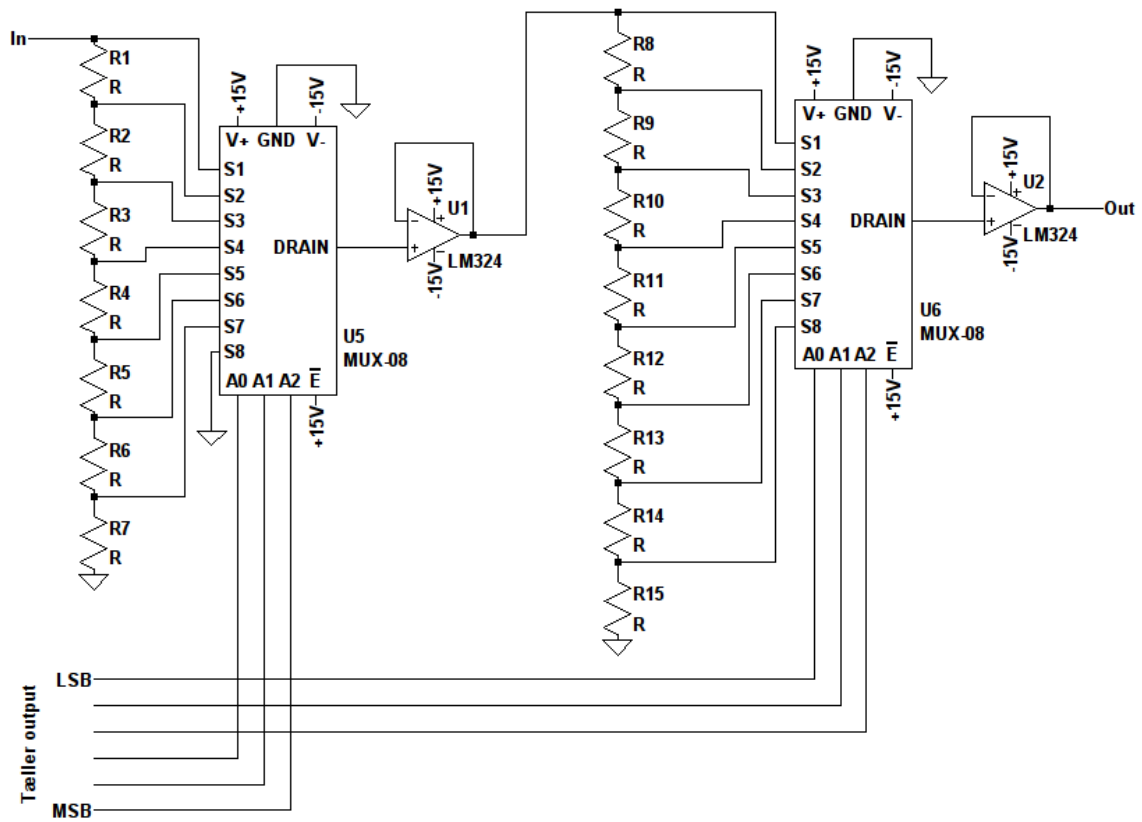
Display

Indstillingen af volumenkontrollen vises på to 7-segmenter. Dette er valgt, fordi disse er enkle at styre med simple kredsløb og det derfor ikke er nødvendigt med en microcontroller for at styre dem, som tilfældet havde været, hvis et LCD-display i stedet var blevet benyttet.

Dæmper

Dæmperen er en analog attenuator, som er sammensat af to sæt modstandsattenuatore, hver efterfulgt af en buffer. Dæmpningen indstilles ved at ændre, hvor signalet tages ud af de to modstandsattenuatore, ved brug af en analog multiplekser. Den første attenuator består af syv modstande, hvor der er en dæmpning på 8 dB mellem hver modstand. Den

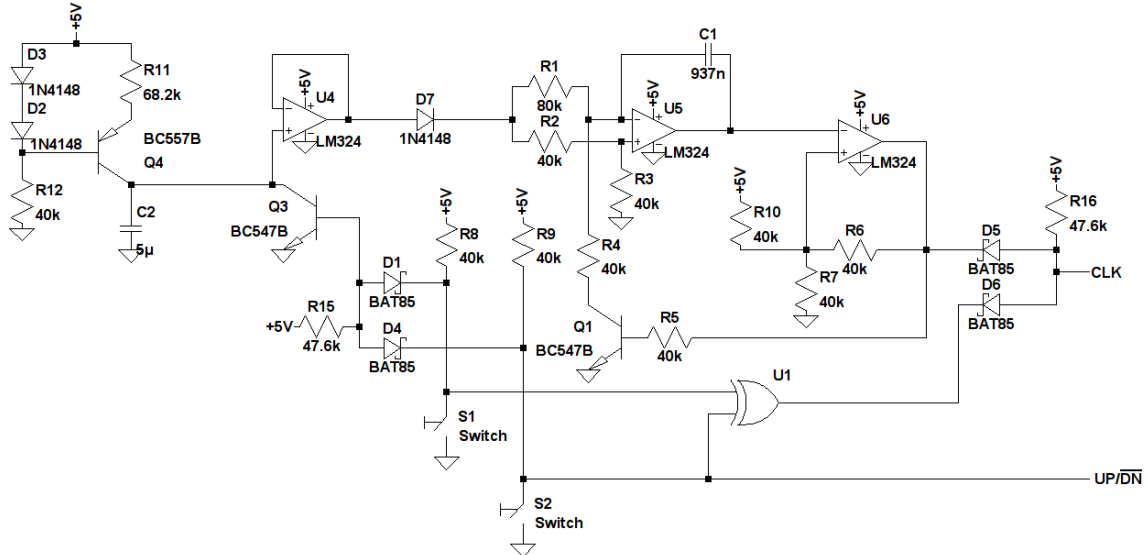
anden attenuatorer består af otte modstande, hvor der er en dæmpning på 1 dB mellem hver modstand. Det er således muligt at kombinere de to attenuatorer til at dæmpe signalet mellem 0 og 55 dB, med et interval på 1 dB. Diagrammet er afbilledet på figur 6.4 og modstandene derpå er beregnet i Appendiks C??.



Figur 6.4: Diagram over dæmperen

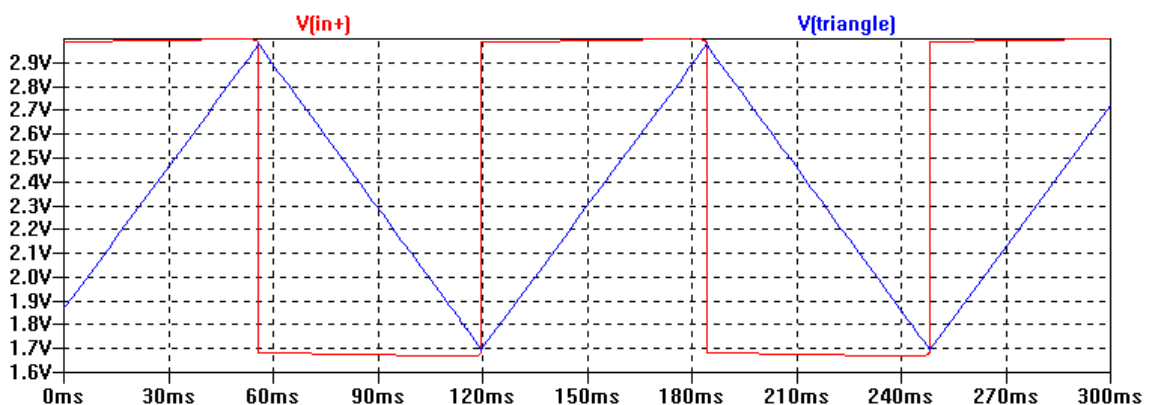
6.1.1 Simulering

På figur 6.5 er vist diagrammet, med komponent værdier, over volumenkontrollen til og med signalet til tælleren.



Figur 6.5: Diagram over volumenkontrollen

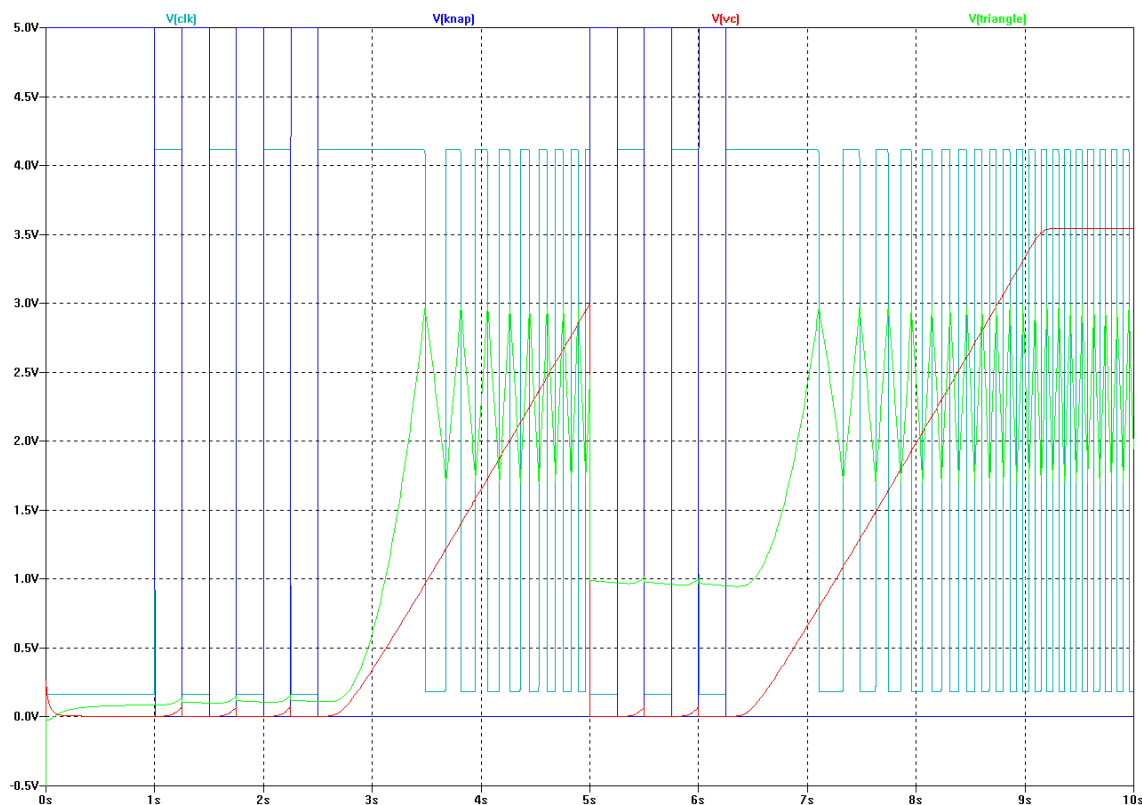
På figur 6.6 ses resultatet af at påtrykke en konstant spænding på VCO'en. Dette resulterer i udgangen på integratoren, den blå kurve, svinger mellem schmitt-triggerens to niveauer med en fastdefineret frekvens. Det kan ses at plusindgangen på schmitt-triggeren, den røde kurve, er høj når integratorens udgang er opadgående og lav når den er nedadgående.



Figur 6.6: Integratorens udgang og plusindgangen på schmitt-triggeren

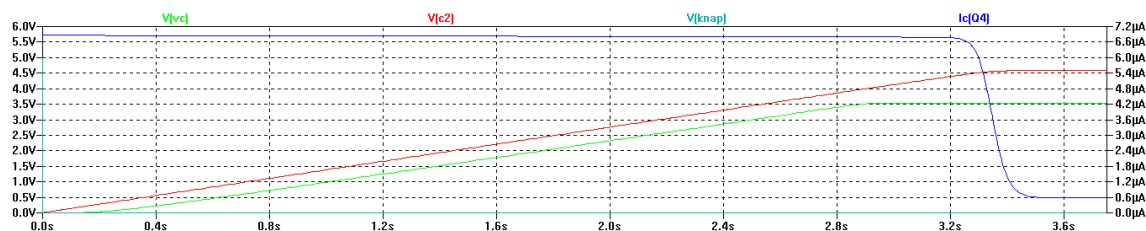
Figur 6.7 viser hvordan volumenkontrollen fungerer, når man trykker på en knap. Den blå graf, $V(\text{knap})$, viser knappens tilstand; når den er lav, er knappen trykket ned. Den lyseblå, $V(\text{clk})$ viser outputtet til clocken. Clocken på tælleren er flankestyret, hvilket vil sige, at der kun vil blive flyttet et trin, hver gang den lyseblå, $V(\text{clk})$ går fra lav til høj. Når knappen holdes nede, kan man se at kontrolspændingen, $V(\text{vc})$, stiger. Dette vil

få spændingen på udgangen af integratoren, $V(\text{triangle})$, til at stige, indtil den rammer den høje trigger-spænding. Herefter vil spændingen falde igen, og oscillere hurtigere og hurtigere, i takt med at kontrolspændingen stiger. Ca. 3 sekunder efter at knappen trykkes ned, rammer kontrolspændingen sit max, som udregnet. Her vil udgangen på integratoren, og derfor også schmitt-triggen, svinge med en frekvens på ca. 10 Hz.



Figur 6.7: Simulering af at trykke på og holde en knap nede.

På figur 6.8 ses en simulering af konstantstrøms generatoren. Det er tydeligt at se, at konstantstrømsgeneratoren genererer en konstant strøm, $I_c(Q4)$, indtil den ikke har et sted at løbe hen. Dette sker når kondensatoren er ladet op. Det er desuden tydeligt at se at kondensatoren, $V(c2)$, bliver opladet lineært, med det samme knappen, $V(knap)$, bliver trykket ned.



Figur 6.8: Simulering af konstanstrømsgeneratoren

6.2 Implementering

Under implementering af volumen kontrollen, kunne der konkluderes at der var en række problemer med designet. Det kunne konkluderes at spændingen på udgangen af operationsforstærkeren ikke blev trukket helt lav, efter den sidste AND-gate blev monteret.

5 Dette betød at transistoren åbnede konstant, hvilket umuliggjorde svingning. Efter at have undersøgt databladet for operationsforstærkeren, blev det konstateret at den kun kan tage $50\text{ }\mu\text{A}$, ind i udgangen, ved en meget lav spænding. Derfor blev det besluttet at skifte R_{16} på $48,5\text{ k}\Omega$ ud med en modstand på $487\text{ k}\Omega$, for at sænke strømmen med en faktor 10, hvilket både vil give et lavere spændingsfald over dioden samt sørge for det løber en

10 mindre strøm ind i operationsforstærkeren. Dette løste problemet. Der blev også diskuteret at benytte en buffer i stedet, men da dette ville betyde en større ændring i kredsløbet, end at skifte en modstand, blev denne løsning ikke valgt.

Det kunne yderligere konstateres, at der findes en fejl i designet, der dog er optræder yderst sjældent. Hvis man slipper en af volumen knapperne mens spændingen på

15 udgangen af integratoren er nedadgående, vil Schmidt-triggeren være lav, hvilket betyder at transistoren vil være lukket. Da signalet fra schmidttriggeren AND'es sammen med signalet fra XOR-gaten, vil det er ikke være muligt at få et clock output til tælleren. Der kan derfor argumenteres for en høj dutycycle, for at formindske chancen for at slippe knappen mens schmidt-triggeren er lav. Da tælleren alligevel er triggeret på opadgående

20 flanker, vil der kun komme ét output signal pr. periode. For at komme ud af denne tilstand, kan en knap holdes nede indtil ladekondensatoren kommer over diodespændingen så der igen kommer en input spænding på integratoren, hvilket vil starte svingningen igen. For at modvirke det, sættes en modstand, R_{stor} , fra minusbenet på integratoren til forsyningsspændingen. Dette vil betyde at kondensatoren kan oplade, hvilket betyder at

25 minus-indgangen på schmidt-triggeren vil gå lav. Når minus indgangen er lavere end plus indgangen, vil udgangen gå høj, hvilket vil åbne transistoren. Når transistoren er åben vil der være en spændingsdeling imellem R_{stor} og R_4 parallelt med R_1 , R_2 og R_3 i serie. Der vil ligge en meget lille spænding på minus indgangen, da størstedelen af spændingen vil ligge over den største modstand. Det vigtige er dog, at spændingen på plus-indgangen er

30 endnu mindre. Dette vil tvinge udgangen på op-ampen nedad. Denne opstilling vil sørge for at outputtet på integratoren er lavt, hvilket vil sørge for at schmidttriggeren vil være høj. Hvis schmidttriggerens output ikke havde styret transistoren ville integratoren stadig outputte lavt, da der så bare vil sidde en spændingsdeler bestående af R_{stor} , R_1 , R_2 og R_3 . For at denne store modstand R_{stor} ikke skal have noget at sige for svingningsforløbet

35 er den valgt til at være 100 gange større end R_1 ; altså $8\text{ M}\Omega$.

6.3 Accepttest

Effektforstærker 7

Formålet med en effektforstærker er, som nævnt i kapitel 2, at levere en strømforstærkning der gør det muligt at afsætte den ønskede effekt i belastningsmodstanden, altså højttaleren. Dette skal ske uden at der afsættes en stor effekt i selve effektforstærkeren, altså uden den bliver opvarmet unødigt, da denne effekt vil være spild. Effektforstærkeren skal desuden 5 levere denne strømforstærkning uden signalet forvrænges for meget. Alle kravene der er stillet til effektforstærkeren er opstillet i tabel 7.1.

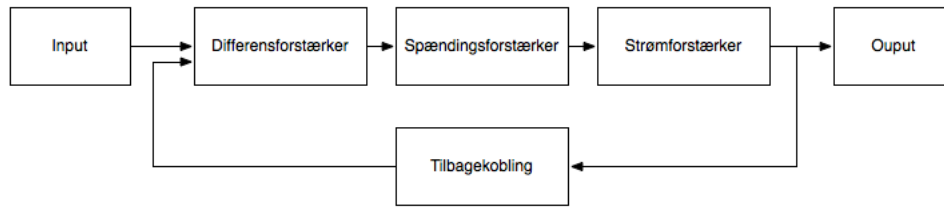
Område	Krav
Klasse	AB
Nyttevirkning	> 25 %
Forvrængning	< 0,5 %
Udgangseffekt	> 20 W ved 2 V input
Frekvensgang	$\pm 0,375$ dB ved 20 Hz - 20 kHz, ref. 1 kHz $\pm 0,75$ dB fra 20 Hz til 63 Hz $\pm 0,75$ dB fra 12,5 kHz til 20 kHz
Belastningsimpedans	8 Ω
Udgangssignalttype	Mono
Kortslutningsstrøm (peak)	3 A

Tabel 7.1: Krav til effektforstærkeren

7.1 Design

En udbredt metode, at udvikle en effektforstærker efter, er LIN 3-stage topologien 10 [16]. Efter den topologi opbygges en effektforstærker som en kæde bestående af en differensforstærker efterfulgt af en spændingsforstærker, igen efterfulgt af en strømforstærker. Der er desuden et tilbagekoblingsnetværk også.

Som vist på figur 7.1, er det ene signal i differensforstærkeren inputtet til effektforstærkeren, mens det andet er en tilbagekobling af outputtet. LIN 3-stage topologien vil blive

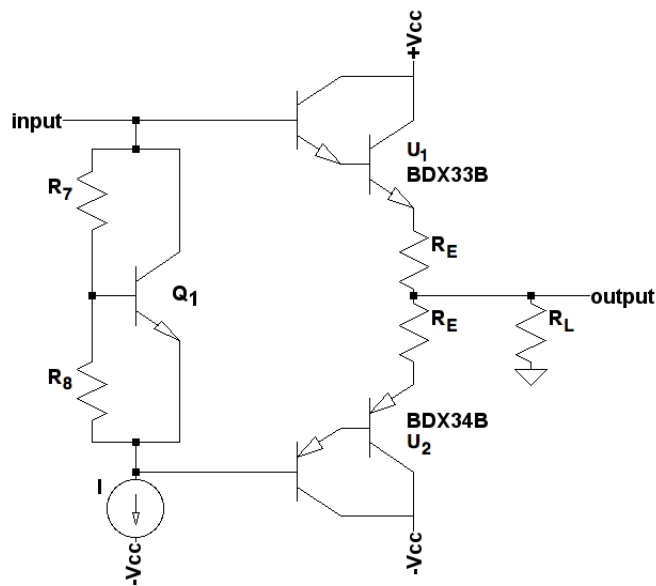


Figur 7.1: Blokdiagram af effektførstærkeren.

benyttet i denne designproces, som vil starte bagfra i forhold til opbygningen på figur 7.1. Der er desuden en kortslutningssikring efter strømførstærkeren.

7.1.1 Strømførstærker

Strømførstærkeren opbygges som vist på figur 7.2. Dog vil konstantstrømsgeneratoren
 5 blive bygget i diskret elektronik. Der er valgt at der benyttes en BDX33B og en BDX34B [17] som udgangstransistorer. Dette er darlingtontransistorer, som er valgt da de har en h_{FE} på minimum 750 og kan klare en I_C på op til 10 A. Desuden er de let tilgængelige til projektet.

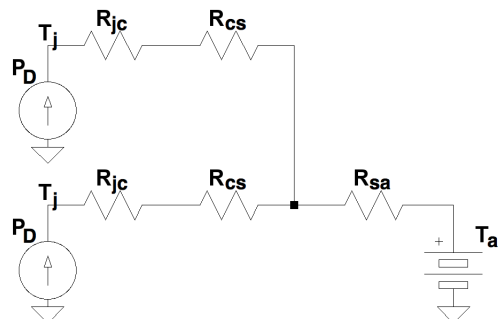


Figur 7.2: Diagram over strømførstærkeren

Som vist, i afsnit 3.7, skal der igennem R_{load} løbe en I_{peak} på 2,24 A for at opnå en
 10 udgangseffekt på 20 W. Dette betyder desuden, som det også er vist i afsnit 3.7, at der skal være en V_{peak} på 17,9 V over belastningen. Da de valgte darlingtontransistorer har en V_{BE} på op til 2,5 V, vælges forsyningsspændingen til ± 23 V, hvormed der også er plads til et spændingsfald over R_E og en transistor i konstantstrømsgeneratoren.

Termiske forhold

Størrelsen af R_E bestemmes med udgangspunkt i at den skal skabe termisk stabilitet og til bestemmelsen af denne startes der derfor med at kigge på et termisk ekvivalentdiagram for de valgte darlingtontransistorer og de tilgængelige køleplader [18].



Figur 7.3: Termisk ekvivalentdiagram for udgangstransistorerne

- 5 På figur 7.3 ses ekvivalentdiagrammet, hvor; temperatur er spænding, effekt er strøm og termisk modstand er modstand. Flere af komponenterne har samme benævnelser, da de også antager samme værdier og da der under udregningerne dermed ikke vil blive set på dem enkeltvis.

- 10 Størrelsen af P_D er effekten afsat i en enkelt udgangstransistor og er givet ved udregningen i formel (7.1) [19]. Denne formel er ganske vist givet for et klasse B udgangstrin, men den er også gældende for et klasse AB udgangstrin, da hvilestrømmen i et klasse AB udgangstrin kun er betydeligt forskellig fra nul i perioden, hvor der er et skifte i hvilken transistor, som er aktiv [20].

$$P_D = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{(V_{CC})^2}{R_{load}} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{(23 \text{ V})^2}{8 \Omega} = 6,7 \text{ W} \quad (7.1)$$

- 15 Fra darlingtontransistorernes datablad haves $R_{jc} = 1,78 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$ og $T_{j,max} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$. Databladet for kølepladen giver $R_{cs} = 1,4 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$ når der anvendes isoleringspasta. Fra DIN45500 [21] fåes at HiFi-forstærkeren skal kunne holde til en omgivelsestemperatur på $35 \text{ }^\circ\text{C}$, hvilket er T_a i ekvivalentet. Udfra dette opstilles, ved simpel kredsløbsteori på ekvivalentkredsløbet på figur 7.3, formel (7.2) til beregning af R_{sa} ved T_j på sin maksimale værdi.

$$T_j = T_a + P_D \cdot (R_{jc} + R_{cs} + 2 \cdot R_{sa}) \quad (7.2)$$

- 20 Desuden opstilles udfra sikkerhedshensyn¹ et krav om at kølepladen maksimalt på blive $40 \text{ }^\circ\text{C}$, hvorved bestemmelse af R_{sa} også kan foregå ved brug af formel (7.3).

$$40 \text{ }^\circ\text{C} = 2 \cdot P_D \cdot R_{sa} \quad (7.3)$$

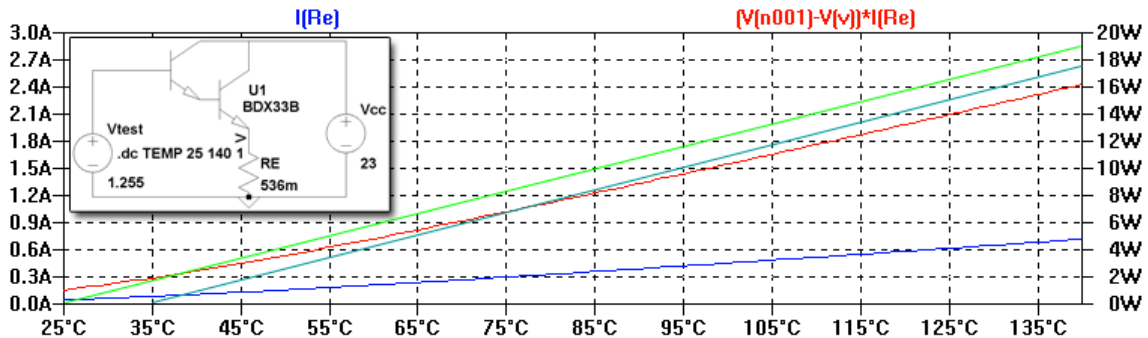
¹**FiXme:** Find gerne kilde der siger dette i stedet, hvis der er tid

Det ses at formel (7.3) bliver den afgørende betingelse og at R_{sa} maksimalt må være $2,99 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$. I databladet for kølepladen ses at en R_{sa} på $2,9 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$ kan opnåes ved en køleplade på 110 mm, hvilket derfor vælges. Størrelsen af R_E kan nu bestemmes ved formel (7.4) [19]², hvor $K = -2 \frac{\text{mV}}{^{\circ}\text{C}}$, $V_{CC} = 23 \text{ V}$, $V_T = 26 \text{ mV}$ og $I_C = 2,24 \text{ A}$.

$$R_E = -2 \cdot K \cdot V_{CC} \cdot (R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}) - \frac{2 \cdot V_T}{I_C} = 536 \text{ m}\Omega \quad (7.4)$$

5 Simulering af termiske forhold

På figur 7.4 er vist en graf over effekten som bliver afsat i en af udgangstransistorerne, når der på dennes emitter sidder den beregnede R_E . Den lige turkis linie viser hvilken effekt den samlede køling er i stand til at lede væk, når systemet står et sted hvor omgivelsestemperaturen er 35°C . Den lige grønne linie viser hvilken effekt den samlede køling er i stand til at lede væk, når systemet står et sted hvor omgivelsestemperaturen er 25°C . Systemet vil, når der ikke er noget signal på indgangen, opnå en hviletemperatur svarende til skæringen mellem effektkurven for darlingtontransistoren og "kølingslinien", altså lige over 75°C ved en omgivelsestemperatur på 35°C . Havde systemet ikke indeholdt en R_E , eller havde denne været mindre, ville effektkurven for darlingtontransistoren ligge højere, hvormed systemet ville opnå en højere hviletemperatur.



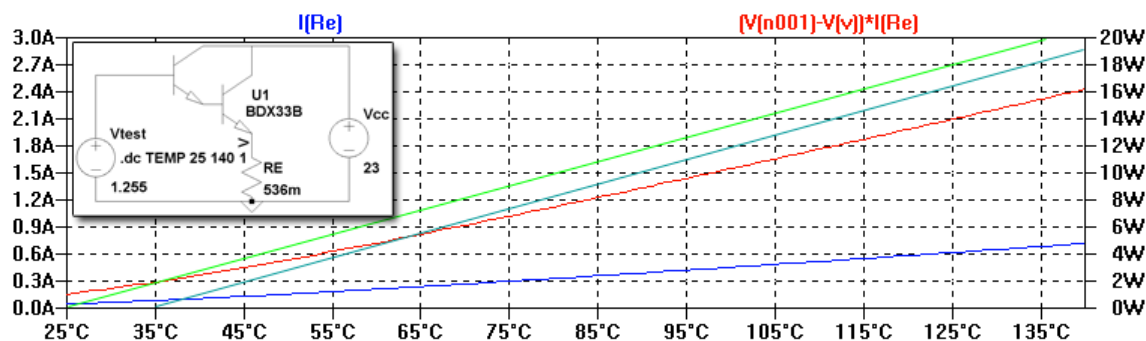
Figur 7.4: Graf over termiske forhold med R_E og 110 mm køleplade

Som et forsøg på at forbedre situationen beskrevet på figur 7.4, er der på figur 7.5 vist samme kurver, men med en køleplade på 150 mm monteret i stedet.

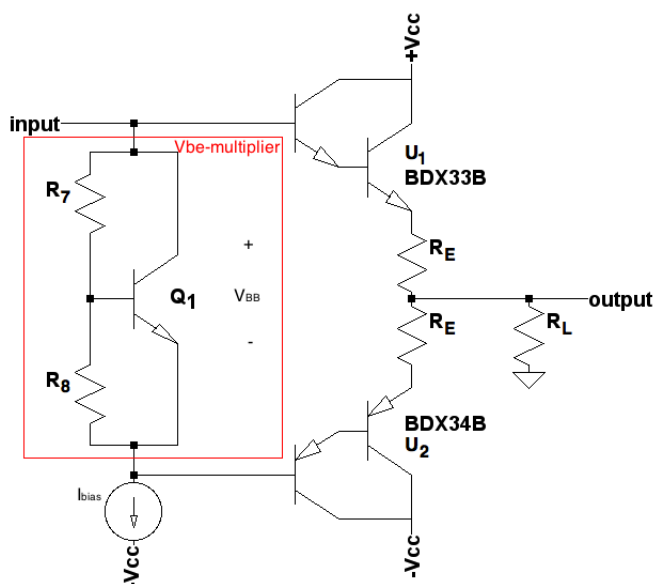
Ved en omgivelsestemperatur på 35°C betyder denne ændring, at darlingtontransistoren vil opnå en hviletemperatur som er over 10°C lavere, hvilket derfor er at foretrække. Til at lave opstillingerne på figur 7.4 og 7.5 er der antaget en hvilestrøm gennem transistoren på 45 mA. Hvilestrømmens størrelse er antaget ud fra 2 % af peakstrømmen på udgangen, som i eksempel 13.5 i Sedra-Smith³.

²FiXme: kilde: Jan Mikkelsen, mm19 - med et lille twist

³FiXme: sedra smith



Bias til strømforstærker med V_{be} -multiplier



For at opnå en klasse AB forstærkers karakteristika skal potentialet på basis af darlingtontransistorerne hæves således det ikke er audiosignalet der skal generere den nødvendige basis-emitter spænding for at darlingtontransistorerne åbner. Hvis ikke
5 potentialet hæves nok vil audiosignalet blive udsat for crossoverforvrængning idet en del af signalets spændning omkring 0 V ikke vil blive overført til højtaleren. Det korrekte potentiale på basis af U1 og U2 opnås ved hjælp af en V_{be} -multiplier, hvis funktion er at opretholde et spændingsfald, V_{BB} , over Q1, vist på figur 7.6. Ideelt set skal spændingsfaldet over Q1 være præcis to darlington basis-emitter spændinger, således at U1 og U2 vil åbne
10 så snart spændingen på basis ændredes. Det anses dog ikke for at være muligt at designe kredsløbet så præcist, blandt andet på grund af tolerancerne i darlington transistorerne, som er relativt store. Derfor designes V_{be} -multiplieren således at spændingsfaldet over Q1 gør at transistorerne U1 og U2 trækker en relativt lille hvilestrøm når audioinputtet er 0 V. Dermed er der sikret at U1 og U2 er åbne og at audiosignalet ikke bliver udsat for
15 crossoverforvrængning.

Hvilestrømmen, I_{hvile} , er antaget til 45 mA i afsnittet om termiske forhold. Til Q1 benyttes en BC547b transistor, grundet at det er hvad der er til rådighed. Da der ikke er opgivet en basis-emitterspænding for darlingtontransistorerne ved en collectorstrøm på 45 mA i databladet [17] er den fundet ved hjælp af LTspice og transistorernes spicemodel. Basis-emitterspændingen blev simuleret til 1,25 V. I ligning (7.5) bestemmes V_{BB} , som er spændingen over V_{be} -multiplieren.

$$V_{BB} = 2 \cdot 1,25 \text{ V} = 2,5 \text{ V} \quad (7.5)$$

For at opnå et spændingsfald over V_{be} -multiplieren skal der løbe en strøm. For at have kontrol over hvilken strøm der løber gennem V_{be} -multiplieren leveres denne strøm, I_{bias} , af en konstantstrømsgenerator. Generatoren er koblet på V_{be} -multiplieren som vist på figur 7.6. Biasstrømmen skal både generere et spændingsfald over V_{be} -multiplieren og levere tilstrækkeligt basisstrøm til darlington transistorerne, således at de ikke, ved maksimal spændingssving, ikke begrænses af I_{bias} . Da der ikke vil være maksimalt signalsving på begge transistorer simultant vil der dermed kun være behov for at levere maksimal basisstrøm til én transistor af gangen. Da collectorstrømmen, i_c , i darlingtontransistorerne ved maksimalt signaludsving vides at være 2,24 A kan den maksimale basistrøm, i_b , beregnes, da der gælder at $i_b = \frac{i_c}{\beta}$. Den maksimale basisstrøm beregnes for en minimumtransistor til at være 3 mA. For at være sikker på at levere tilstrækkeligt strøm vælges I_{bias} til at være 6 mA, hvilket giver en minimumstrøm i V_{be} -multiplieren på 3 mA. Strømmen i modstandene, R_7 og R_8 , ønskes at være mindre end strømmen Q1, $I_{c,Q1}$. Derfor vælges det at strømmen i modstandene, I_R , skal være 10 gange mindre end $I_{c,Q1}$. Dermed bliver $I_R = 0,5 \text{ mA}$ og $I_{c,Q1} = 5,5 \text{ mA}$.

Spændingsfaldet over R_8 skal være lig basis-emitterspænding for Q1 ved en collectorstrøm på 5,5 mA. Da der i databladet for en BC547b er angivet en maksimal værdi for basis-emitterspændingen på 0,7 V ved en collectorstrøm på 2 mA og 0,72 V ved en collectorstrøm på 10 mA vælges basis-emitterspændingen til at være 0,7 V. I ligning (7.6) beregnes R_8 .

$$R_8 = \frac{V_{BE,Q1}}{I_R} = 1,28 \text{ k}\Omega \quad (7.6)$$

Da der skal være et spændingsfald over V_{be} -multiplieren, og dermed de to modstande, på 2,5 V kan den samlede modstand R_7 og R_8 skal repræsentere beregnes hvorefter værdien af R_7 kan bestemmes som værende den resterende modstand når R_8 er trukket fra.

$$R_7 = \frac{V_{BB}}{I_R} - R_8 = 3,3 \text{ k}\Omega \quad (7.7)$$

En DC-analyse-simulering i LTspice viser at hvilestrømmen i strømforstærkeren bliver 55 mA. Dette passer ikke overens med beregningerne. Dog vil V_{be} -multiplieren ikke være

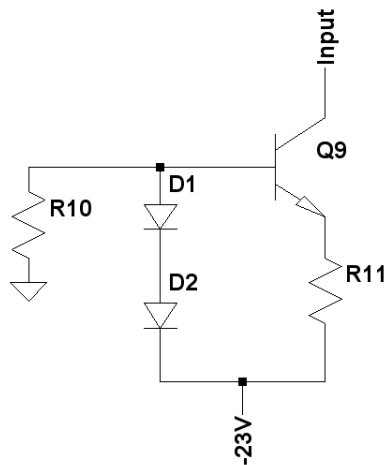
korrekt dimensioneret hvis strømforstærkeren forsøges bygget med diskrete komponenter da tolerancerne for darlingtontransistorerne er relativt store. Derfor vil der blive indsat et potentiometer på 5 k Ω i stedet for R_8 hvorved spændingen over V_{be} -multiplieren kan gå ned til 1,16 V da sammenhængen mellem Q1's basis-emitterspænding, R_7 og R_8 er givet ved ligning (7.8).

$$V_{BB} = V_{BE,Q1} \cdot \left(\frac{R_7}{R_8}\right) \quad (7.8)$$

Med potentiometeret er det dermed muligt at justere V_{BB} og dermed også hvilestrømmen der løber i darlingtontransistorerne. Under implementeringen justeres potentiometeret således at hvilestrømmen stemmer overens med den beregnede.

Konstantstrømsgenerator

- 10 Konstantstrømsgeneratorens opgave er at levere en konstant strøm. Denne strøm bruges til V_{be} -multiplieren og til spændingsforstærkeren. Som beregnet ved beregning af V_{be} -multiplieren skal konstantstrømsgeneratoren levere 6 mA. Opbygningen der er valgt til konstantstrømsgeneratoren er afbildet på figur 7.7.



Figur 7.7: Diagram der viser opbygningen af konstantstrømsgeneratoren.

- 15 Til konstantstrømsgeneratoren er der valgt at anvende en BC547B som transistor og en 1N4148 som diode. BC547B har en V_{be} spænding på maksimum 720 mV [9]. Deraf designes det således at der er et spændingsfald på 720 mV over D_1 , D_2 , R_{11} og Q_{9BE} . I databladet for 1N4148 [10] fremgår det at den ved en I_F strøm på 8 mA har en V_D spændingen på 720 mV. Strømmen igennem dioderne er givet ved hvor stor en strøm der løber igennem modstanden R_{10} , ved den antagelse at der ses bort fra strømmen der løber ind i basen på

Q_9 . R_{10} er således givet ved ligning (7.9).

$$R_{10} = \frac{V_{CC} - 2 \cdot V_D}{I_F} = \frac{23 \text{ V} - 2 \cdot 0,72 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 2,7 \text{ k}\Omega \quad (7.9)$$

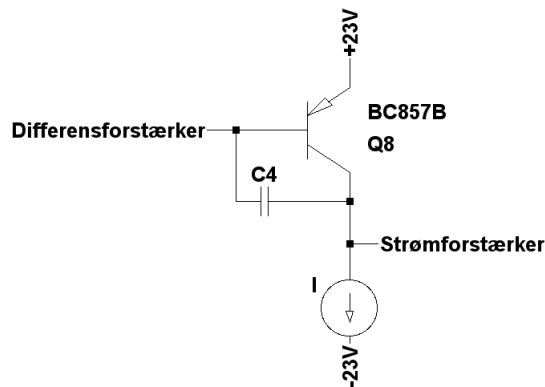
Da der nu ligger en konstant spænding over alle dioderne, kan man se dioden i transistoren som siddende parallelt, med det samme spændingsfald som D_1 . Dette giver at der findes det samme, konstante, spændingsfald over D_2 og R_{10} , hvilket giver en konstant strøm
5 gennem R_{11} . Derudfra kan R_{11} bestemmes når der skal løbe 6 mA i den, ved ligning (7.10).

$$R_{11} = \frac{V_D}{I_{\text{const}}} = \frac{720 \text{ mV}}{6 \text{ mA}} = 120\Omega \quad (7.10)$$

Hermed er konstantstrømsgeneratoren designet til at levere 6 mA.

7.1.2 Spændingsforstærker

Spændingsforstærkerens opgave er at give en så stor spændingsforstærkning som muligt.
10 Til dette projekts spændingsforstærker er der valgt en BC557B PNP-transistor koblet som en common-emitter. Koblingen af spændingsforstærkeren er vist på figur 7.8



Figur 7.8: Diagram over opbygningen af spændingsforstærkeren.

Forstærkningen i en commonemitter kobling er bestemt ved ligning (7.11) [22]

$$A_v = -g_m \cdot R'_L \quad (7.11)$$

For at beregne g_m bruges ligning (7.12)⁴, hvor I_c er den collectorstrøm som konstantstrømsgeneratoren trækker, og V_T er sat til at være konstant 26 mV

$$g_m = \frac{I_c}{V_T} = \frac{6 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 230,8 \text{ mS} \quad (7.12)$$

⁴**FiXme:** Kilde: analog elektronik mm5

Nu skal R'_L beregnes. R'_L er defineret som den load spændingsforstærkeren ser. For at gøre det nemmere at beregne R'_L , er der lavet nogle antagelser. Første antagelse er at V_{be} -multiplieren kan betragtes som en kortslutning, det kan gøres fordi V_{be} -multiplieren fungerer som et batteri der laver et DC-offset, mens AC potentialet forbliver det samme på begge sider. Næste antagelse er at kortslutningskredsløbet kan ses bort fra, idet kredsløb ikke er aktuelt, når udgangen ikke er kortsluttet. Sidste antagelse er at den load R'_L som spændingsforstærkeren ser er den ene af de to darlingtontransistorer i parallel med konstantstrømsgeneratoren. Dette fremkommer fordi der ses bort fra hvileområdet, hvor begge darlingtontransistorer er aktive og kun ses på situationen, hvor der er fuld udstyring på en af transistorerne. Med disse antagelser på plads kan impedansen R'_L beregnes ud fra parallelkoblingen mellem konstantstrømsgeneratoren og en af darlingtontransistorerne.

Idet at konstantstrømsgeneratoren er en BC547B NPN-transistor koblet som en common-collector med uafkoblet emittermodstand, kan udgangsimpedansen beregnes ved ligning (7.13)⁵

$$R_{oc} = r_o + R'_e + h_{fe} \cdot r_o \cdot \frac{R'_e}{r_\pi + R_s || R_b} \quad (7.13)$$

I ligning (7.13) er modstanden R_s tilstede men i konstantstrømsgeneratoren er der ingen signalmodstand på basen. Modstanden R'_e er 120Ω og r_o er givet ved ligning (7.14), hvor h_{oe} og h_{re} er transistor parametre aflæst fra databladet.

$$r_o = \frac{1}{h_{oe} - g_m \cdot h_{re}} = \frac{1}{60 \mu S - 230,8 \text{ mS} \cdot 2 \cdot 10^{-4}} = 72,2 \text{ k}\Omega \quad (7.14)$$

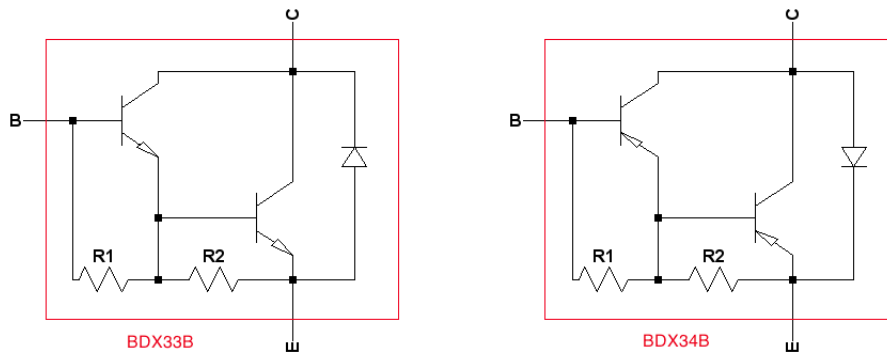
Dernæst er potentialet fundet på basen af transistoren ved at tage den negative forsyning -23 V og trække de to diodespændingsfald fra og kortslutningsstrømmen er betset ved $\frac{23 \text{ V}}{2,7 \text{ k}\Omega}$ til $8,5 \text{ mA}$ så derfor bliver $R_b = \frac{-21,56}{-8,5 \text{ mA}} = 2,53 \text{ k}\Omega$. Modstanden r_π er bestemt ved $\frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{330}{230,8 \text{ mS}} = 1,43 \text{ k}\Omega$. Den samlede impedans konstantstrømsgeneratoren repræsenterer er beregnet i ligning (7.15).

$$R_{oc} = 72,2 \text{ k}\Omega + 120 \Omega + 330 \cdot 72,2 \text{ k}\Omega \cdot \frac{120 \Omega}{1,43 \text{ k}\Omega + 2,7 \text{ k}\Omega} = 796 \text{ k}\Omega \quad (7.15)$$

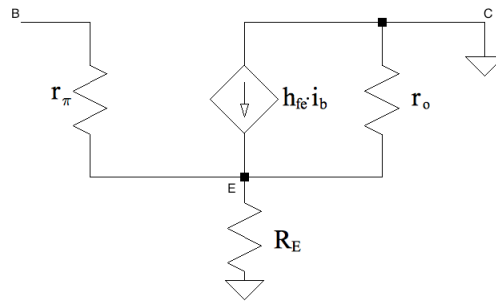
Darlingtontransistorerne der er valgt til projektet er opbygget som vist på figur 7.9. I databladet for darlingtontransistorerne [17] er R_1 angivet til typisk at være $10 \text{ k}\Omega$ og R_2 til 150Ω .

For at gøre det nemmere at bestemme impedansen af darlingtontransistoren er det valgt at opfatte den som en enkelt supertransistor hvor $h_{fe} = h_{fe1} \cdot h_{fe2}$ [3]. Der er også valgt at se bort fra de indre modstande i darlingtontransistoren. Når dette er valgt kan darlingtontransistoren i dette tilfælde opfattes som en transistor koblet som en common-collector. Ud fra det kan der opstilles en simpel hybrid- π -model for supertransistoren som er vist i figur 7.10. Ud fra figur 7.10 kan ligning (7.16) opsættes.

⁵**FiXme:** Kilde: Analog elektronik mm7



Figur 7.9: Diagram over opbygningen af darlingtontransistor BDX33B og BDX34B



Figur 7.10: Simpel småsignals hybrid- π -model opstillet for supertransistor.

$$v_b = i_b(r_\pi + (1 + h_{fe}) \cdot r_o || R_E) \quad (7.16)$$

Ligning (7.13) kan ved at dividere med i_b på begge sider omskrives så det er indgangsimpedansen der regnes, dette er opstillet i ligning (7.17)

$$R_{in} = r_\pi + (1 + h_{fe}) \cdot r_o || R_E \quad (7.17)$$

Fra databladet over darlingtontransistoren er h_{fe} angivet til minimum at være 750. R_E er den impedans der sidder efter darlingtontransistoren, som i dette tilfælde er en serieforbindelse af $R_e + R_L$, hvor R_e er den termiske modstand og R_L er den load højtaleren repræsenterer. Transistorparameteren r_π er givet ved $\frac{h_{fe}}{g_m}$. Herefter opsættes Ligning (7.18) for at beregne indgangsimpedansen af darlingtontransistoren.

$$R_{in} = \frac{750}{230,8 \text{ mS}} + (1 + 750) \cdot 72,2 \text{ k}\Omega || (0,62 \text{ }\Omega + 8 \text{ }\Omega) = 9,77 \text{ k}\Omega \quad (7.18)$$

I ligning (7.17) får vi indgangsimpedansen for en darlingtontransistor til at være 9,77 k Ω og i ligning (7.15) får vi konstantstrømsgeneratoren impedans til 796 k Ω . Derfor er

den samlede impedans spændingsforstærkeren ser givet ved ligning (7.19)

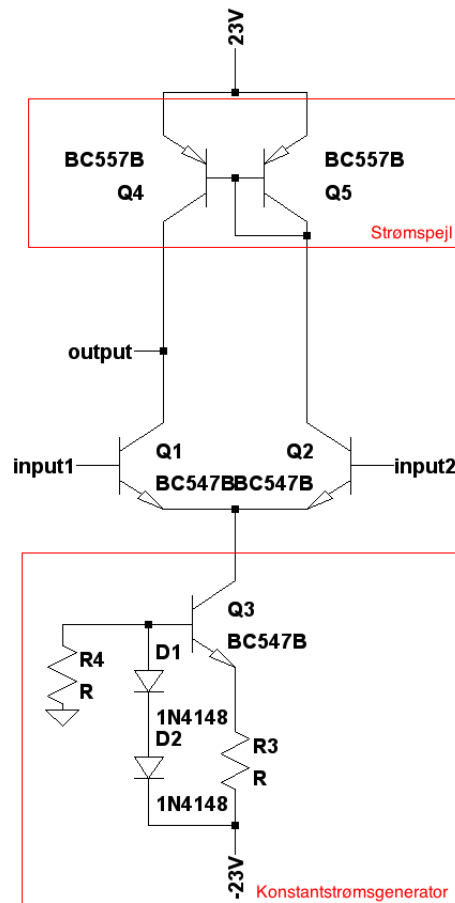
$$R'_L = R_{in} || R_{const} = 9,77 \text{ k}\Omega || 796 \text{ k}\Omega = 9,65 \text{ k}\Omega \quad (7.19)$$

Med R'_L for spændingsforstærkeren fundet er forstærkningen udregnet i ligning (7.20)

$$A_v = -g_m \cdot R'_L = 230,8 \text{ mS} \cdot 9,65 \text{ k}\Omega = -2226,79 \quad (7.20)$$

Hermed er forstærkningen i spændingsforstærkeren beregnet til at være 2226,79 med et fasedrej på 180° .

7.1.3 Differensforstærker



Figur 7.11: Diagram over differensforstærkeren hvor strømspejl og konstantstrømsgenerat er markeret

Differensforstærkerens formål er at muliggøre tilbagekobling ved at forstærke forskellen mellem signalet på input1 og input2 samt undertrykke common-mode signaler. Strømgeneratoren sørger for at der løber en konstant strøm, $\frac{1}{2}I_{bias}$, i de to grene af differensforstærkeren når input1 = input2. For at disse strømme effektivt skal være ens er det nødvendigt at benytte matchede transistorer til både strømspejlet og Q1 og Q2.

Stiger strømmen gennem Q2 med ΔI , som følge af en øget spænding på input2 relativt til input1, vil strømspejlet øge strømmen i den modsatte gren så strømmene i de to grene er ens. Da der nu løber $\frac{1}{2}I_{\text{bias}} + \Delta I$ i begge grene, men kun kan løbe I_{bias} gennem konstantstrømsgenerator vil der nødvendigvis løbe $I_{\text{bias}} - \Delta I$ gennem Q1 og $2\Delta I$ ud i outputgrenen. Denne sammenhænge gælder både med en strømforøgelse og -formindskelse gennem Q2. På denne måde styres spændingsforstærkeren, som er dokumenteret i afsnit 7.1.2.

Biasstrømmen, I_{bias} , som konstantstrømsgeneratoren skal generere vælges til 2 mA, da transistorparametrene for den anvendte transistor, BC547b (Q3), er veldefinerede ved denne collectorstrøm, hvilket letter beregningerne. Når der løber en strøm gennem generatoren på 2 mA vil der, hvis differensforstærkeren er i balance, løbe 1 mA i hver gren. Der antages at transistorparametrene angivet ved en collectorstrøm på 2 mA også er gældende for en strøm på 1 mA. Konstantstrømsgeneratoren designes ud fra samme procedure som benyttes i underafsnittet Konstantstrømsgenerator i afsnit 7.1.1. I_F aflæses i databladet for 1N4148 til 5 mA hvis en V_F på 700 mV, hvilket er den nødvendige V_{be} for Q3 for at opnå en collectorstrøm på 2 mA. Med denne procedure bliver strømgeneratorens komponentværdier som vist i ligning (7.21) og (7.22).

$$R_4 = \frac{23 \text{ V} - 2 \cdot 0,7 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 4,32 \text{ k}\Omega \quad (7.21)$$

$$R_3 = \frac{0,7 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 350 \text{ }\Omega \quad (7.22)$$

For at kunne beregne CMRR, som er et udtryk for forholdet mellem differensforstærkningen og common-mode-forstærkningen, er der behov for netop at beregne disse forstærkninger. Differensforstærkningen, A_d , er et udtryk for hvor meget spændingsdifferensen mellem inputsignalet og det tilbagekoblede signal forstærkes. Ligning (7.23)⁶ er et udtryk for differensforstærkningen under antagelse af at hybrid-pi parametrene for Q1, Q2, Q4 og Q5. Denne antagelse kan forekomme fordi strømmen i alle transistorerne er identisk når input1 = input2.

$$A_d = \frac{1}{2} \cdot gm \cdot r_o \quad (7.23)$$

Hybrid-pi parametren gm er givet ved $\frac{i_C}{V_T}$ og r_o er givet ved $\frac{1}{h_{\text{oe}} - gm \cdot h_{\text{re}}}$ og h-parametrene h_{re} og h_{oe} er at aflæse i databladet, hvormed differensforstærkningen bliver som vist i ligning (7.24).

$$A_d = \frac{1}{2} \cdot \frac{i_C}{V_T} \cdot \frac{1}{h_{\text{oe}} - \frac{i_C}{V_T} \cdot h_{\text{re}}} = 367,6 \quad (7.24)$$

⁶**FiXme:** kilde til sedra

Differensforstærkningen ønskes høj så der er tilstrækkeligt at tilbagekoble. Givet at forstærkningen i spændingsforstærkeren er beregnet til 2226,79 gange anses A_d for at være tilstrækkeligt.

Common-mode-forstærkningen, A_{cm} , er et udtryk for hvor meget et identisk signal på input1 og input2 vil blive forstærket. A_{cm} ønskes så lav som muligt for f. eks. effektivt at kunne undertrykke indstrålet støj og DC. A_{cm} er givet ved ligning (7.25) under antagelse af at transistorerne er perfekt matchede og at $r_{o,Q4} \gg r_{\Pi,Q4}$, $r_{\Pi,Q5}$.

$$A_{cm} = -\frac{r_o}{h_{fe} \cdot R_E} \quad (7.25)$$

Hvor R_E er Q1 og Q2's emittermodstand som udgøres af konstantstrømsgeneratoren. Konstantstrømsgeneratorens impedans beregnes, som vist i (7.13) i afsnit 7.1.2, hvormed den bliver 333 k Ω . Dermed beregnes A_{cm} i ligning (7.26).

$$A_{cm} = -\frac{\frac{1}{h_{oe} - \frac{i_C}{V_T} \cdot h_{re}}}{h_{fe} \cdot R_E} = -0.17 \cdot 10^{-3} \quad (7.26)$$

I kravspecifikationen afsnit 3.11 anses et signal dæmpet med 50 dB for slukket. Da forstærkningen beregnet i ligning (7.26) svarer til en dæmpningsfaktor på 75,2 dB, vurderes det at common-mode-forstærkningen er tilstrækkelig.

Da A_{cm} og A_d nu er beregnet, findes CMRR i ligning 7.27.

$$CMRR = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{|A_d|}{|A_{cm}|} \right) = 126,5 \text{ dB} \quad (7.27)$$

For at have et grundlag for at vurdere den beregnede CMRR sammenlignes den med den for en operationsforstærker, LM324, da princippet i opbygningen er den samme. For operationsforstærkeren er CMRR opgivet til typisk at være 85 dB hvormed det vurderes at den beregnede er tilstrækkeligt.

Analyse af ind- og udgangsimpedanser

Til senere brug skal impedansen der kigges ind i på input2 samt impedansen der kigges ind i på output. Impedansen der kigges ind i på input2 er givet ved ligning (7.28) under antagelse af at hybrid-pi parametrene er ens for Q4, Q5, Q1 og Q2 samt at disse er perfekt matchede.

$$R_{o,input2} = \frac{1}{2} \cdot r_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{h_{oe} - \frac{i_C}{V_T} \cdot h_{re}} = \quad (7.28)$$

7.1.4 Tilbagekobling

- Tilbagekoblingen har flere opgaver i effektforstærkeren. Den sikrer at den ønskede spændingsforstærkning opnåes i effektforstærkeren. Hvordan dette bestemmes følger senere i dette afsnit. Den bekæmper ulineariteter, afhængig af mængden af tilbagekobling⁷.
- 5 Desuden sørger den for at det faste spændingsfald over V_{BE} -multiplieren kommer til at ligge korrekt. Dette sker da V_{BE} -multiplieren laver et DC-offset, som kan komme til at betyde at de to darlingtontransistorer i udgangstrinnet ikke vil være lige åbne. Dermed vil der være en forskel i strømmene igennem dem, hvilket kun kan komme gennem belastningen, hvormed der skabes et DC-offset på udgangen. Som det vises senere i dette
- 10 afsnit, tilbagekobler tilbagekoblingen DC fuldt, hvormed differensforstærkeren vil sørge for at input signalet og outputtet til belastningen kommer til at ligge på samme DC-niveau, hvilket er det der menes med at spændingsfaldet over V_{BE} -multiplieren ligger korrekt.

For at regne på tilbagekoblingen til effektforstærkeren er det nødvendigt at kende open-loop forstærkningen, A , som er givet ved udtrykket vist i formel (7.29).

$$A = A_{\text{diff.amp}} \cdot A_{\text{vol.amp}} \cdot A_{\text{cur.amp}} \quad (7.29)$$

- 15 Spændingsforstærkningen i differensforstærkeren, $A_{\text{diff.amp}}$, er i afsnit 7.1.3 fundet til 367,6 gange, mens spændingsforstærkningen i spændingsforstærkeren, $A_{\text{vol.amp}}$, i afsnit 7.1.2 er fundet til 2225,75 gange. Spændingsforstærkningen i strømforstærkeren, som er en common-collector, $A_{\text{cur.amp}}$, er givet ved udtrykket i formel (7.30)⁸, hvor R_L er belastningsmodstanden på 8Ω i serie med den termiske sikringsmodstand på $0,536 \Omega$ og
- 20 r_e er en T-model-parameter.

$$A_{\text{cur.amp}} = \frac{R_L}{R_L + r_e} \quad (7.30)$$

T-model-parameteren r_e er givet ved udtrykket i formel (7.31)⁹.

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} = \frac{\alpha}{\frac{I_C}{V_T}} \quad (7.31)$$

Transistorparameteren α er givet ved udtrykket i formel (7.32).

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (7.32)$$

⁷**FiXme:** Kilde: Palle Andersen, mm1 tilbagekoblingsteori

⁸**FiXme:** kilde: formel 4.96 i sedra smith

⁹**FiXme:** Kilde: afsnit 4.5.7 i sedra smith

Det ses af udtrykket i formel (7.32) at $\alpha \approx 1$, da $\beta \gg 1$ for BDX33B og BDX34B. Dermed kan r_e , for en I_C på de maksimale 2,24 A, bestemmes som vist i formel (7.33).

$$r_e \approx \frac{1}{\frac{2,24 \text{ A}}{26 \text{ mA}}} \approx 11,6 \text{ m}\Omega \quad (7.33)$$

Resultatet i udregningen i formel (7.33) leder til en bestemmelse af $A_{\text{cur.amp}}$ som vist i beregningen i formel (7.34).

$$A_{\text{cur.amp}} = \frac{8,536 \text{ }\Omega}{8,536 \text{ }\Omega + 11,6 \text{ m}\Omega} = 0,99 \quad (7.34)$$

- 5 Open-loop forstærkningen, A , kan nu bestemmes som vist i udregningen i formel (7.35).

$$A = A_{\text{diff.amp}} \cdot A_{\text{vol.amp}} \cdot A_{\text{cur.amp}} = 367,6 \cdot 2225,75 \cdot 0,99 = 810004 \quad (7.35)$$

Closed-loop forstærkningen, A_f , som er givet ved udtrykket vist i formel (7.36)¹⁰, ønskes til 8,95. Dette skyldes at der, som beregnet i afsnit 3.7, skal være 17,9 V over belastningen når der kommer 2 V som input til effektforstærkeren.

$$A_f = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} \quad (7.36)$$

- Da A er bestemt i formel (7.35), kan β ud fra udtrykket i formel (7.36) bestemmes til 10 0,11. Med β fastlagt, kan mængden af tilbagekobling bestemmes som vist i udregningen i formel (7.37).

$$1 + A \cdot \beta = 90503 \quad (7.37)$$

Med open-loop forstærkningen, A , og tilbagekoblingsfaktoren, β , bestemt, kan følsomheden overfor ændringer i A , $S_A^{A_f}$, desuden bestemmes som vist i udregningen i formel (7.38).

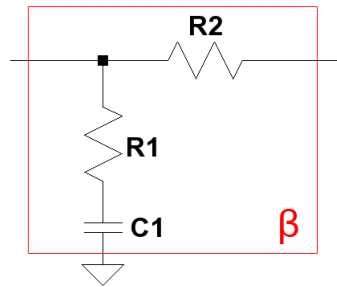
$$S_A^{A_f} = \frac{1}{1 + A \cdot \beta} = 0,000011 \quad (7.38)$$

¹⁰**Fixme:** Kilde: formel 9.4 i sedra smith

Dette betyder at en tænkt ændring i A på f.eks. 20 % vil give en ændring på closed-loop forstærkning som beregnet i formel (7.39).

$$S_A^{A_f} \cdot 20 \% = 0,00022 \% \quad (7.39)$$

Tilbagekoblingskredsløbet opbygges som en spændingsdeler, som vist på figur 7.12, hvormed closed-loop forstærkningen, A_f , bliver som vist i formel (7.40)¹¹.



Figur 7.12: Opbygning af tilbagekoblingskredsløb

$$A_f = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (7.40)$$

- 5 Dette er gældende så længe $A \cdot \beta \gg 1$, hvilket er tilfældet. For at opnå en A_f på 8,95 skal forholdet mellem R_2 og R_1 altså være 7,95. Kondensatoren, C_1 , er indsat for at tilbagekoble hele DC-signalet. Dette sker da kondensatoren er en afbrydelse for DC, hvormed udtrykket i formel (7.41) beskriver closed-loop forstærkningen for DC.

$$A_{f_{dc}} = 1 + \frac{R_2}{\infty} \approx 1 \quad (7.41)$$

- 10 Kondensatoren giver altså den effekt at effektforstærkeren ikke forstærker DC. Størrelsen af kondensatoren beregnes så alle relevante frekvenser ser spændingsdelingen og dens værdi regnes derfor ved én dekade før 20 Hz, altså 2 Hz. Modstanden, R , der skal bruges til udregningen af kondensatoren er vist i formel (7.42), hvor $R_{i_{Q_2}}$ er den modstand differensforstærkeren belaster spændingsdeleren med, som bestemt i afsnit 7.1.3 til 9,56 k Ω , og R_L er belastningsmodstanden på 8 Ω .

$$R = R_1 + R_{i_{Q_2}} || (R_2 + R_L) \quad (7.42)$$

- 15 Her ses det at R_2 skal være lille hvis betydningen af $R_{i_{Q_2}}$ skal formindskes. Med tommelfingerreglen om omkring en faktor 10, vælges R_2 til 795 Ω , hvormed R_1 skal være

¹¹ **FiXme:** Kilde: eksempel 9.1 i sedra smith

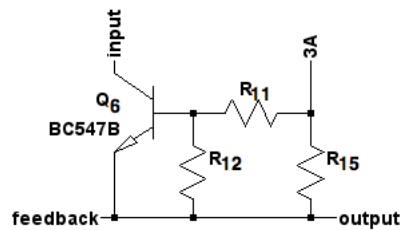
100 Ω . Modstanden R bliver dermed 840 Ω og kondensatorens størrelse bestemmes som vist i udregningen i formel (7.43).

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2 \text{ Hz} \cdot 840 \Omega} = 95 \mu\text{F} \quad (7.43)$$

Med denne værdi på plads er alle værdierne til tilbagekoblingen beregnet.

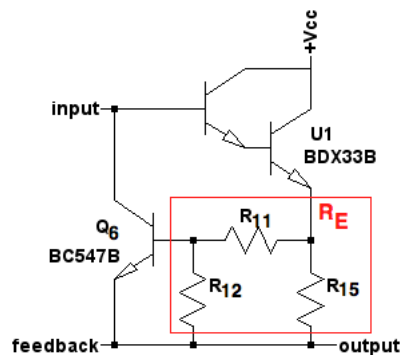
7.1.5 Kortslutningssikring

- 5 Kortslutningssikringen tilføjes ved at indføre kredsløbet, vist på figur 7.13, mellem base og emitter på darlingtontransistorerne, belastningen og tilbagekoblingen, som vist på figur 7.14.



Figur 7.13: Overordnet diagram over kortslutningssikringens aktiveringssituation

- 10 Strømmen på 3 A, anført på figur 7.13, er den strøm, hvor kortslutningssikringen skal aktivere, hvilket blev bestemt i afsnit 3.7. At kortslutningssikringen skal aktivere betyder her, at transistoren Q1 skal åbnes. Når transistoren, Q1, åbnes vil den trække en strøm, hvormed strømmen ind i darlingtontransistorens base går mod nul og darlingtontransistoren lukker.



Figur 7.14: Overordnet diagram over kortslutningssikring forbundet darlingtontransistor

- 15 Modstandene R_{11} , R_{12} og R_{15} skal, som vist på figur 7.14, repræsentere samme modstandsværdi som R_E , som blev beregnet i afsnit 7.1.1, da den stadig skal sikre termisk stabilitet. For at åbne Q1 skal der, ifølge databladet for en BC547B [9], være en base-

emitter spænding på 720 mV ¹², hvilket vil sige spændingen over R_{12} skal være 720 mV når der løber 3 A fra darlingtontransistorens emitter. Dermed er det muligt at opstille de to udtryk vist formel (7.44) og i formel (7.45) til bestemmelse af de tre modstande.

$$536 \text{ m}\Omega = \frac{1}{\frac{1}{R_{15}} + \frac{1}{R_{11}+R_{12}}} \quad (7.44)$$

$$720 \text{ mV} = R_{12} \cdot \frac{R_{15} \cdot 3 \text{ A}}{R_{11} + R_{12} + R_{15}} \quad (7.45)$$

Det vides desuden, at modstanden af en parallelkobling af modstande er mindre end
 5 modstanden af den mindste gren i parallelkoblingen. Dermed vælges R_{15} til den mindste tilgængelige effektmodstand, som er større end den beregnede R_E modstand. Størrelsen på R_{15} er derfor 0,68 Ω , hvorved R_{11} og R_{12} kan bestemmes til henholdsvis 1,40 Ω og 1,13 Ω . Effekten afsat i en modstand kan bestemmes som $P = I^2 \cdot R$, hvorved effekten afsat i hver enkelt af de tre modstande R_{15} , R_{11} og R_{12} kan bestemmes som vist i henholdsvis
 10 formel (7.46), formel (7.47) og formel (7.48).

$$P_{R_{15}} = \left(\frac{(R_{11} + R_{12}) \cdot 3 \text{ A}}{R_{15} + R_{11} + R_{12}} \right)^2 \cdot R_{15} = 3,80 \text{ W} \quad (7.46)$$

$$P_{R_{11}} = \left(\frac{R_{15} \cdot 3 \text{ A}}{R_{15} + R_{11} + R_{12}} \right)^2 \cdot R_{11} = 0,56 \text{ W} \quad (7.47)$$

$$P_{R_{12}} = \left(\frac{R_{15} \cdot 3 \text{ A}}{R_{15} + R_{11} + R_{12}} \right)^2 \cdot R_{12} = 0,47 \text{ W} \quad (7.48)$$

Da de tilgængelige effektmodstande kan holde til, at der afsættes en effekt på ??¹³ W i dem kontinuerligt, betyder det, at det ikke er nødvendigt at gøre noget for at sikre dem. Alle udregninger i dette afsnit 7.1.5 er desuden under antagelse af, at strømmen ind i basen på transistoren, Q1, er ubetydelig lille.

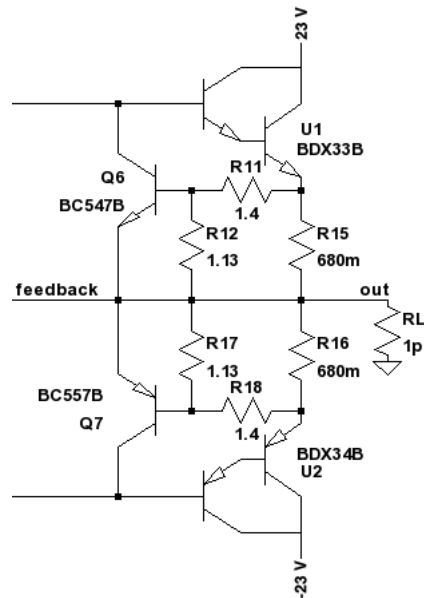
15 Her er desuden kun vist for den halvdel af udgangstrinnet som håndterer den positive halvperiode af signalet, der skal dog indføres næsten samme kredsløb på den halvdel som håndterer den negative halvperiode af signalet. Eneste forskel er at transistoren, Q1, erstattes med en BC557B [23]. Dette gøres da en BC547B vil blive forspændt over base-collector diodeovergangen, hvorved den vil stjæle basestrømmen fra udgangstransistoren.
 20 Skulle dette få lov til at ske, vil den negative halvperiode af signalet blive klippet, hvilket ikke vil være tilfældet når der benyttes en BC557B i kortslutningssikringen.

¹²**FiXme:** Jonas- Åbner den ikke lidt før?

¹³**FiXme:** Hvad, Frede?

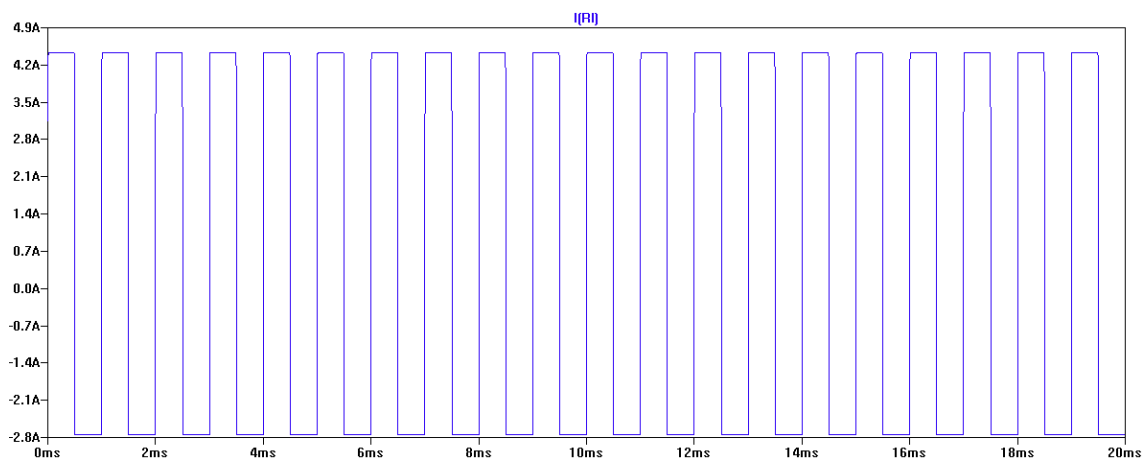
Simulering

Ved simulering af effektforstærkeren med kortslutningssikring, som vist på figur 7.15, og en belastningsmodstand på $1\text{ p}\Omega$ til at repræsentere en kortslutning, er strømmen i belastningen som vist på figur 7.16.



Figur 7.15: Kortslutningssikring indsat på udgangstrinnet

- 5 Kortslutningstrømmen var beregnet til 3 A, dog ses det på figur 7.16 at den negative halvperiode bliver begrænset ved omkring 2,8 A og den positive ved omkring 4,4 A.



Figur 7.16: Graf over strømmen gennem belastningsmodstanden som repræsenterer en kortslutning

Årsagerne til forskellene mellem de beregnede og simulerede værdier kan dog forklares. Ved den negative halvperiode antages det, at årsagen er at finde i at transistoren ikke behøver samme V_{be} -spænding til at åbne som der er beregnet med, da denne værdi varierer fra

transistor til transistor. Som det ses af udregningen i formel (7.49) giver en strøm på 2,8 A en V_{be} -spænding som ligger indenfor grænserne opgivet i databladet for BC557B¹⁴.

$$1,13 \, \Omega \cdot \frac{680 \, \text{m}\Omega \cdot 2,8 \, \text{A}}{1,4 \, \Omega + 1,13 \, \Omega + 680 \, \text{m}\Omega} = 0,67 \, \text{V} \quad (7.49)$$

Forskellen i den positive halvperiode derimod antages at fremkomme ved at tilbagekoblingen forsøger at opretholde signalet på udgangen. Dette gør den ved at åbne mere for transistoren i spændingsforstærkeren, så der trækkes en større strøm i belastningen. Kortslutningsstrømmen kan fåes ned på 3 A, ved at ændre på modstandsværdierne hvis der insisteres på dette.

7.2 Accepttest

Der kan ses ud fra målingerne at frekvensgangen, ved de lave frekvenser, ikke er tilfredsstillende. Forstærkningen, kan på figur 16.6 i appendiks G, ved 20 Hz aflæses til ca. 17 dB, mens forstærkningen ved 63 Hz aflæses til 18,7 dB. Dette er en forskel på 1,7 dB, hvilket er mere end de 0,75 dB den skulle være indenfor. Forstærkningen ved 1 kHz er aflæst til ca. 19,1. Forskellen til de 63 Hz er ca. 0,4 dB, hvilket er meget tæt på de krævede 0,375 dB; afvigelsen hér kan skyldes aflæsningsfejl. Forstærkningen ved 12 kHz aflæses til 19,1 dB, mens forstærkningen ved 20 kHz aflæses til 19,3 dB. Denne afvigelse på 0,2 dB er under kravet på 0,75 dB, hvilket derfor er acceptabelt. Der aflæses kun figur 16.6, da denne og figur 16.4 bedømmes til at være meget éns.

Denne afvigelse fra kravene skyldes sandsynligvis at kondensatorudregningen for lavpas-filteret i tilbagekoblingen er forkert. Hvis kondensatoren havde været større, have polen været flyttet ned i frekvens, hvilket ville have sendt mindre af signalet tilbage til differensforstærkeren. Dette ville have betydet en lavere dæmpning af signalet, hvilket ville have gjort frekvensgangen acceptabel. Grundet tidsmangel er dette dog ikke gjort.

Der kan, ud fra figur 16.7 i appendiks G, aflæses at THD ved fuld udstyring når et max på ca 0,48%, ved 20 kHz. Dette er under de 0,5% der er defineret som et krav og er derfor accepteret. På figur 16.5 kan der aflæses en maksimal THD, inden for 20 Hz til 20 kHz, ved 900 Hz til 0,068%. Dette er også acceptabelt.

¹⁴FiXme: [Kilde: BC557B.pdf](#)

Implementering 8

8.1 Accepttest

Konklusion 9

Litteratur

- [1] Sub-Committee 29B, Audio Engineering, of IEC Technical Committee No. 29, Electroacoustics, "High fidelity audio equipment and systems; Minimum performance requirements". Bilags-CD "IEC581-6.pdf", 1979.
- 5 [2] Dansk Standard, "Audio-, video- og audiovisuelle systemer - Indbyrdes forbindelser og matchende værdier - Foretrukne matchende analoge signalværdier". Bilags-CD "IEC61938_1.pdf", december 1997.
- [3] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, "Microelectronic Circuits, 6. udgave". Oxford University Press, 2010.
- 10 [4] Institut for Elektroniske Systemer Akustik sektionen, "Lidt om lyd - uden formler". Bilags-CD "lidt_om_lyd.pdf", juni 2010.
- [5] <http://www.hoerelse.info/>, "Hertz". Bilags-CD "hertz.pdf", ?? ??.
- [6] AAU, "Regler vedrørende el-sikkerhed i forbindelse med øvelses- og projektarbejder i elektroniklaboratorium B1-101". Bilags-CD "elregler_b1101.pdf", Måned ?? År
15 ??.
- [7] Monacor, "MCE-4000 - Electret Mike Capsul". Bilags-CD "mce-4000.pdf", ?? ??.
- [8] Jan H. Mikkelsen, "BJT grundkoblinger - I". Bilags-CD "ael_mm6_slides.pdf", september 2010.
- [9] Vishay Semiconductors, "Small Signal Transistors (NPN)". Bilags-CD "BC547.pdf",
20 marts 2004.
- [10] Fairchild Semiconductor, "Small Signal Diode". Bilags-CD "1N4148.pdf", ?? 2002.
- [11] National Semiconductor, "Low Power Quad Operational Amplifiers". Bilags-CD "LM324.pdf", august 2000.
- [12] Vishay Semiconductors, "Schottky Diode". Bilags-CD "BAT85.pdf", maj 2002.
- 25 [13] Philips, "Binary up/down counter". Bilags-CD "HEF4516B.pdf", januar 1995.
- [14] Texas Instruments, "DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS WITH PRESET AND CLEAR". Bilags-CD "SN74LS74A.pdf", marts 1988.
- [15] Philips, "BCD to 7-segment latch/decoder/driver". Bilags-CD "HEF4511.pdf", januar 1995.

- [16] Jan H. Mikkelsen, "Effektforstærker – III". Bilags-CD "ael_mm20_slides.pdf", november 2010.
- [17] SGS-Thomson Microelectronics, "High gain general purpose". Bilags-CD "BDX33-34.pdf", december 1988.
- 5 [18] Fischer elektronik, "SK 51". Bilags-CD "koeleplade.pdf", ?? ??.
- [19] Jan H. Mikkelsen, "Effektforstærker – II". Bilags-CD "ael_mm19_slides.pdf", november 2010.
- [20] Ole Kiel Jensen, "Klasse AB forstærker". Bilags-CD "klasse-ab.pdf", december 2010.
- 10 [21] DIN, "Deutsches Institut für Normung 45500". Bilags-CD "DIN45500.pdf", Januar 1973.
- [22] Jan H. Mikkelsen, "BJT grundkoblinger - II". Bilags-CD "ael_mm7_slides.pdf", september 2010.
- [23] General semiconductor, "Small Signal Transistors (PNP)". Bilags-CD "BC557.pdf",
15 april 1998.
- [24] Forfatter, "Titel". Bilags-CD "Filnavn", Måned År.

Rettelser

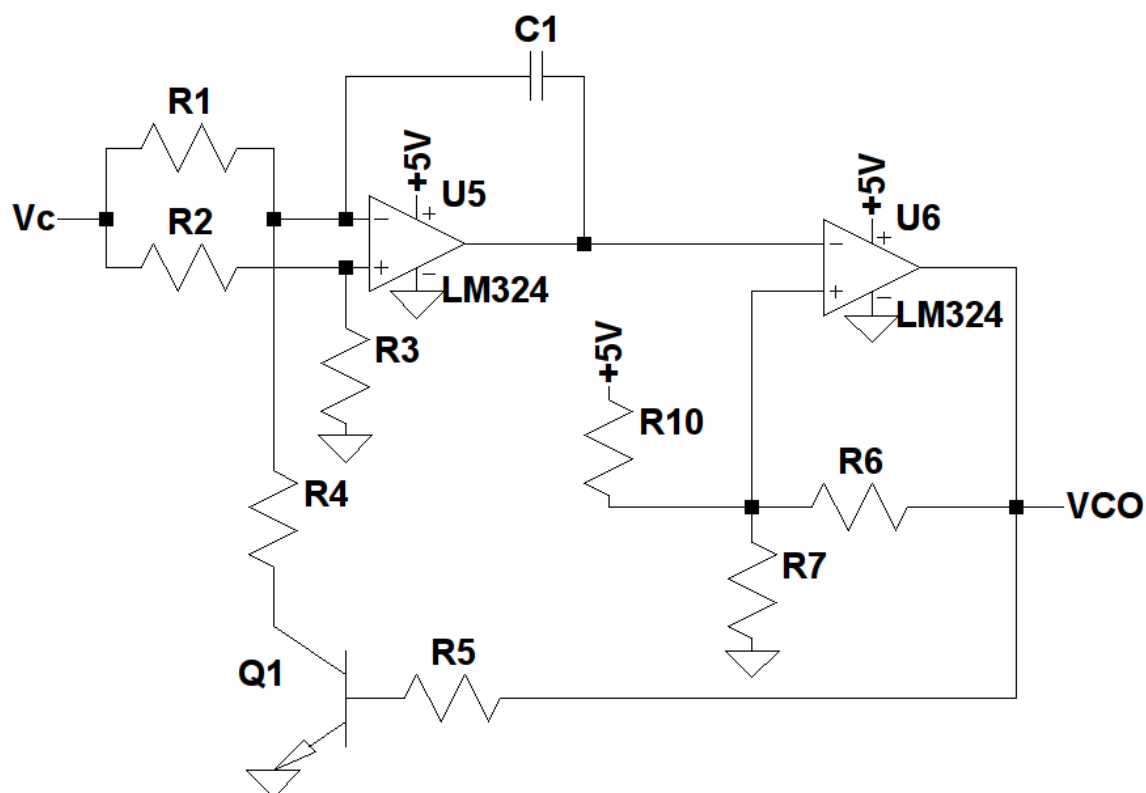
	FiXme: evt. i fodnote eller ordforklaring i stedet?	23
	FiXme: er det et ord?	23
20	FiXme: Skriv om med ligning	23
	FiXme: kilde eller lav en ref til standarder	23
	FiXme: Hvor hen?	36
	FiXme: måske en lille kilde ??	38
	FiXme: Ret den jf. Jans kommentarer	40
25	FiXme: Kilde: til tolerance på kondensator	43
	FiXme: Find gerne kilde der siger dette i stedet, hvis der er tid	57
	FiXme: kilde: Jan Mikkelsen, mm19 - med et lille twist	58
	FiXme: sedra smith	58
	FiXme: Kilde: analog elektronik mm5	62

	FiXme: Kilde: Analog elektronik mm7	63
	FiXme: kilde til sedra	66
	FiXme: Kilde: Palle Andersen, mm1 tilbagekoblingsteori	68
	FiXme: kilde: formel 4.96 i sedra smith	68
5	FiXme: Kilde: afsnit 4.5.7 i sedra smith	68
	FiXme: Kilde: formel 9.4 i sedra smith	69
	FiXme: Kilde: eksempel 9.1 i sedra smith	70
	FiXme: Jonas- Åbner den ikke lidt før?	72
	FiXme: Hvad, Frede?	72
10	FiXme: Kilde: BC557B.pdf	74
	FiXme: kilde: Ole Kiel Jensen, mm5 maaleteknik	88
	FiXme: kilde: Ole Kiel Jensen, mm4 Maaleteknik	89
	FiXme: bilag: 3.16mvInputTHDogFrekvensRespons	90
	FiXme: bilag: 31.6mvInputTHDogFrekvensRespons	90
15	FiXme: Check	94
	FiXme: dem her	94
	FiXme: kilde: Ole Kiel Jensen, mm4 Maaleteknik	94
	FiXme: henvisning	94
	FiXme: Check	101
20	FiXme: dem her	101
	FiXme: henvisning	101
	FiXme: kilde: Ole Kiel Jensen, mm5 maaleteknik	105

Appendiks A 10

VCO frekvens

Frekvensen på den VCO som anvendes i volumenkontrollen, se afsnit 6.1, er afhængig af flere komponenter. Som tidligere nævnt kan den deles op i to blokke; én integrator og én
5 schmidt-trigger.



Figur 10.1: Diagram over VCO'en

Schmidt-trigger

For at opstille et udtryk for frekvensen skal triggerniveauerne for schmidt-triggeren bestemmes, dette gøres vunder den antagelse at et højt udgangs niveau på U6 har samme spænding som forsyningen. Udfra ligning (10.1) kan "Lower triggerlevel" beregnes.

$$V_L = \frac{R_7 || R_6}{R_{10} + R_7 || R_6} \cdot V_{CC} \quad (10.1)$$

- 5 Hvis de tre modstande R_6 , R_7 og R_{10} gøres ens, kan ligningen yderligere reduceres, se ligning (10.2).

$$V_L = \frac{R \cdot R}{R \cdot R + R \cdot R + R \cdot R} \cdot V_{CC} = \frac{1}{3} \cdot V_{CC} \quad (10.2)$$

Da operationsforstærkeren, LM324, ikke er i stand til at levere forsyningsspænding som udgangsspænding, men kun $V_{CC} - 1,5 \text{ V}$ [11], beregnes "Upper triggerlevel" ved at bruges superposition. Udfra ligningerne (10.3), (10.4) og (10.5) kan "Upper triggerlevel" beregnes.

$$V_{\text{supply}} = \frac{R_6 || R_7}{R_{10} + R_6 || R_7} \cdot V_{CC} \quad (10.3)$$

$$V_{\text{opamp}} = \frac{R_7 || R_{10}}{R_6 + R_7 || R_{10}} \cdot (V_{CC} - 1,5 \text{ V}) \quad (10.4)$$

$$V_U = V_{\text{supply}} + V_{\text{opamp}} = \frac{R_7 \cdot (R_{10} \cdot V_{CC} + 1,5 \text{ V} \cdot R_{10} + R_6 \cdot V_{CC})}{R_6 \cdot R_7 + R_6 \cdot R_{10} + R_7 \cdot R_{10}} \quad (10.5)$$

- 10 Når de tre modstande R_6 , R_7 og R_{10} gøres ens, kan ligningen yderligere reduceres, se ligning (10.6).

$$V_U = \frac{R \cdot (R \cdot V_{CC} + 1,5 \text{ V} \cdot R + R \cdot V_{CC})}{R \cdot R + R \cdot R + R \cdot R} = \frac{2}{3} \cdot V_{CC} - 0,5 \text{ V} \quad (10.6)$$

Integrator

Integratoren op- og aflader kondensatoren C_1 , dette bliver gjort gennem de to modstande R_1 og R_4 . Med udgangspunkt i den ideelle operationsforstærker, er det klar at spændingen

på de to indgange er ens og at operationsforstærkeren vil sikre dette. Det betyder at spændingen på de to indgange kan beregnes med udgangspunkt i V_+ , se ligning (10.7).

$$V_+ = V_- = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_C \quad (10.7)$$

Ligningen (10.7) kan reduceres ved at lade modstandene R_2 og R_3 være ens, se ligning (10.8).

$$V_- = \frac{R}{R + R} \cdot V_C = \frac{1}{2} \cdot V_C \quad (10.8)$$

- 5 Strømmen gennem R_1 kan beregnes ud fra V_C , V_- , den ohmske modstand og Ohms lov, se ligning (10.9).

$$V_C - V_- = I_{R_1} \cdot R_1 \Rightarrow I_{R_1} = \frac{V_C - V_-}{R_1} = \frac{V_C - \frac{V_C}{2}}{R_1} = \frac{\frac{V_C}{2}}{R_1} = \frac{V_C}{2 \cdot R_1} \quad (10.9)$$

- Når udgangen på U_6 er lav vil transistoren Q_1 ikke være ledende og der vil ikke løbe strøm gennem R_4 . Dette vil betyde at al den strøm der løber gennem R_1 vil lade C_1 op. Altså er $I_{R_1} = I_{op}$. Når udgangen på U_6 er høj vil transistoren Q_1 være ledende og der vil løbe en strøm gennem R_4 . Dette vil betyde at al den strøm der løber gennem R_1 vil løbe til stel gennem R_4 . Da strømmen gennem R_4 større end strømmen gennem R_1 , dette skyldes at der også løber strøm fra kondensatoren til stel, det er denne strøm der aflader kondensatoren. For at beregne strømmen I_{R_4} bruges V_- igen, se ligning (10.10).

$$V_- = I_{R_4} \cdot R_4 \Rightarrow I_{R_4} = \frac{V_-}{R_4} = \frac{\frac{V_C}{2}}{R_4} = \frac{V_C}{2 \cdot R_4} \quad (10.10)$$

- Da I_{R_4} er summen af opladnings- og afladningsstrømmen kan afladningsstrømmen findes ved ligning (10.11).

$$I_{af} = I_{R_4} - I_{op} = \frac{V_C}{2 \cdot R_4} - \frac{V_C}{2 \cdot R_1} \quad (10.11)$$

Den spænding kondensatoren skal op- og aflade er forskellen mellem V_U og V_L , dette skyldes at det er disse to spændinger udgangen på U_5 vil svinge i mellem. Se ligning (10.12)

$$V_d = \left(\frac{2}{3} \cdot V_{CC} - 0,5 \text{ V} \right) - \frac{1}{3} \cdot V_{CC} = \frac{1}{3} \cdot V_{CC} - 0,5 \text{ V} \quad (10.12)$$

Tiden det tager at op og aflade kondensatoren beregnes ud fra ligning (10.13).

$$V = \frac{I \cdot t}{C} \Rightarrow t = \frac{V \cdot C}{I} \quad (10.13)$$

Ud fra ligning (10.13) kan både op- og afladningstiden beregnes, se ligning (10.14) og (10.15).

$$t_{\text{op}} = \frac{V_d \cdot C}{I_{\text{op}}} = \frac{\left(\frac{1}{3} \cdot V_{CC} - 0,5 \text{ V}\right) \cdot C}{\frac{V_C}{2 \cdot R_1}} = \frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot R_1}{3 \cdot V_C} \quad (10.14)$$

$$t_{\text{af}} = \frac{V_d \cdot C}{I_{\text{af}}} = \frac{\left(\frac{1}{3} \cdot V_{CC} - 0,5 \text{ V}\right) \cdot C}{\frac{V_C}{2 \cdot R_4} - \frac{V_C}{2 \cdot R_1}} = \frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot R_4 \cdot R_1}{3 \cdot V_C \cdot (R_1 - R_4)} \quad (10.15)$$

Periode tiden, T , er summen af op- og afladningstiden, se ligning (10.16).

$$T = t_{\text{op}} + t_{\text{af}} = \frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot R_1}{3 \cdot V_C} + \frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot R_4 \cdot R_1}{3 \cdot V_C \cdot (R_1 - R_4)} \quad (10.16)$$

- 5 Udtrykket i ligning (10.16), kan reduceres til udtrykket vist i ligning (10.17).

$$T = \frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot (R_1)^2}{3 \cdot V_C \cdot (R_1 - R_4)} \quad (10.17)$$

Den frekvens VCO'en vil svinge med beregnes ud fra at $f = \frac{1}{T}$, se ligning (10.18).

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{\frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot (R_1)^2}{3 \cdot V_C \cdot (R_1 - R_4)}} = \frac{3 \cdot V_C \cdot (R_1 - R_4)}{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot (R_1)^2} \quad (10.18)$$

Den duty cycle som VCO'ens output vil have er reduceret til udtrykket givet i ligning (10.19).

$$d = \frac{t_{\text{af}}}{T} = \frac{R_4}{R_1} \quad (10.19)$$

Appendiks B

11

Bestemmelse af Monacor MCE-4000 output

- Lydtrykket for almindelig tale er 60 dB(A) i en afstand af én meter [4]. Da det ikke forventes at brugen af en mikrofon under sang foregår ved én meters afstand, skal denne værdi regnes om før den kan give et realistisk billede af hvilket lydtryk mikrofonen bliver udsat for. De 60 dB(A) regnes først om til en værdi i pascal ved udregningen i formel (11.1)

$$p_{60 \text{ dB(A)}} = 10^{\frac{L_p}{20}} \cdot p_{\text{ref}} = 10^{\frac{60 \text{ dB(A)}}{20}} \cdot 20 \cdot 10^{-6} \text{ Pa} = 0,02 \text{ Pa} \quad (11.1)$$

Denne værdi er altså ved én meters afstand. Omregningen af lydtrykket til 0,1 m fra kilden foretages som i udregningen i formel (11.2).

$$p_2 = p_1 \cdot \frac{r_1}{r_2} = 0,02 \text{ Pa} \cdot \frac{1 \text{ m}}{0,1 \text{ m}} = 0,2 \text{ Pa} \quad (11.2)$$

- Lydtrykket, i Pa, bliver altså, når afstanden deles med ti, ti gange større. Da dB(A) er en logaritmisk skala bliver 60 dB(A) til 80 dB(A) når afstanden reduceres fra 1 m til 0,1 m. Som forklaret i starten af kapitel 4 bliver arbejdsområdet dermed fra 70 dB(A) til 90 dB(A). De forventede peakspændinger på udgangen af mikrofonen kan derfor regnes ved formel (11.3), hvor lydtrykket igen er omregnet til en værdi i pascal.

$$\hat{V}_{\text{microphone}} = p \cdot 5 \frac{\text{mV}}{\text{Pa}} \quad (11.3)$$

- Dette giver en teoretisk minimums og maksimumspeakspænding på udgangen på henholdsvis 3,16 mV og 31,6 mV.

Appendiks C 12

Beregning af analog attenuator

Den analoge attenuator der benyttes i volumenkontrollen består af to attenuatorer, adskilt af en buffer. Der sidder desuden en buffer efter det andet dæmpningstrin, for at garantere
5 at trinnet har en fast udgangsimpedans. Den første dæmper i syv trin med 8 dB mellem hvert trin, startende fra 0 dB. Bregningerne for den første attenuatorer er opstillet i ligningerne (12.1) til (12.6).

$$\frac{R_7}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-48}{20}} \quad (12.1)$$

$$\frac{R_7 + R_6}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-40}{20}} \quad (12.2)$$

$$\frac{R_7 + R_6 + R_5}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-32}{20}} \quad (12.3)$$

$$\frac{R_7 + R_6 + R_5 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-24}{20}} \quad (12.4)$$

$$\frac{R_7 + R_6 + R_5 + R_4 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-16}{20}} \quad (12.5)$$

$$\frac{R_7 + R_6 + R_5 + R_4 + R_3 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-8}{20}} \quad (12.6)$$

Da der er seks ligninger med syv ubekendte bestemmes R_7 til 1 k Ω , det resultere i følgende værdier $R_1 = 162$ k Ω , $R_2 = 48,8$ k Ω , $R_3 = 24,0$ k Ω , $R_4 = 9,54$ k Ω , $R_5 = 3,80$ k Ω , $R_6 = 1,51$ k Ω og $R_7 = 1,00$ k Ω .

- Den anden dæmper i otte trin med 1 dB mellem hvert trin, startende fra 0 dB.
 5 Bregningerne for den første attenuatorer er opstillet i ligningerne (12.7) til (12.13).

$$\frac{R_{14}}{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10} + R_9 + R_8 + R_7} = 10^{\frac{-7}{20}} \quad (12.7)$$

$$\frac{R_{14} + R_{13}}{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10} + R_9 + R_8 + R_7} = 10^{\frac{-6}{20}} \quad (12.8)$$

$$\frac{R_{14} + R_{13} + R_{12}}{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10} + R_9 + R_8 + R_7} = 10^{\frac{-5}{20}} \quad (12.9)$$

$$\frac{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11}}{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10} + R_9 + R_8 + R_7} = 10^{\frac{-4}{20}} \quad (12.10)$$

$$\frac{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10}}{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10} + R_9 + R_8 + R_7} = 10^{\frac{-3}{20}} \quad (12.11)$$

$$\frac{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10} + R_9}{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10} + R_9 + R_8 + R_7} = 10^{\frac{-2}{20}} \quad (12.12)$$

$$\frac{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10} + R_9 + R_8}{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10} + R_9 + R_8 + R_7} = 10^{\frac{-1}{20}} \quad (12.13)$$

Da der er syv ligninger med otte ubekendte bestemmes R_{14} til 10 k Ω , det resultere i følgende værdier $R_7 = 2,43$ k Ω , $R_8 = 2,16$ k Ω , $R_9 = 1,93$ k Ω , $R_{10} = 1,72$ k Ω , $R_{11} = 1,53$ k Ω , $R_{12} = 1,36$ k Ω , $R_{13} = 1,22$ k Ω og $R_{14} = 10,0$ k Ω .

Appendiks D 13

Måling på forforstærker

Denne målerapport dokumenterer målinger foretaget på projektets forforstærker, opbygget som beskrevet i kapitel 4. Målingerne er foretaget på Fredrik Bajers Vej 7 i
5 lokale B1-104 på Aalborg Universitet den 14. december 2010 af gruppe 311.

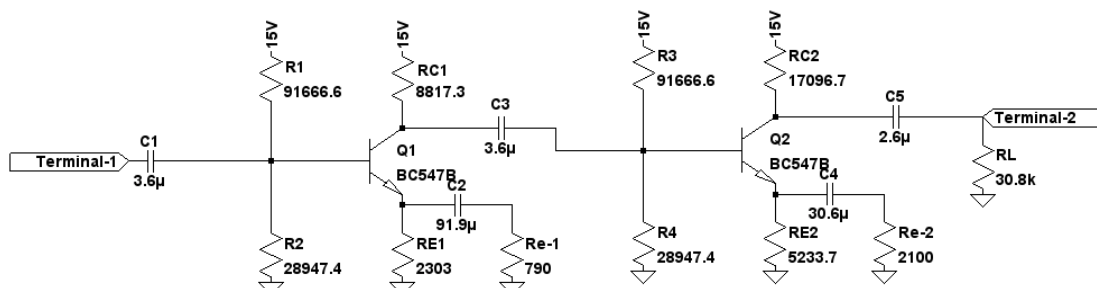
Formål

Målingernes formål er at teste:

- Indgangsimpedansen
- Frekvensgangen fra 20 Hz - 20 kHz
- 10 • Forvrængningen
- Forstærkningen

Testobjekt

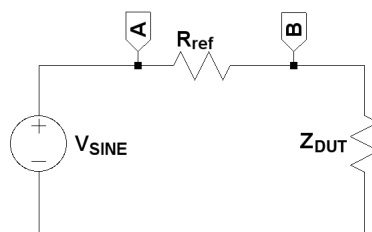
Der testes i disse målinger på forforstærkeren, som beskrevet i kapitel 4. På figur 13.1 er denne vist, med angivelse af terminaler.



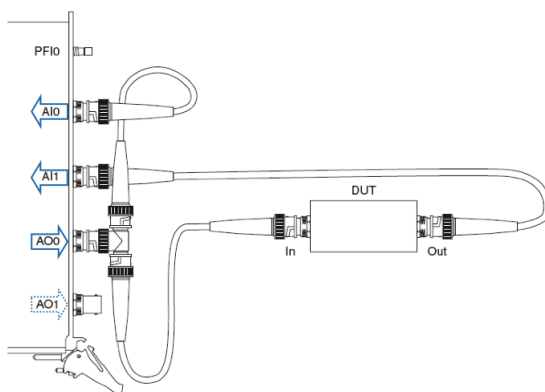
Figur 13.1: Forforstærker med angivelser af terminaler

Måleopstilling

Målingerne foretages med to forskellige opstillinger; én til impedansmåling og én til forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling. Opstillingerne er vist på figur 16.2 og figur 16.3¹.



Figur 13.2: Måleopstilling for impedansmåling



Figur 13.3: Måleopstilling for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling

5 Anvendt udstyr

Instrument	AAU-nr.	Fabrikant, type m.v.
Oscilloskop	33866	Agilent 54621A
Oscillator	07995	B&O RC-oscillator TG7
Spændingsforsyning	39897	HAMEG HM7042
Multimeter	33048	Fluke and Philips FLUKE 37
Audioanalysator	76986	National Instruments NI-PCI-4461

Måleprocedure

Proceduren for impedansmålingen er:

¹**FiXme:** kilde: Ole Kiel Jensen, mm5 maaleteknik

1. Generatoren, kaldet V_{SINE} på figur 16.2, indstilles til en effektivspænding på 21,1 mV (indstilles med oscilloskop) ved 1 kHz og tilsluttes
2. Reference modstanden, kaldet R_{ref} på figur 16.2, vælges til 10 k Ω og tilsluttes
3. Testobjektets forsyning og stel forbindes
- 5 4. Spændingsfaldet fra terminal A til terminal B, som på figur 16.2, måles
5. Spændingsfaldet fra terminal B til stel, som på figur 16.2, måles

Proceduren for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmålingen er:

1. Spændingsforsyningen indstilles til 15 V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes
2. Testobjektet tilsluttes som på figur 16.3
- 10 3. Programmet "Swept Sine - Linear Response and Harmonic Distortion (DAQmx)" startes
4. "Start frequency" under Source settings sættes til 10 Hz
5. "Stop frequency" under Source settings sættes til 25 kHz
6. "Amplitude" under Source settings sættes til 31,6 mV
- 15 7. "THD units" sættes til %
8. "AI Range" for Stimulus channel sættes til $\pm 0,316$ V
9. "AI Range" for Respons channel sættes til $\pm 3,16$ V
10. "Sampling frequency" sættes til 204,8 kHz

Samme procedure gennemføres, hvor amplituden i punkt 6 i stedet sættes til 3,16 mV.
 20 Dermed opnåes resultater for både maksimums- og minimumsinput.

Resultater

Impedansmålingen gav effektivspændingerne vist i tabel 13.1. Disse spændinger bruges til at regne testobjektets indgangsimpedans, med formel (13.1)².

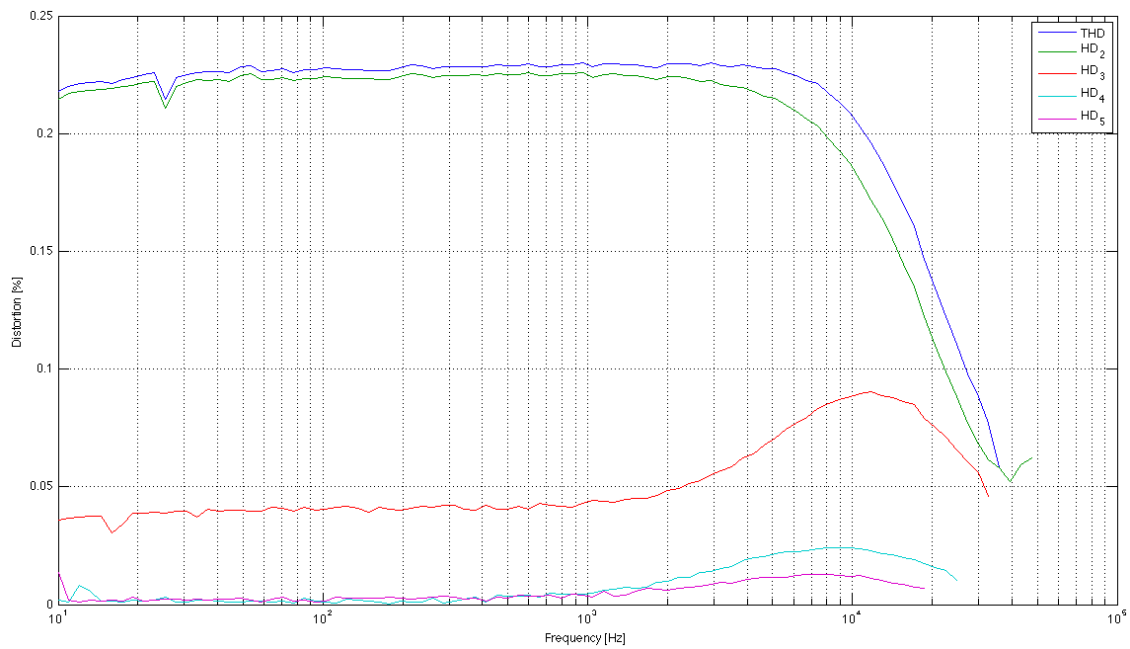
$$|Z_{\text{DUT}}| = \frac{|V_{Z_{\text{DUT}}}|}{|V_{R_{\text{ref}}}|} \cdot R_{\text{ref}} \quad (13.1)$$

	Målt værdi	Beregnet værdi	Enhed
$V_{R_{\text{ref}}}$	6,6		mV effektiv
$V_{Z_{\text{DUT}}}$	14,6		mV effektiv
$ Z_{\text{DUT}} $		22,1	k Ω

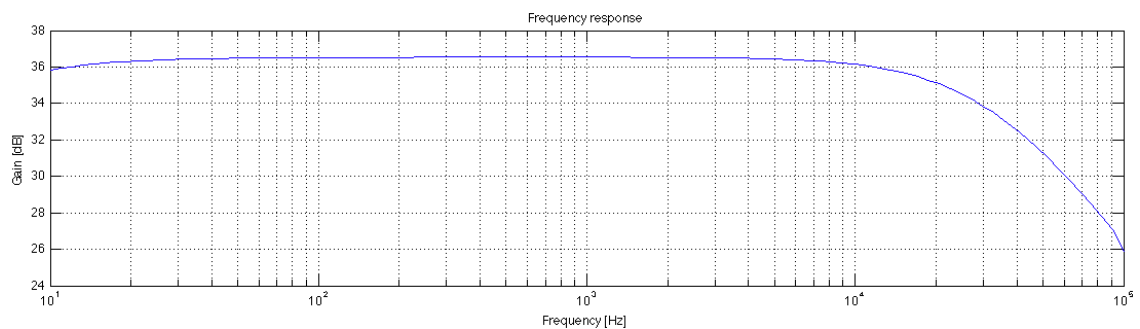
Tabel 13.1: Resultater af impedansmåling

Forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmålingen gav resultaterne vist på figur
 25 13.4 og figur 13.5.

²**FiXme:** kilde: Ole Kiel Jensen, mm4 Maaleteknik



Figur 13.4: Forvrængningsresultat



Figur 13.5: Frekvensgangs- og forstærkningsresultater

Datafilerne for målingerne findes i bilag ³ og ⁴.

Måleusikkerheder

I forbindelse med målingerne er der naturligt en række usikkerheder som kan spille ind på resultaterne. Disse usikkerheder vil ikke her blive vurderet på.

- 5
 - Aflæsningsunøjagtigheder
 - Udstyrstolerancer
 - Måleinstrumenter belaster måleobjektet

³FiXme: bilag: 3.16mvInputTHDogFrekvensRespons

⁴FiXme: bilag: 31.6mvInputTHDogFrekvensRespons

Appendiks E 14

Måling på indgangsvælger

Denne målerapport dokumenterer målinger foretaget på projektets indgangsvælger, opbygget som beskrevet i kapitel 4. Målingen er foretaget på Fredrik Bajers Vej 7 i lokale
5 B1-104 på Aalborg Universitet den 14. december 2010 af gruppe 311.

Formål

Målingens formål er at:

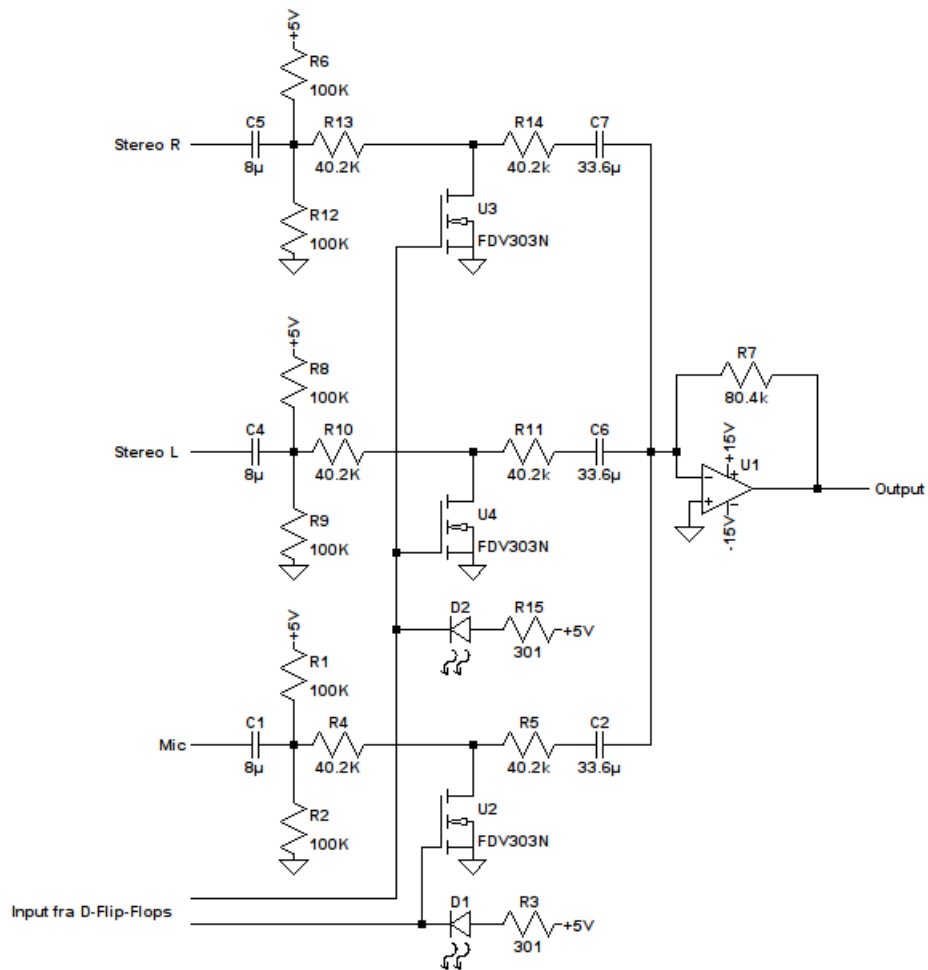
- Kontrollere funktionen af indgangsvælgeren og finde evt. fejl
- Måle dæmpningen for en tændt samt en slukket indgang i indgangsvælgeren.
- 10 • Måle outputtet i forhold til hvor mange indgange der er valgt .
- Måle indgangsimpedansen for indgangene, tændt og slukket.
- Måle at frekvensgangen ved 20 Hz - 20 kHz

Testobjekt

Der vil i denne målerapport blive udført tests af indgangsvælgeren. Indgangsimpedansen
15 måles for alle indgangene: De to stereo indgange og mikrofon indgangen. Alle indgangsimpedanserne måles for både en tændt og en slukket indgang. Til frekvensmåling

Teori

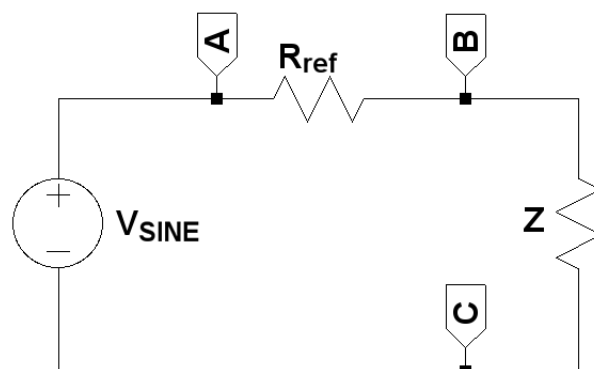
Teorien bag en impedansmåling, er at der skabes en spændingsdeling mellem en kendt
20 reference modstand og indgangsmodstanden i det testede. Forholdet af spændingerne som ligger over modstandene svarer til forholdet mellem modstandene.



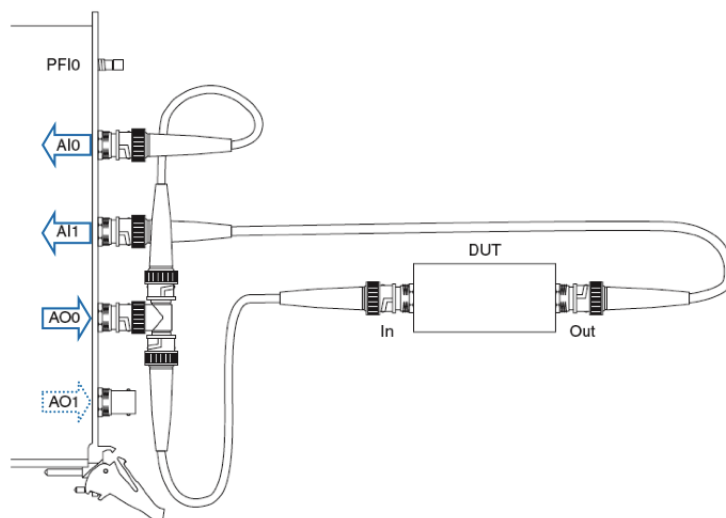
Figur 14.1: Diagram over kredsløbet der testes.

Måleopstilling

Måleopstillingerne er vist på figur 15.2 .



Figur 14.2: Måleopstilling for impedansmåling



Figur 14.3: Måleopstilling for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling

Anvendt udstyr

Instrument	AAU-nr.	Fabrikant, type m.v.
Oscilloskop	33866	Agilent 54621A
Oscillator	07995	B&O RC-oscillator TG7
Spændingsforsyning	39897	HAMEG HM7042
Spændingsforsyning	33901	HAMEG HM7042
Multimeter	33048	Fluke and Philips FLUKE 37
Multimeter	08518	Fluke and Philips FLUKE 37
Audioanalysator	76986	National Instruments NI-PCI-4461

Måleprocedure

Proceduren for impedansmålingen er:

1. Generatoren, kaldet V_{SINE} på figur 14.2, indstilles til en effektivspænding på 21,1 mV (indstilles med oscilloskop) ved 1 kHz og tilsluttes
2. Reference modstanden, kaldet R_{ref} på figur 14.2, vælges til $10\text{ k}\Omega$ og tilsluttes
3. Spændingsfaldet fra terminal A til terminal B, som på figur ??, måles
4. Spændingsfaldet fra terminal B til terminal C, som på figur ??, måles

Herefter slukkes for indgang, og målingen foretages igen. Dette gentages for hver indgang.

- 10 Proceduren for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmålingen er:

1. En spændingsforsyning indstilles til $\pm 15 \text{ V}$ (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
2. En spændingsforsyning indstilles til 5 V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
3. Testobjektet tilsluttes som på figur 15.2
- 5 4. Kanalen der måles på, indstilles ved hjælp af trykknappen.
5. Programmet "Swept Sine - Linear Response and Harmonic Distortion (DAQmx)" startes
6. "Start frequency" under Source settings sættes til 20 Hz
7. "Stop frequency" under Source settings sættes til 20 kHz
- 10 8. "Amplitude" under Source settings sættes til 2 V
9. "THD units" sættes til $\%$
10. "AI Range" for Stimulus channel sættes til $\pm 0,316 \text{ V}^1$
11. "AI Range" for Respons channel sættes til $\pm 3,16 \text{ V}^2$
12. "Sampling frequency" sættes til $204,8 \text{ kHz}$
- 15 Samme procedure gennemføres, hvor amplituden i punkt 7 i stedet sættes til 200 mV . Dermed opnåes resultater for både maksimums- og minimumsinput.

Resultater

Impedansmålingen gav effektivspændingerne vist i tabel 14.1. Disse spændinger bruges til at regne testobjektets indgangsimpedans, med formel (14.1)³.

$$|Z| = \frac{|V_Z|}{|V_{R_{\text{ref}}}|} \cdot R_{\text{ref}} \quad (14.1)$$

- 20 Frekvensgangen og THD blev målt for de forskellige indgange. Resultaterne er vist i figur 14.4 til figur 14.9. Resten af resultaterne kan findes på CD'en⁴. Spændingsniveauer angivet i V og mV er amplitude værdier.

Måleusikkerheder

De væsentligste usikkerheder er:

- 25
 - Komponent tolerancer
 - Påvirkning fra måleinstrument
 - Måleinstrument unøjagtighed
 - Støj, 50 Hz brum
 - Anden indstråling

¹**FiXme:** [Check](#)

²**FiXme:** [dem her](#)

³**FiXme:** [kilde: Ole Kiel Jensen, mm4 Maaleteknik](#)

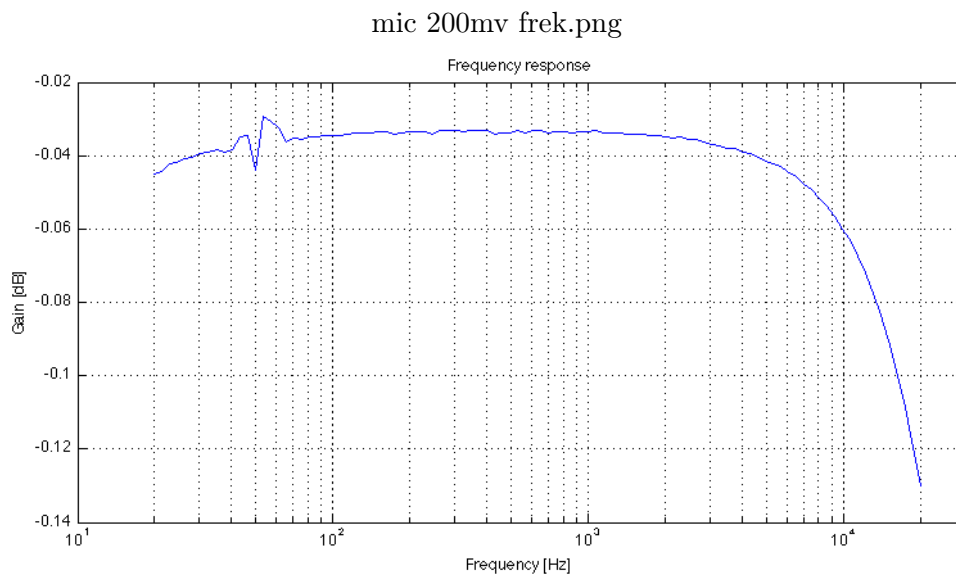
⁴**FiXme:** [henvisning](#)

Mikrofon Indgang			
	Målt værdi	Beregnet værdi	Enhed
Tændt: $V_{R_{\text{ref}}}$	5,1	31,56	mV effektiv
Tændt: V_Z	16,1		mV effektiv
Tændt: $R_{i,\text{forforstaerker}}$			k Ω
Slukket: $V_{R_{\text{ref}}}$	6,5	22,62	mV effektiv
Slukket: V_Z	14,7		mV effektiv
Slukket: $R_{i,\text{forforstaerker}}$			k Ω

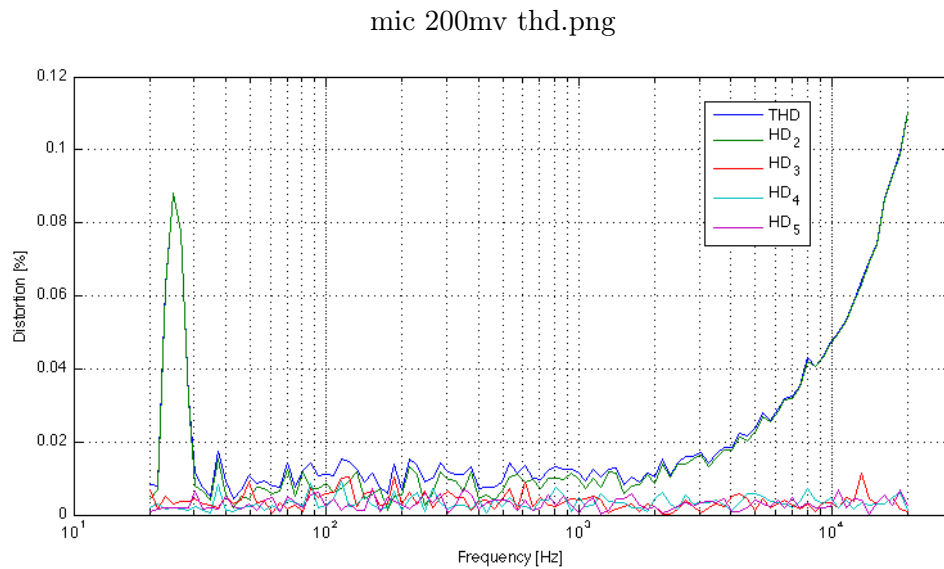
Stereo L			
	Målt værdi	Beregnet værdi	Enhed
Tændt: $V_{R_{\text{ref}}}$	5,1	31,56	mV effektiv
Tændt: V_Z	16,1		mV effektiv
Tændt: $R_{i,\text{forforstaerker}}$			k Ω
Slukket: $V_{R_{\text{ref}}}$	6,5	22,62	mV effektiv
Slukket: V_Z	14,7		mV effektiv
Slukket: $R_{i,\text{forforstaerker}}$			k Ω

Stereo R			
	Målt værdi	Beregnet værdi	Enhed
Tændt: $V_{R_{\text{ref}}}$	5,1	31,56	mV effektiv
Tændt: V_Z	16,1		mV effektiv
Tændt: $R_{i,\text{forforstaerker}}$			k Ω
Slukket: $V_{R_{\text{ref}}}$	6,5	22,62	mV effektiv
Slukket: V_Z	14,7		mV effektiv
Slukket: $R_{i,\text{forforstaerker}}$			k Ω

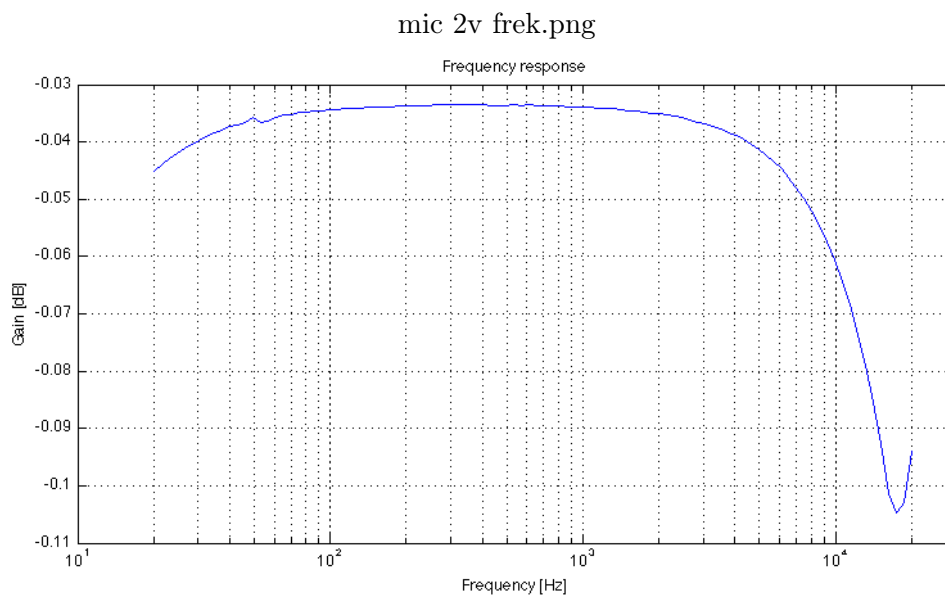
Tabel 14.1: Resultater af impedansmåling



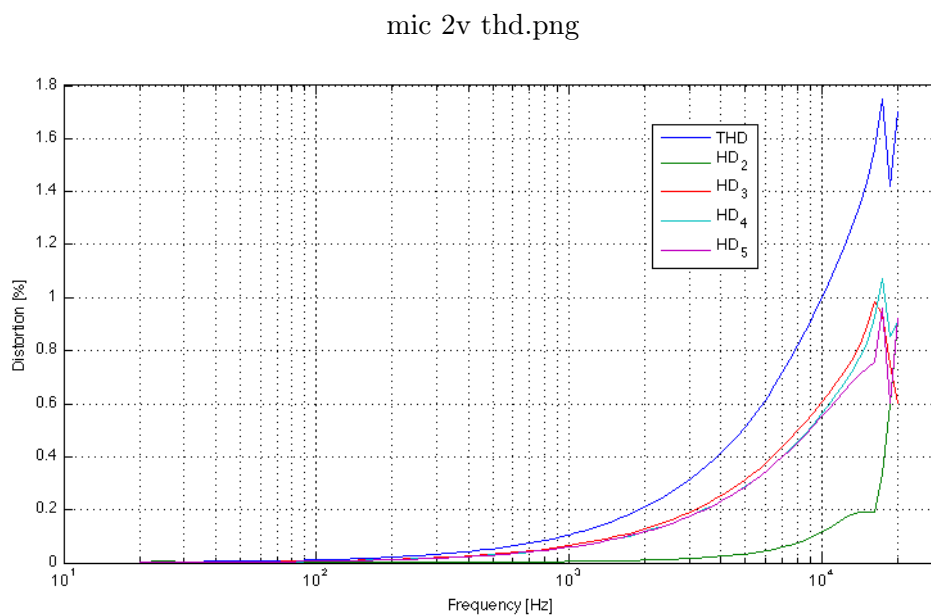
Figur 14.4: Frekvensgangen for mikrofonindgangen på indgangsvælgeren ved 200 mV.



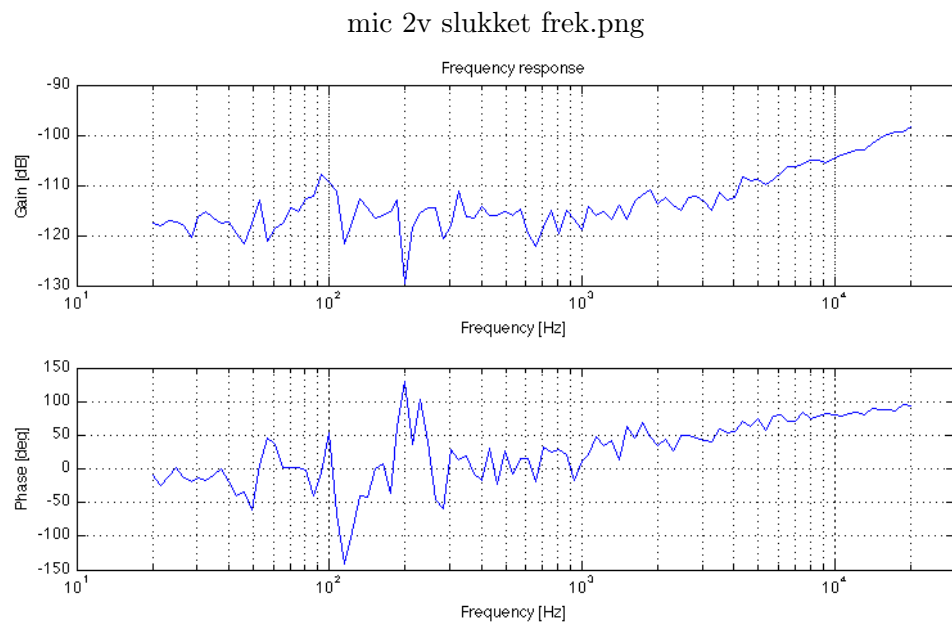
Figur 14.5: THD for mikrofonindgangen på indgangsvælgeren ved 200 mV.



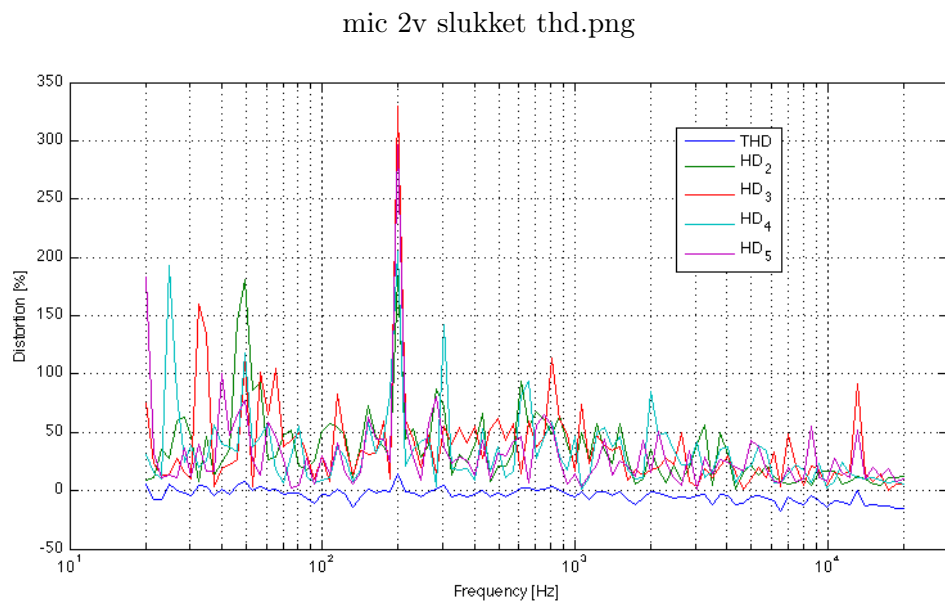
Figur 14.6: Frekvensgangen for mikrofonindgangen på indgangsvælgeren ved 2V.



Figur 14.7: THD for mikrofonindgangen på indgangsvælgeren ved 2 V.



Figur 14.8: Frekvensgangen og fasedrejet for mikrofonindgangen for et slukket signal, på indgangsvælgeren ved 2V.



Figur 14.9: THD for mikrofonindgangen for et slukket signal, på indgangsvælgeren ved 2 V.

Appendiks F 15

Måling af THD i indgangsvælger

Denne målerapport dokumenterer målinger foretaget på projektets indgangsvælger, opbygget som beskrevet i kapitel 5. Målingen er foretaget på Fredrik Bajers Vej 7 i lokale 5 B1-104 på Aalborg Universitet den 15. december 2010 af gruppe 311.

Formål

Målingens formål er at:

- Måle THD ved benyttelse af anden opamp
- Måle indvirkningen af transistorerne på THD

10 Testobjekt

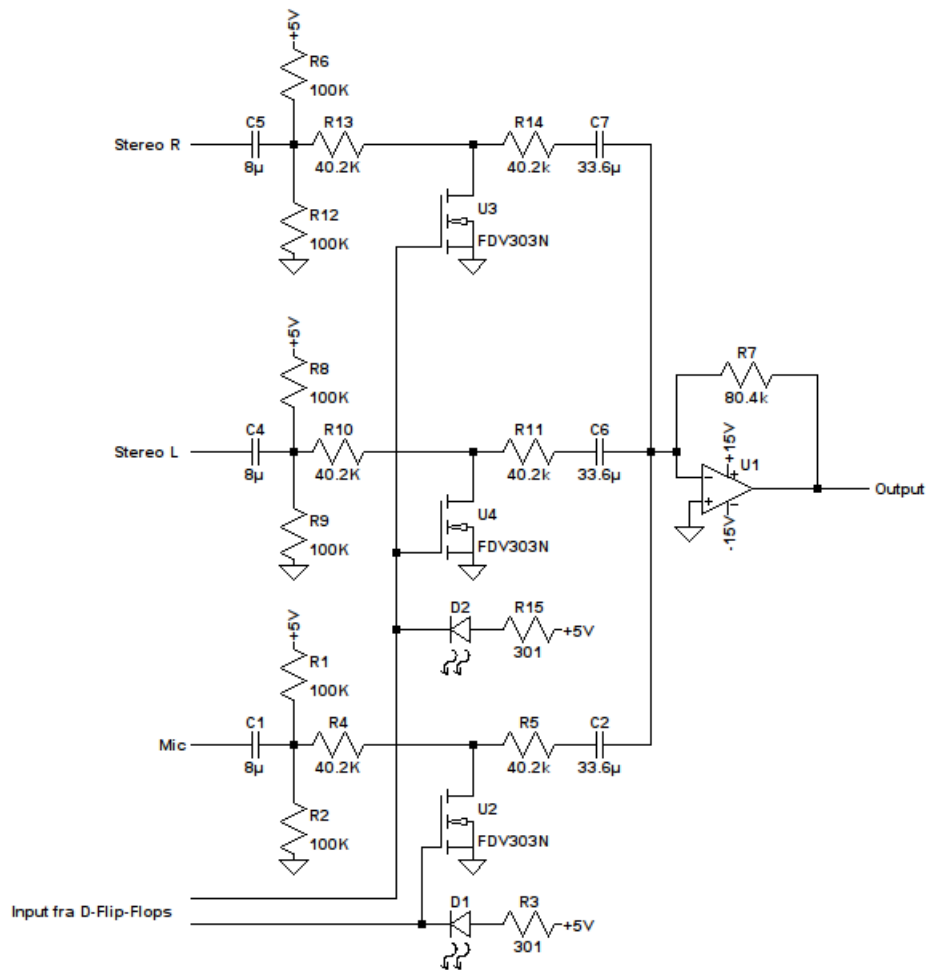
Der vil i denne målerapport blive udført tests af indgangsvælgeren. Testene vil tage udgangspunkt i én indgang; mikrofonindgangen. Dette skyldes at indgangene menes at være så ens, at de vil give samme output 14. Der vil i stedet for en LM324 blive benyttet en OPA27.

- 15 • THD måling med transistore.
- THD måling uden transistore.

Til frekvensmåling

Måleopstilling

Måleopstillingen er vist på figur 15.2 .



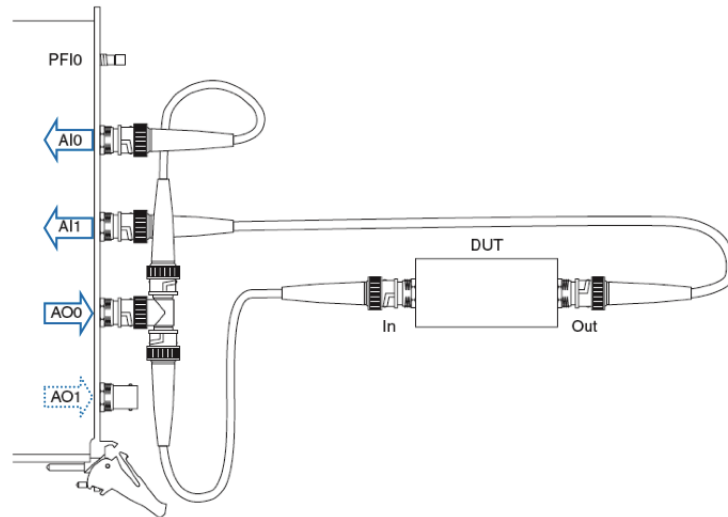
Figur 15.1: Diagram over kredsløbet der testes.

Anvendt udstyr

Instrument	AAU-nr.	Fabrikant, type m.v.
Spændingsforsyning	39897	HAMEG HM7042
Spændingsforsyning	33901	HAMEG HM7042
Multimeter	08518	Fluke and Philips FLUKE 37
Audioanalysator	76986	National Instruments NI-PCI-4461

Måleprocedure

1. En spændingsforsyning indstilles til $\pm 15\text{ V}$ (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
2. En spændingsforsyning indstilles til 5 V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
3. Testobjektet tilsluttes som på figur 15.2
4. Kanalen der måles på, indstilles ved hjælp af trykknappen.
5. Programmet "Swept Sine - Linear Response and Harmonic Distortion (DAQmx)" startes



Figur 15.2: Måleopstilling for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling

6. "Start frequency" under Source settings sættes til 20 Hz
7. "Stop frequency" under Source settings sættes til 20 kHz
8. "Amplitude" under Source settings sættes til 2 V
9. "THD units" sættes til %
- 5 10. "AI Range" for Stimulus channel sættes til $\pm 0,316 \text{ V}^1$
11. "AI Range" for Respons channel sættes til $\pm 3,16 \text{ V}^2$
12. "Sampling frequency" sættes til 204,8 kHz

Den første test foretages normalt, som vist på opstillingen. Ved testen uden transistorer fjernes transistorerne.

10 Resultater

THD blev målt for de forskellige opsætninger. Resultaterne vises i figur 15.3 til figur 15.6. Resten af resultaterne kan findes på CD'en³. Værdier angivet i V og mV er amplitudespændinger.

Måleusikkerheder

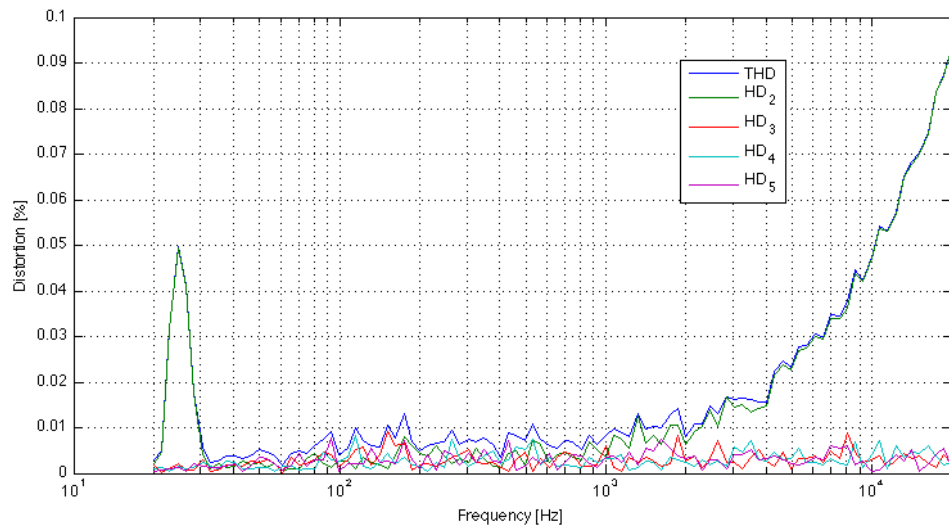
- 15
 - Komponent tolerancer
 - Påvirkning fra måleinstrument
 - Måleinstrument unøjagtighed
 - Støj, 50 Hz brum
 - Anden indstråling

¹FiXme: Check

²FiXme: dem her

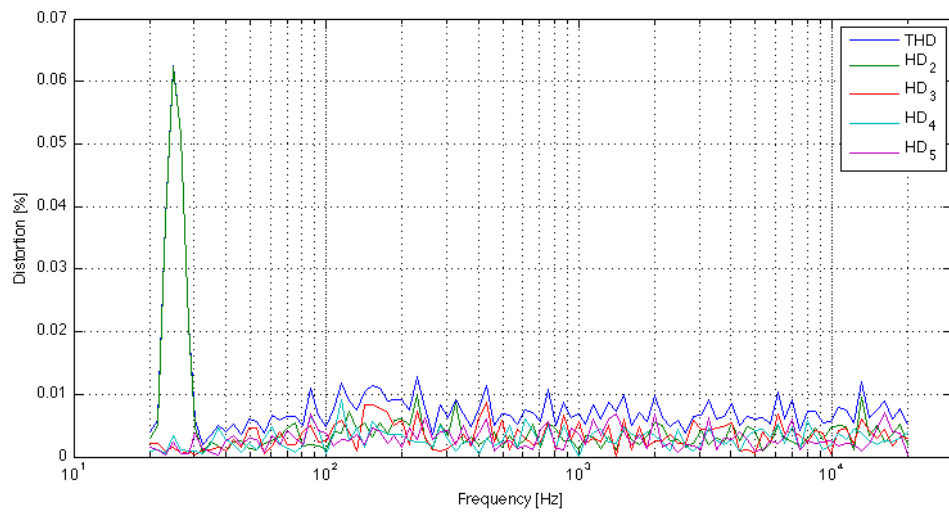
³FiXme: henvisning

200mv opa muxudgang thd.png



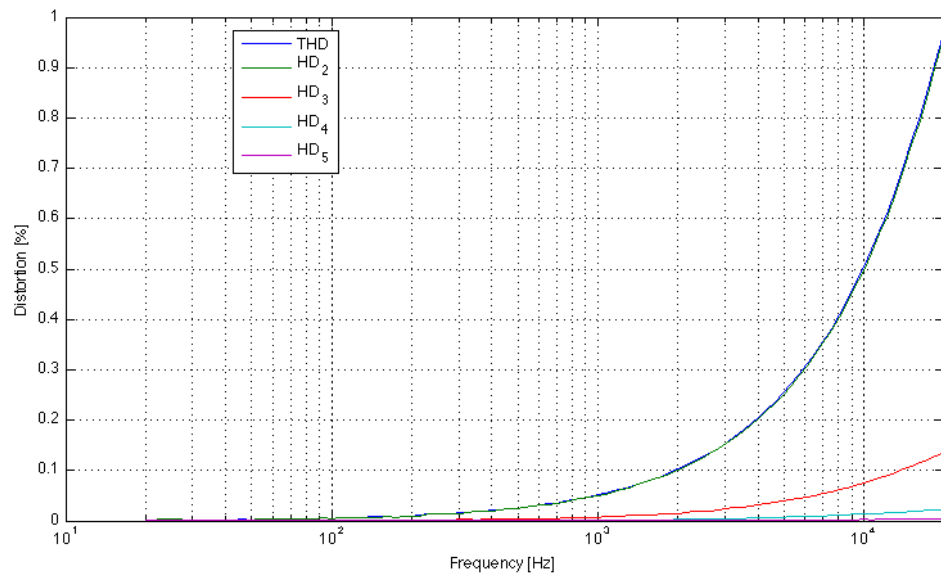
Figur 15.3: THD ved 200 mV med transistore

200mv opa muxudgang uden transistor thd.png



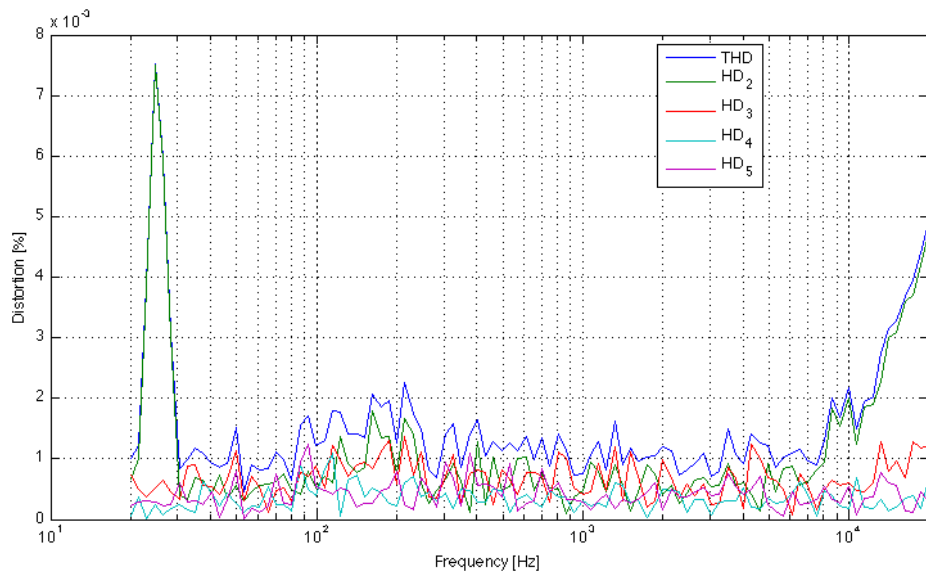
Figur 15.4: THD ved 200 mV uden transistore

2v opa muxudgang thd.png



Figur 15.5: THD ved 2 V med transistor

2v opa muxudgang uden transistor thd.png



Figur 15.6: THD ved 2 V uden transistor

Appendiks G 16

Målerapport

Denne målerapport dokumenterer målinger foretaget på projektets effektforstærker, opbygget som beskrevet i kapitel 7. Målingerne er foretaget på Fredrik Bajers Vej 7 i
5 lokale B1-104 på Aalborg Universitet den 16. december 2010 af gruppe 311.

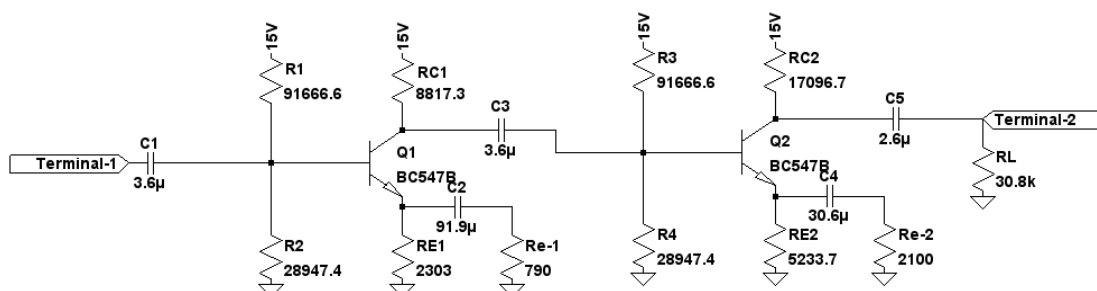
Formål

Målingernes formål er at teste:

- Frekvensgangen fra 20 Hz - 20 kHz
- Forvrængningen
- Forstærkningen

Testobjekt

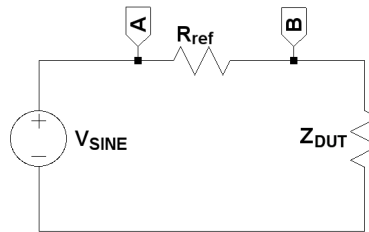
Der testes i disse målinger på effektforstærkeren, som beskrevet i kapitel 7. På figur 16.1 er denne vist, med angivelse af terminaler.



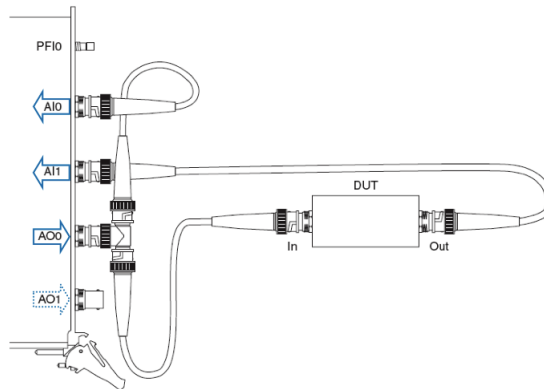
Figur 16.1: Forforstærker med angivelser af terminaler

Måleopstilling

Målingerne foretages med to forskellige opstillinger; én til impedansmåling og én til forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling. Opstillingerne er vist på figur 16.2 og figur 16.3¹.



Figur 16.2: Måleopstilling for impedansmåling



Figur 16.3: Måleopstilling for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling

5 Anvendt udstyr

RC-oscillator - AUC07997 Oscilloscope - AUC33851 Hameg triple powersupply - AUC33907 Effektmodstand 8,2 Ω 18 Watt - AUC2159-02 B1-101-R-5 Texas instruments NI-4461 audioanalysator Fluke - AUC08518 Fluke - AUC33048

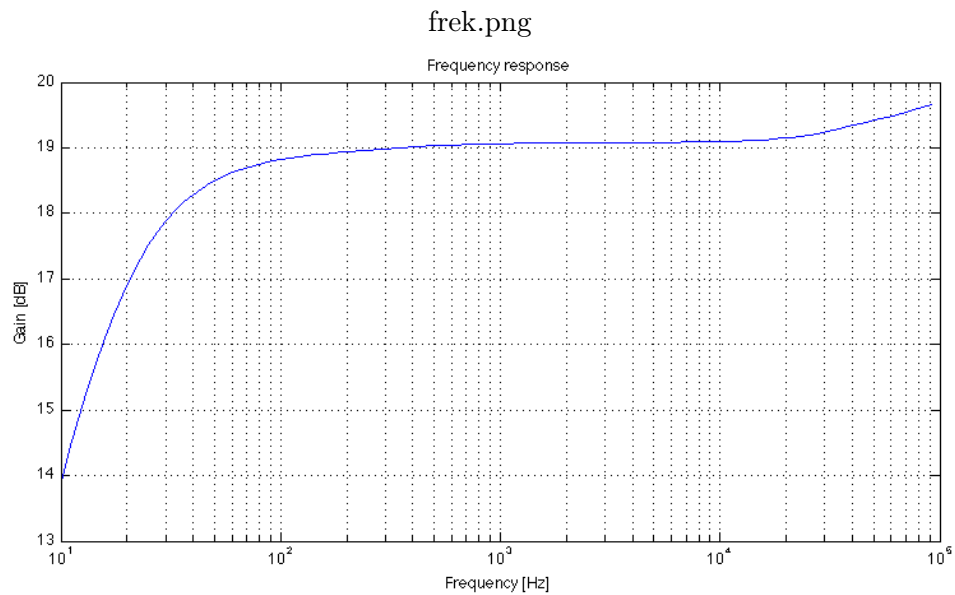
Måleprocedure

- 10 Ændringer i swept sine program Samplingfrekvens: 204800 Hz AI response range: $\pm 31,6$ V AI stimulus range: $\pm 3,16$ V Stimulus amplitude: 200 mV og 2 V Startfrekvens: 10 Hz Slutfrekvens: 92 kHz THD units: %

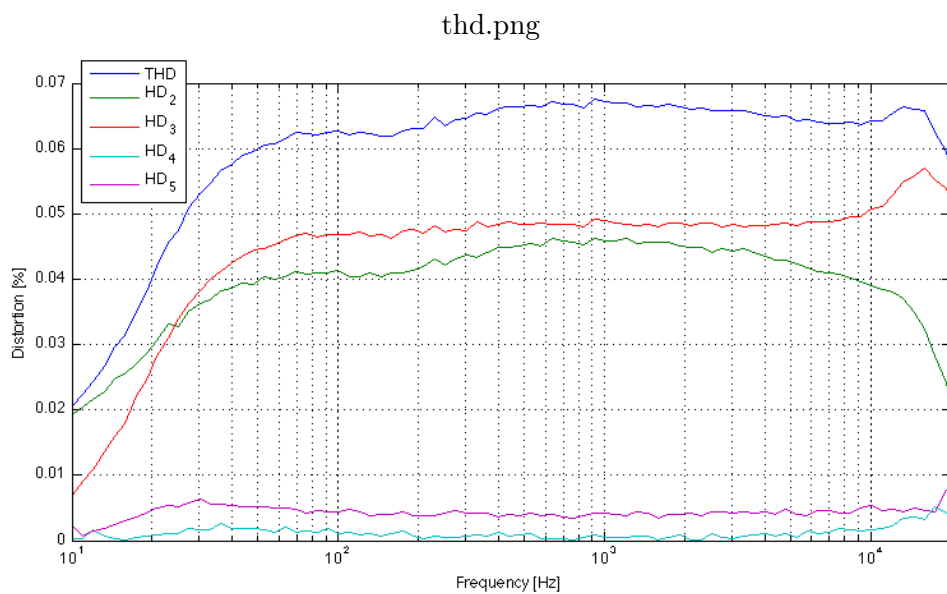
¹**FiXme:** kilde: Ole Kiel Jensen, mm5 maaleteknik

Resultater

THD og frekvensgang blev målt for effektforstærkeren, resultaterne kan aflæses i figur 16.4 til figur 16.5



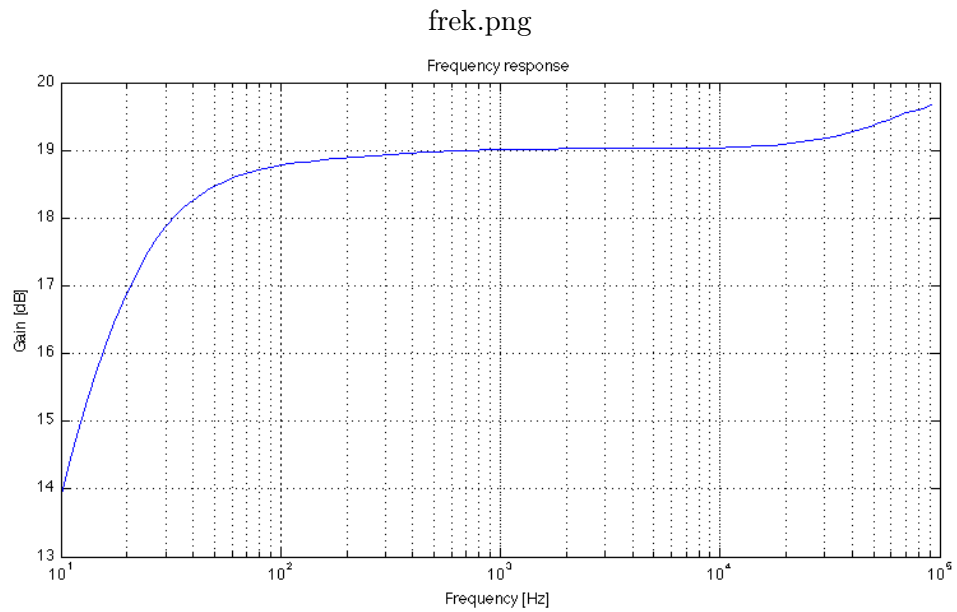
Figur 16.4: Frekvensgangen for effektforstærkeren ved 200 mV.



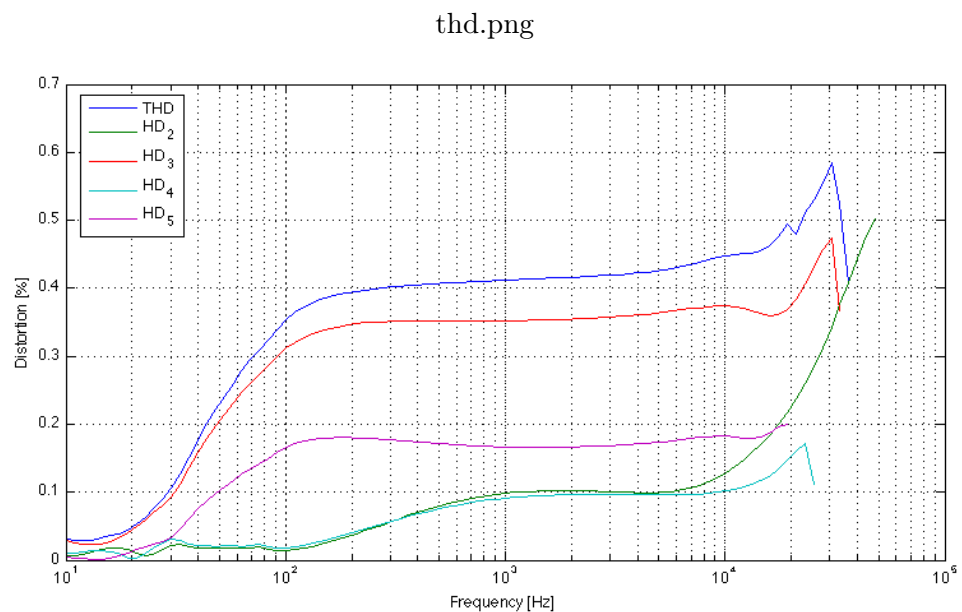
Figur 16.5: THD for effektforstærkeren ved 200 mV.

Måleusikkerheder

- 5 De væsentligste usikkerheder er:



Figur 16.6: Frekvensgangen for effektforstærkeren ved 2 V.



Figur 16.7: THD for effektforstærkeren ved 2 V.

- Komponent tolerancer
- Påvirkning fra måleinstrument
- Måleinstrument unøjagtighed
- Støj, 50 Hz brum
- Anden indstråling