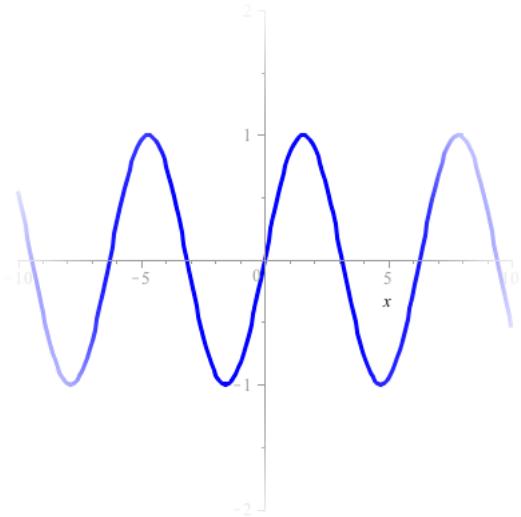


# ANALOG OG DIGITAL ELEKTRONIK

## 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:**  
EIT3, 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:**  
144

**Oplagstal:**  
7

**Bilagsantal og art:**  
1 bilags-CD

**Afsluttet den:**  
21/12-2010

**Synopsis:**

Der er i dette projekt arbejdet med design og fremstilling af en HiFi-forstærker. Målet med en HiFi-forstærker er at forstærke et lydsignal, med så stor præcision som muligt. Fra standarer er der opstillet en række krav som forsøges at overholde.

HiFi-forstærkeren i dette projekt består af fire moduler: Forforstærker, indgangsvælger, volumenkontrol og effektforstærker. Forforstærkerens funktion er at forstærke et mikrofonsignal til linieniveau, for at det kan sendes ind på niveau med et liniessignal. 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 signallerne, og skalérer det endelige signal, så outputtet derfra altid vil være på samme niveau. Volumenkontrollen dæmper det samlede signals amplitude, til et af brugeren ønsket niveau, for at formindsker den endelige volumen. Effektforstærkeren forstærker signalet, hvilket sørger for at der kan afsættes den krævede effekt i højttaleren. Der konkluderes, på baggrund af den endelige test, at på trods af afvigelser fra kravspecifikationen

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

**Title:**  
HiFi-amplifier

**Theme:**  
Analog and digital electronics

**Project Period:**  
EIT3, fall 2010

**Project Group:**  
311

**Group Members:**  
Benjamin Krebs  
Frederik Juul  
Jacob Hansen  
Jesper Knudsen  
Jonas Hansen

**Supervisor:**  
Jan H. Mikkelsen

**Assistant supervisor:**  
Ole Kiel Jensen

**Number of pages:**  
144

**Printed Copies:**  
7

**Appendix Media:**  
1 appendix-CD

**Finished:**  
21/12-2010

**School of Information and Communication Technology**  
**Electronics & IT**  
Adress: Fredrik Bajers Vej 7  
Telephone: 99 40 86 00  
URL: esn.aau.dk

**Synopsis:**

The project concerns designing and manufacturing a HiFi-amplifier. The purpose of a HiFi-amplifier is to amplify a signal, with the highest fidelity achievable. From standards a series of requirements has been set forth, which the product seeks to respect.

The HiFi-amplifier in this project consists of four modules: Preamplifier, input selection, volume control and power amplifier. The function of the Preamplifier is to amplify a microphone signal to line level, so it is treated on equal terms as a line signal. The input selector is used to choose the microphone signal or stereo signal: No signal, both signals or the individual signals separately. The input selector also sums the signals and scales the final signal, so the output stays the same level, no matter the number of inputs. The volume control dampens the overall signal amplitude to a user-desired level to reduce the final volume. The power amplifier amplifies the signal, which ensures that the required power can be allocated in the speaker. In conclusion, while the modules live up to their requirements separately, the system doesn't perform according to the specified requirements when put together.

*The content of this paper is freely available, but publication (with references) is only allowed with permission from the author.*



## Læsevejledning

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

- **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.
- **Binære tal** markeres med et undersenket b. F.eks. "10011<sub>b</sub>"
- **Accepttestafsnit** sluttes alle med en tabel, der opsummerer de opstillede krav i forhold til deres status. Der vil ikke blive henvist til denne tabel, uover her. Et bestået krav er markeret med "✓" mens et ikke bestået krav markeres med "✗".

## Ordliste

- **AAU** - Aalborg Universitet
- **THD** - Total Harmonic Distortion
- **BCD** - Binary-Coded Decimal
- **RMS** - Root Mean Square
- **FET** - Field-Effect Transistor
- **BJT** - Bipolar Junction Transistor
- **MOSFET** - Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
- **VCO** - Voltage Controlled Oscillator
- **SR** - Slew Rate

# 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

---

<b>1</b>	<b>Indledning</b>	<b>10</b>
<b>2</b>	<b>Systemopbygning</b>	<b>11</b>
<b>3</b>	<b>Valg af løsning</b>	<b>14</b>
3.1	Standarder . . . . .	14
3.2	Udgangstrinsklasser . . . . .	17
3.3	Indgangsvælger . . . . .	20
3.4	Volumenkontrol . . . . .	20
3.5	Equalizer . . . . .	20
3.6	Indgangsimpedans . . . . .	21
3.7	Udgangseffekt . . . . .	22
3.8	Kortslutningssikring . . . . .	22
3.9	Udgangssignaltype . . . . .	22
3.10	Total Harmonic Distortion . . . . .	23
3.11	Kravspecifikation . . . . .	23
<b>4</b>	<b>Forforstærker</b>	<b>25</b>
4.1	Design . . . . .	26
4.2	Implementering . . . . .	32
4.3	Accepttest . . . . .	32
<b>5</b>	<b>Indgangsvælger</b>	<b>36</b>
5.1	Design . . . . .	36
5.2	Implementering . . . . .	44
5.3	Accepttest . . . . .	44
<b>6</b>	<b>Volumenkontrol</b>	<b>47</b>
6.1	Design . . . . .	48
6.2	Implementering . . . . .	56
6.3	Accepttest . . . . .	58
<b>7</b>	<b>Effektforstærker</b>	<b>60</b>
7.1	Design . . . . .	60
7.2	Implementering . . . . .	83
7.3	Accepttest . . . . .	84

8 Samlet accepttest	86
9 Konklusion	88
Litteratur	90
Appendiks A Beregning af VCO-frekvens	93
Appendiks B Bestemmelse af Monacor MCE-4000 output	97
Appendiks C Beregning af analog attenuator	98
Appendiks D Måling på forforstærker	100
Appendiks E Måling på indgangsvælger	105
Appendiks F Måling af THD i indgangsvælger	113
Appendiks G Måling på effektforstærker	119
Appendiks H Måling på volumenkontrol	124
Appendiks I Måling af nyttevirkning på effektforstærker	130
Appendiks J Måling på HiFi-forstærker	134

# Indledning 1

---

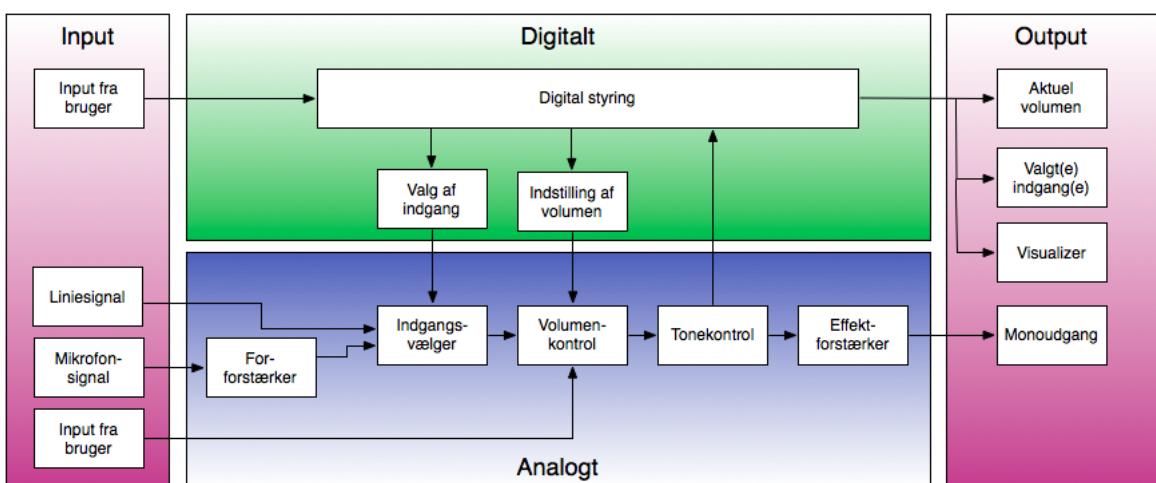
Formålet med en forstærker er at forstærke et signal, til det niveau brugeren ønsker. I HiFi-forstærkerens tilfælde, drejer det sig specifikt om lydsignaler, som forstærkes til et, af brugeren defineret, niveau. Eksempelvis vil en HiFi-forstærker blive brugt hvis man har behov for at forstærke et mikrofonsignal, 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 højtalere. Formålet med forstærkeren er, at tillade en større effekt at blive afsat i højtaleren, 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, uddover 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. 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 liniesignal. Kilder som afgiver et liniesignal 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 for at designe en forforstærker og anvende en indgangsvælger med andet end to ens linieindgange.

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 forstærker 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 bliver 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 lysdioler. Da der er to indgange, som kan tændes og slukkes, skal der være to lysdioler, som er tændte hvis indgangen er aktiv. Visualizeren skal have et bestemt antal lysdioler 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 ikke alle vil 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**

- En HiFi-forstærker må maksimalt forvrænge 1,0 %
- En forforstærker må maksimalt forvrænge 0,5 %
- En effektforstærker må maksimalt forvrænge 0,5 %
- Forforstærker og effektforstærker samlet må maksimalt forvrænge 0,7 %
- Disse værdier skal som minimum overholdes i frekvensområdet fra 40 Hz til 16 kHz.  
Døg 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

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.
- Hvis forstærkeren har mere end én udgangskanal skal alle kanaler kunne leve minimum 10 W samtidig.
- Forstærkeren skal kunne leve 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.

I projektet er det valgt at tage udgangspunkt i standardens angivelser omkring udgangseffekt. Det endelige valg af udgangseffekt er beskrevet i afsnit 3.7.

## **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.
- Der må være en tolerance på  $\pm 2$  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 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 den opsætter krav til indgangene i en HiFi-forstærker [2].

### **Liniesignaler**

- Indgangsimpedansen som liniesignalet bliver koblet til skal være større eller lig med  $22\text{ k}\Omega$
- Liniesignalets peakspænding skal være mellem 0,2 V og 2 V
- Udgangsimpedansen for liniesignalet skal højest være  $2,2\text{ k}\Omega$

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

### **Mikrofonindgang**

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

### **Belastningsimpedans**

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

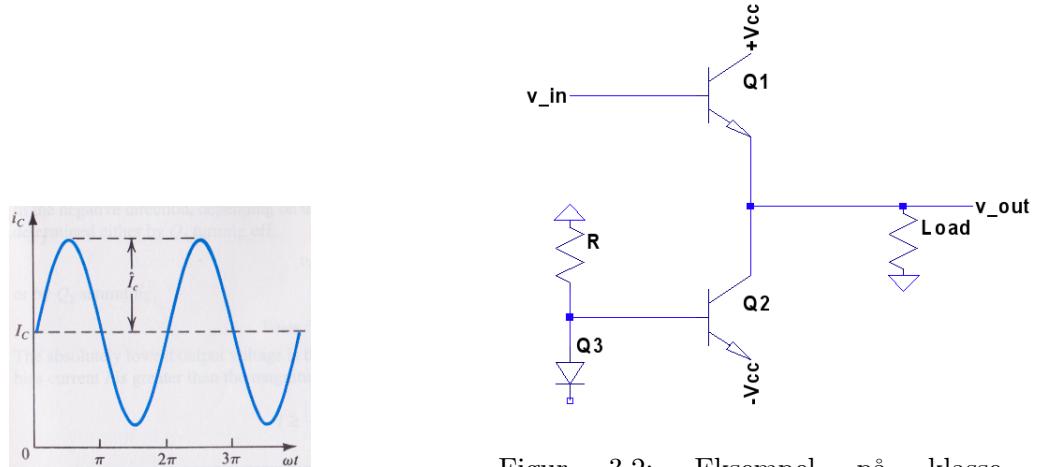
I projektet er der valgt at belastningsimpedansen skal være  $8 \Omega$ , med en tolerance på maksimum 20% i frekvensområdet.

## 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 nyttevirkning, strømvinkel og forvrængning. Nyttevirkningen er givet ved hvor stor en procentdel af den totale effekt leveret af forsyning, der bliver afsat i belastningen, i dette tilfælde højtaleren. 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 udgangstrinskasse til dette projekts HiFi-forstærker hvilket vil blive et krav i kravspecifikationen.

### 3.2.1 Klasse A

Et klasse A udgangstrin har en strømkarakteristik 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]

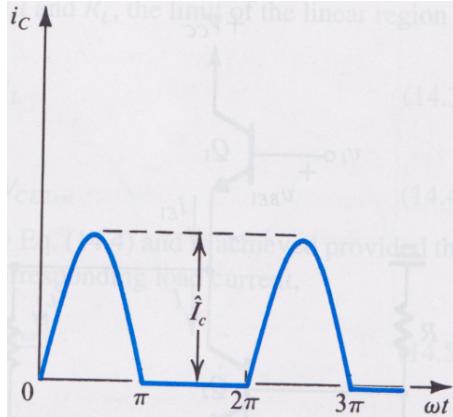
Et klasse A udgangstrin kan opbygges af to NPN transistorer, Q1 og Q2, i en emitterfølgerkobling, som vist på figur 3.2. En konstant strøm løber gennem Q2, da  $v_{BE2}$  er konstant. Inputsignalet kommer ind på Q1's base og styrer således strømmen der kan løbe gennem Q1 og belastningsmodstanden.

Et klasse A udgangstrin har en strømvinkel på udgangstransistoren på  $360^\circ$ . Dette viser sig nyttigt i det at indgangssignalet er repræsenteret på udgangen i sin komplette form,

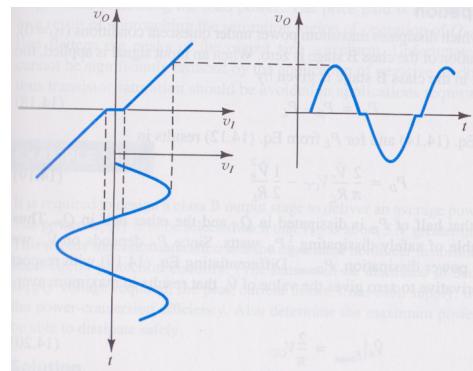
hvilket giver en lav forvrængning. I et klasse A udgangstrin løber altid en konstant strøm gennem Q2, hvis kredsløbet på figur 3.2 benyttes. Dette gør at den maksimale teoretiske nyttevirkning kun er 25%. [3]

### 3.2.2 Klasse B

Et klasse B udgangstrin har en strømkarakteristik 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]

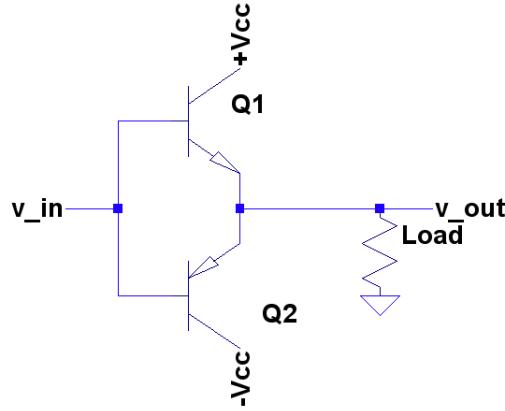
I eksemplet på figur 3.5 er klasse B udgangstrinnet opbygget af to transistorer, en NPN (Q1) og en PNP (Q2). Når input spændingen overstiger ca. 0,6 V vil Q1 begynde at lede strøm til belastningsmodstanden mens Q2 er lukket. Kommer input spændingen under -0,6 V vil Q2 lede, men da Q2 er en PNP vil den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

Et klasse B udgangstrin overfører kun en halv periode af indgangssignalet til udgangen, altså er strømvinklen  $180^\circ$ . 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]

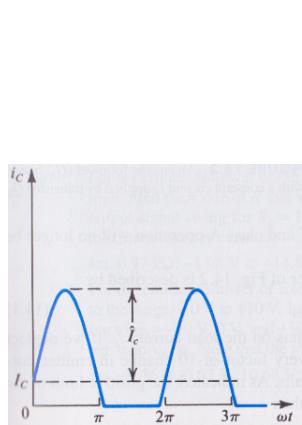
### 3.2.3 Klasse AB

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

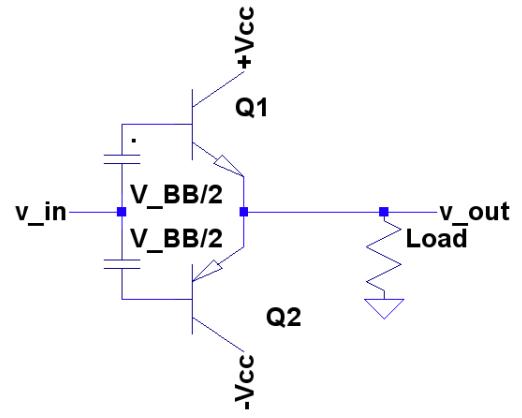
Der tages i eksemplet på et klasse AB udgangstrin på figur 3.7 udgangspunkt i klasse B udgangstrinnet på figur 3.5, med den forskel at potentialet på Q1 og Q2's base er hævet til



Figur 3.5: Klasse B forstærker kredsløb[3]



Figur 3.6: Klasse AB  $i_c$  karakteristik[3]



Figur 3.7: Klasse AB forstærker kredsløb[3]

saturationspændingen når signalspændningen er 0 V. Det er denne forskel, som eliminerer crossoverdistortion.

Dette trin har en strømvinkel på mellem  $180^\circ$  og  $360^\circ$ . Dette bevirket 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 forklaaret 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 trykknap. Det skal desuden fremgå med en lysdiode, per indgang, hvorvidt 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 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.

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 menneskellige øre kan opfatte frekvenser fra ca. 20 - 20 kHz [5]. Dette sætter en naturlig bredde for frekvensbåndet, forstærkeren skal kunne operere indenfor. Udover at en given elektrisk komponent ikke vil være ens over hele frekvensbåndet, vil det akustiske miljø samt højtalerne 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 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, inddeltes 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.

## 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  $22\text{ k}\Omega$  for liniesignalsindgange, se afsnit 3.1. Da størrelsen af udgangsimpedansen samtidig er bestemt til maksimalt  $2,2\text{ k}\Omega$  for en liniesignalsudgang, 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  $22\text{ k}\Omega$  vil medføre et indgangssignal på 91 % af det oprindelige signal, ved en udgangsimpedans på  $2,2\text{ k}\Omega$ . 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  $22\text{ k}\Omega$  i HiFi-forstærkeren. I mikrofonindgangen skal indgangsimpedansen dog kun være større end  $5\text{ k}\Omega$  ifølge standarden, hvilket også vælges som krav.

### 3.7 Udgangseffekt

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  $\pm 30$  V. Under udregningen af den maksimale effekt bruges RMS-værdien af den spænding. Desuden anvendes den, i afsnit 3.1 valgte, belastningsmodstand på  $8 \Omega$ . Dermed bliver den øvre grænse som vist i udregningen i formel (3.2).

$$P_{\max} = \frac{(V_{\text{RMS}})^2}{R_{\text{load}}} = \frac{\left(\frac{\hat{V}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{\text{load}}} = \frac{\left(\frac{30 \text{ V}}{\sqrt{2}}\right)^2}{8 \Omega} = 56,25 \text{ W} \quad (3.2)$$

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.

### 3.8 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 højtaleteren, kan peakstrømmen bestemmes ved beregningen vist i formel (3.3).

$$I_{\text{peak}} = \sqrt{2 \cdot \frac{P_{\text{RMS}}}{R}} = \sqrt{2 \cdot \frac{20 \text{ W}}{8 \Omega}} = 2,24 \text{ A} \quad (3.3)$$

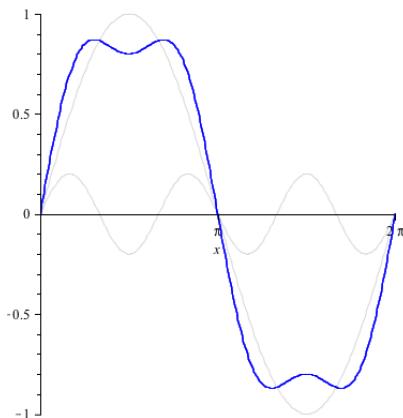
Strømmen som kortslutningssikringen skal reagere på skal være større end de 2,24 A, da denne strøm netop løb ved en udgangseffekt på 20 W. Kortslutningsstrømmen vælges derfor til 3 A.

### 3.9 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 mono.

### 3.10 Total Harmonic Distortion

Total Harmonic Distortion, forkortet THD, er et udtryk for hvor meget forvrængning der er i et signal. Hele systemet 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 overtoner vil der blive produceret, hvilket vil ændre det originale signal. Overtoner er frekvenser, som har et heltalsforhold til den originale frekvens,  $f_0$ ; eksempelvis vil overtoner til 500Hz være 1000Hz,  $f_0 \cdot 2$ , og 1500Hz,  $f_0 \cdot 3$ . 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 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 og eventuelt forstærker forvrængningen i de tidlige led. Så længe HiFi-forstærkerens totale forvrængning er under 1% lever den op til kravet [24].



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

### 3.11 Kravspecifikation

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.

Område	Krav	Betingelse(r)
<b>Teknisk:</b>		
Forstærkerklasse	AB	
Total Harmonic Distortion	< 1 %	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ &lt; 0,5 % i forforstærker</li> <li>○ &lt; 0,5 % i effektforstærker</li> <li>○ Begge i effektområde fra 0 til -26 dB</li> </ul>
Frekvensgang	20 Hz - 20 kHz	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ &lt; 1,5 dB ved ref. 1 kHz</li> <li>○ &lt; 3 dB dæmpning fra 20 Hz til 63 Hz og fra 12,5 kHz til 20 kHz</li> </ul>
Indgangstyper	Linie og mikrofon	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Med ”Monacor MCE-4000” mikrofon</li> </ul>
Antal trin i indgangsvælger	4	
Dæmpning af slukket indgangssignal	> 50 dB	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Ved 20 Hz - 20 kHz</li> </ul>
Indgangsimpedans i liniesignalsindgang	> 22 kΩ	
Indgangsimpedans i mikrofonsignalsindgang	> 5 kΩ	
Equalizer-bånd	3	
Styring af volumenkontrol	Digital	
Dæmpningsområde i volumenkontrol	0 dB - 50 dB	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ 1 dB per niveau</li> </ul>
Udgangseffekt	> 20 W	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ I 8 Ω-højtalere</li> </ul>
Udgangssignaltype	Mono	
Kortslutningsstrøm i udgangen	3 A	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Som peakstrøm</li> </ul>
<b>Frontpanel (input):</b>		
Indgangsvælger	En trykknap	
Volumenkontrol	To trykknapper	
Equalizer	En drejeknap pr. bånd	
<b>Frontpanel (output):</b>		
Indgangsvælger	To lysdioder	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ En per indgang</li> </ul>
Volumedisplay	To 7-segmenter	
Visualizer	6 lysdioder	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ 2 grønne, 2 gule, 2 røde</li> </ul>

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 bevirket 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 arbejdsmønster 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. Dette gøres på trods af at forforstærkeren dermed ikke overholder standarden for mikrofonindgange, som er opstillet i afsnit 3.1. Af tilgængelighedshensyn vælges en Monacor MCE-4000 mikrofon, som har en peakspænding på udgangen givet ved  $5 \frac{\text{mV}}{\text{Pa}}$ . I Appendiks 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 spændingsdelen mellem mikrofonens udgangsimpedans og forforstærkerens indgangsimpedans. Mikrofonens udgangsimpedans,  $R_o$ , er i databladet [7] opgivet til  $2,2 \text{ k}\Omega$ . 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  $22 \text{ k}\Omega$ . Dermed kan den maksimale peakspænding på indgangen bestemmes som vist i ligning (4.1).

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

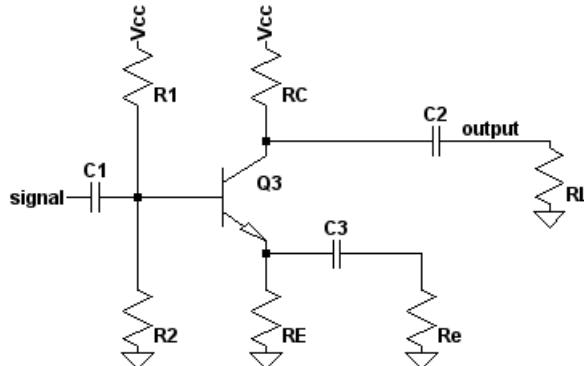
Med spændingerne på plads ses det at forstærkeren skal forstærke indgangssignalet 69,7 gange for at få det op på liniesignalsniveau. De samlede krav til forstærkeren er vist i tabel 7.2

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

Tabel 4.1: Krav til forstærkeren

## 4.1 Design

I dette projekt er der valgt så vidt muligt at designe alle løsninger med diskret elektronik. Derfor er det valgt at forstærkeren bygges af common-emitter-trin med uafkoblet emittermodstand. Et common-emitter-trins typiske opbygning er vist på figur 4.1.



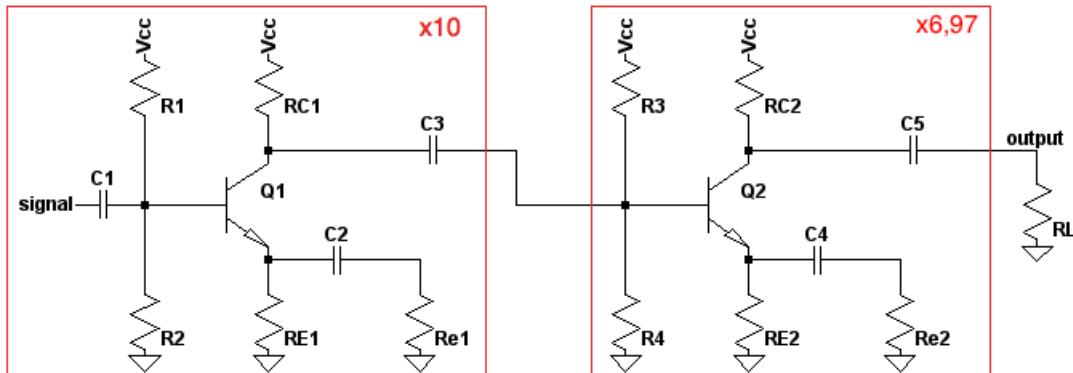
Figur 4.1: Typisk opbygning af en common-emitter-kobling med uafkoblet emittermodstand

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 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:  $r_o >> R_C \parallel R_L$  og  $i_e \approx i_c$ . Dette skyldes at forstærkningen er givet ved ligning (4.2) [8].

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

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 forstærkeren.

Det er valgt at fordele forstærkningen på to trin, da det medfører mulighed for at øge 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 gange forstærkning end i to med den 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 den blive mindst muligt forvrængning med i det endelige signal.



Figur 4.2: Blokdiagram over forstærkerens 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).

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

Hvor  $R'_S = R_S || R_1 || R_2$  og  $V_T = 26$  mV.

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

$$R_{C,maks} = \sqrt{\frac{R'_S \cdot R_L \cdot V_{R_C}}{h_{FE} \cdot V_T}} \quad (4.4)$$

I ligning (4.4) er  $R'_S$  defineret som  $R_1||R_2||R_S$ . Modstanden  $R_S$  er fastlagt til 2,2 k $\Omega$ , 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 $\Omega$ . 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  $h_{FE}$  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).

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

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).

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

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 $\Omega$ . Beregningen udføres i ligning (4.9) og (4.10).

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

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

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 knækfrekvensen 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 at knækfrekvensen 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. Kondensatoren  $C_1$  ser ind i forspændingskoblingen i det første forstærkertrin, altså 22 kΩ. Kondensator  $C_2$  ser ind i den AC-koblede emittermodstand,  $R_{e1}$ , og  $C_3$  ser ind i forspændingsnetværket i det andet forstærkertrin, altså 22 kΩ. Dermed bliver kondensatorernes værdier som følger.

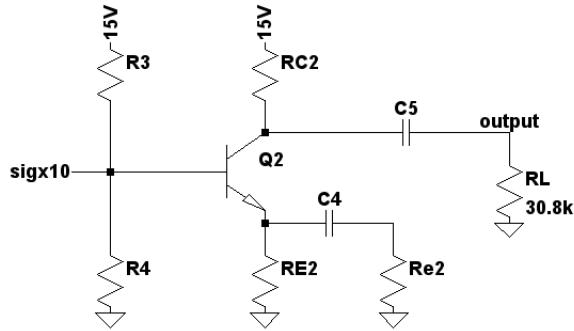
$$C_1 = 3,58 \mu\text{F} \wedge C_2 = 91,9 \mu\text{F} \wedge C_3 = 3,58 \mu\text{F} \quad (4.13)$$

## Design af andet trin

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

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 kΩ som beregnet i ligning (5.3). Modstanden  $R_S$  er i dette trin givet ved udgangsmodstanden for det første forstærkertrin, som er lig med  $R_{C_1}$ , hvilket gør at  $R'_S = R_{C_1} || R_3 || R_4$  kan opstilles. Den maksimale  $R_{C_2}$  beregnes i ligning (4.14).

$$R_{C_2} = \sqrt{\frac{R'_S \cdot R_L \cdot V_{R_{C_2}}}{h_{FE} \cdot V_T}} = 17,1 \text{ k}\Omega \quad (4.14)$$



Figur 4.3: Det andet trins kredsløb

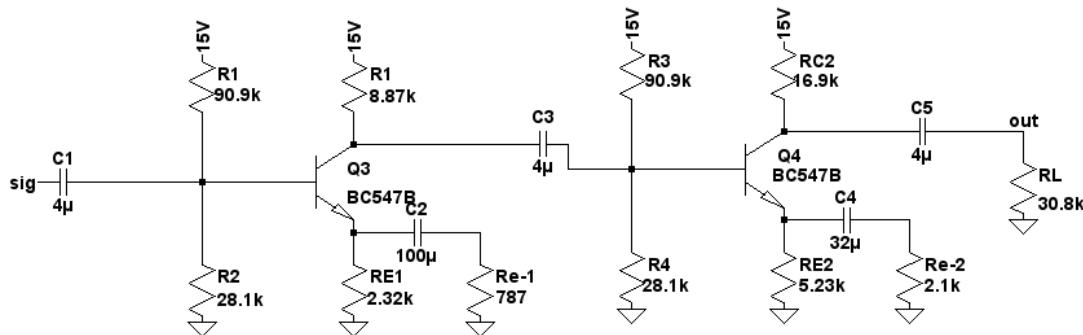
Beregningerne af  $R_{E2}$  og  $R_{e2}$  samt kondensatorerne er meget ens med dem for det første forstærkertrin. Derfor er det valgt ikke at vise beregningerne i rapporten. Modstandene  $R_3$  og  $R_2$  antager samme værdier som henholdsvis  $R_1$  og  $R_2$ , da begge trin skal have samme indgangsimpedans.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

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

Det endelige kredsløb er vist på figur 4.4 i simuleringsafsnittet.

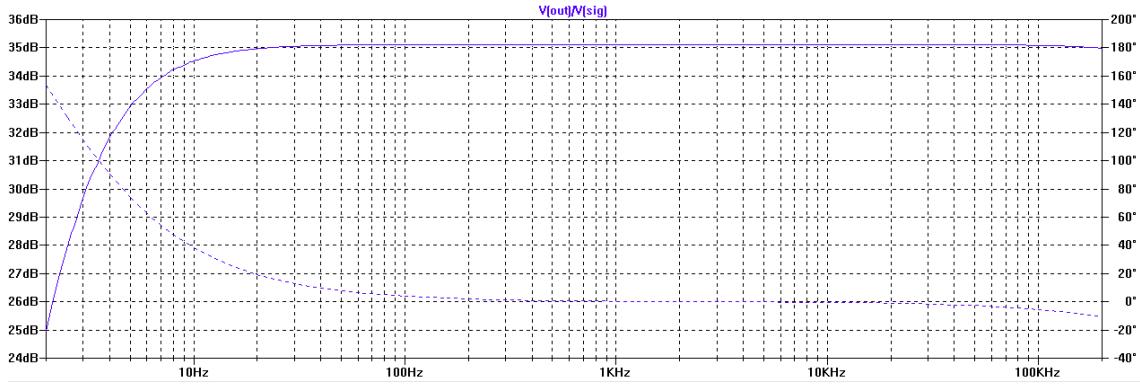
## Simulering

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



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

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.

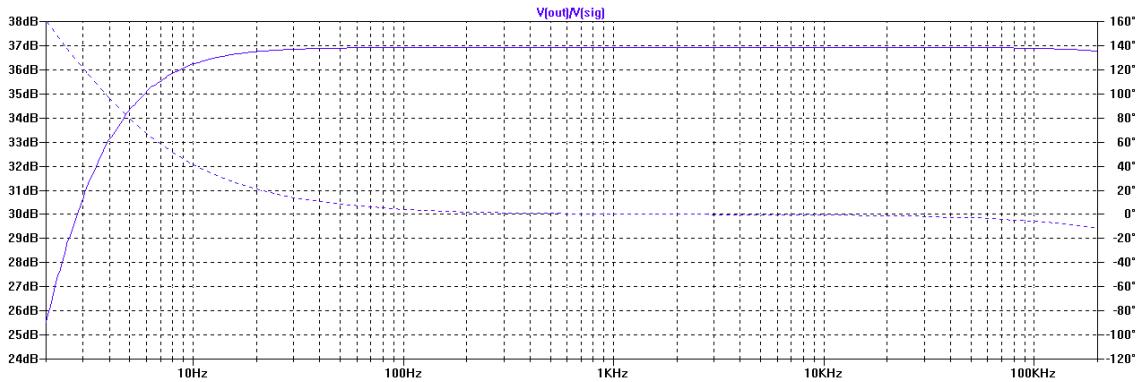


Figur 4.5: Forforstærkerens amplitude karakteristik med modstandsværdier fra figur 4.4

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:  $r_o >> R_C \parallel R_L$  og  $I_e \approx I_C$ . 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 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.



Figur 4.6: Simulering af forforstærkerens amplitudekarakteristik efter korrektion af forstærkning

På figur 4.6 ses det at forstærkningen nu er korrigert. Derudover fremgår det at den største dæmpning er 0,2 dB i frekvensområdet, relativt til 1 kHz. Dermed overholdes kravet om at dæmpningen i dette område, som skal være under 0,375 dB.

THD skal ifølge kravspecifikationen være under 0,5 %. Ifølge LTspice er THD, 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.

## 4.2 Implementering

Under implementeringen af forstærkerkredsløbet blev potentiometrene justeret således at forstærkningen i de to trin passede overens med beregningerne. Måden hvorpå forstærkningen justeredes var at tilkoble et toneinput og måle på udgangen af det første trin med et oscilloskop og justere på trinnets tilhørende potentiometer til det stemte med beregningerne. Det andet trin justeredes efter samme fremgangsmåde.

## 4.3 Accepttest

Kravene specifikt til forstærkeren er opstillet i tabel 7.2 og med henblik på at teste dem, er der udført målinger som beskrevet i Appendiks D. Indgangsimpedansen er, som vist i tabel D.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.

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

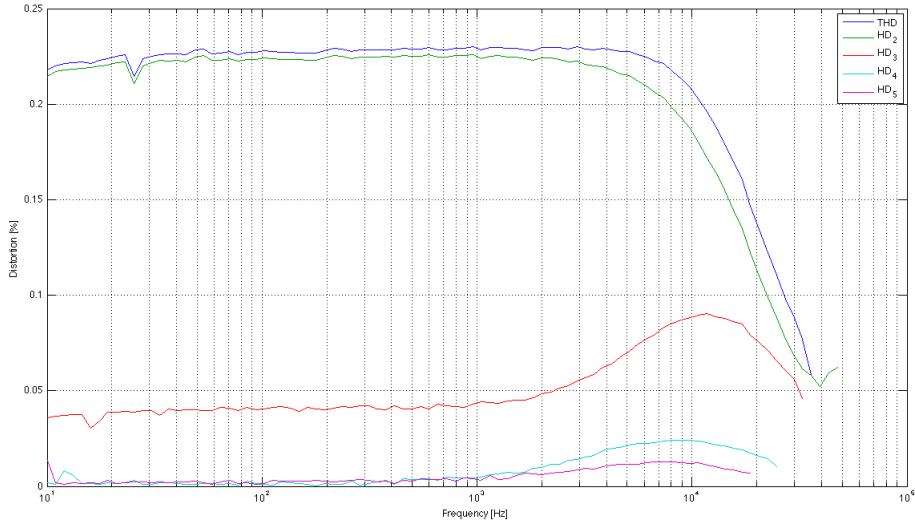
Dette krav betragtes derfor som opfyldt, hvilket kravet om forvrængning også gør. Som det ses på figur 4.7 toppe denne mellem 0,20 % og 0,25 % og kravet lyder på maksimalt 0,5 %. Under simuleringerne fandtes en THD på 0,2 %, dog antages forskellen at ligge i at ulineariteterne i transistorerne ikke er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

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

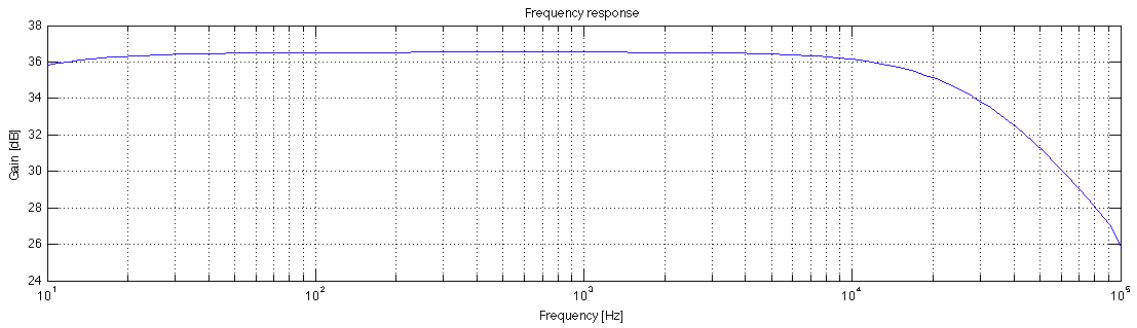
$$10^{\frac{36,54 \text{ dB}}{20}} = 67,1 \quad (4.18)$$

Dette opfylder ikke kravet på 69,7 gange, men resultaterne vurderes alligevel til at være gode. Forskellen tilskrives upræcis justering af potentiometre 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 pånær kravet ved 12,5 kHz til 20 kHz, hvor den falder 0,8 dB. Dog udgør måleudstyret en kapacitiv belastning, som vist på figur 4.11, på 217 pF og coax-kablet der bruges udgør 101 pF i kapacitiv belastning [10].



Figur 4.7: Forvrængningsmåleresultat for forforstærkeren

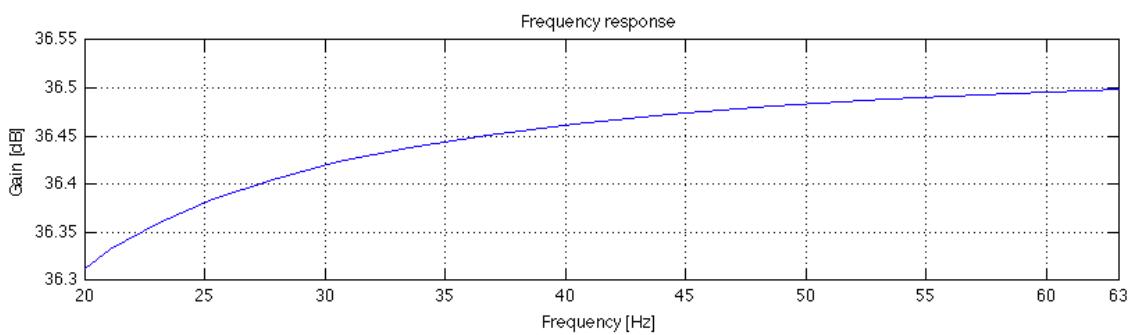


Figur 4.8: Frekvensgangs- og forstærkningsmåleresultater for forforstærkeren

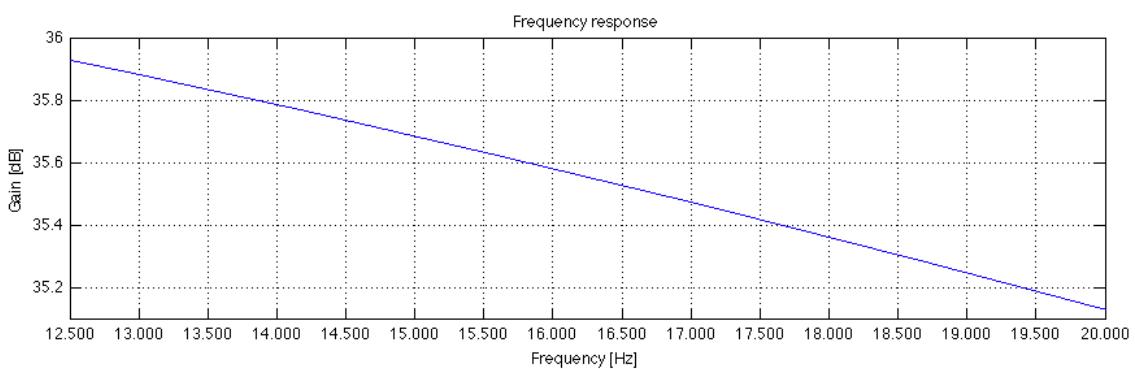
Belastningen er et lavpasfilter, hvilket viser sig tydeligt ved simulering af forforstærkeren med denne belastning, som det kan ses på figur 4.12. Alene i simuleringen betyder denne belastning et fald på omkring 0,5 dB, hvormed selve forforstærkeren vurderes til at leve op til kravet. Derfor betragtes alle kravene til forforstærkeren som værende opfyldt.

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

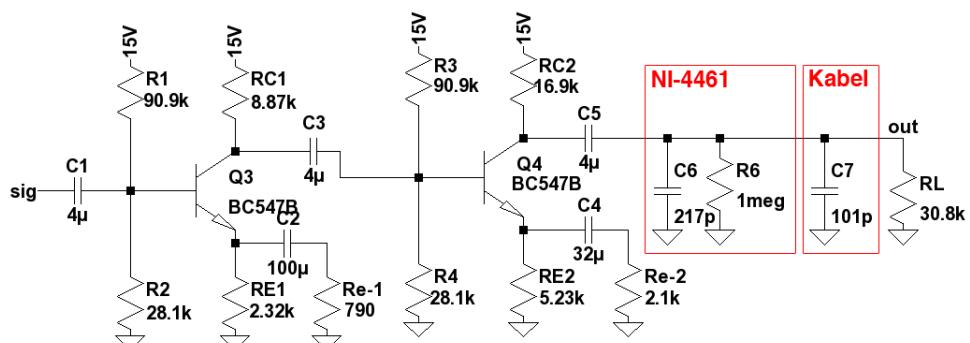
Tabel 4.2: Oversigt over status af krav til forforstærkeren



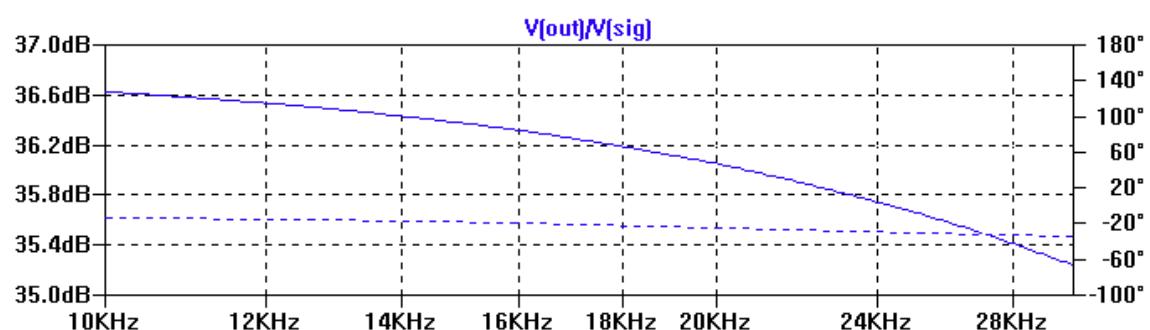
Figur 4.9: Forforstærkerens målte frekvensgang fra 20 Hz til 63 Hz



Figur 4.10: Forforstærkerens målte frekvensgangsresultater fra 12,5 kHz til 20 kHz



Figur 4.11: Forforstærkerdiagram med kapacitiv belastning fra måleudstyr



Figur 4.12: Simulering af forforstærkerens forstærkning med belastning fra måleudstyr

# Indgangsvælger 5

Indgangsvælgerens opgave er at gøre brugeren i stand til at vælge hvilke af indgangssignalene 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.

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, hvormed multiplexeren blev fravalgt. Der er i tabel 5.2 opstillet de relevante krav til indgangsvælgeren fra kravspecifikationen.

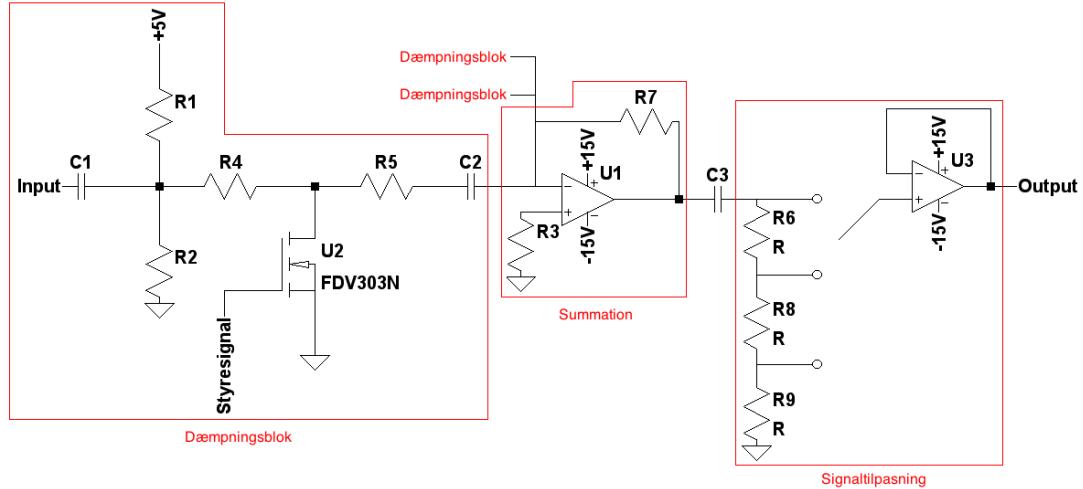
Område	Krav
Antal trin i indgangsvælgeren	4
Indgangsimpedans	$> 22 \text{ k}\Omega$
Frekvensgang	$< 0,375 \text{ dB ved } 20 \text{ Hz - } 20 \text{ kHz, ref. } 1 \text{ kHz}$ $< 0,75 \text{ dB fra } 20 \text{ Hz til } 63 \text{ Hz}$ $< 0,75 \text{ dB fra } 12,5 \text{ kHz til } 20 \text{ kHz}$
Dæmpning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

Tabel 5.1: Krav til indgangsvælgeren

## 5.1 Design

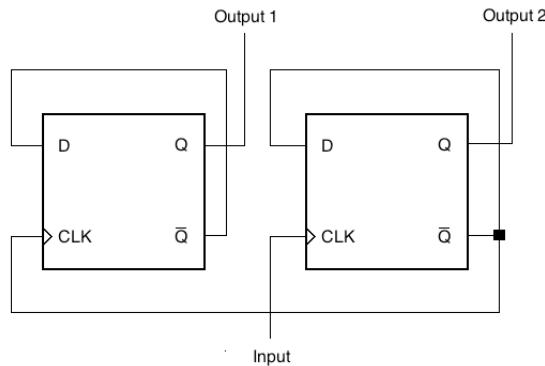
Indgangsvælgerkredsløbet kan opdeles i 3 sektioner: Dæmpningsblokke, summation og signaltilpasning. Diagrammet er vist på figur 5.1. Dæmpningsblokkene sørger for at dæmpe signalet så meget som muligt, for at komme så tæt på en afkobling som muligt, når et signal skal slukkes. Summationssektionen lægger værdien af de foregående blokke sammen, mens signaltilpasningssektionen skifter mellem 3 forskellige niveauer, så det endelige output 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 indgangsvælgerens kredsløb med markering af de enkelte dele

strømme i transistorerne. Derfor vælges en FET, da denne, modsat en BJT, er linæer ved meget små drain-strømme. For at aktivere transistoren, sættes spændingen på gaten højt. Dette opnåes ved hjælp af kontrollogikken. 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 kontrollogik til valg af indgang

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.

Modstandene  $R_1$  og  $R_2$  er begge valgt til  $100\text{ k}\Omega$ , for at give et DC-offset på  $2,5\text{ V}$ , halvdelen af  $5\text{ V}$ , 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 $\Omega$ . 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 $\Omega$ .

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

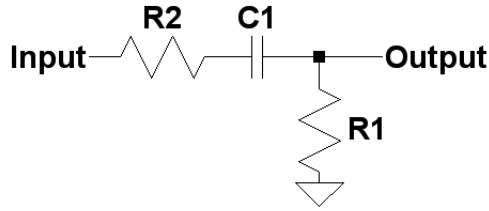
$$R_4 = 39,29 \text{ k}\Omega \quad (5.2)$$

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 $\Omega$  sættes  $R_5$  til 40,2 k $\Omega$ . 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).

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



Figur 5.3: Et typisk CR højpas-filter

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 variablen  $s$  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).

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

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

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

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

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 kΩ. Indtastes dette i ovennævnte formel

findes værdien for  $C_1$  til mindst 8  $\mu\text{F}$ . Alt under dette vil give en højere knækfrekvens, hvilket ikke er at ønske. Alt højere vil dog give en større indsvingningstid, hvilket, i forhold 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 signaltilpasningsktionen af figur 5.1. Værdierne af de forskellige modstande kan udregnes ud fra de givne modstandsforhold, som vist i ligning (5.10). Modstanden  $R_9$  sættes til 10  $\text{k}\Omega$ .

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

Dette giver en  $R_6$  på 15  $\text{k}\Omega$  og en  $R_8$  på 5  $\text{k}\Omega$ . 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 sidder mellem indgangsvælgeren og volumenkontrollen, vil være konstant.

### 5.1.1 Simulering

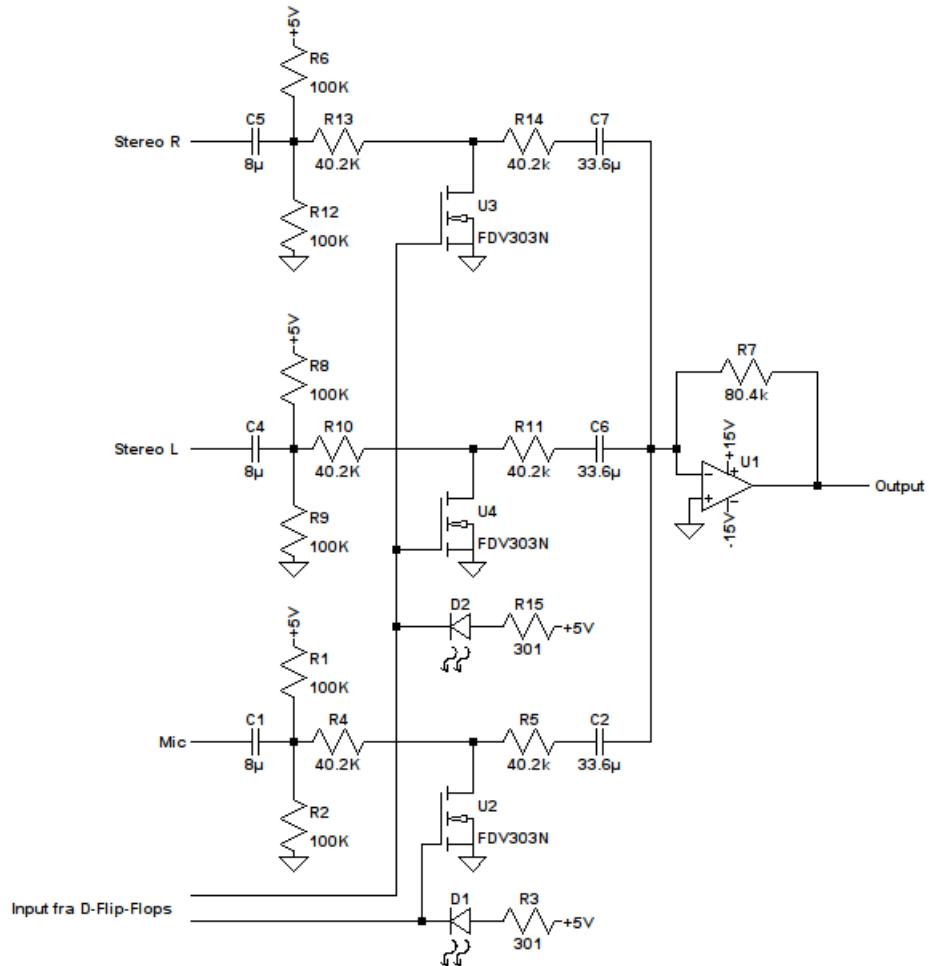
Efter at indgangsvælgeren er blevet designet og beregnet, er der lavet en række simuleringer for se om kredsløbet opfører sig som ønsket og, hvis der er afvigelser, give en begrundelse for hvorfor. I dette afsnit vil der blive simuleret følgende; dæmpning af signal, THD, frekvenskarakteristik, forstærkning 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 inverterende forstærker til at summere signalerne. Det simulerede signal er vist på figur 5.5. Simuleringen er lavet ved en transient analyse over 3 ms og en peakspænding på 2 V ved 1 kHz på indgangen. På figur 5.5 ses det at forstærkningen på 1 ikke helt er opnået, det skyldes at liniesignalskilder har en maksimal udgangsmodstand på 2,2  $\text{k}\Omega$ , hvilket den simulerede signalgenerator er defineret til at have. Signalet er inverteret som forventet.

#### 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 transistorens gate. Fra tabel 5.2 er der opsat krav om frekvensområdet. På simuleringen ses det at fra

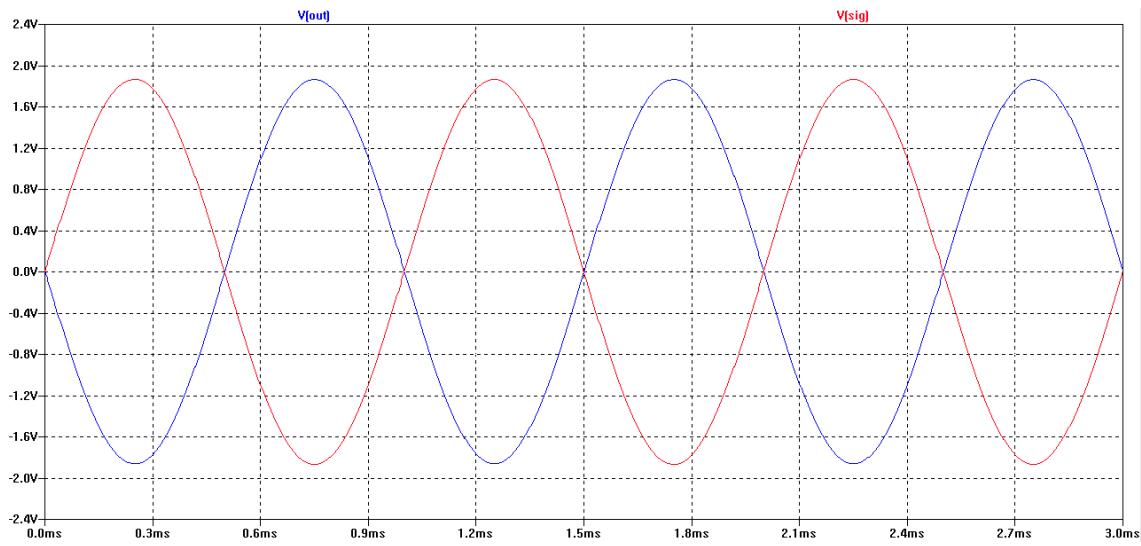


Figur 5.4: Diagram over det kredsløb der simuleres.

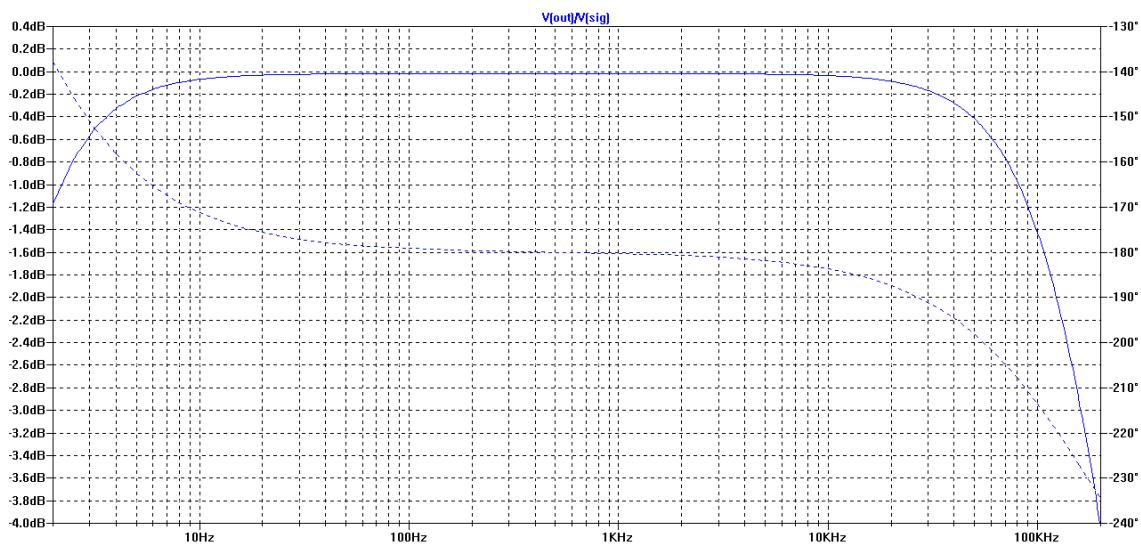
12,5 kHz til 20 kHz er der en lille afvigelse på ca. 0,05 dB, som dog ligger indenfor det tilladte fra kravene. Afvigelsen skyldes at transistoren der er brugt har en parasitkapacitet, der gør at ved høje frekvenser vil signalet falde af.

### Dæmpning af signal

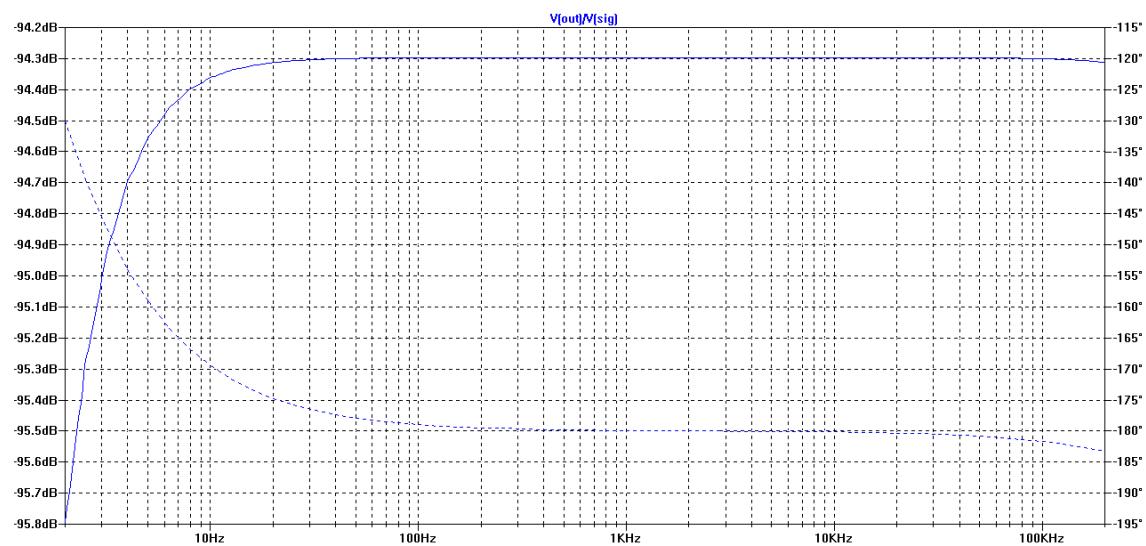
På figur 5.7 ses en graf over den simulerede dæmpning i kredsløbet. Simuleringen er lavet ved en AC-Analyse fra 2 Hz til 200 kHz, og ved at sætte output over input ved 5 V på transistoren. Fra kravspecifikationen er der opsat krav om at isoleringen af signaler skal være større end 50 dB, hvilket opnåes i simuleringen, da denne aflæses til at være ca. 94,3 dB.



Figur 5.5: Simuleret forstærkningen igennem indgangsvælgeren, hvor den røde kurve er inputsignalet til indgangsvælgeren og den blå er outputsignalet fra indgangsvælgeren



Figur 5.6: Simuleret frekvens- og fasekarakteristikken for indgangsvælgeren



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

## THD

Simuleringen er lavet ved en fourier-analyse ved 1 kHz og 2 V inputspænding som giver en THD på 0,062 %. Der er dog ikke noget sammenligningsgrundlag fra beregningerne eller kravene, hvormed der først kan laves udtalelser på denne værdi under accepttesten.

## 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 reciproke 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 er på 20 % [11] vurderes dette til at være acceptabelt.

## 5.3 Accepttest

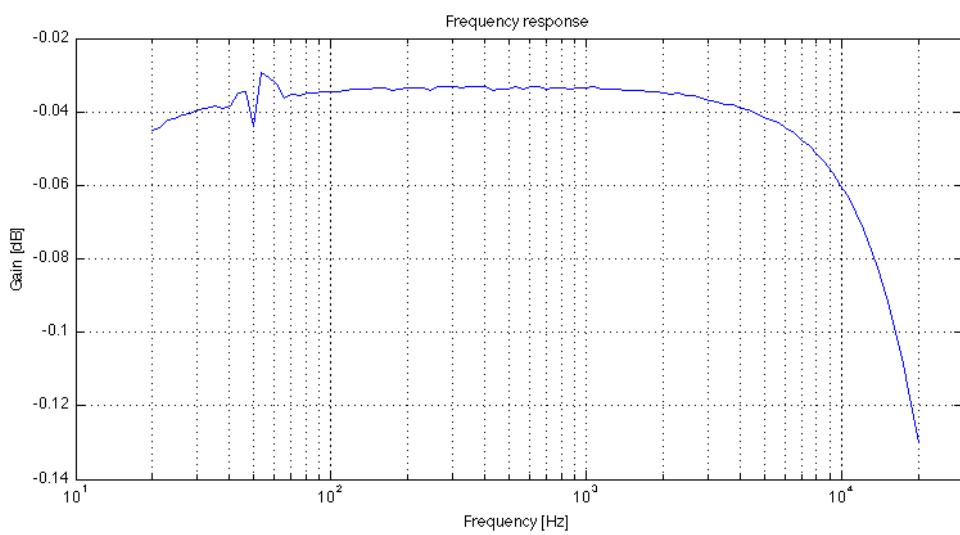
Indgangsimpedansen for alle indgange gav samme resultat ved målingerne. Indgangsimpedansen, for et slukket og et tændt signal, er, som vist i Appendiks E, henholdsvis  $22,62 \text{ k}\Omega$  og  $31,56 \text{ k}\Omega$ . Da disse begge er over  $22 \text{ k}\Omega$  samt stemmer overens med beregningerne, indenfor komponenttolerancerne, er indgangsimpedansen acceptabel.

Frekvensgangen for 200 mV og 2 V inputspænding, er meget éns, derfor tages der kun udgangspunkt i den ene. Det er valgt at konkludere på frekvensgangen for 200 mV, da denne giver det største udsving. En graf over de målte data kan ses på figur 5.8.

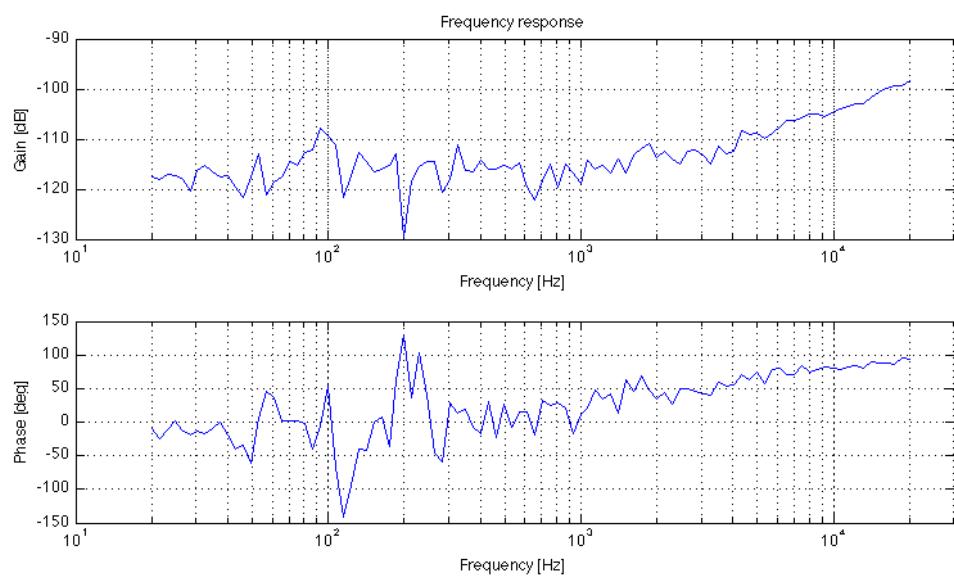
Dæmpningen af et tændt signal ved referencefrekvensen, 1 kHz, er i målingen aflæst til 0,034 dB. Den frekvens som afviger mest fra denne værdi er ved 20 kHz, som aflæses til en dæmpning på 0,13 dB. Dette giver en afvigelse på ca. 0,1 dB, hvilket er meget tæt på det simulerede og under det opstillede krav på 0,375 dB. Dette er derfor acceptabelt.

Målingerne viser, på figur 5.9, at dæmpning ved 1 kHz er på ca. 114 dB. Denne dæmpning er større end det opstillede krav på 50 dB og er derfor accepteret.

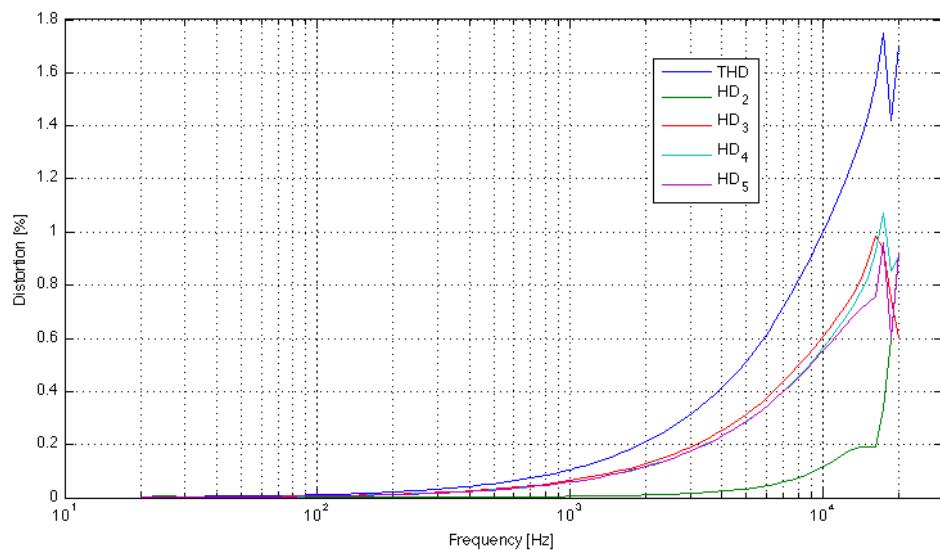
THD simuleres til 0,062 % ved en peakspænding på 2 V, ved 1 kHz. Ved en THD måling, illustreret på figur 5.10, aflæses THD'en ved 1 kHz til 0,1 %. Det kan dog konkluderes at THD ikke er lav nok. Dette kan delvist løses ved at benytte en anden operationsforstærker, f.eks. OPA27 i stedet for LM324. Det 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 bedre at benytte en transistor, som afkobler bedre i slukket tilstand.



Figur 5.8: Målt frekvensgang for mikrofonindgangen på indgangsvælgeren ved 200 mV inputspænding



Figur 5.9: Frekvensgangen og fasedrejet for mikrofonindgangen for et slukket signal, på indgangsvælgeren ved 2 V. Disse målinger er sandsynligvis støj, da spændingerne er på et meget lavt niveau



Figur 5.10: Målt THD for mikrofonindgangen på indgangsvælgeren ved 2 V inputspænding

Område	Krav	Status
Antal trin i indgangsvælgeren	4	✓
Indgangsimpedans	> 22 kΩ	✓
Frekvensgang	< 0,375 dB ved 20 Hz - 20 kHz, ref. 1 kHz < 0,75 dB fra 20 Hz til 63 Hz < 0,75 dB fra 12,5 kHz til 20 kHz	✓ ✓ ✓
Dæmpning af slukket indgangssignal	> 50 dB ved 1 kHz	✓

Tabel 5.2: Oversigt over status af krav til indgangsvælgeren

# Volumenkontrol 6

---

Formålet med volumenkontrollen er, som beskrevet i afsnit 3.4, at gøre det muligt for brugeren at justere volumenniveauet. 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 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 volumenknapper 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 den måde selv styre justeringshastigheden.

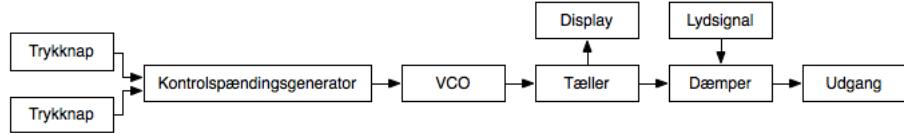
De samlede krav til volumenkontrollen er opstillet i tabel 6.4.

Område	Krav
Frekvensgang	< 0,375 dB ved 20 Hz - 20 kHz, ref. 1 kHz < 0,75 dB fra 20 Hz til 63 Hz < 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 volumenkontrolen skal fungere, det er vist på figur 6.1.



Figur 6.1: Overordnet blokdiagram over volumenkontrollen

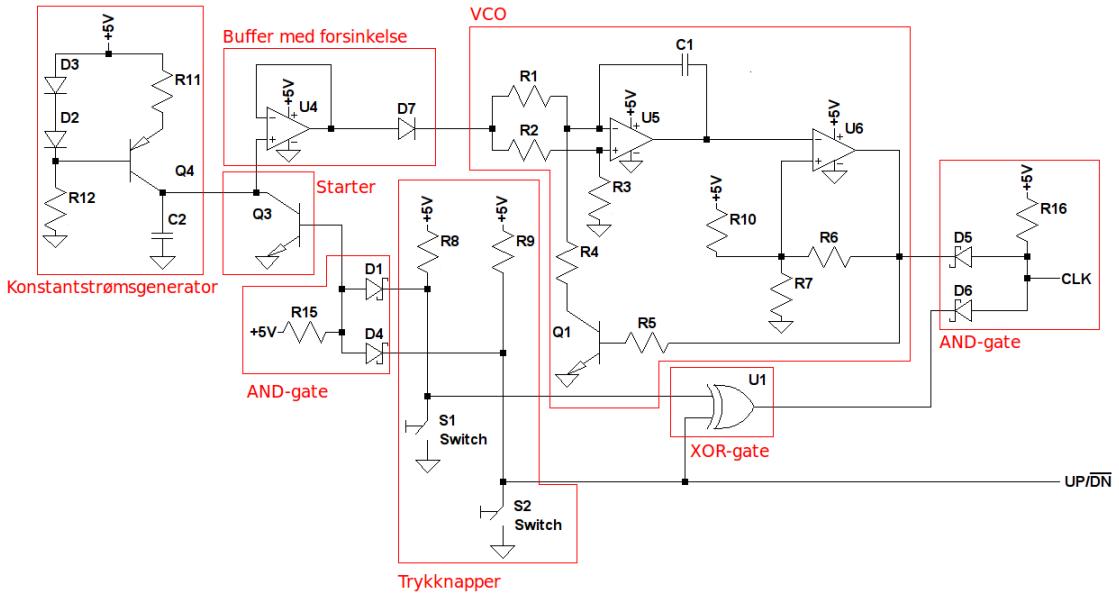
For at opnå en accelererende justering i volumenkontrollen, benyttes en Voltage Controlled Oscillator, VCO, med varierende kontolsignal. VCO'ens signal vil således have en lineært stigende frekvens, for et lineært stigende kontolsignal. Dette kontolsignal genereres ved at oplade spændingen over en kondensator med en konstant strøm, fra en konstantstrømsgenerator. VCO'ens signal skal også kunne tvinges tilbage til udgangspunktet, frekvensmæssigt, hvilket klares ved at aflade kontolsignalet over samme kondensator. Denne afladning opnås gennem en transistor, som styres udfra brugerens 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 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 hver enkelt beskrivelse i den resterende del af dette afsnit.

### Konstantstrømsgenerator

Konstantstrømsgeneratorenens opgave er at leve 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).

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

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 dioden 1N4148 [12] fremgår det at den vil have en spænding,  $V_D$ , 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



Figur 6.2: Elektrisk diagram over volumenkontrolen

kommer 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 dioden i transistoren opfattes 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 har en kapacitet på  $5 \mu\text{F}$ . Den oplades fra  $0 \text{ V}$  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 saturationsspændingen 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 undgåes. 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. Forsinkelsen 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 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 [13]. 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 udfra. 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 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 modarbejder ved at øge sin outputspænding. Hvis denne proces fortsætter uændeligt 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 spændingsdelen mellem  $R_1$  og  $R_4$ . Dette forhindrer schmitt-triggeren dog, ved at ændre 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 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.

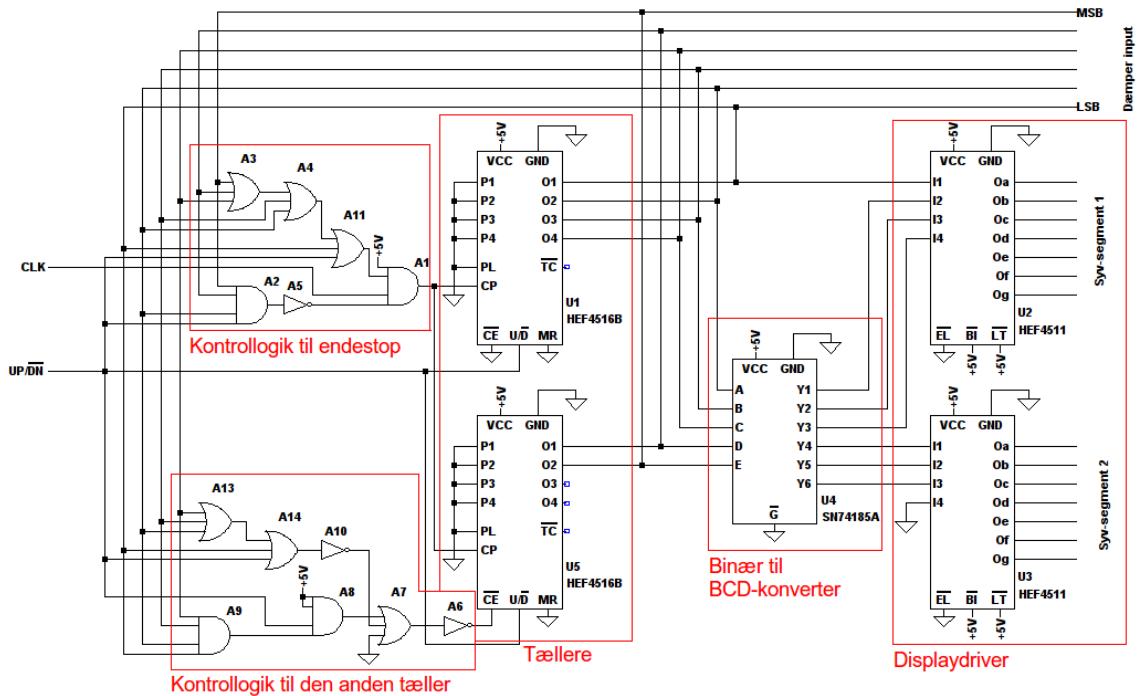
## AND-gate

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 ca. 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, vil den trække udgangen til stel gennem den tilhørende diode, BAT85 [14]. Databladet for BAT85 beskriver en sammenhæng mellem en diodespænding 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).

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

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. VCO’en fungerer som en clock på AND-gaten, mens XOR-signalen sørger for, at det kun er den ene knap der holdes nede. Hvis begge knapper holdes nede, vil XOR-signalen 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, men XOR-signalen 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 [15]. 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 resulterer 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 der udgangspunkt i en tæller værdi på 50,  $110010_2$ . Da dette vil være maksimalværdien 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,

hvilket bevirker at der ikke kommer CLK signal til de to tællere hvis de har ramt et af endestoppene. I tabel 6.2 er sandhedstabellen for kontrollogikken til endestop opstillet.

UP/ $\overline{DN}$	F	E	D	C	B	A	CLK	CP
0	0	0	0	0	0	0	—	0
1	0	0	0	0	0	0	—	—
0	1	1	0	0	1	0	—	—
1	1	1	0	0	1	0	—	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/ $\overline{DN}$  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/ $\overline{DN}$  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/ $\overline{DN}$	D	C	B	A	$\overline{CE}$
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 [16] 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 [17], som er valgt, fremfor selv at lave driverne med gates, pga. mangel på tid, for at få et output der fungerer med 7-segmenterne. Displaydriveren er også vist på figur 6.3.

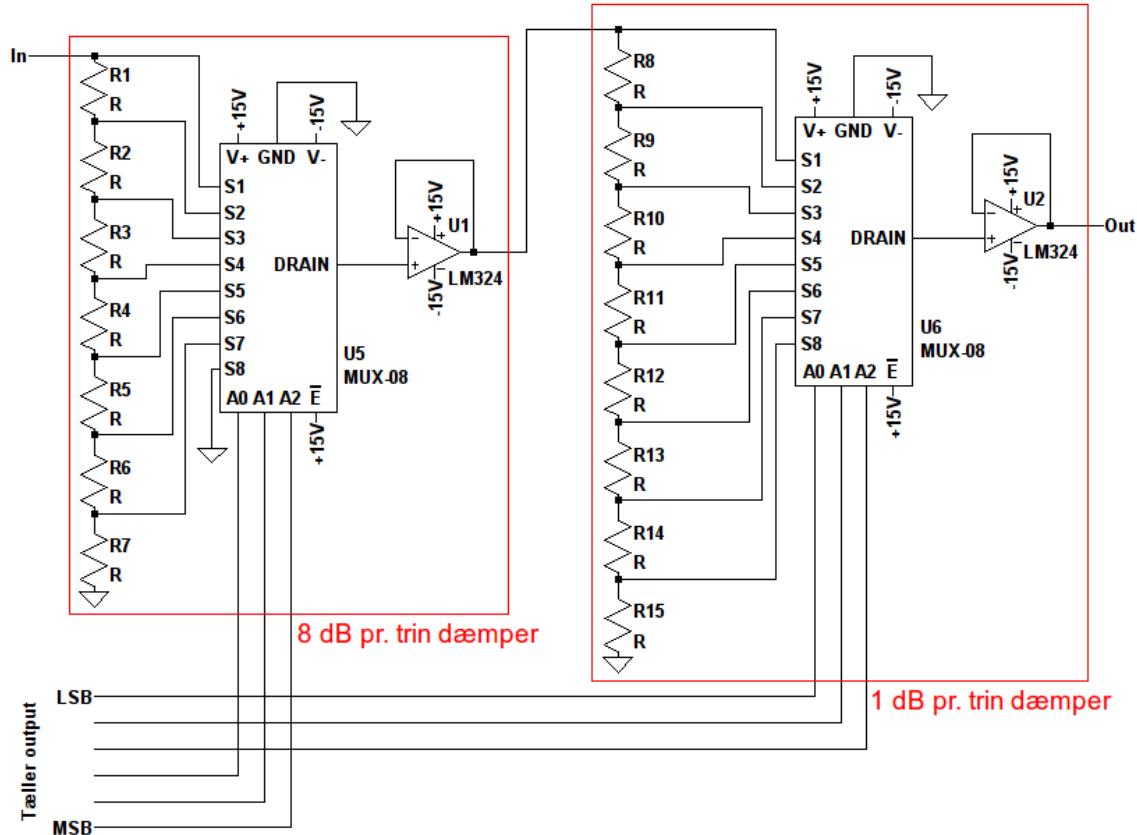
## Display

Indstillingen af volumenkontrolen 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 modstandsattenuatoren, hver efterfulgt af en buffer. Dæmpningen indstilles ved at ændre, hvor signalet tages ud

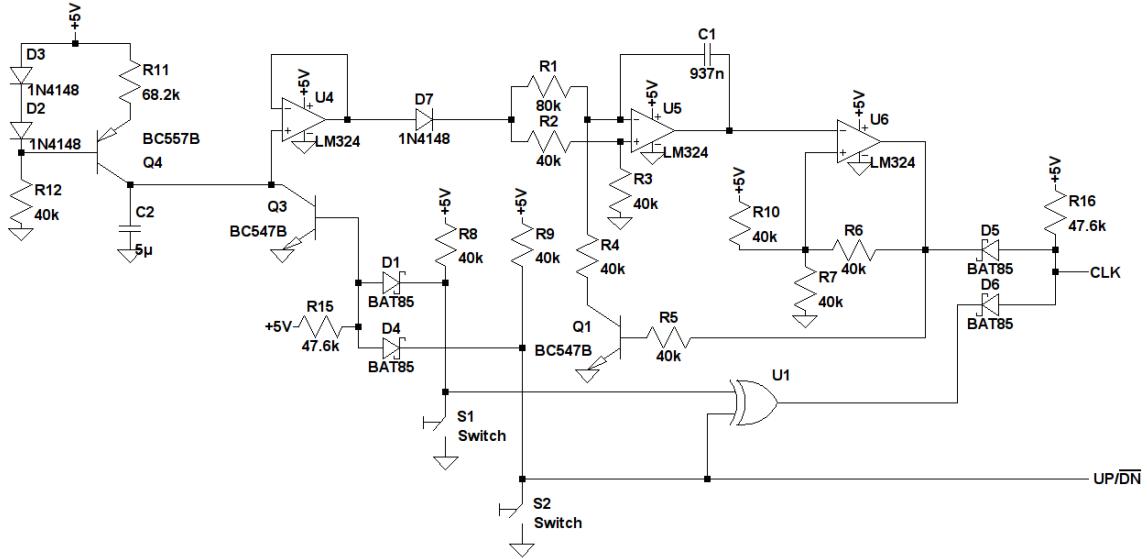
af de to modstandsattenuatore, ved brug af en analog multiplekser. Den første attenuator består af syv modstande, hvor der er en dæmpning på 8 dB mellem hver modstand. Den anden attenuator består af otte modstande, hvor der er en dæmpning på 1 dB mellem hver modstand. Det er således muligt at kombinere 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

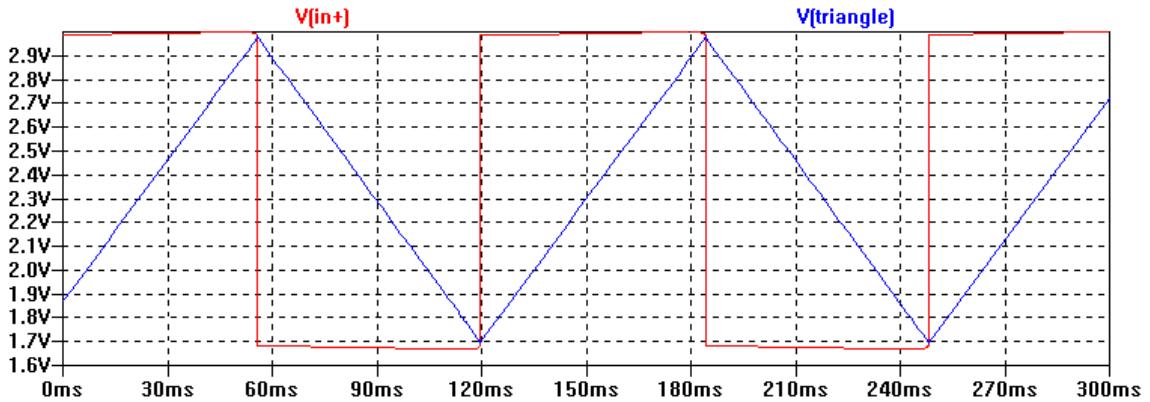
### 6.1.1 Simulering

På figur 6.5 er vist diagrammet, med komponentværdier, over volumenkontrolen til og med signalet til tællereren.



Figur 6.5: Diagram over volumenkontrollen

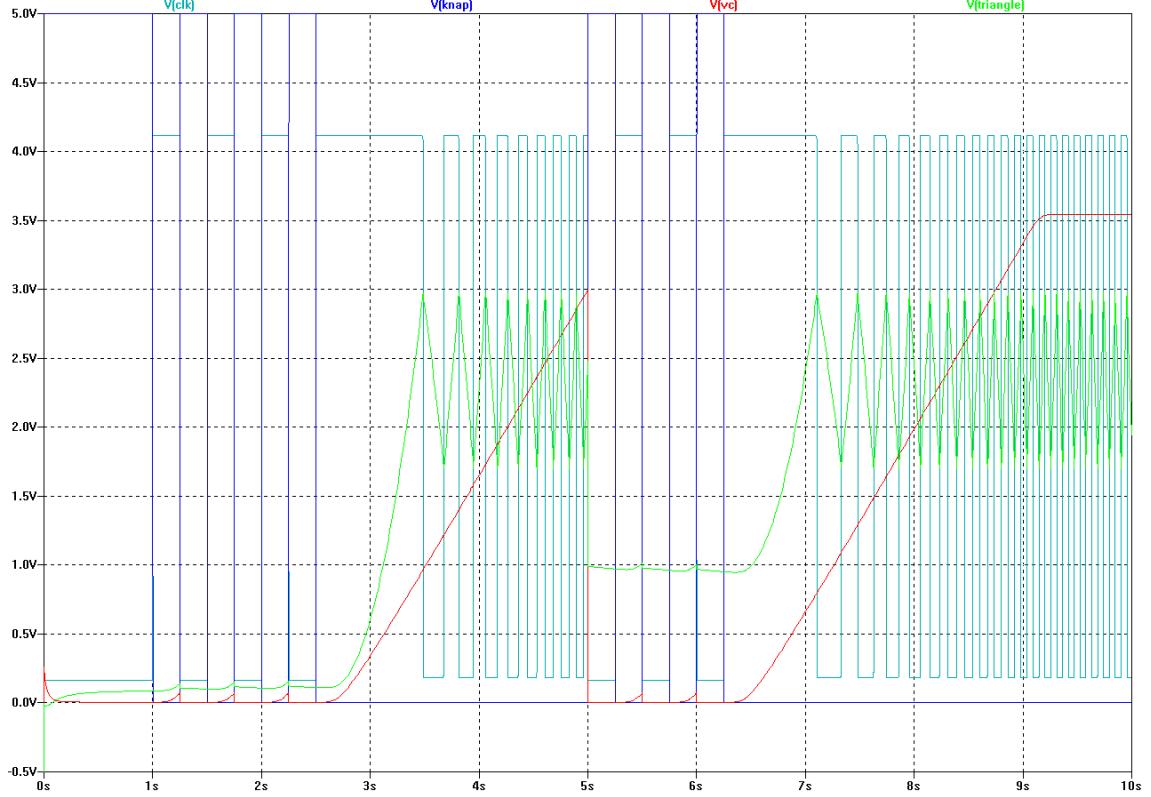
På figur 6.6 ses resultatet af at påtrykke en konstant spænding på VCO'en. Dette resulterer i at udgangen på integratoren, den blå kurve, svinger mellem schmitt-triggerens to niveauer med en fastdefineret frekvens. Det kan ses at plusindgangen på schmitt-triggeren, den røde kurve, er høj når integratorens 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 der trykkes 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 det ses 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. Omkring 3 sekunder efter at knappen trykkes ned, rammer kontrolspændingen sit maksimum, som udregnet. Her vil udgangen på integratoren, og derfor også schmitt-triggeren, svinge med en frekvens på ca. 10 Hz.

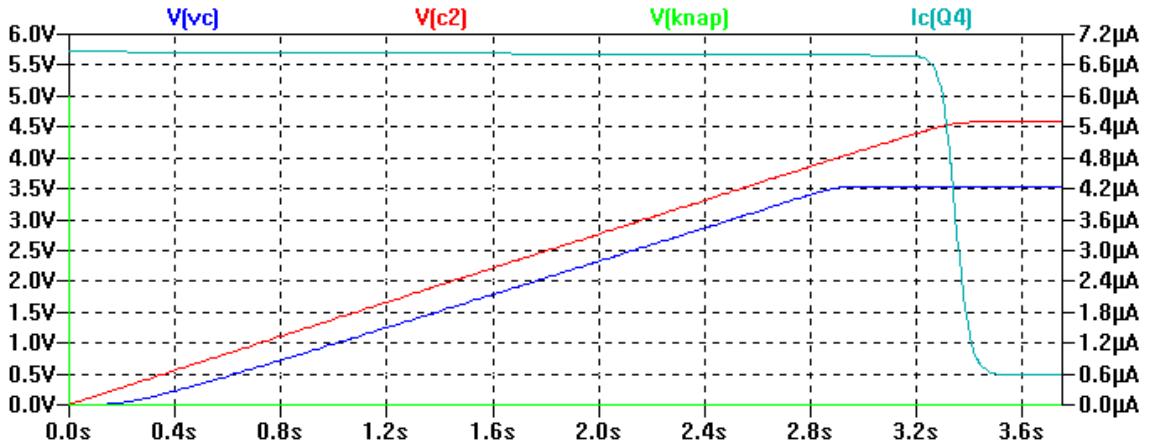


Figur 6.7: Simulering af at trykke på og holde en knap nede

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,  $V(\text{knap})$ , bliver trykket ned.

## 6.2 Implementering

Under implementering af volumenkontrollen, 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. Dette betød at transistoren åbnede konstant, hvilket umuliggjorde svingning. Efter at have undersøgt databladet for operationsforstærkeren, blev det konstateret at den kun kan tage  $50 \mu\text{A}$ , 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,



Figur 6.8: Simulering af konstanstrømsgeneratoren

hvilket både vil give et lavere spændingsfald over dioden samt sørge for det løber en mindre strøm ind i operationsforstærkeren. Dette løste problemet. Der blev også overvejet 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 en af volumenknapperne slippes mens spændingen på udgangen af integratoren er nedadgående, vil schmidt-triggeren være lav, hvilket betyder at transistoren vil være lukket. Da signalet fra schmidt-triggeren AND'es sammen med signalet fra XOR-gaten, vil det ikke være muligt at få et clock output til tællereren. 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 triggered på opadgående flanker, vil der kun komme ét outputsignal 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 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 endnu mindre. Dette vil tvinge udgangen på operationsforstærkeren 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 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 er den valgt til at være 100 gange større end  $R_1$ ; altså  $8 \text{ M}\Omega$ .

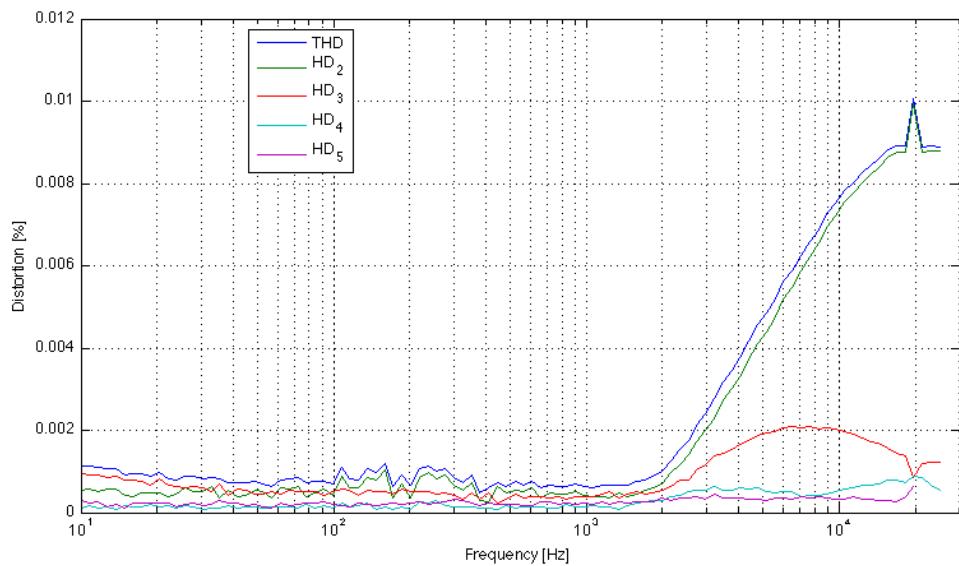
Under implementeringen af tællerkredsløbet, kunne det konstateres at der er et problem når tælleren når 50. Årsagen til dette er ikke fundet, det er dog fundet frem til, at i

det tælleren rammer 50, falder forsyningsspændingen fra 5 V til 4,7 V. Desuden kan det konstateres at volumenkontrollen ikke altid skruer op for volumen, når knappen til at skrue op trykkes ned. Det virker tilfældigt hvilken vej der justeres. Hvis knappen holdes nede vil tælleren dog reagere som forventet. Grundet tidsmangel er disse fejl stadig eksisterende.

### 6.3 Accepttest

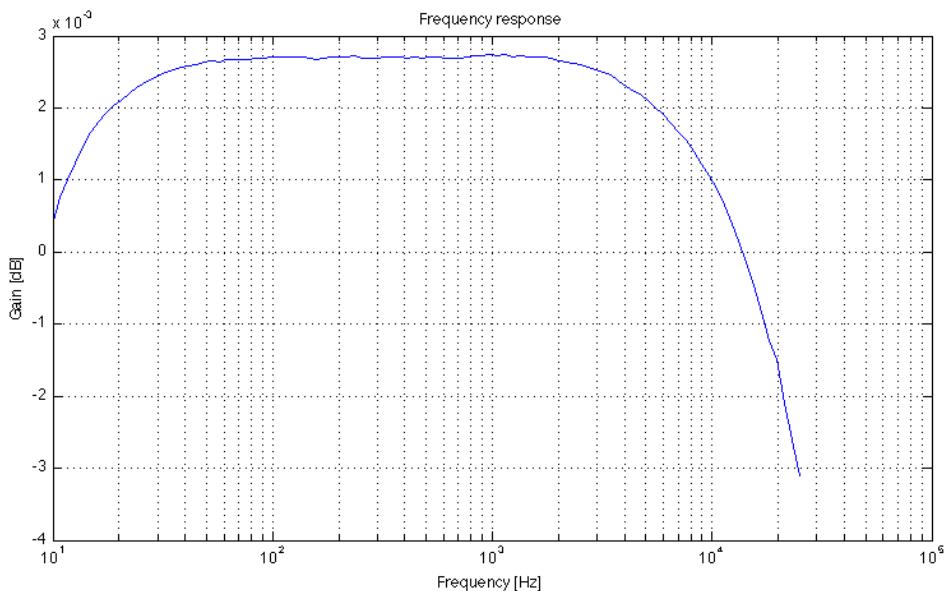
Det kan konkluderes at VCO'en fungerer som simuleret, og denne må derfor ses som en succes. Tælleren fungerer derimod ikke tilfredsstillende. Den kan i enkelte tilfælde tælle op til 51. Årsagen til fejlen er ikke lokaliseret. Desuden tæller den i nogle tilfælde op, selvom den burde tælle ned. Dette er dog ikke tilfældet, hvis knappen holdes inde. Årsagen til denne fejl er heller ikke lokaliseret. Tælleren ses derfor som ikke at leve op til kravet. Displayet samt displaydriverne fungerer og viser de rigtige tal ud fra det input de får.

Dæmpningen af signalet fungerer som forventet, se Appendiks H. THD-målingerne i volumenkontrol viser at den, ved højeste volumen, er under 0,01% på sit højeste, som set på figur 6.9. Dette accepteres, da dette er lavt i forhold til de 1%, som er maksimum for hele systemet.



Figur 6.9: THD for volumenkontrollen ved fuldt signal

Der findes ved måling, at volumenkontrollen, uden dæmpning, forstærker 0,0027 dB ved 1 kHz. Dette sammenlignes med 0,0021 dB 20 Hz og -0,0015 dB ved 20 kHz. Dette giver en maksimalt afvigelse fra referencefrekvens 1 kHz på 0,0042 dB. Dæmpningsdelen af volumenkontrollen er derfor accepteret.



Figur 6.10: Frekvensgang for volumenkontrolen ved fuldt signal

Område	Krav	Status
Frekvensgang	$< 0,375 \text{ dB}$ ved $20 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$ , ref. $1 \text{ kHz}$ $< 0,75 \text{ dB}$ fra $20 \text{ Hz}$ til $63 \text{ Hz}$ $< 0,75 \text{ dB}$ fra $12,5 \text{ kHz}$ til $20 \text{ kHz}$	✓ ✓ ✓
Dæmpningsområde i volumenkontrol	$0 - 50 \text{ dB}$ ved $1 \text{ kHz}$	✓
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 6.4: Oversigt over status af krav til volumenkontrollen

# Effektforstærker 7

---

Formålet med en effektforstærker er, som nævnt i kapitel 2, at levele en strømforstærkning der gør det muligt at afsætte den ønskede effekt i belastningsmodstanden. Dette skal ske uden at der afsættes en stor effekt i selve effektforstærkeren, uden den bliver opvarmet unødig, da denne effekt vil være spild. Effektforstærkeren skal desuden levele denne strømforstærkning uden signalet forvrænges mere end tilladt.

Alle kravene der er stillet til effektforstærkeren er opstillet i tabel 7.1.

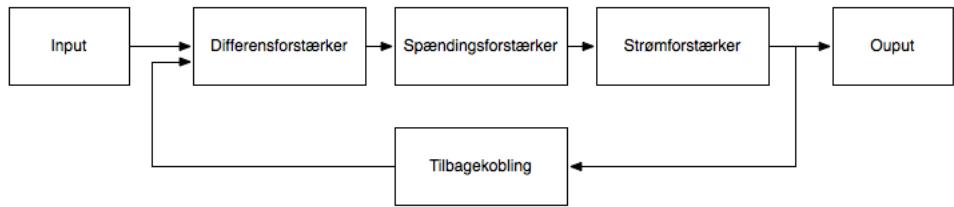
Område	Krav
Klasse	AB
Nyttevirkning	> 25 %
Forvrængning	< 0,5 %
Udgangseffekt	> 20 W ved 2 V input
Frekvensgang	< 0,375 dB ved 20 Hz - 20 kHz, ref. 1 kHz < 0,75 dB fra 20 Hz til 63 Hz < 0,75 dB fra 12,5 kHz til 20 kHz
Belastningsimpedans	8 Ω
Udgangssignaltypen	Mono
Kortslutningsstrøm (peak)	3 A

Tabel 7.1: Krav til effektforstærkeren

## 7.1 Design

En udbredt metode, at udvikle en effektforstærker efter, er LIN 3-stage topologien [18]. 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, som tilbagekobler udgangssignalet til differensforstærkeren.

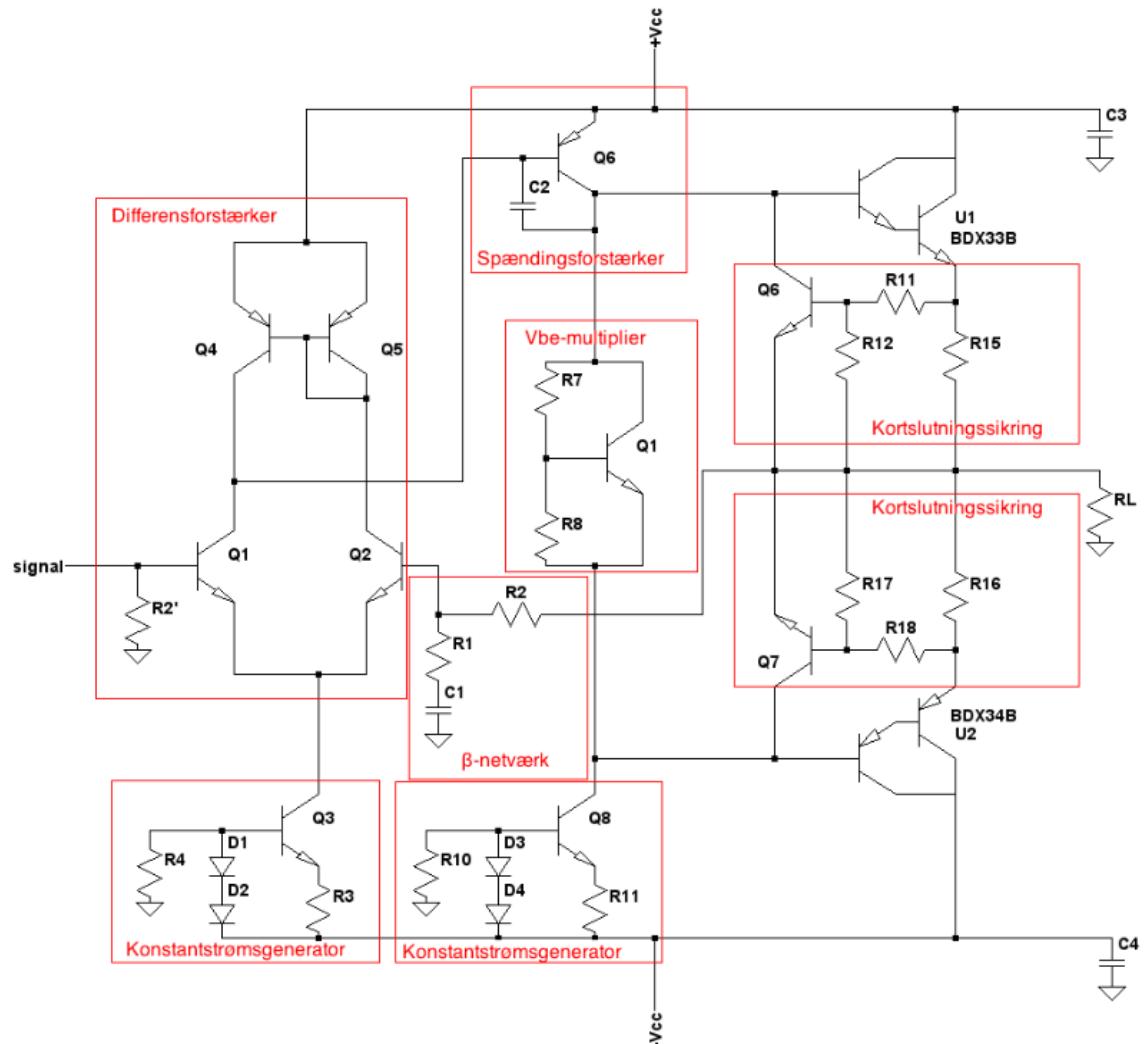
Som vist på figur 7.1, er det ene signal i differensforstærkeren inputtet til effektforstær-



Figur 7.1: Blokdiagram af effektforstærker, som følger LIN-topologien

keren, mens det andet er en tilbagekobling af outputtet. LIN 3-stage topologien vil blive benyttet i denne designproces, som vil starte bagfra i forhold til opbygningen på figur 7.1. Der designes desuden en kortslutningssikring efter strømforstærkeren.

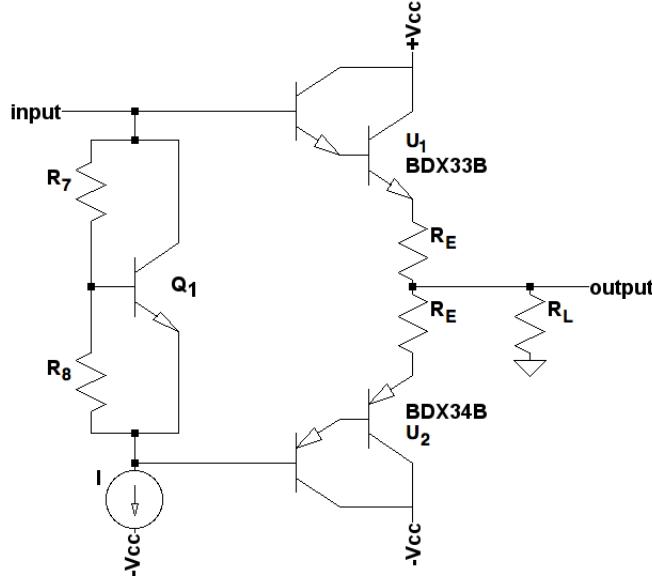
Ud fra LIN topologien er der bygget et diagram for effektforstærkeren som vist på figur 7.2.



Figur 7.2: Diagram over effektforstærkeren med markering af de enkelte elementer

### 7.1.1 Strømforstærker

Strømforstærkeren opbygges som vist på figur 7.3. Dog vil konstantstrømsgeneratoren blive bygget i diskret elektronik. Der er valgt at der benyttes en BDX33B og en BDX34B [19] 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 7.3: Diagram over strømforstærkeren

Som vist, i afsnit 3.8, skal der igennem  $R_{load}$  løbe en  $I_{peak}$  på 2,24 A for at opnå en udgangseffekt på 20 W. Dette betyder desuden, som vist i udregningen i formel 7.1, at der skal være en  $V_{peak}$  på 17,9 V over belastningen for at afsætte 20 W.

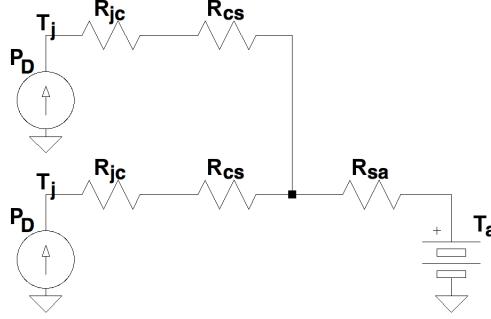
$$V_{peak} = I_{peak} \cdot R_{load} = 2,24 \text{ A} \cdot 8 \Omega = 17,9 \text{ V} \quad (7.1)$$

Ideelt vil en spændingsforsyning på 18 V altså være tilstrækkelig, dog er der rent praktisk behov for en større. Da de valgte darlingtontransistorer har en  $V_{BE}$  på op til 2,5 V, vælges forsyningsspændingen til  $\pm 23$  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 ækvivalentdiagram for de valgte darlingtontransistorer og de tilgængelige køleplader [20].

På figur 7.4 ses ækvivalentdiagrammet, hvor; temperatur er spænding, effekt er strøm og termisk modstand er modstand. Flere af komponenterne har samme benævnelser, da de



Figur 7.4: Termisk ækvivalentdiagram for udgangstransistorerne

også antager samme værdier og da der under udregningerne dermed ikke vil blive set på dem enkeltvis.

Størrelsen af  $P_D$  er effekten afsat i en enkelt udgangstransistor og er givet ved udregningen i formel (7.2) [21]. 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 [23].

$$P_D = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{(V_{CC})^2}{R_{load}} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{(23 \text{ V})^2}{8 \Omega} = 6,7 \text{ W} \quad (7.2)$$

Fra darlingtontransistorernes datablad haves  $R_{jc} = 1,78 \frac{\text{C}}{\text{W}}$  og  $T_{j,max} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ . Databladet for kølepladen giver  $R_{cs} = 1,4 \frac{\text{C}}{\text{W}}$  når der anvendes kølepasta. Fra DIN45500 [24] fåes at HiFi-forstærkeren skal kunne holde til en omgivelsetemperatur på  $35 \text{ }^\circ\text{C}$ , hvilket er  $T_a$  i ækvivalentet. Udfra dette opstilles, ved simpel kredsløbsteorি på ækvivalentkredsløbet på figur 7.4, formel (7.3) til beregning af  $R_{sa}$  ved  $T_j$  på sin maksimale værdi.

$$T_j = T_a + P_D \cdot (R_{jc} + R_{cs} + 2 \cdot R_{sa}) \quad (7.3)$$

Desuden opstilles udfra sikkerhedshensyn et krav om at kølepladen maksimalt må blive  $40 \text{ }^\circ\text{C}$ , hvorved bestemmelse af  $R_{sa}$  også kan foregå ved brug af formel (7.4).

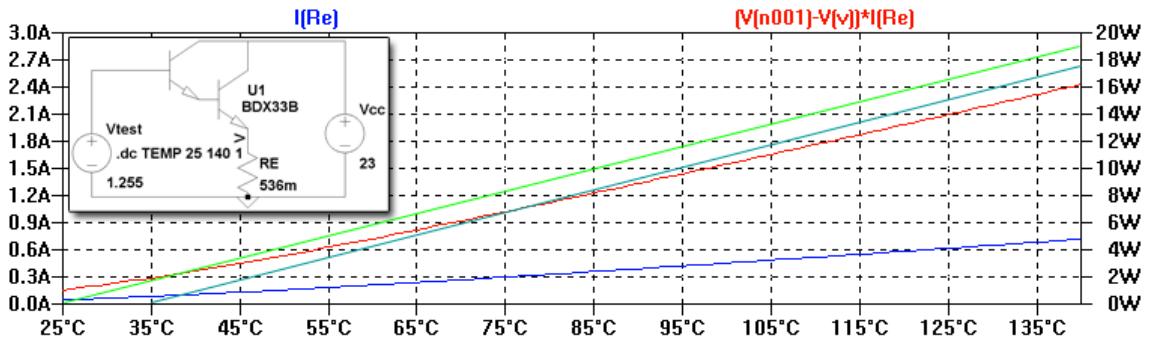
$$40 \text{ }^\circ\text{C} = 2 \cdot P_D \cdot R_{sa} \quad (7.4)$$

Det ses at formel (7.4) bliver den afgørende betingelse og at  $R_{sa}$  maksimalt må være  $2,99 \frac{\text{C}}{\text{W}}$ . I databladet for kølepladen ses at en  $R_{sa}$  på  $2,9 \frac{\text{C}}{\text{W}}$  kan opnåes ved en køleplade på 110 mm, hvilket derfor vælges. Størrelsen af  $R_E$  kan nu bestemmes ved formel (7.5) [25], hvor  $K = -2 \frac{\text{mV}}{\text{C}}$ ,  $V_{CC} = 23 \text{ V}$ ,  $V_T = 26 \text{ mV}$  og  $I_C = 2,24 \text{ A}$ .

$$R_E = -2 \cdot K \cdot V_{CC} \cdot (R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}) - \frac{2 \cdot V_T}{I_C} = 536 \text{ m}\Omega \quad (7.5)$$

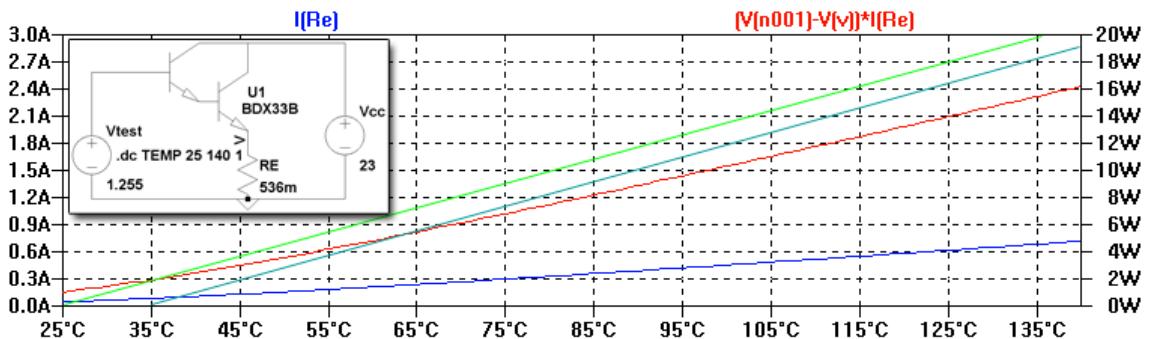
## Simulering af termiske forhold

På figur 7.5 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 7.5: Graf over termiske forhold med  $R_E$  og 110 mm køleplade

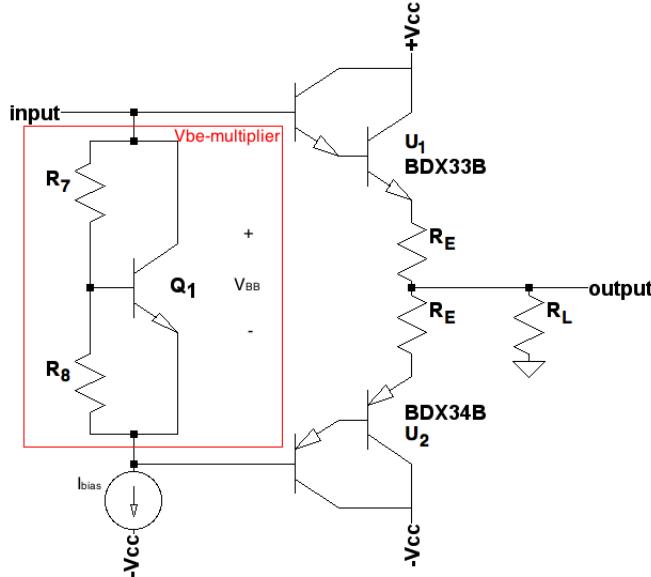
Som et forsøg på at forbedre situationen beskrevet på figur 7.5, er der på figur 7.6 vist samme kurver, men med en køleplade på 150 mm monteret i stedet.



Figur 7.6: Graf over termiske forhold med  $R_E$  og 150 mm køleplade

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 7.5 og 7.6 er der antaget en hvilestrøm gennem transistoren på 45 mA. Hvilestrømmens størrelse er antaget ud fra 2 % af peakstrømmen på udgangen [22].

## $V_{BE}$ -multiplier



Figur 7.7: Strømforsærkertrinnet med markering af  $V_{BE}$ -multiplieren

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 potentialet hæves nok vil audiosignalet blive udsat for crossoverforvrængning idet en del af signalets spændning omkring 0 V ikke vil blive overført til højttaleren. Det korrekte potentiiale på basis af U1 og U2 opnås ved hjælp af en  $V_{BE}$ -multiplier, hvis funktion er at oprettholde et spændingsfald,  $V_{BB}$ , over Q1, vist på figur 7.7. Ideelt set skal collector-emitter-spændingsfaldet over Q1 være præcis to darlington basis-emitter-spændinger, således at U1 og U2 vil åbne 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 crossoverforvrængning.

Hvilestrømmen 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 [19] er den fundet ved hjælp af LTspice og transistorernes spicemodel. Basis-emitterspændingen blev simuleret til 1,25 V. I ligning (7.6) bestemmes  $V_{BB}$ , som er spændingen over  $V_{BE}$ -multiplieren.

$$V_{BB} = 2 \cdot 1,25 \text{ V} = 2,5 \text{ V} \quad (7.6)$$

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  $V_{BE}$ -multiplifieren som vist på figur 7.7. Biasstrømmen skal både generere et spændingsfald over  $V_{BE}$ -multiplifieren og levere tilstrækkeligt basisstrøm til darlington transistorerne, således at de, 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  $I_b = \frac{I_C}{h_{fe}}$ . Den maksimale basisstrøm beregnes for en minimumstrøm 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  $V_{BE}$ -multiplifieren 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  $I_R = 0,5$  mA og  $I_{c,Q1} = 5,5$  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 (7.7) beregnes  $R_8$ .

$$R_8 = \frac{V_{BE,Q1}}{I_R} = 1,28 \text{ k}\Omega \quad (7.7)$$

Da der skal være et spændingsfald over  $V_{BE}$ -multiplifieren, 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.

$$R_7 = \frac{V_{BB}}{I_R} - R_8 = 3,3 \text{ k}\Omega \quad (7.8)$$

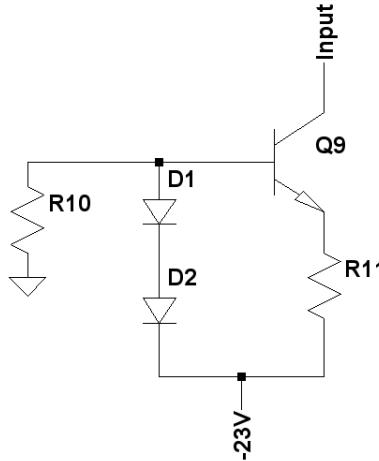
En DC-analyse-simulering i LTspice viser at hvilestrømmen i strømforstærkeren bliver 55 mA. Dette passer ikke overens med beregningerne. Dog vil  $V_{BE}$ -multiplifieren ikke være korrekt dimensioneret hvis strømforstærkeren forsøges bygget med diskrete komponenter da tolerancerne for darlingtontransistorerne er relativt store. Derfor vil der blive indsats et potentiometer på 5 kΩ i stedet for  $R_8$  hvorved spændingen over  $V_{BE}$ -multiplifieren kan gå ned til 1,16 V da sammenhængen mellem Q1's basis-emitterspænding,  $R_7$  og  $R_8$  er giver ved ligning (7.9).

$$V_{BB} = V_{BE,Q1} \cdot \left( \frac{R_7}{R_8} \right) \quad (7.9)$$

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

Konstantstrømsgeneratorens opgave er at leve en konstant strøm. Denne strøm bruges til  $V_{BE}$ -multiplieren og til spændingsforstærkeren. Som beregnet ved beregning af  $V_{BE}$ -multiplieren skal konstantstrømsgeneratoren leve 6 mA. Opbygningen der er valgt til konstansstrømsgereratorene er afbildet på figur 7.8.



Figur 7.8: Diagram der viser opbygningen af konstantstrømsgeneratoren.

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  $Q_{9_{BE}}$ . I databladet for 1N4148 [12] 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 (7.10).

$$R_{10} = \frac{V_{CC} - 2 \cdot V_D}{I_F} = \frac{23 \text{ V} - 2 \cdot 0,72 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 2,7 \text{ k}\Omega \quad (7.10)$$

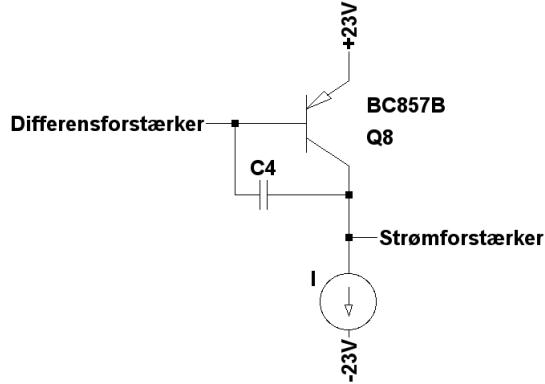
Da der nu ligger en konstant spænding over alle dioderne, kan dioden i transistoren ses som siddende parallelt, med det samme spændingsfald som  $D_1$ . Dette giver at der findes det samme, konstante, spændingsfald over  $D_2$  og  $R_{10}$ , hvilket giver en konstant strøm gennem  $R_{11}$ . Derudfra kan  $R_{11}$  bestemmes når der skal løbe 6 mA i den, ved ligning (7.11).

$$R_{11} = \frac{V_D}{I_{\text{const}}} = \frac{720 \text{ mV}}{6 \text{ mA}} = 120 \Omega \quad (7.11)$$

Hermed er konstantstrømsgeneratoren designet til at leve 6 mA.

### 7.1.2 Spændingsforstærker

Spændingsforstærkerens opgave er at give en så stor spændingsforstærkning som muligt. Til dette projekts spændingsforstærker er der valgt en BC557B [26] koblet som en common-emitter. Koblingen af spændingsforstærkeren er vist på figur 7.9



Figur 7.9: Diagram over opbygningen af spændingsforstærkeren.

Forstærkningen i en common-emitter kobling er bestemt ved ligning (7.12) [27]

$$A_v = -g_m \cdot |R'_L| \quad (7.12)$$

For at beregne  $g_m$  bruges ligning (7.13) [28], hvor  $I_C$  er den collectorstrøm som konstantstrømsgeneratoren trækker, og  $V_T$  er sat til at være konstant 26 mV.

$$g_m = \frac{I_c}{V_T} = \frac{6 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 230,8 \text{ mS} \quad (7.13)$$

Modstanden  $r_o$  kan beregnes ud fra ligning 7.14, hvor  $h_{oe}$  og  $h_{re}$  er transistorparametre aflæst fra databladet.

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

Modstanden  $R'_L$  er defineret som den belastning spændingsforstærkeren ser. For at gøre det nemmere at beregne  $R'_L$ , er der gjort nogle antagelser. Første antagelse er at  $V_{BE}$ -multipliern kan betragtes som en AC-mæssig kortslutning. Dette kan gøres fordi  $V_{BE}$ -multipliern 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 belastning,  $R'_L$ , som spændingsforstærkeren ser er den ene af de to darlingtontransistorer i parallel med konstantstrømsgeneratoren. Dette fremkommer fordi der ses bort fra hvileområdet, hvor begge darlingtontrasistorer 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 koblet som en common-collector med uafkoblet emittermodstand, kan udgangsimpedansen beregnes ved ligning (7.15) [27].

$$R_{oc} = r_o + R'_e + h_{fe} \cdot r_o \cdot \frac{R'_e}{r_\pi + R_s || R_b} \quad (7.15)$$

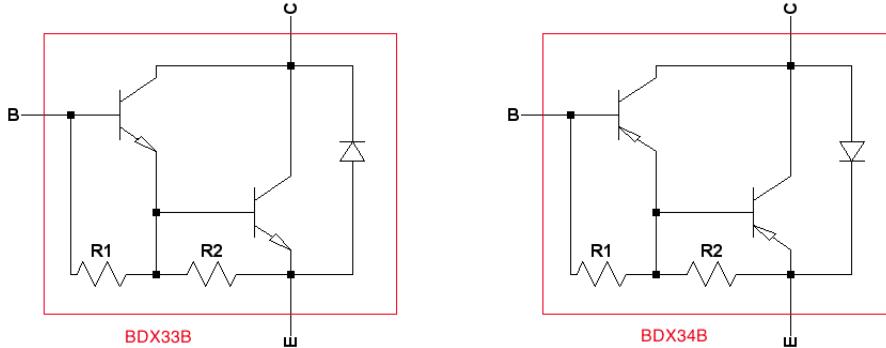
I ligning (7.15) er modstanden  $R_s$  tilstede men i konstantstrømsgeneratoren er der ingen signalmodstand på basen. Modstanden  $R'_e$  er  $120 \Omega$  og  $r_o$  er givet ved ligning (7.16), hvor  $h_{oe}$  og  $h_{re}$  er transistorparametre aflæst fra databladet.

$$r_o = \frac{1}{h_{oe} - g_m \cdot h_{re}} = \frac{1}{60 \mu\text{S} - 230,8 \text{ mS} \cdot 2 \cdot 10^{-4}} = 72,2 \text{ k}\Omega \quad (7.16)$$

Dernæst er potentialet fundet på basen af transistoren ved at tage den negative forsyning, -23 V, og trække de to diodespændingsfald fra. Dermed er kortslutningsstrømmen bestemt ved  $\frac{-23 \text{ V}}{2,7 \text{ k}\Omega}$  til  $8,5 \text{ mA}$ . Derfor bliver  $R_b = \frac{-21,56}{-8,5 \text{ mA}} = 2,53 \text{ k}\Omega$ . Modstanden  $r_\pi$  er bestemt ved  $\frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{330}{230,8 \text{ mS}} = 1,43 \text{ k}\Omega$ . Den samlede impedans konstantstrømsgeneratoren repræsentere er beregnet i ligning (7.17).

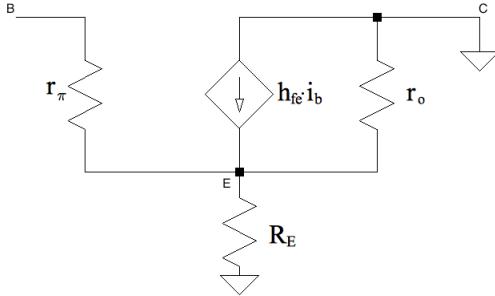
$$R_{oc} = 72,2 \text{ k}\Omega + 120 \Omega + 330 \cdot 72,2 \text{ k}\Omega \cdot \frac{120 \Omega}{1,43 \text{ k}\Omega + 2,7 \text{ k}\Omega} = 796 \text{ k}\Omega \quad (7.17)$$

Darlingtontransistorerne der er valgt til projektet er opbygget som vist på figur 7.10. I databladet for darlingtontransistorerne [19] er R1 angivet til typisk at være  $10 \text{ k}\Omega$  og R2 til  $150 \Omega$ .



Figur 7.10: Diagram over opbygningen af darlingtontransistor BDX33B og BDX34B

For at lette bestemmelsen af impedansen af darlingtontransistoren er det valgt at opfatte den som en enkelt supertransistor hvor  $h_{fe} = h_{fe_1} \cdot h_{fe_2}$  [29]. 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 forsimpleret hybrid- $\pi$ -model for supertransistoren som er vist i figur 7.11. Ud fra figur 7.11 kan ligning (7.18) opsættes.



Figur 7.11: Forsimplet småsignals hybrid- $\pi$ -model opstillet for supertransistor

$$v_b = i_b(r_\pi + (1 + h_{fe}) \cdot r_o || R_E) \quad (7.18)$$

Ligning (7.15) kan ved at dividere med  $i_b$  på begge sider omskrives så det er indgangsimpedansen der regnes, dette er opstillet i ligning (7.19).

$$R_{in} = r_\pi + (1 + h_{fe}) \cdot r_o || R_E \quad (7.19)$$

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 belastning højtaleren repræsentere. Transistorparameteren  $r_\pi$  er givet ved  $\frac{h_{fe}}{g_m}$ . Herefter opstættes Ligning (7.20) for at beregne indgangsimpedansen af darlingtontransistoren.

$$R_{in} = \frac{750}{230,8 \text{ mS}} + (1 + 750) \cdot 72,2 \text{ k}\Omega || (0,62 \text{ }\Omega + 8 \text{ }\Omega) = 9,77 \text{ k}\Omega \quad (7.20)$$

I ligning (7.19) fåes indgangsimpedansen for en darlingtontransistor til at være 9,77 k $\Omega$  og i ligning (7.17) fåes konstantstrømsgeneratoren impedans til 796 k $\Omega$ . Derfor er den samlede impedans spændingsforstærkeren ser givet ved ligning (7.21).

$$R'_L = R_{in} || R_{const} = 9,77 \text{ k}\Omega || 796 \text{ k}\Omega = 9,65 \text{ k}\Omega \quad (7.21)$$

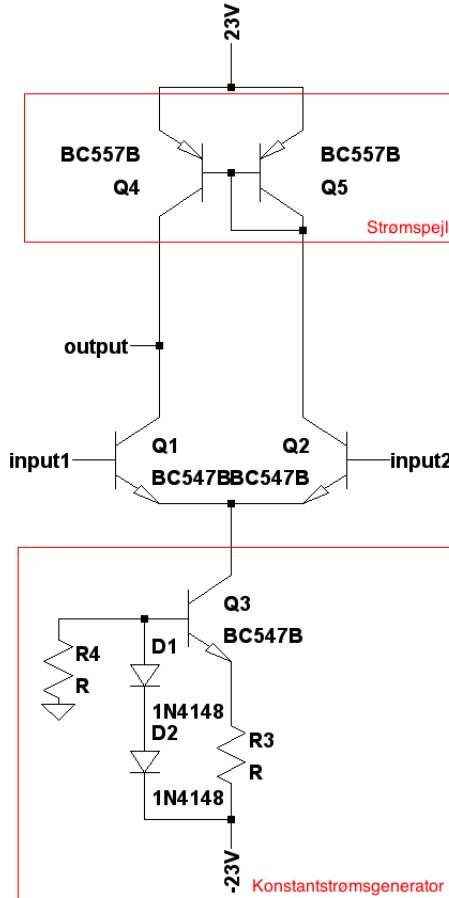
Med  $R'_L$  for spændingsforstærkeren fundet er forstærkningen udregnet i ligning (7.22)

$$A_v = -g_m \cdot r_o || R'_L = 230,8 \text{ mS} \cdot 9,65 \text{ k}\Omega || 72,2 \text{ k}\Omega = -1964,44 \quad (7.22)$$

Hermed er forstærkningen i spændingsforstærkeren beregnet til at være 1964,44 med et fasedrej på 180°.

### 7.1.3 Differensforstærker

Differensforstærkerens formål er at muliggøre tilbagekobling ved at forstærke forskellen mellem signalerne på input1 og input2, som vist på figur 7.12, samt undertrykke common-mode signaler. Strømgeneratoren sørger for at der løber en konstant strøm,  $\frac{1}{2}I_{bias}$ , i de



Figur 7.12: Diagram over differensforstærkeren hvor strømspejl og konstantstrømsgenerator er markeret

to grene af differensforstærkeren når  $\text{input1} = \text{input2}$ . 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  $\Delta I$ , 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  $I_{\text{bias}}$  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,  $I_{\text{bias}}$ , 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 (7.23) og (7.24).

$$R_4 = \frac{23 \text{ V} - 2 \cdot 0,7 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 4,32 \text{ k}\Omega \quad (7.23)$$

$$R_3 = \frac{0,7 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 350 \text{ }\Omega \quad (7.24)$$

For at kunne beregne CMRR, som er et udtryk for forholdet mellem differensforstærknin-gen og common-mode-forstærkningen, er der behov for netop at beregne disse forstærknin-ger. Differensforstærkningen,  $A_d$ , er et udtryk for hvor meget spændingsdifferensen mellem inputsignalet og det tilbagekoblede signal forstærkes. Ligning (7.25) [30] 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.

$$A_d = \frac{1}{2} \cdot g_m \cdot r_o \quad (7.25)$$

Hybrid- $\pi$  parametren  $g_m$  er givet ved  $\frac{i_C}{V_T}$  og  $r_o$  er givet ved  $\frac{1}{h_{oe} - g_m \cdot h_{re}}$ . H-parametrene  $h_{re}$  og  $h_{oe}$  er at aflæse i databladet, hvormed differensforstærkningen bliver som vist i ligning (7.26).

$$A_d = \frac{1}{2} \cdot \frac{i_C}{V_T} \cdot \frac{1}{h_{oe} - \frac{i_C}{V_T} \cdot h_{re}} = 367,6 \quad (7.26)$$

Differensforstærkningen ønskes høj så der er tilstrækkeligt at tilbagekoble. Givet at forstærkningen i spændingsforstærkeren er beregnet til 1964,44 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 bliver 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 (7.27) [31] under antagelse af at transistorerne er perfekt matchede og at  $r_{o,Q4} \gg r_{\pi,Q4}, r_{\pi,Q5}$ .

$$A_{cm} = -\frac{r_o}{h_{fe} \cdot R_E} \quad (7.27)$$

Hvor  $R_E$  er Q1 og Q2's emittermodstand som udgøres af konstantstrømsgeneratoren. Konstantstrømsgeneratorens impedans beregnes, som vist i (7.15) i afsnit 7.1.2, hvormed

den bliver  $333 \text{ k}\Omega$ . Dermed beregnes  $A_{\text{cm}}$  i ligning (7.28).

$$A_{\text{cm}} = -\frac{\frac{1}{h_{\text{oe}} - \frac{i_C}{V_T} \cdot h_{\text{re}}}}{h_{\text{fe}} \cdot R_E} = -0.17 \cdot 10^{-3} \quad (7.28)$$

I kravspecifikationen afsnit 3.11 anses et signal dæmpet med 50 dB for slukket. Da forstærkningen beregnet i ligning (7.28) svarer til en dæmpningsfaktor på 75,2 dB, vurderes det at common-mode-forstærkningen er tilstrækkelig.

Da  $A_{\text{cm}}$  og  $A_d$  nu er beregnet, findes CMRR i ligning 7.29.

$$\text{CMRR} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{|A_d|}{|A_{\text{cm}}|} \right) = 126,5 \text{ dB} \quad (7.29)$$

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 (7.30) [32] under antagelse af at hybrid- $\pi$  paramtrene er ens for Q4, Q5, Q1 og Q2 samt at disse er perfekt matchede.

$$R_{i,\text{input2}} = r_\pi = \frac{h_{\text{fe}}}{\frac{i_C}{V_T}} = 8,58 \text{ k}\Omega \quad (7.30)$$

Impedansen der kigges ind i på output er givet ved ligning (7.31) [33] under samme antagelser som blev foretaget i ligning (7.30).

$$R_{o,\text{output}} = \frac{1}{2} \cdot r_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{h_{\text{oe}} - \frac{i_C}{V_T} \cdot h_{\text{re}}} = 9,56 \text{ k}\Omega \quad (7.31)$$

#### 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 tilbagekobling [34]. 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 afsnit, tilbagekobler tilbagekoblingen DC fuldt, hvormed differensforstærkeren vil sørge for at inputsignalet 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 (7.32).

$$A = A_{\text{diff.amp}} \cdot \frac{R_{i,\text{vol}}}{R_{o,\text{diff}} + R_{i,\text{vol}}} \cdot A_{\text{vol.amp}} \cdot A_{\text{cur.amp}} \quad (7.32)$$

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 1964,44 gange. Modstanden  $R_{o,\text{diff}}$  er udgangsmodstanden af differensforstærkeren, som i afsnit 7.1.3 er beregnet til 9,56 kΩ. Modstanden  $R_{i,\text{vol}}$  er indgangsmodstanden af spændingsforstærkeren som er givet ved  $R_{i,\text{vol}} = R_\pi = \frac{h_{fe}}{g_m} = 1,43$  kΩ. Denne spændingsdeling er med i formel (7.32), da der regnes med spændingsforstærkninger. Spændingsforstærkningen i strømforstærkeren, som er en common-collector,  $A_{\text{cur.amp}}$ , er givet ved udtrykket i formel (7.33) [38], hvor  $R_L$  er belastningsmodstanden på 8 Ω i serie med den termiske sikringsmodstand på 0,536 Ω og  $r_e$  er en T-model-parameter. Mellem spændingsforstærkeren og strømforstærkeren er der ingen spændingsdeling, da forstærkningen i spændingsforstærkeren, i afsnit 7.1.2, er beregnet med belastningen fra strømforstærkeren.

$$A_{\text{cur.amp}} = \frac{R_L}{R_L + r_e} \quad (7.33)$$

T-model-parameteren  $r_e$  er givet ved udtrykket i formel (7.34) [39]

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} = \frac{\alpha}{\frac{I_C}{V_T}} \quad (7.34)$$

Transistorparameteren  $\alpha$  er givet ved udtrykket i formel (7.35).

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (7.35)$$

Det ses af udtrykket i formel (7.35) 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 (7.36).

$$r_e \approx \frac{1}{\frac{2,24 \text{ A}}{26 \text{ mA}}} \approx 11,6 \text{ m}\Omega \quad (7.36)$$

Resultatet i udregningen i formel (7.36) leder til en bestemmelse af  $A_{\text{cur.amp}}$  som vist i beregningen i formel (7.37).

$$A_{\text{cur.amp}} = \frac{8,536 \Omega}{8,536 \Omega + 11,6 \text{ m}\Omega} = 0,99 \quad (7.37)$$

Open-loop forstærkningen,  $A$ , kan nu bestemmes som vist i udregningen i formel (7.38).

$$A = A_{\text{diff.amp}} \cdot \frac{R_{i,\text{vol}}}{R_{o,\text{diff}} + R_{i,\text{vol}}} \cdot A_{\text{vol.amp}} \cdot A_{\text{cur.amp}} = 93022 \quad (7.38)$$

Closed-loop forstærkningen,  $A_f$ , som er givet ved udtrykket vist i formel (7.39) [40], ønskes til 8,95. Dette skyldes at der, som beregnet i afsnit 3.8, skal være 17,9 V over belastningen når der kommer 2 V som input til effektforstærkeren.

$$A_f = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} \quad (7.39)$$

Da  $A$  er bestemt i formel (7.38), kan  $\beta$  ud fra udtrykket i formel (7.39) bestemmes til 0,11. Med  $\beta$  fastlagt, kan mængden af tilbagekobling bestemmes som vist i udregningen i formel (7.40).

$$1 + A \cdot \beta = 10233 \quad (7.40)$$

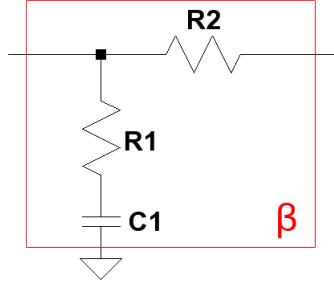
Med open-loop forstærkningen,  $A$ , og tilbagekoblingsfaktoren,  $\beta$ , bestemt, kan følsomheden overfor ændringer i  $A$ ,  $S_A^{A_f}$ , desuden bestemmes som vist i udregningen i formel (7.41).

$$S_A^{A_f} = \frac{1}{1 + A \cdot \beta} = 0,000098 \quad (7.41)$$

Dette betyder at en tænkt ændring i  $A$  på f.eks. 20 % vil give en ændring på closed-loop forstærkning som beregnet i formel (7.42).

$$S_A^{A_f} \cdot 20 \% = 0,00002 \% \quad (7.42)$$

Tilbagekoblingskredsløbet opbygges som en spændingsdeler, som vist på figur 7.13, hvormed closed-loop forstærkningen,  $A_f$ , bliver som vist i formel (7.43) [41].



Figur 7.13: Opbygning af tilbagekoblingskredsløb

$$A_f = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (7.43)$$

Dette er gældende så længe  $A \cdot \beta >> 1$ , 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 (7.44) beskriver closed-loop forstærkningen for DC.

$$A_{f_{dc}} = 1 + \frac{R_2}{\infty} \approx 1 \quad (7.44)$$

Kondensatoren giver altså den effekt at effektförstærkeren ikke förstærker DC. Størrelsen af kondensatoren beregnes så alle relevante frekvenser ser spændingsdelen 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 (7.45), hvor  $R_{i_{Q_2}}$  er den modstand differensförstærkeren belaster spændingsdelen med, som bestemt i afsnit 7.1.3 til 9,56 kΩ, og  $R_L$  er belastningsmodstanden på 8 Ω.

$$R = R_1 + R_{i_{Q_2}} \parallel (R_2 + R_L) \quad (7.45)$$

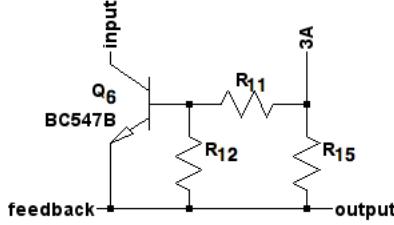
Her ses det at  $R_2$  skal være lille hvis betydningen af  $R_{i_{Q_2}}$  skal formindskes. Med tomselfingerreglen om omkring en faktor 10, vælges  $R_2$  til 795 Ω, hvormed  $R_1$  skal være 100 Ω. Modstanden  $R$  bliver dermed 834 Ω og kondensatorens størrelse bestemmes som vist i udregningen i formel (7.46).

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2 \text{ Hz} \cdot 834 \Omega} = 95 \mu\text{F} \quad (7.46)$$

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

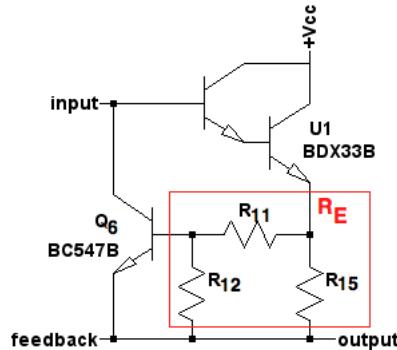
### 7.1.5 Kortslutningssikring

Kortslutningssikringen tilføjes ved at indføre kredsløbet, vist på figur 7.14, mellem base og emitter på darlingtontransistorerne, belastningen og tilbagekoblingen, som vist på figur 7.15.



Figur 7.14: Overordnet diagram over kortslutningssikringens aktiveringssituasjon

Strømmen på 3 A, anført på figur 7.14, er den strøm, hvor kortslutningssikringen skal aktivere, hvilket blev bestemt i afsnit 3.8. 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 7.15: Overordnet diagram over kortslutningssikring forbundet darlingtontransistor

Modstandene  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  og  $R_{15}$  skal, som vist på figur 7.15, 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 helt skal der, ifølge databladet for en BC547B [9], være en base-emitter spænding på 720 mV, 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 (7.47) og i formel (7.48) til bestemmelse af de tre modstande.

$$536 \text{ m}\Omega = \frac{1}{\frac{1}{R_{15}} + \frac{1}{R_{11}+R_{12}}} \quad (7.47)$$

$$720 \text{ mV} = R_{12} \cdot \frac{R_{15} \cdot 3 \text{ A}}{R_{11} + R_{12} + R_{15}} \quad (7.48)$$

Det vides desuden, at modstanden af en parallelkobling af modstande er mindre end modstanden af den mindste gren i parallelkoblingen. Derved vælges  $R_{15}$  til den mindste tilgængelige effektmodstand, som er større end den beregnede  $R_E$  modstand. Størrelsen på  $R_{15}$  er derfor  $0,68 \Omega$ , hvorved  $R_{11}$  og  $R_{12}$  kan bestemmes til henholdsvis  $1,40 \Omega$  og  $1,13 \Omega$ . 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 formel (7.49), formel (7.50) og formel (7.51).

$$P_{R_{15}} = \left( \frac{(R_{11} + R_{12}) \cdot 3 \text{ A}}{R_{15} + R_{11} + R_{12}} \right)^2 \cdot R_{15} = 3,80 \text{ W} \quad (7.49)$$

$$P_{R_{11}} = \left( \frac{R_{15} \cdot 3 \text{ A}}{R_{15} + R_{11} + R_{12}} \right)^2 \cdot R_{11} = 0,56 \text{ W} \quad (7.50)$$

$$P_{R_{12}} = \left( \frac{R_{15} \cdot 3 \text{ A}}{R_{15} + R_{11} + R_{12}} \right)^2 \cdot R_{12} = 0,47 \text{ W} \quad (7.51)$$

Da de tilgængelige effektmodstande kan holde til, at der afsættes en effekt på  $4 \text{ W}$  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.

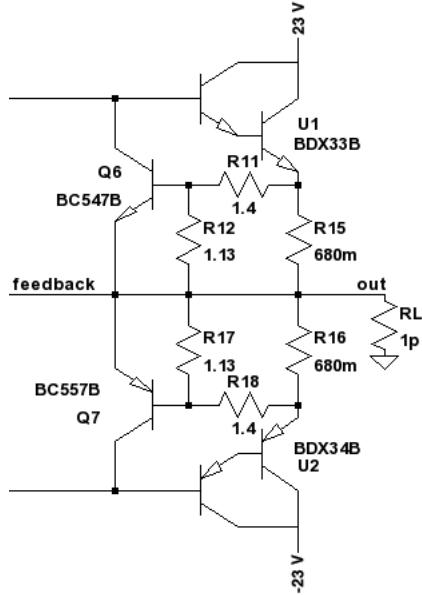
Her er desuden kun vist for den halvdel af udgangstrinnet som håndterer den positive halvperiode af signalet, der skal dog indføres næsten samme kredsløb på den halvdel som håndterer den negative halvperiode af signalet. Eneste forskel er at transistoren, Q1, erstattes med en BC557B [26]. Dette gøres da en BC547B vil blive forspændt over base-collector diodeovergangen, hvorved den vil stjæle basestrømmen fra udgangstransistoren. 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.

## Simulering

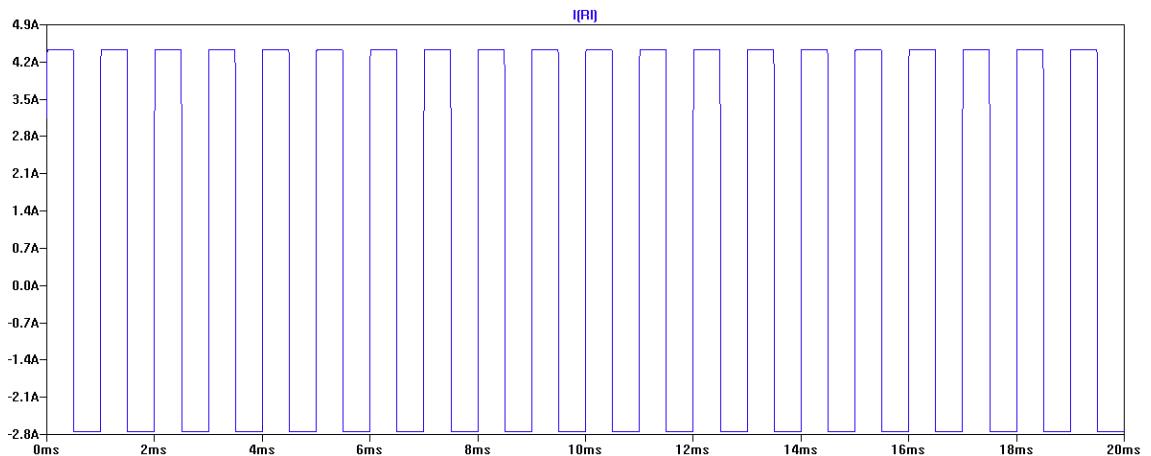
Ved simulering af effektforstærkeren med kortslutningssikring, som vist på figur 7.16, og en belastningsmodstand på  $1 \text{ p}\Omega$  til at repræsentere en kortslutning, er strømmen i belastningen som vist på figur 7.17.

Kortslutningstrømmen var beregnet til  $3 \text{ A}$ , dog ses det på figur 7.17 at den negative halvperiode bliver begrænset ved omkring  $2,8 \text{ A}$  og den positive ved omkring  $4,4 \text{ A}$ .

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



Figur 7.16: Kortslutningssikring indsat på udgangstrinnet



Figur 7.17: Graf over strømmen gennem belastningensmodstanden som repræsenterer en kortslutning

transistor til transistor. Som det ses af udregningen i formel (7.52) giver en strøm på 2,8 A en  $V_{be}$ -spænding som ligger indenfor grænserne opgivet i databladet for BC557B [26].

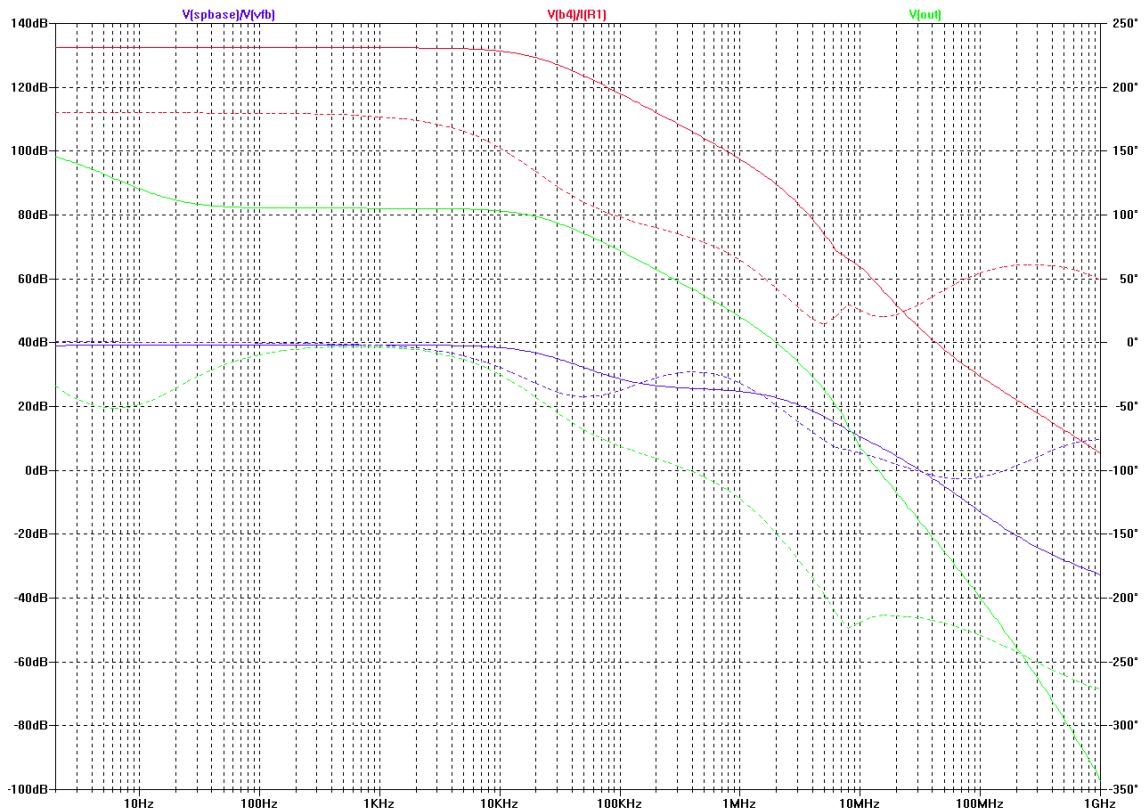
$$1,13 \Omega \cdot \frac{680 \text{ m}\Omega \cdot 2,8 \text{ A}}{1,4 \Omega + 1,13 \Omega + 680 \text{ m}\Omega} = 0,67 \text{ V} \quad (7.52)$$

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 fæs ned på 3 A, ved at ændre på modstandsværdierne hvis der

insisteres på dette.

### 7.1.6 Stabilitet

For at sikre at effektforstærkeren ikke er ustabil skal en fasemargin på mindst  $45^\circ$  opnås. For at kunne vurdere hvorvidt der er et problem i det nuverænde kredsløb, vel at mærke uden  $C_2$  vist på figur 7.2, simuleres kredsløbet uden AC-tilbagekobling men med DC. Måden hvorpå dette gøres i LTspice er vist i bilag [42]. Simuleringen viser at der, ved 0 dB er en fasemargin på  $-33^\circ$ . For at opnå en acceptabel fasemargin identificeres det trin som indeholder den dominerende pol for derefter at flytte polen. På figur 7.18 vises open-loop frekvenskarakteristikken for differensforstærkeren, blå, spændingsforstærkeren, rød, og hele effektforstærkeren, grøn.



Figur 7.18: Simuleret open-loop frekvenskarakteristik for differensforstærkeren, blå, spændingsforstærkeren, rød, og hele effektforstærkeren, grøn

Her kan det ses at den dominerende pol skyldes spændingsforstærkeren. Det vurderes at denne knækfrekvens skyldes parasitkapaciteten,  $C_\mu$ , i transistor Q6. Ved at ændre værdien på  $C_\mu$  kan polen flyttes. For at verificere at knækfrekvens som ses på simuleringen bliver lavet af  $C_\mu$  beregnes den med tidskonstantmetoden vist i formel (7.53) [43] hvor  $C_1$  og  $C_2$

er henholdsvis den millertransformerede  $C_\mu$  på indgang og udgangen.

$$f_p = \frac{1}{(r_\pi \cdot (C_\pi + C_1) + R_L \cdot C_2) \cdot 2 \cdot \pi} \quad (7.53)$$

$C_1$  og  $C_2$  er givet ved formel (7.54) og (7.55) hvor  $K$  er råforstærkningen i spændingsforstærkeren.

$$C_1 = C_\mu \cdot (1 - K) \quad (7.54)$$

$$C_2 = C_\mu \cdot \left(1 - \frac{1}{K}\right) \quad (7.55)$$

For at være sikker på at beregningerne kan sammenlignes med simuleringerne beregnes der ud fra samme værdier for  $C_\mu$ ,  $K$ ,  $C_\pi$  som simuleringsprogrammet benytter. Værdierne aflæses til følgende:

$$C_\mu = 1,6 \text{ pF}$$

$$C_\pi = 153 \text{ pF}$$

$$r_\pi = 2,97 \text{ k}\Omega$$

$$K = 63 \text{ dB} \approx -1412 \text{ gange}$$

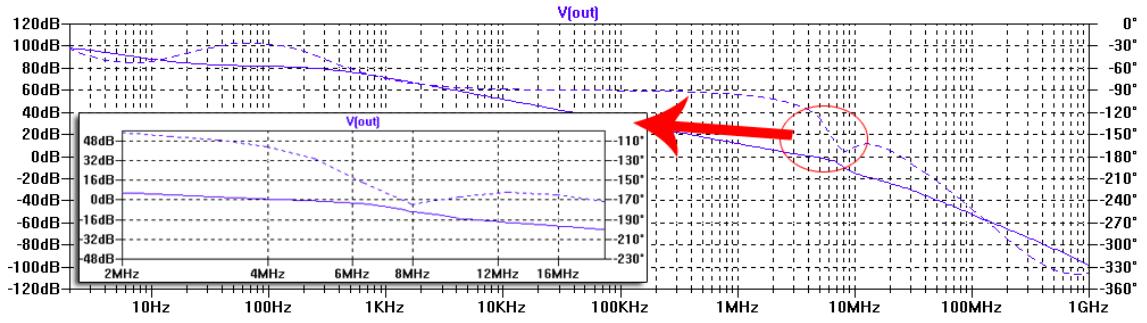
Dermed kan knækfrekvensen,  $f_p$  beregnes i formel (7.56), hvor  $R_L$  er spændingsforstærkerens belastning, som er beregnet i afsnit 7.1.2.

$$f_p = \frac{1}{(r_\pi \cdot (C_\pi + C_\mu \cdot (1 - K)) + R_L \cdot C_\mu \cdot (1 - \frac{1}{K})) \cdot 2 \cdot \pi} = 22 \text{ kHz} \quad (7.56)$$

Knækfrekvensen er på simuleringen aflæst til 20 kHz hvormed det vurderes at beregningen på 22 kHz er tæt nok på til at blive anset som værende korrekt. Da den dominerende pol nu er identificeret vides nu at kapaciteten  $C_\mu$  skal ændres i størrelse for at flytte knækfrekvensen, for dermed at opnå en højere fasemargin. Ved at resonere over simuleringresultaterne er det bestemt at knækfrekvensen skal flyttes til 200 Hz for at opnå tilstrækkeligt fasemargin. I formel (7.57) beregnes kapaciteten som  $C_\mu$  skal hæves med ved at isolere  $C_2$ . I formlen er  $f_{p1}$  sat til 200 Hz.

$$f_{p1} = \frac{1}{(r_\pi \cdot (C_\pi + (C_\mu + C_2) \cdot (1 - K)) + R_L \cdot (C_\mu + C_2) \cdot (1 - \frac{1}{K})) \cdot 2 \cdot \pi} \Rightarrow C_2 = 144 \text{ pF} \quad (7.57)$$

Ved at indsætte 144 pF parallel med  $C_\mu$  i simuleringen opnås en fasemargin på  $57^\circ$ , som vist på figur 7.19.



Figur 7.19: Simuleret open-loop frekvenskarakteristik for effektforstærkeren hvor den dominerende pol er flyttet

### 7.1.7 Slew Rate

Det er med indsættelsen af  $C_2$  interessant at kigge på Slew Rate, forkortet SR, med henblik på at bestemme om dette er et emne der bør tages højde for i designet. Kravet til SR er bestemt af den ønskede afsatte effekt i belastningen og frekvensgangen. SR er et udtryk for ændringen i spænding per tid, som vist i formel (7.58) [44].

$$SR = \left. \frac{d v_o(t)}{dt} \right|_{\max} \quad (7.58)$$

Den største spændingsændring i effektforstærkeren sker over  $Q_6$  og kan regnes ved at betragte spændingsændringen over belastningen, når spændingsforstærkningen i strømforstærkeren er kendt. Peakspændingen over belastningen er, som vist i afsnit 7.1.1, 17,9 V og spændingsforstærkningen i strømforstærkeren er, som beregnet i afsnit 7.1.5, 0,99. Dette giver en maksimal peakspænding over  $Q_6$  på 18,1 V. Signalet er desuden sinusformet, hvorved  $v_o(t)$  kan skrives som i formel (7.59).

$$v_o(t) = 18,1 \text{ V} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad (7.59)$$

Ændringen i  $v_o(t)$  er størst til tiderne  $t$  som beskrevet i formel (7.60), hvor  $n \in \mathbb{Z}$ .

$$t = \frac{\pi \cdot n}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (7.60)$$

Frekvensen,  $f$ , der er interessant er 20 kHz, hvorved kravet til SR kan bestemmes som vist i udregningen i formel

$$SR_{\text{krav}} = 18,1 \text{ V} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 20 \text{ kHz} = 2,27 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \quad (7.61)$$

Det eventuelle problem med at leve op til dette krav er hvis strømmen til  $C_2$  ikke er tilstrækkelig. Spændingsfaldet over  $C_2$  er ikke nævneværdigt anderledes end spændingsfaldet over  $Q_2$ , hvorved den nedre grænse for strømmen gennem  $C_2$  kan beregnes, som vist i udregningen i formel (7.62) [18], da kondensatorværdien kendes.

$$i_{C_2} = C_2 \cdot SR_{\text{krav}} = 0,33 \text{ mA} \quad (7.62)$$

Denne strøm skal kunne leveres af differensforstærkeren, hvis der ikke skal opstå problemer. Differensforstærkeren kan maksimalt leve 2 mA og selvom der også løber en strøm ind i  $Q_2$ 's base så vurderes der ikke at der vil opstå problemer med SR.

## 7.2 Implementering

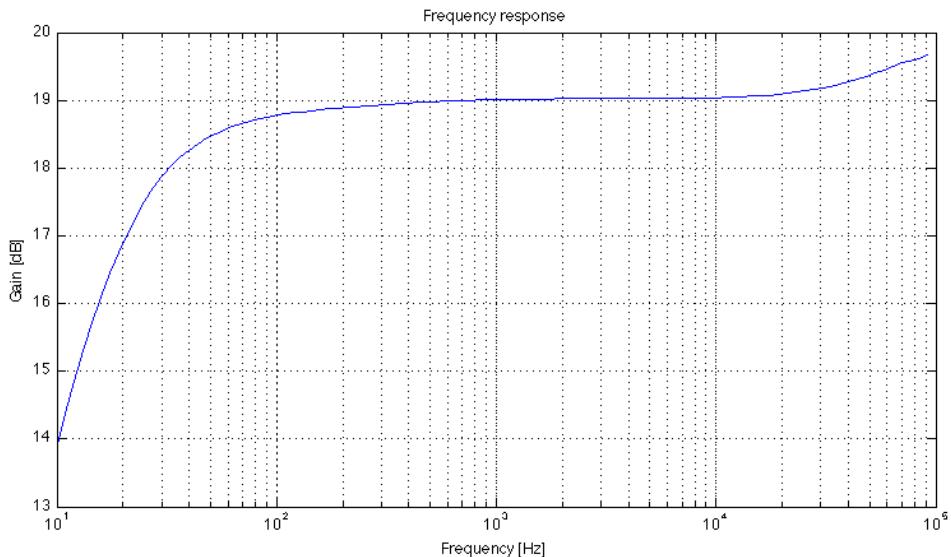
Under implementeringen indstilles potentiometret på  $R_7$ 's og  $R_8$ 's plads til de beregnede værdier. Da effektforstærkeren blev tændt og inputsignalet var 0 V, blev spændingsfaldet over  $R_E$  målt hvorefter strømmen gennem den beregnes med Ohms lov. Den fundne strøm er lig med hvilestrømmen i udgangstrinnet. Det måtte konkluderes at de beregnede værdier ikke passede korrekt, hvormed potentiometret på  $R_8$ 's plads justeredes, så spændingsfaldet over  $R_E$  passede overens med, hvad det skulle være, hvis strømmen gennem modstanden skulle være lig med 45 mA. Den justerede værdi for  $R_8$  er ikke dokumenteret, da den ikke umiddelbart kan måles mens den er monteret i kredsløbet.

Efter at have justeret hvilestrømmen korrekt opstod endnu et problem. Ved implementeringen blev  $V_{BE}$ -multiplierens transistor, Q1 på figur 7.7, monteret for sig. Det viste sig at hvilestrømmen, som løber gennem darlingtontransistorerne ved 0 V inputsignal, afhæng markant af Q1's og darlingtontransistorernes temperatur. Symptomerne viste sig efter at have indstillet spændingen over  $V_{BE}$ -multiplieren så hvilestrømmen var 45 mA, som beregnet, hvorefter der blev påtrykt et inputsignal, således at darlingtontransistorerne blev varme. Efter at have slukket for inputsignalet og målt hvilestrømmen viste det sig at den var steget med over 100 mA. Problemet blev løst ved at montere Q1 på samme køleplade som darlingtontransistorerne således at deres temperatur følges ad. På denne måde følges deres temperaturofhængige transistorparametre bedre ad og udsvinget i hvilestrøm ved kold kontra varm tilstand falder markant.

Ved at måle med et oscilloskop på effektforstærkerens udgang ved 2 V peakspænding og 1 kHz på indgangen kunne det konkluderes at den begyndte at svinge ved 7 MHz. Årsagen til dette kendes ikke og vil ikke blive forsøgt rettet op på, da det ikke er indenfor det hørbare frekvensområde.

### 7.3 Accepttest

Der kan ses ud fra målingerne at frekvensgangen ved 2 V, afbilledet på figur 7.20, ved de lave frekvenser, ikke er tilfredsstillende. Da frekvensgangen for 2 V og 200 mV bedømmes til at være meget ens, konkluderes der kun på frekvensgangen for 2 V.



Figur 7.20: Den målte frekvensgangen for effektforstærkeren ved 2 V

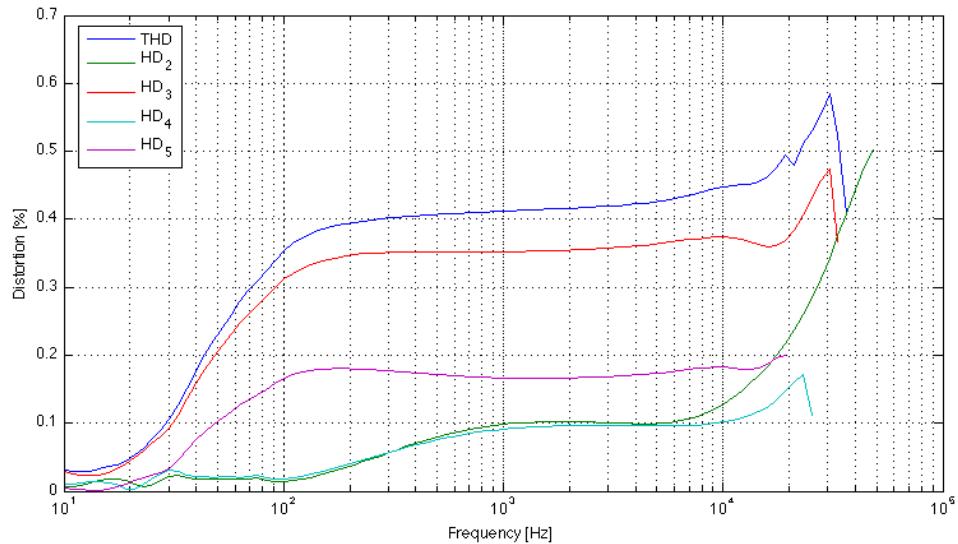
Ved 20 Hz aflæses forstærkningen til 17 dB, mens forstærkningen ved 63 Hz aflæses til 18,6 dB. Dette er en forskel på 1,6 dB, hvilket er mere end de 0,75 dB den skulle være indenfor. Forstærkningen ved 1 kHz er aflæst til 19 dB. Forskellen til de 63 Hz er ca. 0,4 dB, hvilket er tæt på at være under kravet på maksimalt 0,375 dB men altså ikke under. Forstærkningen ved 12,5 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.

Afvigelsen fra kravet om dæmpningen fra 20 Hz til 63 Hz skyldes sandsynligvis at kondensatorudregningen for lavpasfilteret i tilbagekoblingen er forkert. Hvis kondensatoren havde været større, havde polens knækfrekvens været flyttet ned i frekvens, hvilket ville have dæmpt de lave frekvenser mindre, da knækket ikke ville have været betydeligt til stede ved de relevante frekvenser. Grundet tidsmangel er dette dog ikke forsøgt rettet.

På figur 7.21 ses THD-målingen af effektforstærkeren. Målingen for 2 V er valgt, da denne giver de største værdier og derfor danner grundlag for at bedømme om THD'en holder sig under det ønskede.

Der kan aflæses at THD ved fuld udstyring når et maksimum på 0,49 %, ved 19 kHz. Dette er under de 0,5% der er defineret som et krav og er derfor accepteret.

Nyttevirkningen er, i Appendiks I, målt til 53,4 % ved maksimal udstyring og 1 kHz,



Figur 7.21: Den målte THD for effektforstærkeren ved 2 V

hvilket er acceptabelt da den, ifølge afsnit 3.2 skal ligge mellem 25 og 78,5 %. Appendiks I viser desuden også at den afsatte effekt i belastningen ikke overholdes da denne skulle have været 20 W men måles til 18,7 W ved maksimal udstyring.

Område	Krav	Status
Indgangsimpedans	22 kΩ	✓
Frekvensgang	$< 0,375 \text{ dB}$ ved 20 Hz - 20 kHz, ref. 1 kHz $< 0,75 \text{ dB}$ fra 20 Hz til 63 Hz $< 0,75 \text{ dB}$ fra 12,5 kHz til 20 kHz	✗ ✗ ✓
Forvrængning	$< 0,5 \%$	✓
Forstærkning	69,7 gange ved 22 kΩ indgangsimpedans og ved 1 kHz	✓

Tabel 7.2: Oversigt over status af krav til effektforstærkeren

# Samlet accepttest 8

---

Efter systemet implementeredes, blev der udført målinger, som vist i appendiks J. Resultaterne af THD-målingerne viser, som det kan ses på figur J.2 til figur J.5, desværre at kravene ikke er opfyldt for nogle af situationerne pånær stereo-indgangen med 200 mV. Resultaterne for frekvensgangen fra mikrofonindgangen viser, som det kan ses på figur J.6 og figur J.7, at forstærkningen er for stor i frekvensområdet fra 20 Hz til 500 Hz, hvorefter den er for lav i resten af frekvensgangen. Forstærkningen skulle have været ca. 56 dB, hvilket der er en for stor afvigelse fra i forhold til kravene. Resultaterne for frekvensgangen fra stereo-indgangen viser, som det kan ses på figur J.8 og figur J.9, at forstærkningen er omkring de ønskede 19 dB i frekvensområdet fra 200 Hz til 20 kHz. Dog falder forstærknin- gen mere end kravene tillader fra 20 Hz til 200 Hz. Resultaterne af dæmpningsmålingerne viser, som kan ses på figur J.10 til J.17, at kravene ikke er opfyldt da dæmpningen skulle være minimum 50 dB for et slukket signal. Alle målingerne for dæmpning viser dæmpninger som svinger og som i større eller mindre dele af frekvensgangen fra 20 Hz til 20 kHz er under 50 dB.

Hvordan HiFi-forstærkeren lever op til de samlede krav, stillet i kravspecifikationen i tabel 3.2, kan ses i tabel 8.1.

Område	Krav	Betingelse(r)	Status
<b>Teknisk:</b>			
Forstærkerklasse	AB		✓
Total Harmonic Distortion	< 1 %	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ &lt; 0,5 % i forforstærker</li> <li>○ &lt; 0,5 % i effektforstærker</li> <li>○ Begge i effektområde fra 0 til -26 dB</li> </ul>	✗ ✓ ✓
Frekvensgang	20 Hz - 20 kHz	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ &lt; 1,5 dB ved ref. 1 kHz</li> <li>○ &lt; 3 dB dæmpning fra 20 Hz til 63 Hz og fra 12,5 kHz til 20 kHz</li> </ul>	✗ ✗ ✗
Indgangstyper	Linie og mikrofon	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Med "Monacor MCE-4000" mikrofon</li> </ul>	✓
Antal trin i indgangsvælger	4		✓
Dæmpning af slukket indgangssignal	> 50 dB	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Ved 20 Hz - 20 kHz</li> </ul>	✗
Indgangsimpedans i liniesignalsindgang	> 22 kΩ		✓
Indgangsimpedans i mikrofonsignalsindgang	> 5 kΩ		✓
Equalizer-bånd	3		✗
Styring af volumen-kontrol	Digital		✓
Dæmpningsområde i volumenkontrol	0 dB - 50 dB	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ 1 dB per niveau</li> </ul>	✓
Udgangseffekt	> 20 W	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ I 8 Ω-højtalere</li> </ul>	✗
Udgangssignaltype	Mono		✓
Kortslutningsstrøm i udgangen	3 A	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Som peakstrøm</li> </ul>	✗
<b>Frontpanel (input):</b>			
Indgangsvælger	En trykknap		✓
Volumenkontrol	To trykknapper		✓
Equalizer	En drejeknap pr. bånd		✗
<b>Frontpanel (output):</b>			
Indgangsvælger	To lysdioder	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ Én per indgang</li> </ul>	✓
Volumedisplay	To 7-segmenter		✓
Visualizer	6 lysdioder	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ 2 grønne, 2 gule, 2 røde</li> </ul>	✗

Tabel 8.1: Status af krav for hele systemet

# Konklusion 9

---

Temaet for dette semester har været ”Analog og digital elektronik” og temaet for selve projektet har været ”High Fidelity (Hi-Fi) forstærker med digital styring”. For at leve op til semestertemaet valgte gruppen fra starten at designe mest muligt med diskret elektronik fremfor integreret elektronik, dog viste tidsmangel sig som en faktor, der kom til at betyde, at dette ikke altid kunne realiseres.

Projektets HiFi-forstærker blev valgt til at skulle bestå af følgende syv elementer; frontpanel, forforstærker, indgangsvælger, equalizer, visualizer, volumenkontrol og effektforstærker. Kravene til disse elementer blev opstillet ud fra en undersøgelse af gældende aktuelle standarder samt projektgruppens ønsker, hvilket er dokumenteret i kapitel 3. Efter kravspecifikationen kom på plads, blev de enkelte elementer designet med baggrund i viden gruppen har tilegnet sig gennem semesterkurserne. Hvert element blev desuden simuleret for at verificere funktionaliteten inden elementet blev bygget. Equalizeren og visualizeren blev dog aldrig hverken designet, simuleret eller bygget på grund af tidsmangel. Dog er tankerne bag deres funktion ikke fjernet fra denne rapport, da projektgruppen har valgt at opbygge rapporten så den beskriver projektprocessen, fremfor produktet. Desuden blev der, også grundet tidsmangel, aldrig fremstillet et reelt frontpanel, men de nødvendige interaktionsmuligheder er derimod placeret på hvert af de aktuelle elementer.

De resterende fire elementer blev bygget, hvorefter de blev testet enkeltvis for, at vurdere hvorvidt disse levede op til kravene opstillet specifikt til hvert element. Som dokumenteret i afsnittene kaldet ”Accepttest” til hvert element, varierer graden af succes fra element til element. Forforstærkeren lever op til alle kravene stillet specifikt til den, hvilket indgangsvælgeren også gør. Volumenkontrollen derimod lever op til alle pånær et enkelt, hvilket dog snyder i forhold til brugeroplevelsen, da ingen af kravene dækker dette område. Effektforstærkeren klarer i testen fire ud af syv specifikke krav, hvilket der, lige som tilfældet er med volumenkontrollen, ikke har været tid til at forbedre. Det er dog ganske klart hvorfor effektforstærkeren ikke lever op til et af kravene, nemlig kravet om den afsatte effekt, hvilket lyder på minimum 20 W i en  $8\ \Omega$ 's belastning. Dette opfyldes ikke, hvilket er forventeligt da hele designet bygger på at opnå præcis 20 W, hvilket derfor ved korrekt design udelukker en større effekt. Dette er en fejl i designprocessen, som stod klar for projektgruppen tidligt i processen, uden der dog blev valgt at ændre på det, da det ikke har nogen læringsmæssig fordel. Desuden blev der til effektforstærkeren designet en

kortslutningssikring, som, grundet tidsmangel, aldrig blev implementeret og testet. Denne blev dog simuleret og årsagerne til dens teoretiske funktionalitetsfejl blev dokumenteret.

Med hvert element opbygget og testet, blev elementerne sat sammen til en endelig test af hele HiFi-forstærkeren. Resultateterne af denne test viste, at HiFi-forstærkeren lever op til 14 ud af 24 af de oprindeligt opstillede krav til hele systemet. Nogle af resultaterne viser at den samlede HiFi-forstærker ikke lever op til nogle krav, som de enkelte elementer ellers lever op til. Årsagerne til disse forskelle har der ikke været tid til at undersøge og dermed udbedre.

# 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.
- [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.
- [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", december 2010.
- [6] AAU, "Regler vedrørende el-sikkerhed i forbindelse med øvelses- og projektarbejder i elektroniklaboratorium B1-101". Bilags-CD "elregler\_b1101.pdf", oktober 2010.
- [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", marts 2004.
- [10] Ole Kiel Jensen, "Måling af frekvensgang, impedans og forvrængning". Bilags-CD "maaling\_mm5\_slides.pdf", november 2010.
- [11] Philips, "Aluminium electrolytic capacitors". Bilags-CD "electrolyt.pdf", januar 1998.
- [12] Fairchild Semiconductor, "Small Signal Diode". Bilags-CD "1N4148.pdf", 2002.
- [13] National Semiconductor, "Low Power Quad Operational Amplifiers". Bilags-CD "LM324.pdf", august 2000.
- [14] Vishay Semiconductors, "Schottky Diode". Bilags-CD "BAT85.pdf", maj 2002.
- [15] Philips, "Binary up/down counter". Bilags-CD "HEF4516B.pdf", januar 1995.

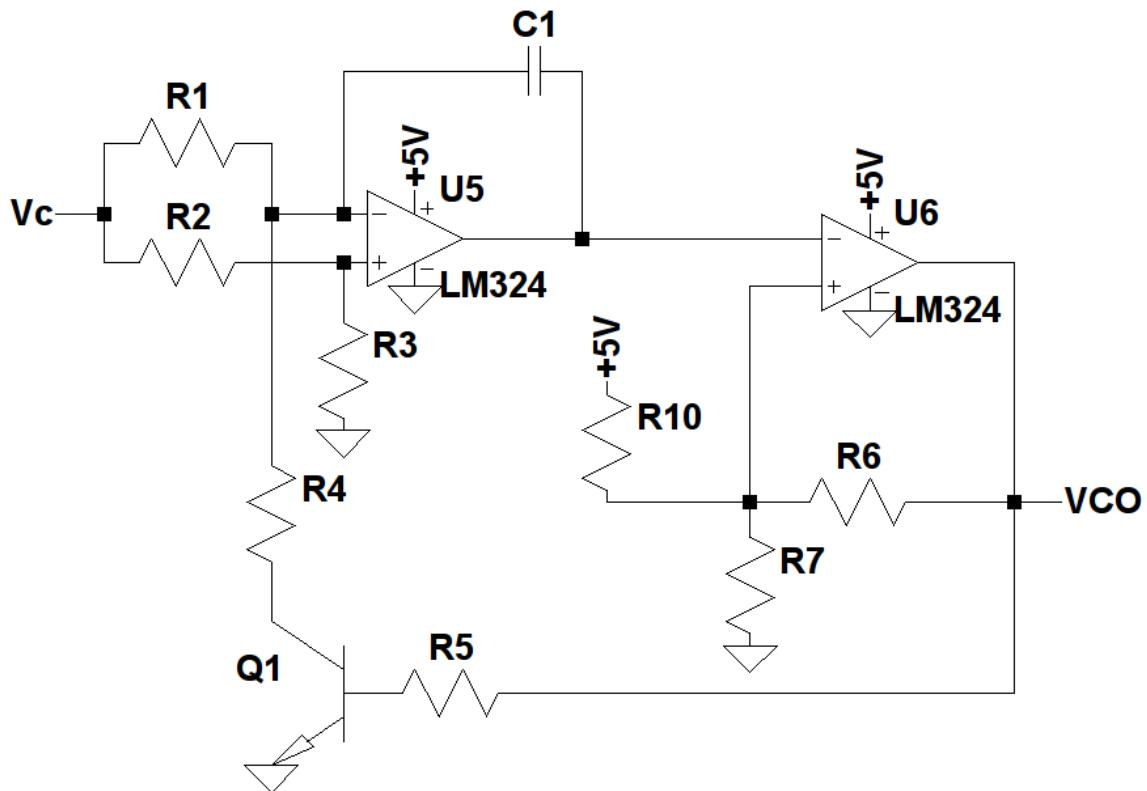
- [16] Texas Instruments, "DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS WITH PRESET AND CLEAR". Bilags-CD "SN74LS74A.pdf", marts 1988.
- [17] Philips, "BCD to 7-segment latch/decoder/driver". Bilags-CD "HEF4511.pdf", januar 1995.
- [18] Jan H. Mikkelsen, "Effektforstærker – III". Bilags-CD "ael\_mm20\_slides.pdf", november 2010.
- [19] SGS-Thomson Microelectronics, "High gain general purpose". Bilags-CD "BDX33-34.pdf", december 1988.
- [20] Fischer elektronik, "SK 51". Bilags-CD "koeleplade.pdf", 2002.
- [21] Jan H. Mikkelsen, "Effektforstærker – II". Bilags-CD "ael\_mm19\_slides.pdf", november 2010.
- [22] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, "Microelectronic Circuits, 6. udgave", eksempel 13.5. Oxford University Press, 2010.
- [23] Ole Kiel Jensen, "Klasse AB forstærker". Bilags-CD "klasse-ab.pdf", december 2010.
- [24] DIN, "Deutsches Institut für Normung 45500". Bilags-CD "DIN45500.pdf", Januar 1973.
- [25] Jan H. Mikkelsen og modificeret af Ole Kiel Jensen, "Effektforstærker – II". Bilags-CD "ael\_mm19\_slides.pdf", november 2010.
- [26] General semiconductor, "Small Signal Transistors (PNP)". Bilags-CD "BC557.pdf", april 1998.
- [27] Jan H. Mikkelsen, "BJT grundkoblinger - II". Bilags-CD "ael\_mm7\_slides.pdf", september 2010.
- [28] Jan H. Mikkelsen, "BJT Forstærkere og modeller". Bilags-CD "ael\_mm5\_slides.pdf", september 2010.
- [29] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, "Microelectronic Circuits, 6. udgave", side 525. Oxford University Press, 2010.
- [30] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, "Microelectronic Circuits, 6. udgave", side 618 eq 7.159. Oxford University Press, 2010.
- [31] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, "Microelectronic Circuits, 6. udgave", side 620 eq 7.165. Oxford University Press, 2010.
- [32] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, "Microelectronic Circuits, 6. udgave", side 734 figur 7.37b. Oxford University Press, 2010.
- [33] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, "Microelectronic Circuits, 6. udgave", side 618 eq 7.157. Oxford University Press, 2010.

- [34] Palle Andersen, ”Tilbagekoblingsteori I”. Bilags-CD ”tilbagekoblingsteori\_mm1\_slides.pdf”, Måned År.
- [35] Ole Kiel Jensen, ”Måling på universalforstærker”. Bilags-CD ”maaling\_mm4\_slides.pdf”, september 2010.
- [36] 311, ”Forforstærker - 3,16 mV indput - TND og Frekvens respons”. Bilags-CD ”forforstaerker-3.16mvInputTHDogFrekvensRespons.pdf”, december 2010.
- [37] 311, ”Forforstærker - 31,6 mV indput - TND og Frekvens respons”. Bilags-CD ”forforstaerker-31.6mvInputTHDogFrekvensRespons.pdf”, december 2010.
- [38] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, ”Microelectronic Circuits, 6. udgave”, formel 4.96. Oxford University Press, 2010.
- [39] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, ”Microelectronic Circuits, 6. udgave”, afsnit 4.5.7. Oxford University Press, 2010.
- [40] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, ”Microelectronic Circuits, 6. udgave”, formel 9.4. Oxford University Press, 2010.
- [41] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, ”Microelectronic Circuits, 6. udgave”, eksempel 9.1. Oxford University Press, 2010.
- [42] 311, ”Effektforstaerker openloop simulering”. Bilags-CD ”effektforstaerker\_openloop\_simulering.png”, december 2010.
- [43] Sofus Birkedal Nielsen, ”Højfrekvens Hybrid  $\pi$ -model”. Bilags-CD ”mm11.notes.pdf”, oktober 2010.
- [44] Adel Sedra, Kenneth C. Smith, ”Microelectronic Circuits, 6. udgave”, afsnit 2.8.3. Oxford University Press, 2010.
- [45] 311, ”Måling på indgangsvælger”. Bilags-CD ”indgangsvaelger.zip”, december 2010.
- [46] Burr-Brown, ”Ultra-Low Noise Precision OPERATIONAL AMPLIFIERS”. Bilags-CD ”OPA27.pdf”, marts 1998.
- [47] 311, ”Måling på HiFi-forstærker”. Bilags-CD ”hifi-forstaerker-maling.zip”, december 2010.
- [48] 311, ”Diagram over HiFi-forstærker”. Bilags-CD ”samlet-diagram.pdf”, december 2010.

# Beregning af VCO-frekvens

A

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



Figur A.1: Diagram over VCO'en

## Schmidt-trigger

For at opstille et udtryk for frekvensen skal triggerniveauerne for schmidt-triggeren bestemmes, dette gøres under den antagelse at et højt udgangsniveau på U6 har samme

spænding som forsyningen. Udfra ligning (A.1) kan ”Lower triggerlevel” beregnes.

$$V_L = \frac{R_7||R_6}{R_{10} + R_7||R_6} \cdot V_{CC} \quad (\text{A.1})$$

Hvis de tre modstande  $R_6$ ,  $R_7$  og  $R_{10}$  gøres ens, kan ligningen yderligere reduceres, se ligning (A.2).

$$V_L = \frac{R \cdot R}{R \cdot R + R \cdot R + R \cdot R} \cdot V_{CC} = \frac{1}{3} \cdot V_{CC} \quad (\text{A.2})$$

Da operationsforstærkeren, LM324, ikke er i stand til at levere forsyningsspænding som udgangsspænding, men kun  $V_{CC} - 1,5$  V [13], beregnes ”Upper triggerlevel” ved at bruges superposition. Udfra ligningerne (A.3), (A.4) og (A.5) kan ”Upper triggerlevel” beregnes.

$$V_{\text{supply}} = \frac{R_6||R_7}{R_{10} + R_6||R_7} \cdot V_{CC} \quad (\text{A.3})$$

$$V_{\text{opamp}} = \frac{R_7||R_{10}}{R_6 + R_7||R_{10}} \cdot (V_{CC} - 1,5 \text{ V}) \quad (\text{A.4})$$

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

Når de tre modstande  $R_6$ ,  $R_7$  og  $R_{10}$  gøres ens, kan ligningen yderligere reduceres, se ligning (A.6).

$$V_U = \frac{R \cdot (R \cdot V_{CC} + 1,5 \text{ V} \cdot R + R \cdot V_{CC})}{R \cdot R + R \cdot R + R \cdot R} = \frac{2}{3} \cdot V_{CC} - 0,5 \text{ V} \quad (\text{A.6})$$

## Integrator

Integratoren op- og aflader kondensatoren,  $C_1$ , gennem de to modstande  $R_1$  og  $R_4$ . Med udgangspunkt i den ideelle operationsforstærker, er det klart 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 (A.7).

$$V_+ = V_- = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_C \quad (\text{A.7})$$

Ligningen (A.7) kan reduceres ved at lade modstandene  $R_2$  og  $R_3$  være ens, se ligning (A.8).

$$V_- = \frac{R}{R+R} \cdot V_C = \frac{1}{2} \cdot V_C \quad (\text{A.8})$$

Strømmen gennem  $R_1$  kan beregnes udfra  $V_C$ ,  $V_-$ , den ohmske modstand og Ohms lov, se ligning (A.9).

$$V_C - V_- = I_{R_1} \cdot R_1 \Rightarrow I_{R_1} = \frac{V_C - V_-}{R_1} = \frac{V_C - \frac{V_C}{2}}{R_1} = \frac{\frac{V_C}{2}}{R_1} = \frac{V_C}{2 \cdot R_1} \quad (\text{A.9})$$

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 alt den strøm der løber gennem  $R_1$  vil lade  $C_1$  op. Altså er  $I_{R_1} = I_{\text{op}}$ . 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 alt den strøm der løber gennem  $R_1$  vil løbe til stel gennem  $R_4$ , da strømmen gennem  $R_4$  er større end strømmen gennem  $R_1$ . Dette skyldes at der også løber strøm fra kondensatoren til stel, som aflader kondensatoren. For at beregne strømmen  $I_{R_4}$  bruges  $V_-$  igen, se ligning (A.10).

$$V_- = I_{R_4} \cdot R_4 \Rightarrow I_{R_4} = \frac{V_-}{R_4} = \frac{\frac{V_C}{2}}{R_4} = \frac{V_C}{2 \cdot R_4} \quad (\text{A.10})$$

Da  $I_{R_4}$  er summen af opladnings- og afladningsstrømmen kan afladningsstrømmen findes ved ligning (A.11).

$$I_{\text{af}} = I_{R_4} - I_{\text{op}} = \frac{V_C}{2 \cdot R_4} - \frac{V_C}{2 \cdot R_1} \quad (\text{A.11})$$

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 (A.12)

$$V_d = \left( \frac{2}{3} \cdot V_{CC} - 0,5 \text{ V} \right) - \frac{1}{3} \cdot V_{CC} = \frac{1}{3} \cdot V_{CC} - 0,5 \text{ V} \quad (\text{A.12})$$

Tiden det tager at op- og aflade kondensatoren beregnes ud fra ligning (A.13).

$$V = \frac{I \cdot t}{C} \Rightarrow t = \frac{V \cdot C}{I} \quad (\text{A.13})$$

Udfra ligning (A.13) kan både op- og afladningstiden beregnes, se ligning (A.14) og (A.15).

$$t_{\text{op}} = \frac{V_d \cdot C}{I_{\text{op}}} = \frac{\left(\frac{1}{3} \cdot V_{CC} - 0,5 \text{ V}\right) \cdot C}{\frac{V_C}{2 \cdot R_1}} = \frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot R_1}{3 \cdot V_C} \quad (\text{A.14})$$

$$t_{\text{af}} = \frac{V_d \cdot C}{I_{\text{af}}} = \frac{\left(\frac{1}{3} \cdot V_{CC} - 0,5 \text{ V}\right) \cdot C}{\frac{V_C}{2 \cdot R_4} - \frac{V_C}{2 \cdot R_1}} = \frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot R_4 \cdot R_1}{3 \cdot V_C \cdot (R_1 - R_4)} \quad (\text{A.15})$$

Periode tiden,  $T$ , er summen af op- og afladningstiden, se ligning (A.16).

$$T = t_{\text{op}} + t_{\text{af}} = \frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot R_1}{3 \cdot V_C} + \frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot R_4 \cdot R_1}{3 \cdot V_C \cdot (R_1 - R_4)} \quad (\text{A.16})$$

Udtrykket i ligning (A.16), kan reduceres til udtrykket vist i ligning (A.17).

$$T = \frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot (R_1)^2}{3 \cdot V_C \cdot (R_1 - R_4)} \quad (\text{A.17})$$

Den frekvens VCO'en vil svinge med beregnes udfra at  $f = \frac{1}{T}$ , se ligning (A.18).

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{\frac{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot (R_1)^2}{3 \cdot V_C \cdot (R_1 - R_4)}} = \frac{3 \cdot V_C \cdot (R_1 - R_4)}{(2 \cdot V_{CC} - 3 \text{ V}) \cdot C \cdot (R_1)^2} \quad (\text{A.18})$$

Den duty cycle som VCO'ens output vil have er reduceret til udtrykket givet i ligning (A.19).

$$d = \frac{t_{\text{af}}}{T} = \frac{R_4}{R_1} \quad (\text{A.19})$$

# **Bestemmelse af Monacor MCE-4000 output**

B

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 utsat for. De 60 dB(A) regnes først om til en værdi i pascal ved udregningen i formel (B.1)

$$p_{60 \text{ dB(A)}} = 10^{\frac{L_p}{20}} \cdot p_{\text{ref}} = 10^{\frac{60 \text{ dB(A)}}{20}} \cdot 20 \cdot 10^{-6} \text{ Pa} = 0,02 \text{ Pa} \quad (\text{B.1})$$

Denne værdi er altså ved én meters afstand. Omregningen af lydtrykket til 0,1 m fra kilden foretages som i udregningen i formel (B.2).

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

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 arbejdsmrådet dermed fra 70 db(A) til 90 dB(A). De forventede peakspændinger på udgangen af mikrofonen kan derfor regnes ved formel (B.3), hvor lydtrykket igen er omregnet til en værdi i pascal.

$$\hat{V}_{\text{microphone}} = p \cdot 5 \frac{\text{mV}}{\text{Pa}} \quad (\text{B.3})$$

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

# Beregning af analog attenuator

C

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 at trinet har en fast udgangsimpedans. Den første attenuator dæmper i syv trin med 8 dB mellem hvert trin, startende fra 0 dB. Der tages i beregningerne udgangspunkt i formlen for en ubelastet spændingsdeler, hvor forholdet mellem ind- og udgangsspænding er noteret som dæmpningen i dB omregnet til antal gange. Beregningerne for den første attenuatorer er opstillet i ligningerne (C.1) til (C.6).

$$\frac{R_7}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-48}{20}} \quad (\text{C.1})$$

$$\frac{R_7 + R_6}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-40}{20}} \quad (\text{C.2})$$

$$\frac{R_7 + R_6 + R_5}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-32}{20}} \quad (\text{C.3})$$

$$\frac{R_7 + R_6 + R_5 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-24}{20}} \quad (\text{C.4})$$

$$\frac{R_7 + R_6 + R_5 + R_4 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-16}{20}} \quad (\text{C.5})$$

$$\frac{R_7 + R_6 + R_5 + R_4 + R_3 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = 10^{\frac{-8}{20}} \quad (\text{C.6})$$

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

Den anden attenuator dæmper i otte trin med 1 dB mellem hvert trin, startende fra 0 dB. Beregningerne for den første attenuatorer er opstillet i ligningerne (C.7) til (C.13).

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

$$\frac{R_{14} + R_{13}}{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10} + R_9 + R_8 + R_7} = 10^{\frac{-6}{20}} \quad (\text{C.8})$$

$$\frac{R_{14} + R_{13} + R_{12}}{R_{14} + R_{13} + R_{12} + R_{11} + R_{10} + R_9 + R_8 + R_7} = 10^{\frac{-5}{20}} \quad (\text{C.9})$$

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

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

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

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

Da der er syv ligninger med otte ubekendte bestemmes  $R_{14}$  til  $10 \text{ k}\Omega$ , hvilket resulterer i følgende værdier  $R_8 = 2,43 \text{ k}\Omega$ ,  $R_9 = 2,16 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{10} = 1,93 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{11} = 1,72 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{12} = 1,53 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{13} = 1,36 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{14} = 1,22 \text{ k}\Omega$  og  $R_{15} = 10,0 \text{ k}\Omega$ .

# Måling på forforstærker

D

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

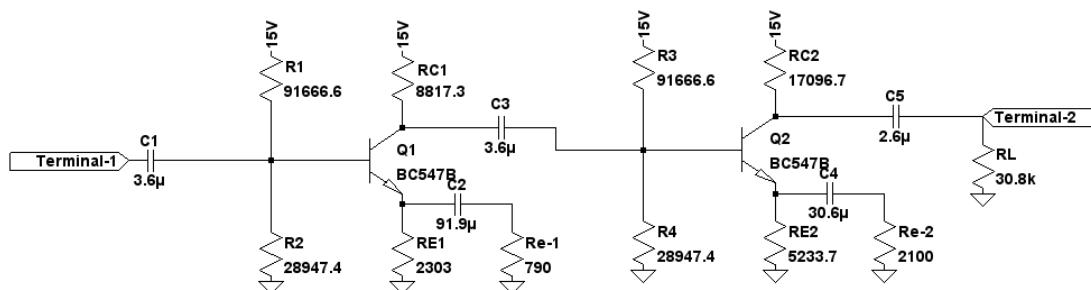
## Formål

Målingernes formål er at teste:

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

## Testobjekt

Der testes i disse målinger på forforstærkeren, som beskrevet i kapitel 4. På figur D.1 er denne vist, med angivelse af terminaler.



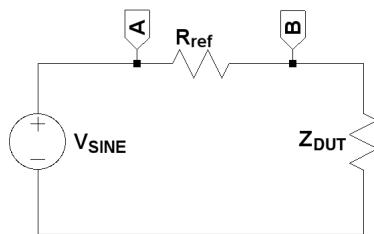
Figur D.1: Forforstærker med angivelser af terminaler

## Teori

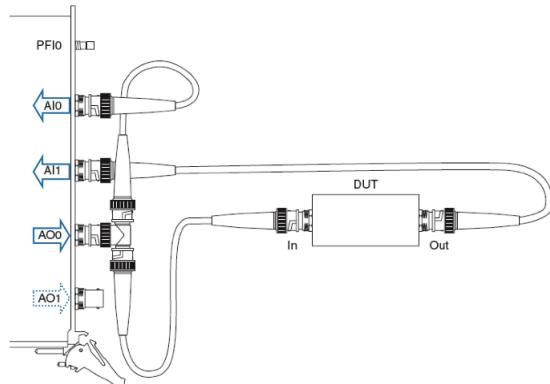
Teorien bag en impedansmåling er, at der skabes en spændingsdeling mellem en kendt reference modstand og indgangsmodstanden i testobjektet. Forholdet af spændingerne som ligger over modstandene svarer til forholdet mellem modstandene.

## Måleopstilling

Målingerne foretages med to forskellige opstillinger; én til impedansmåling og én til forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling. Opstillingerne er vist på figur D.2 og figur D.3.



Figur D.2: Måleopstilling for impedansmåling



Figur D.3: Måleopstilling for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling [10]

## 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. Generatoren, kaldet  $V_{SINE}$  på figur D.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 D.2, vælges til  $10\text{ k}\Omega$  og tilsluttes
3. Testobjektets forsyning og stel forbindes
4. Spændingsfaldet fra terminal A til terminal B, som på figur D.2, måles
5. Spændingsfaldet fra terminal B til stel, som på figur D.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 G.2
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
7. "THD units" sættes til %
8. "AI Range" for Stimulus channel sættes til  $\pm 0,316\text{ V}$
9. "AI Range" for Respons channel sættes til  $\pm 3,16\text{ V}$
10. "Sampling frequency" sættes til 204,8 kHz

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

## Resultater

Impedansmålingen gav effektivspændingerne vist i tabel D.1. Disse spændinger bruges til at regne testobjektets indgangsimpedans, med formel (D.1) [10].

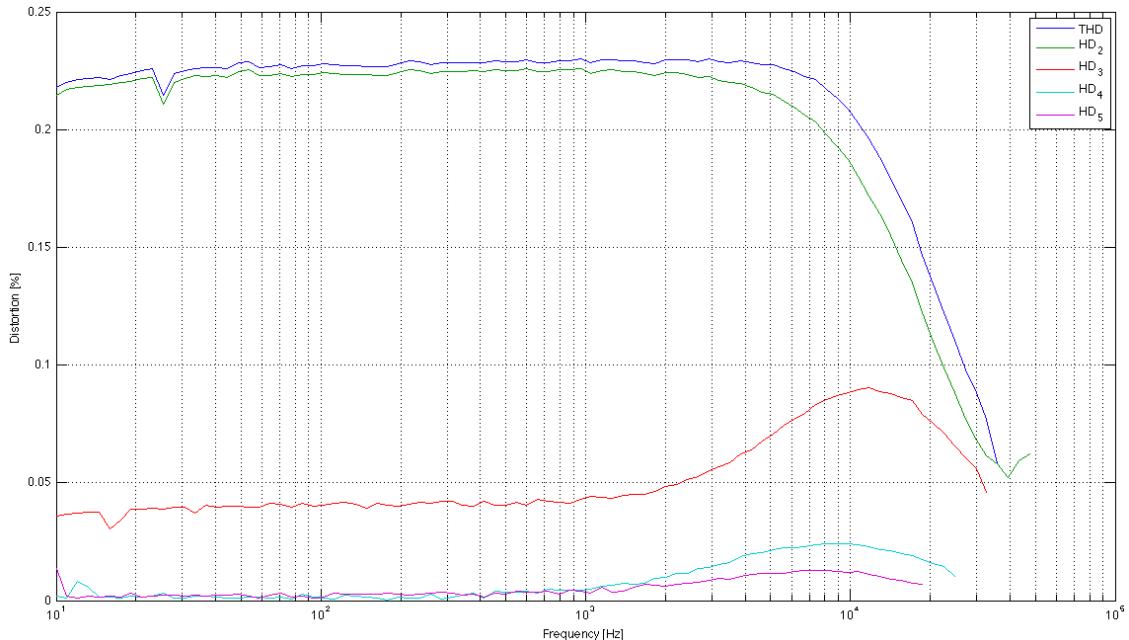
$$|Z_{DUT}| = \frac{|V_{Z_{DUT}}|}{|V_{R_{ref}}|} \cdot R_{ref} \quad (\text{D.1})$$

Forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmålingen gav resultaterne vist på figur D.4 og figur D.5.

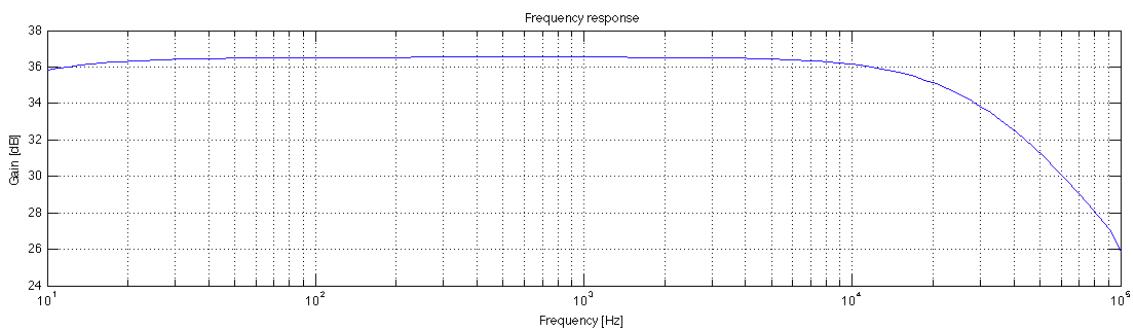
Datafilerne for målingerne findes i bilag [36] og [37].

	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 $\Omega$

Tabel D.1: Resultater af impedansmåling



Figur D.4: Resultater af forvrængningsmåling på forforstærker



Figur D.5: Resultater af frekvensgangs- og forstærkningsmåling på forforstærker

## 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.

- Aflæsningsunøjagtigheder

- Udstyrstolerancer
- Måleinstrumenter belaster måleobjektet

# Måling på indgangsvælger

E

---

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

## Formål

Målingens formål er at:

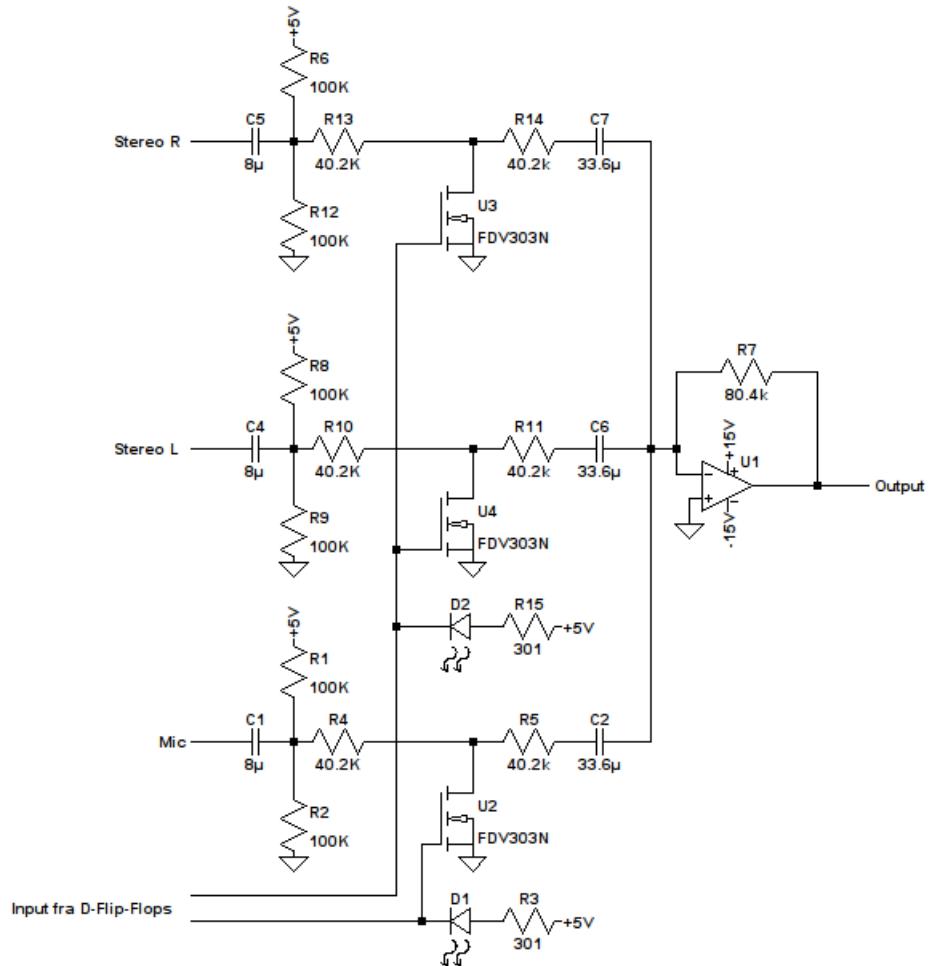
- Kontrollere funktionen af indgangsvælgeren
- Måle dæmpningen for en tændt samt en slukket indgang i indgangsvælgeren
- Måle outputtet i forhold til hvor mange indgange der er valgt
- Måle indgangsimpedansen for indgangene, tændt og slukket
- Måle frekvensgangen ved 20 Hz - 20 kHz

## Testobjekt

Der vil i denne målerapport blive udført tests af indgangsvælgeren, som vist på figur E.1. Indgangsimpedansen måles for alle indgangene: De to stereo indgange og mikrofon indgangen. Alle indgangsimpedanserne måles for både en tændt og en slukket indgang. Til frekvensmåling sendes signalet ind på en tændt indgang, medmindre andet er markeret. Indgangen der ikke benyttes vil så være slukket.

## Teori

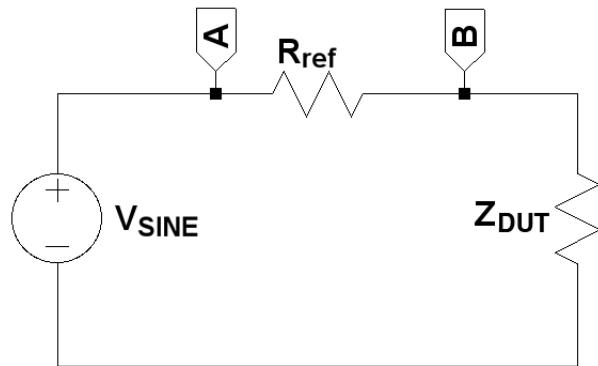
Teorien bag en impedansmåling er, at der skabes en spændingsdeling mellem en kendt reference modstand og indgangsmodstanden i testobjektet. Forholdet af spændingerne som ligger over modstandene svarer til forholdet mellem modstandene.



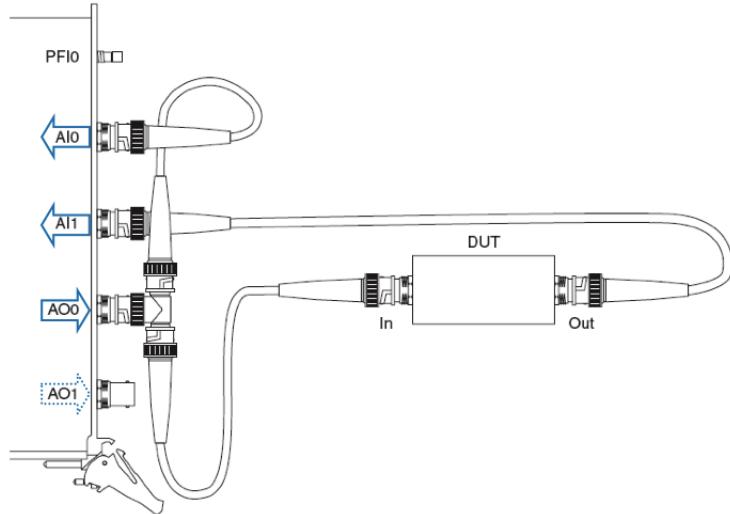
Figur E.1: Diagram over kredsløbet der testes

## Måleopstilling

Måleopstillingerne er vist på figur E.2 og E.3.



Figur E.2: Måleopstilling for impedansmåling



Figur E.3: Måleopstilling for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling [10]

## 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 E.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 E.2, vælges til  $10 \text{ k}\Omega$  og tilsluttes
3. Spændingsfaldet fra terminal A til terminal B, som på figur E.2, måles
4. Spændingsfaldet fra terminal B til stel, som på figur E.2, måles

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

Proceduren for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmålingen er:

1. En spændingsforsyning indstilles til  $\pm 15$  V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
2. En spændingsforsyning indstilles til 5 V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
3. Testobjektet tilsluttes som på figur E.3
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
8. "Amplitude" under Source settings sættes til 2 V
9. "THD units" sættes til %
10. "AI Range" for Stimulus channel sættes til  $\pm 3,16$  V
11. "AI Range" for Respons channel sættes til  $\pm 3,16$  V
12. "Sampling frequency" sættes til 204,8 kHz

Samme procedure gennemføres, hvor amplituden i punkt 8 i stedet sættes til 200 mV. Dermed opnåes resultater for både maksimums- og minimumsinput.

## Resultater

Impedansmålingen gav effektivspændingerne vist i tabel E.1, tabel E.2 og tabel E.3. Disse spændinger bruges til at regne testobjektets indgangsimpedans, med formel (E.1) [35].

$$|Z| = \frac{|V_Z|}{|V_{R_{\text{ref}}}|} \cdot R_{\text{ref}} \quad (\text{E.1})$$

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

Tabel E.1: Resultater af impedansmåling på mikrofonindgang

Frekvensgangen og THD blev målt for de forskellige indgange. Resultaterne er vist i figur E.4 til figur E.9. Resten af resultaterne kan findes på bilags-CD'en [45]. Spændingsniveauer angivet i V og mV er amplitude værdier.

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

Tabel E.2: Resultater af impedansmåling på Stereo L

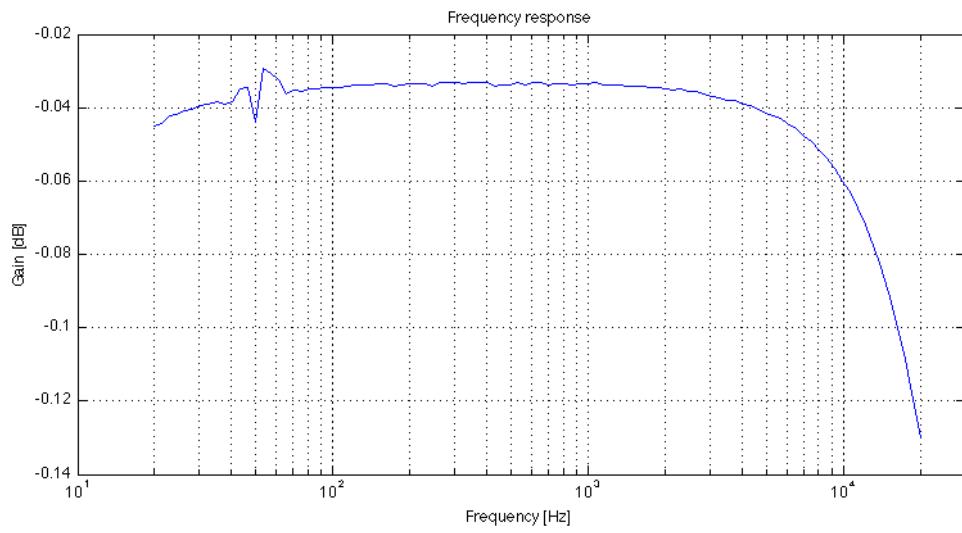
	Målt værdi	Beregnet værdi	Enhed
Tændt: $V_{R_{\text{ref}}}$	5,1		mV effektiv
Tændt: $V_Z$	16,1		mV effektiv
Tændt: $R_{i,\text{forforstaerker}}$		31,56	kΩ
Slukket: $V_{R_{\text{ref}}}$	6,5		mV effektiv
Slukket: $V_Z$	14,7		mV effektiv
Slukket: $R_{i,\text{forforstaerker}}$		22,62	kΩ

Tabel E.3: Resultater af impedansmåling på Stereo R

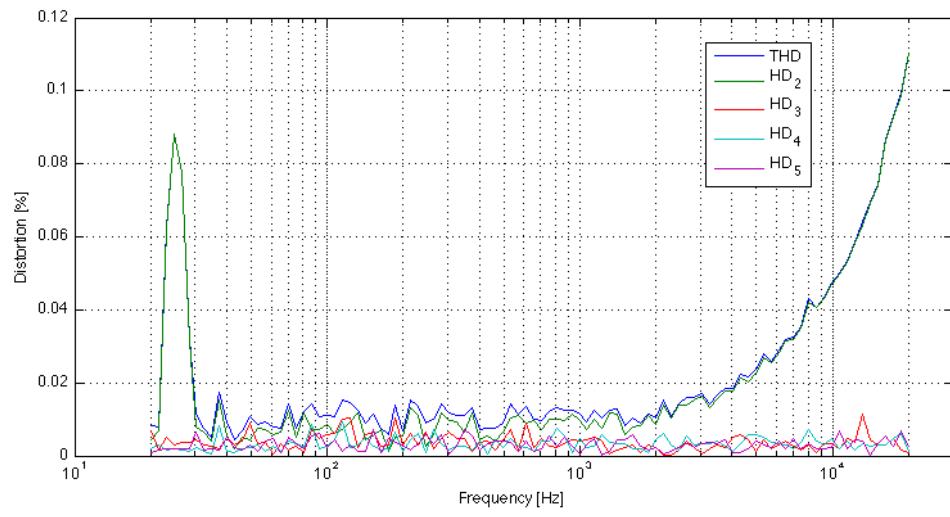
## Måleusikkerheder

De væsentligste usikkerheder er:

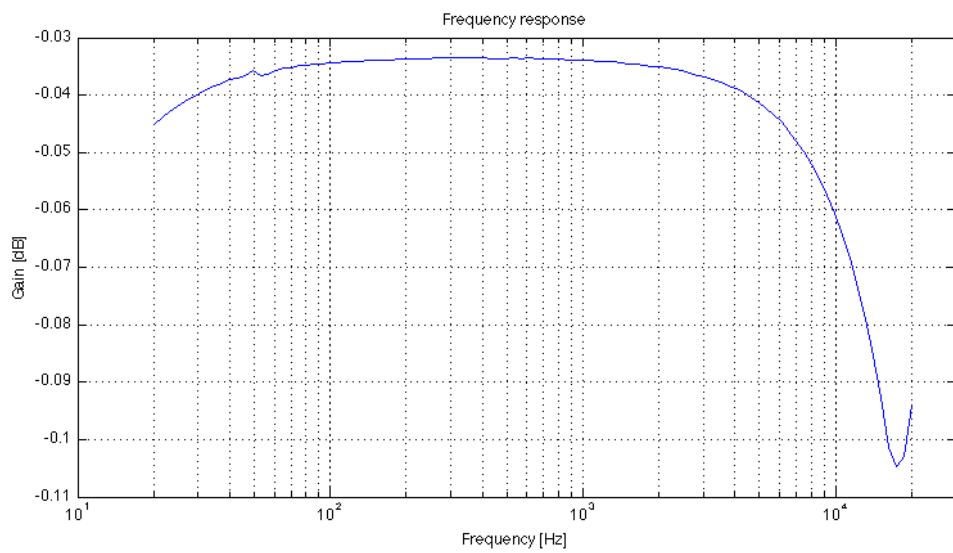
- Komponent tolerancer
- Påvirkning fra måleinstrument
- Måleinstrument unøjagtighed
- Støj, 50 Hz brum
- Anden indstråling



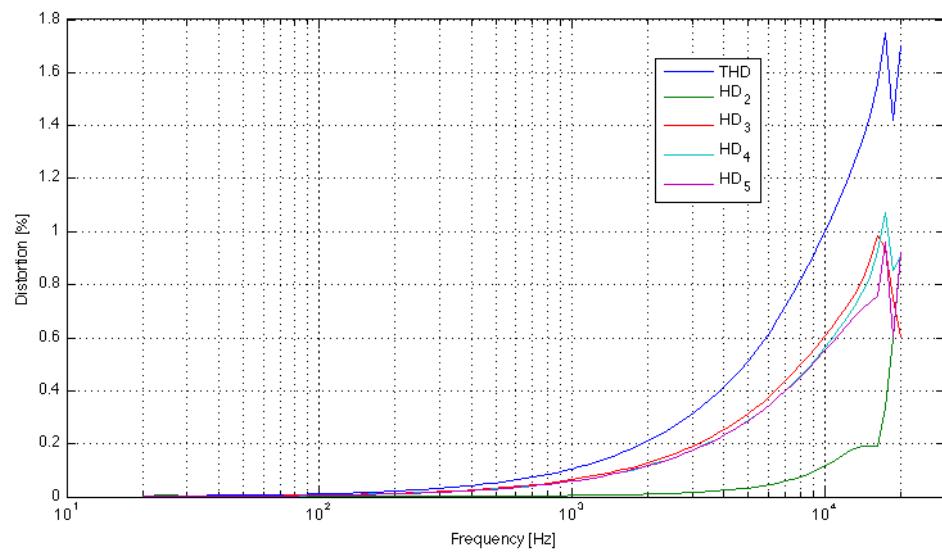
Figur E.4: Frekvensgangen for mikrofonindgangen på indgangsvælgeren ved 200 mV



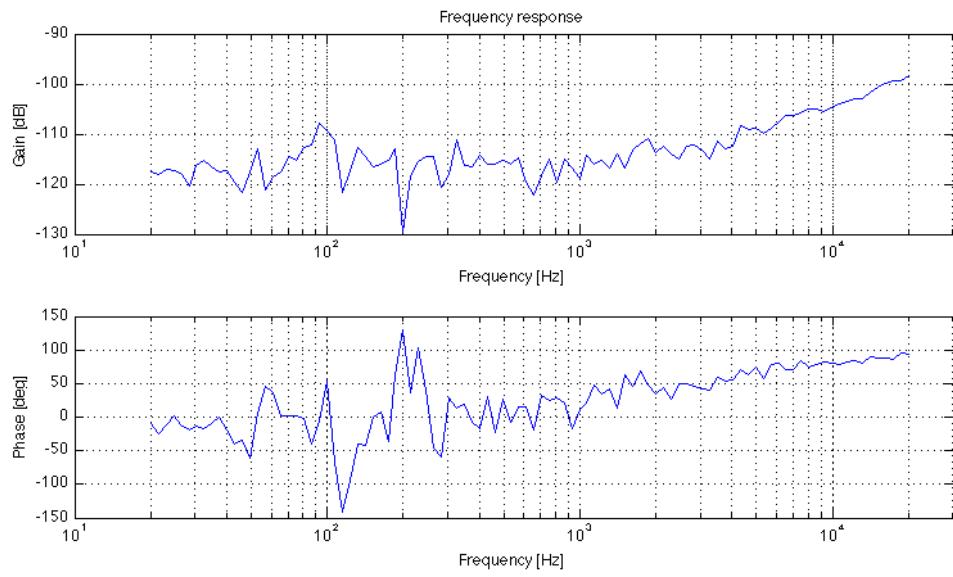
Figur E.5: THD for mikrofonindgangen på indgangsvælgeren ved 200 mV



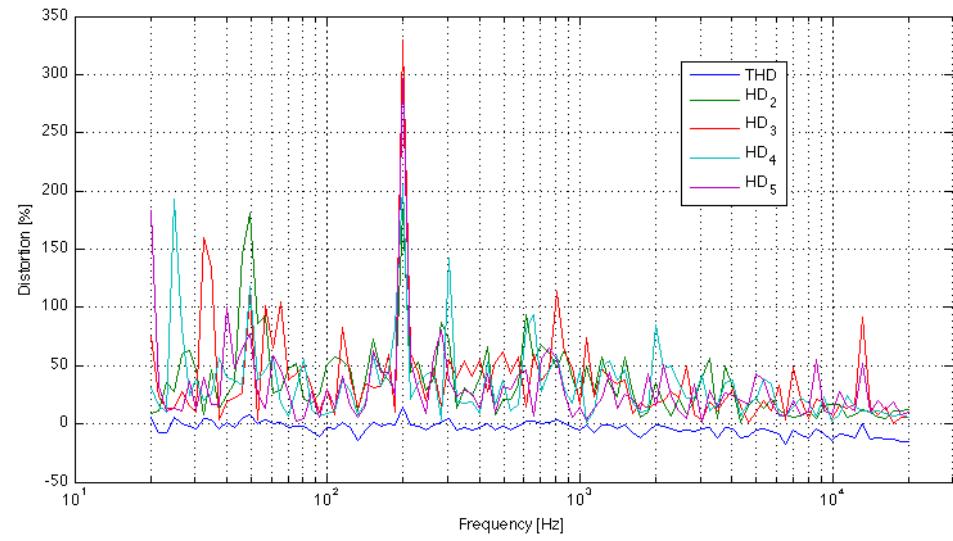
Figur E.6: Frekvensgangen for mikrofonindgangen på indgangsvælgeren ved 2V



Figur E.7: THD for mikrofonindgangen på indgangsvælgeren ved 2 V



Figur E.8: Frekvensgangen og fasedrejet for mikrofonindgangen for et slukket signal, på indgangsvælgeren ved 2V



Figur E.9: THD for mikrofonindgangen for et slukket signal, på indgangsvælgeren ved 2V

# Måling af THD i indgangsvælger F

---

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

## Formål

Målingens formål er at måle:

- THD ved benyttelse af anden operationsforstærker
- Indvirkningen af transistorerne på THD

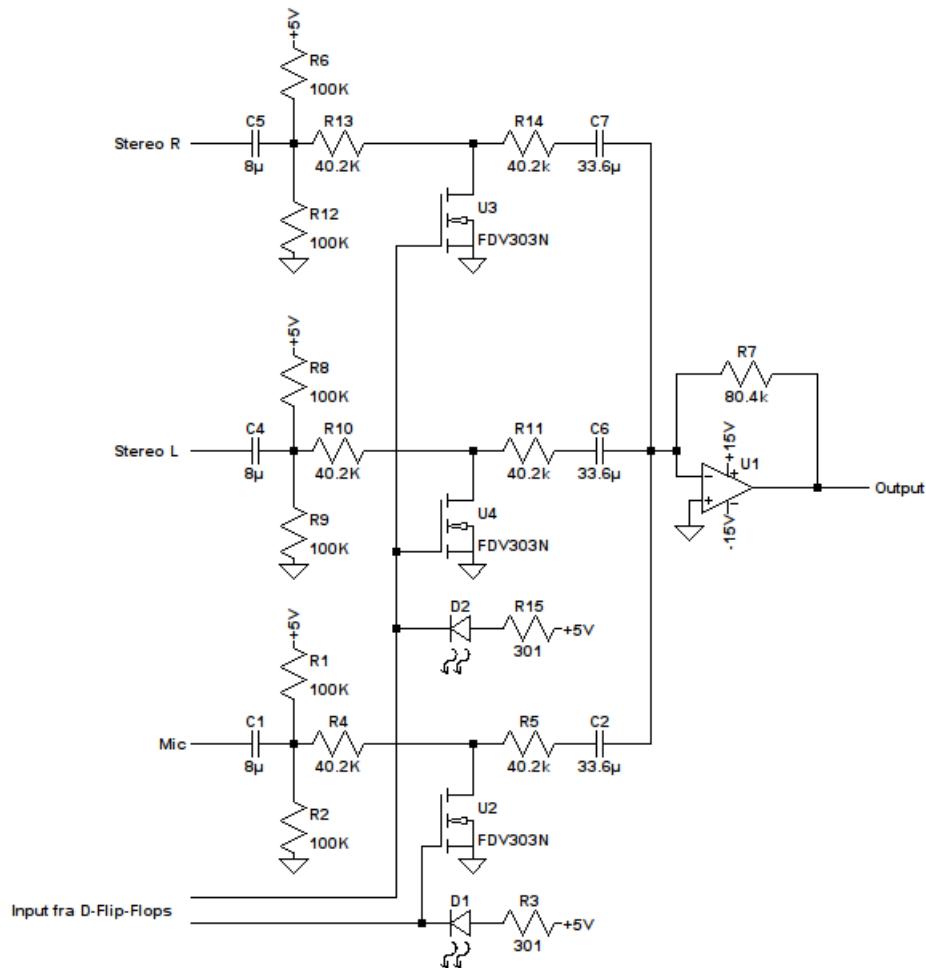
## Testobjekt

Der vil i denne målerapport blive udført tests af indgangsvælgeren, som vist på figur F.1. Testene vil tage udgangspunkt i én indgang; mikrofonindgangen. Dette skyldes at indgangene menes at være så ens, at de vil give samme output som fundet i Appendiks E. Der vil i stedet for en LM324 blive benyttet en OPA27 [46].

Til frekvensmåling sendes signalet ind på en tændt indgang, medmindre andet er markeret. Indgangen der ikke benyttes vil så være slukket.

## Måleopstilling

Måleopstillingen er vist på figur F.2.



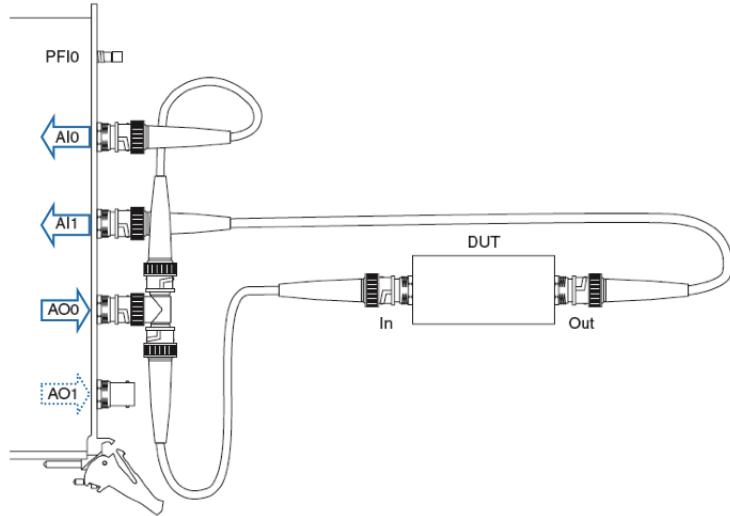
Figur F.1: Diagram over kredsløbet der testes.

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

## Anvendt udstyr

### Måleprocedure

1. En spændingsforsyning indstilles til  $\pm 15$  V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
2. En spændingsforsyning indstilles til 5 V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
3. Testobjektet tilsluttes som på figur F.2
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



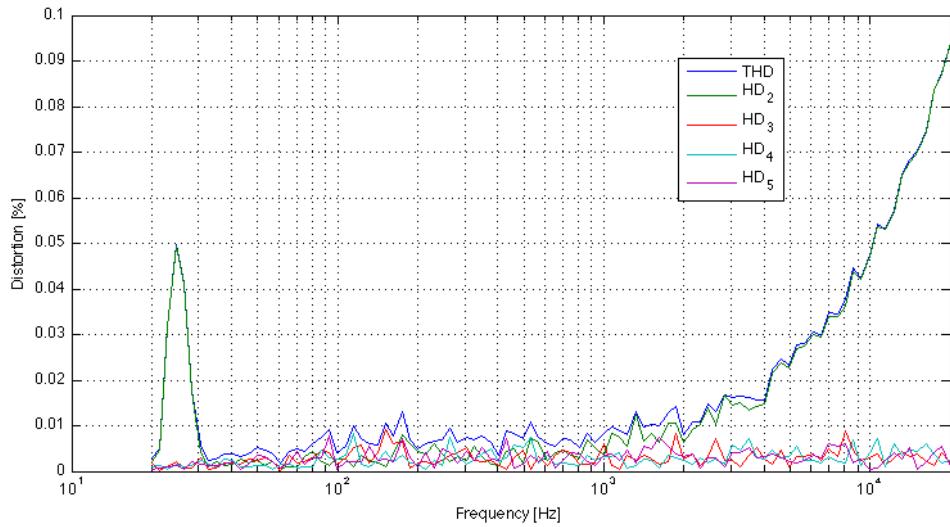
Figur F.2: Måleopstilling for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling [10]

7. "Stop frequency" under Source settings sættes til 20 kHz
8. "Amplitude" under Source settings sættes til 2 V
9. "THD units" sættes til %
10. "AI Range" for Stimulus channel sættes til  $\pm 3,16$  V
11. "AI Range" for Respons channel sættes til  $\pm 3,16$  V
12. "Sampling frequency" sættes til 204,8 kHz

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

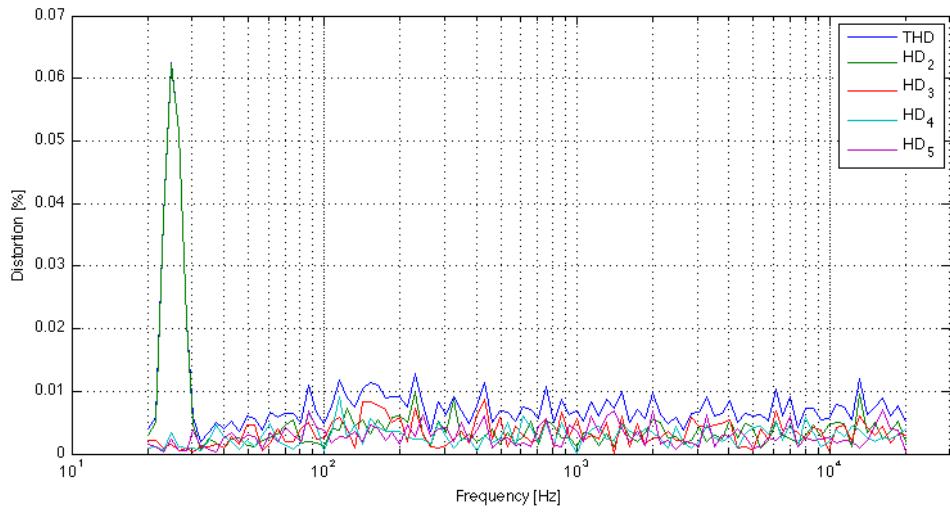
## Resultater

THD blev målt for de forskellige opsætninger. Resultaterne vises i figur F.3 til figur F.6. Resten af resultaterne kan findes på bilags-CD'en [45]. Værdier angivet i V og mV er amplitudespændinger.

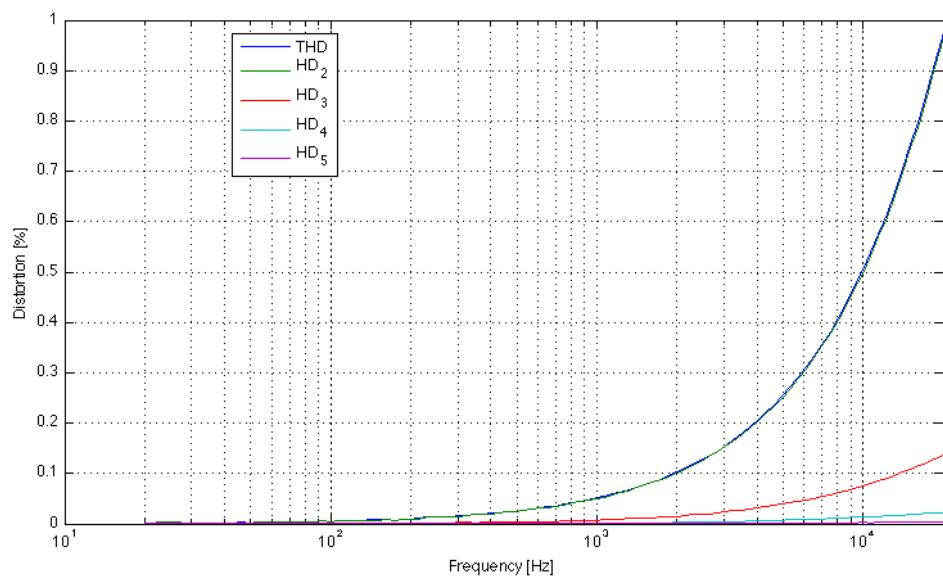


Figur F.3: THD ved 200 mV med transistorer

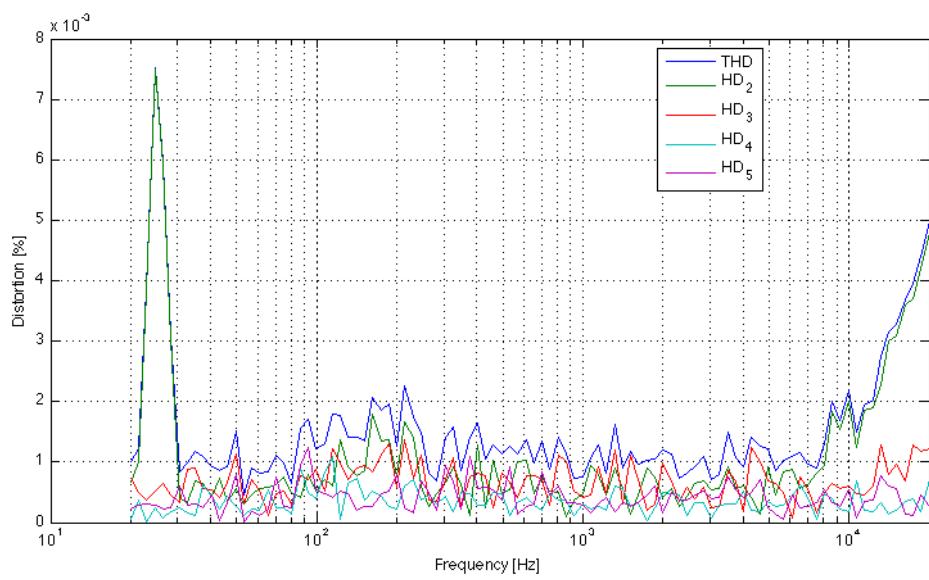
thd.png



Figur F.4: THD ved 200 mV uden transistorer



Figur F.5: THD ved 2 V med transistorer



Figur F.6: THD ved 2 V uden transistorer

## Måleusikkerheder

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

# Måling på effektforstærker G

---

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

## Formål

Målingernes formål er at teste:

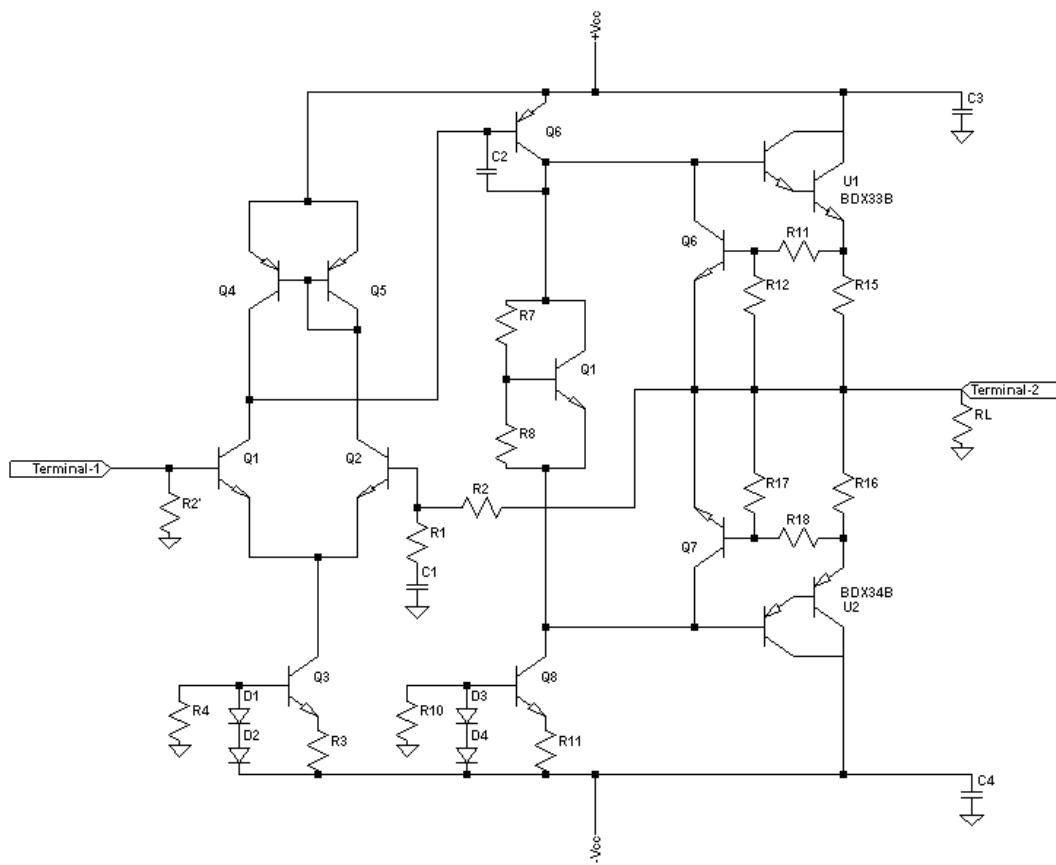
- Frekvensgangen fra 20 Hz - 20 kHz
- Forvrængningen
- Forstærkningen

## Testobjekt

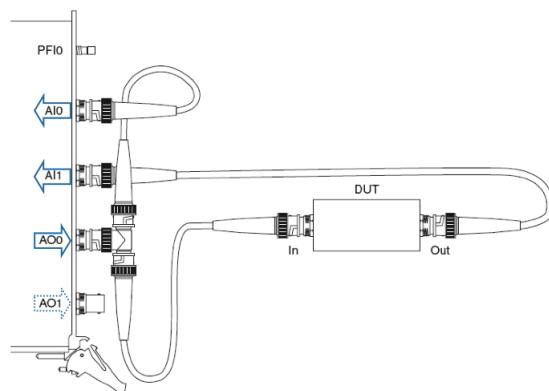
Der testes i disse målinger på effektforstærkeren, som beskrevet i kapitel 7. På figur G.1 er denne vist, med angivelse af terminaler.

## Måleopstilling

Målingerne foretages ved en opstilling, der laver forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling. Opstillingerne er vist på figur G.2.



Figur G.1: Effektforstærker med angivelser af terminaler



Figur G.2: Måleopstilling for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling [10]

## Anvendt udstyr

Instrument	AAU-nr.	Fabrikant, type m.v.
Oscilloskop	33851	Agilent 54621A
Oscillator	07997	B&O RC-oscillator TG7
Spændingsforsyning	33907	HAMEG HM7042
Multimeter	33048	Fluke and Philips FLUKE 37
Multimeter	08518	Fluke and Philips FLUKE 37
Effektmodstand 8,2 $\Omega$	2159	Ikke Angivet
Audioanalysator	76986	National Instruments NI-PCI-4461

## Måleprocedure

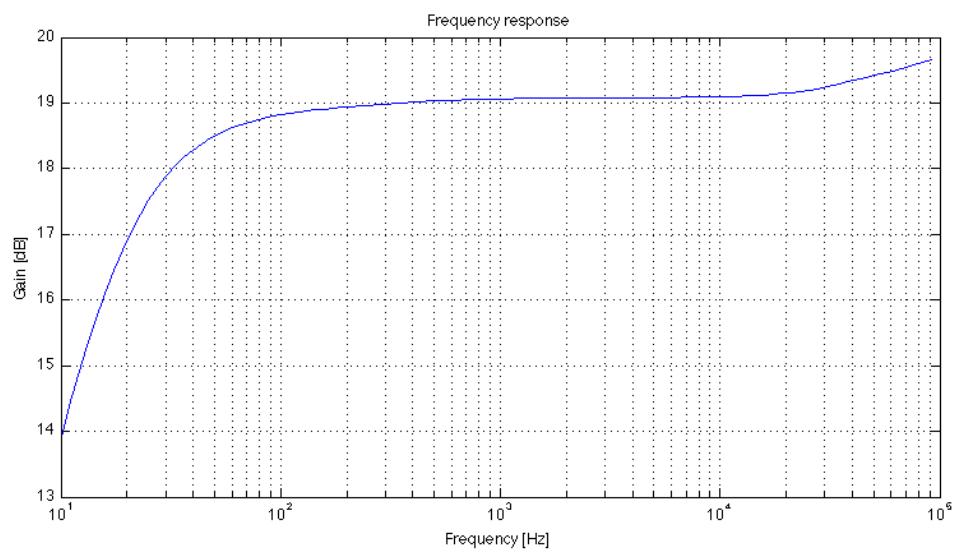
Proceduren for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmålingen er:

1. Spændingsforsyningen indstilles  $\pm 23$  V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes
2. Testobjektet tilsluttes som på figur G.2
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 92 kHz
6. "Amplitude" under Source settings sættes til 200 mV
7. "THD units" sættes til %
8. "AI Range" for Stimulus channel sættes til  $\pm 3,16$  V
9. "AI Range" for Respons channel sættes til  $\pm 31,6$  V
10. "Sampling frequency" sættes til 204,8 kHz

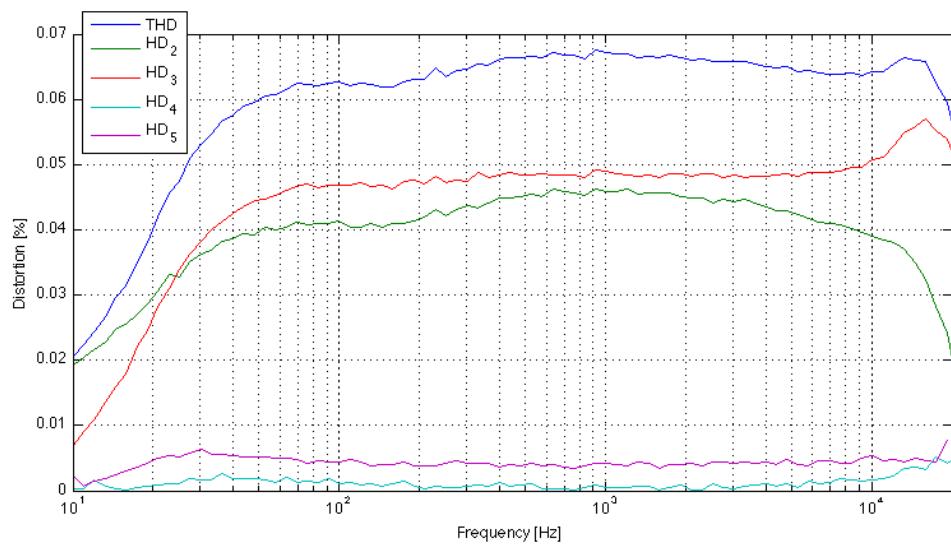
Samme procedure gennemføres, hvor amplituden i punkt 6 i stedet sættes til 2 V. Dermed opnåes resultater for både maksimums- og minimumsinput.

## Resultater

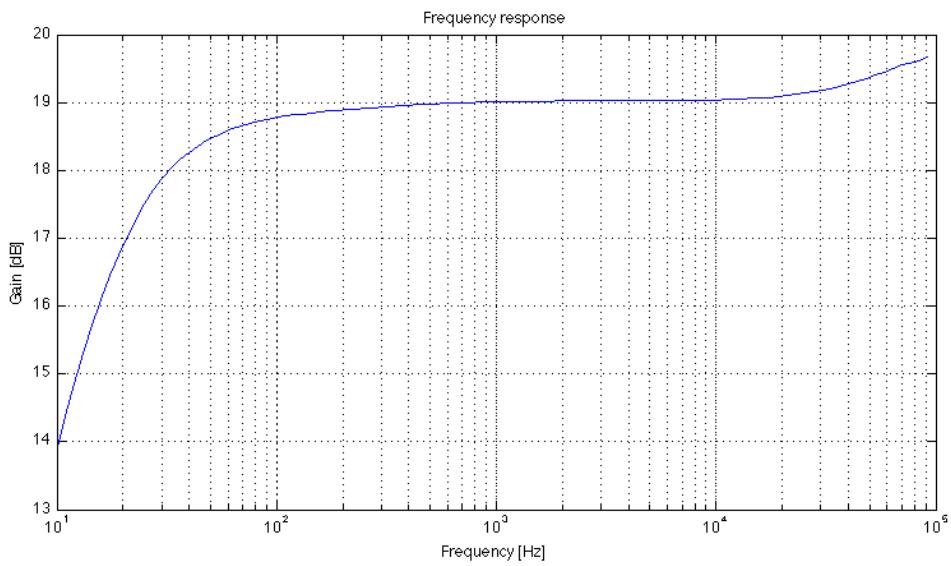
THD, forstærkning og frekvensgang blev målt for effektforstærkeren, resultaterne kan aflæses i figur G.3 til figur G.6



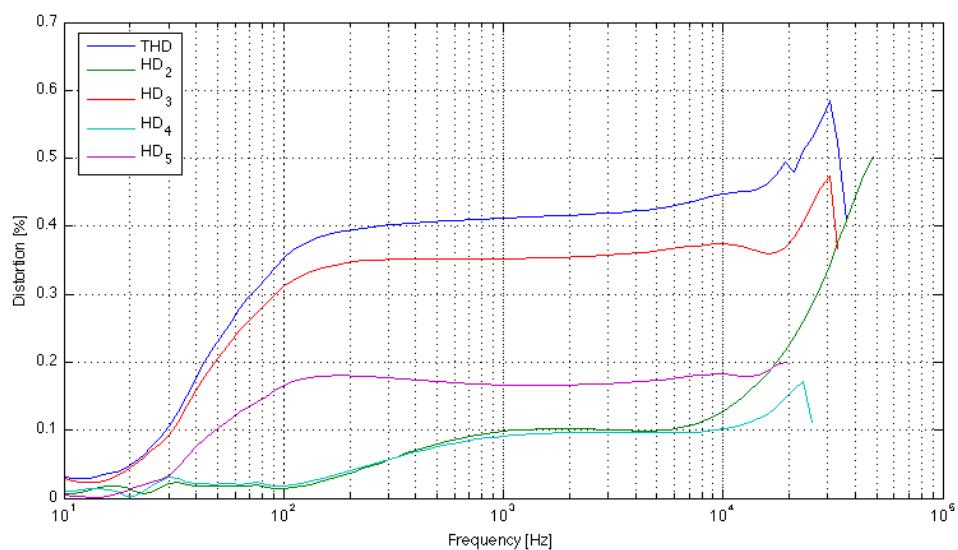
Figur G.3: Frekvensgangen for effektforstærkeren ved 200 mV.



Figur G.4: THD for effektforstærkeren ved 200 mV.



Figur G.5: Frekvensgangen for effektforstærkeren ved 2 V.



Figur G.6: THD for effektforstærkeren ved 2 V.

# Måling på volumenkontrol

H

Denne målerapport dokumenterer målinger foretaget på projektets volumenkontrol, opbygget som beskrevet i kapitel 6. Målingerne er foretaget på Fredrik Bajers Vej 7 i lokale B1-104 på Aalborg Universitet den 17. december 2010 af gruppe 311.

## Formål

Målingernes formål er at teste:

- Brugerfladefunktionen
- Funktionen

## Testobjekt

## Måleopstilling

## Anvendt udstyr

Instrument	AAU-nr.	Fabrikant, type m.v.
Oscilloskop	33857	Agilent 54621A
Oscillator	07995	B&O RC-oscillator TG7
Spændingsforsyning	33908	HAMEG HM7042
Spændingsforsyning	33907	HAMEG HM7042
Audioanalysator	76986	National Instruments NI-PCI-4461

## Måleprocedure

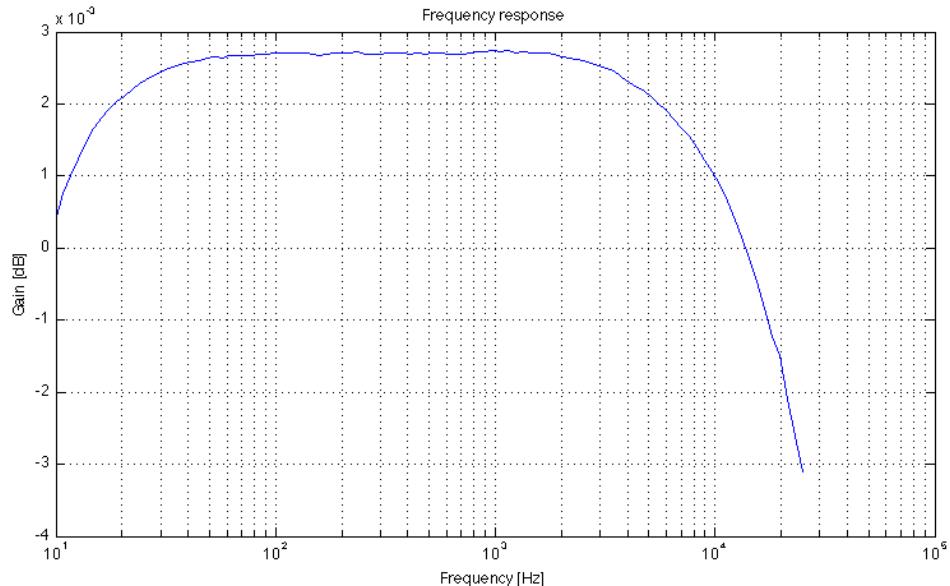
Proceduren for målingen er:

1. Generatoren indstilles til en peak-peakspænding på 4.41 V (indstilles med oscilloskop) ved 1 kHz og tilsluttes
2. Den ene spændingsforsyning indstilles til 5 V og tilsluttes kontrollogikken
3. Den anden spændingsforsyning indstilles til  $\pm 15$  V og tilsluttes dæmperen
4. Alle trin gennemløbes hvor generatorspændingen og output noteres
5. Alle trin gennemløbes med nedholdt knap og displayvisningen observeres

## Resultater

Resultaterne for målingen af dæmpningen kan aflæses i tabel H.1 og H.2.

THD målingen og frekvensgangen er målt ved 200 mV og 2 V peakspænding. Da disse er meget ens, vises kun den ene, 2 V, da det er denne der har de største værdier. Resultaterne er vist på figur H.1 til H.6



Figur H.1: Frekvensgang for volumenkontrolen ved fuldt signal

Volumenkontrollen er observeret til ikke altid at gøre som det var tilsigtet. Responset fra knapperne giver ikke altid den tilsigtede ændring i dæmpning og den øvre grænse er 51. Accelerationen virker som tilsigtet.

## 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.

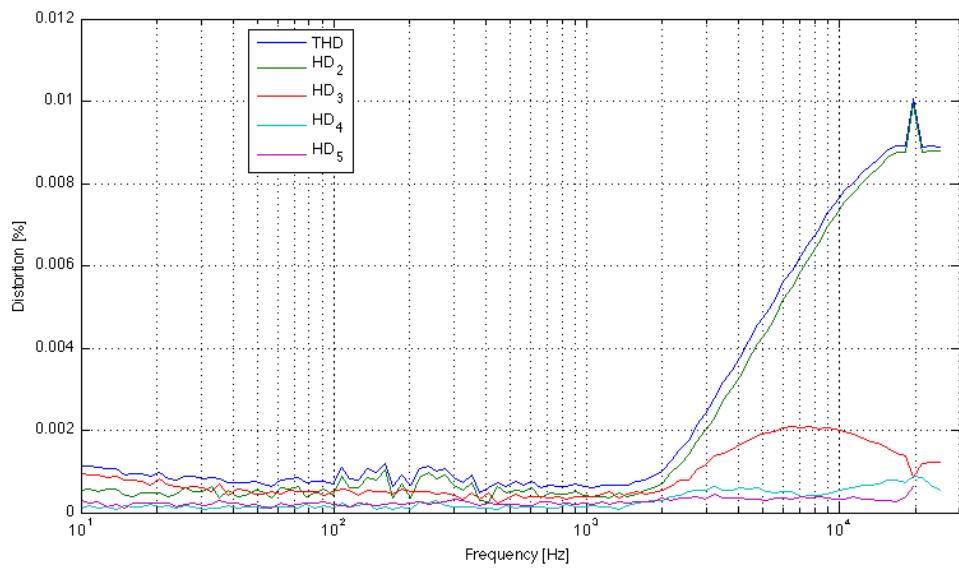
- Aflæsningsunøjagtigheder

Displaytrin	Peak-peak output	Enhed	Displaytrin	Peak-peak output	Enhed
0 dB	4,81	V	26 dB	244	mV
1 dB	4,25	V	27 dB	216	mV
2 dB	3,85	V	28 dB	197	mV
3 dB	3,44	V	29 dB	177	mV
4 dB	3,03	V	30 dB	156	mV
5 dB	2,75	V	31 dB	140	mV
6 dB	2,47	V	32 dB	127	mV
7 dB	2,22	V	33 dB	108	mV
8 dB	1,78	V	34 dB	100	mV
9 dB	1,50	V	35 dB	87	mV
10 dB	1,35	V	36 dB	78	mV
11 dB	1,2	V	37 dB	70	mV
12 dB	1	V	38 dB	62	mV
13 dB	950	mV	39 dB	58	mV
14 dB	838	mV	40 dB	51	mV
15 dB	750	mV	41 dB	45	mV
16 dB	750	mV	42 dB	40	mV
17 dB	672	mV	43 dB	36	mV
18 dB	603	mV	44 dB	33	mV
19 dB	537	mV	45 dB	30	mV
20 dB	478	mV	46 dB	27	mV
21 dB	431	mV	47 dB	24	mV
22 dB	384	mV	48 dB	21	mV
23 dB	330	mV	49 dB	19	mV
24 dB	303	mV	50 dB	18	mV
25 dB	273	mV			

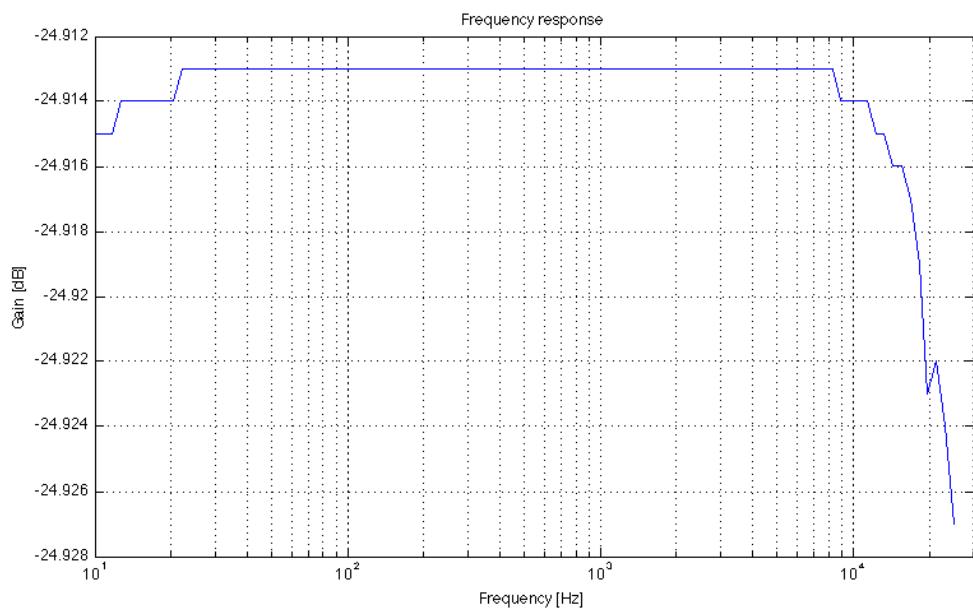
Tabel H.1: Resultater fra 0 til 25 dB af måling

Tabel H.2: Resultater fra 26 til 50 dB af måling

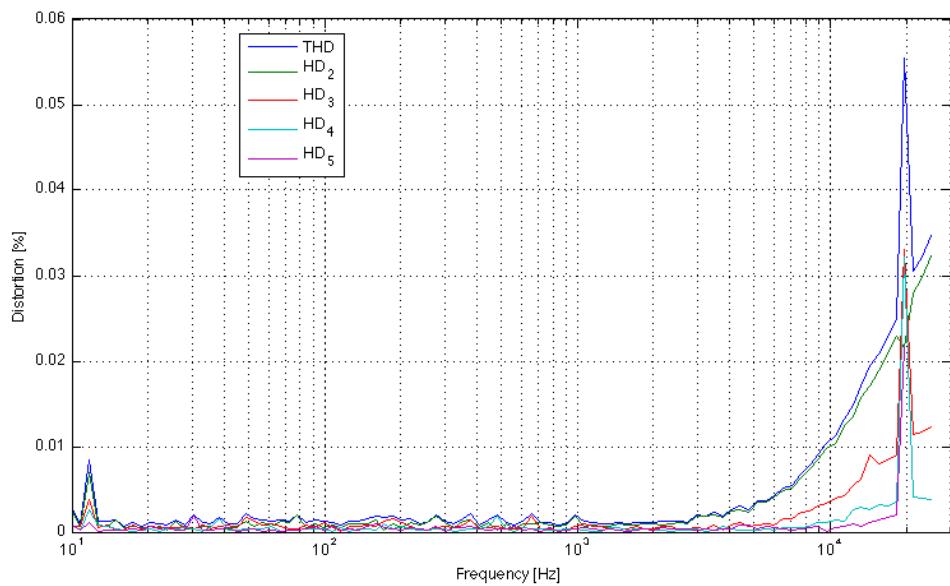
- Udstyrstolerancer
- Måleinstrumenter belaster måleobjektet



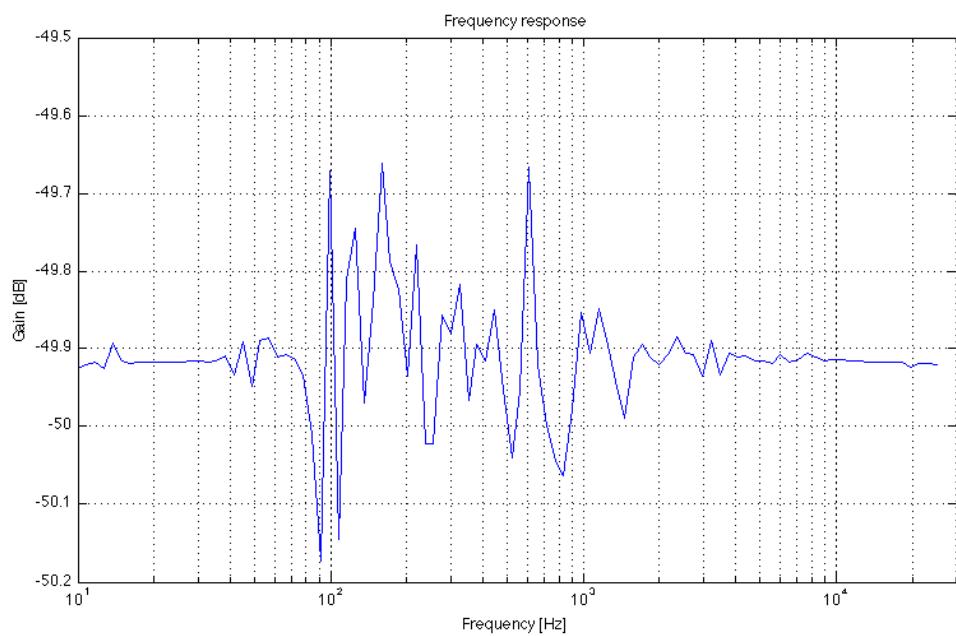
Figur H.2: THD for volumenkontrollen ved fuldt signal



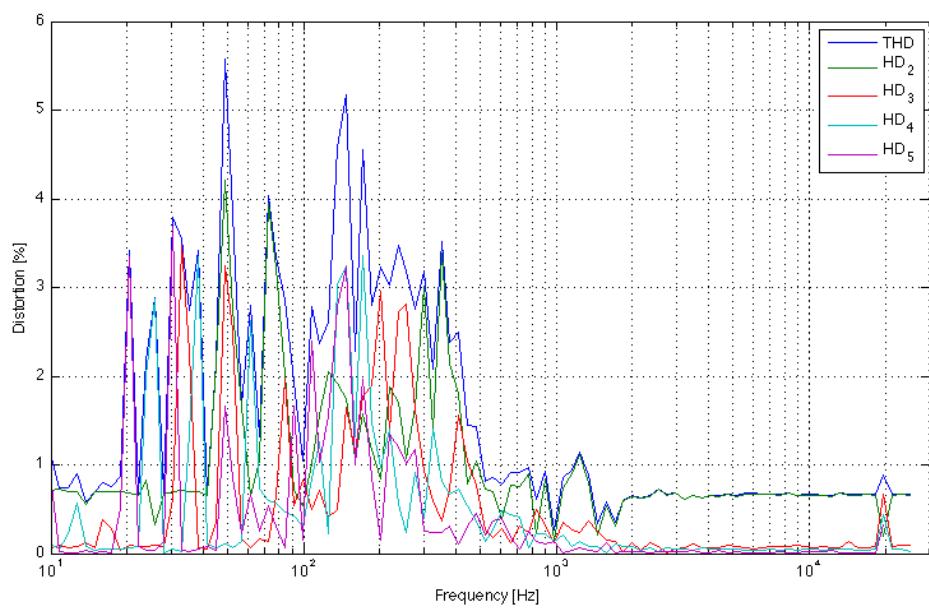
Figur H.3: Frekvensgang for volumenkontrollen ved 25 dB's dæmpning



Figur H.4: THD for volumenkontrollen ved 25 dB's dæmpning



Figur H.5: Frekvensgang for volumenkontrollen ved 50 dB's dæmpning



Figur H.6: THD for volumenkontrollen ved 50 dB's dæmpning

# Måling af nyttevirkning på effektforstærker I

---

Denne målerapport dokumenterer målinger foretaget på projektets effektforstærker, opbygget som beskrevet i kapitel 7. Målingerne er foretaget på Fredrik Bajers Vej 7 i lokale B1-104 på Aalborg Universitet den 17. december 2010 af gruppe 311.

## Formål

Målingernes formål er at teste effektforstærkerens nyttevirkning.

## Testobjekt

Der testes i disse målinger på effektforstærkeren, som beskrevet i kapitel 7. På figur I.1 er denne vist, med angivelse af terminalerne anvendt i målingen.

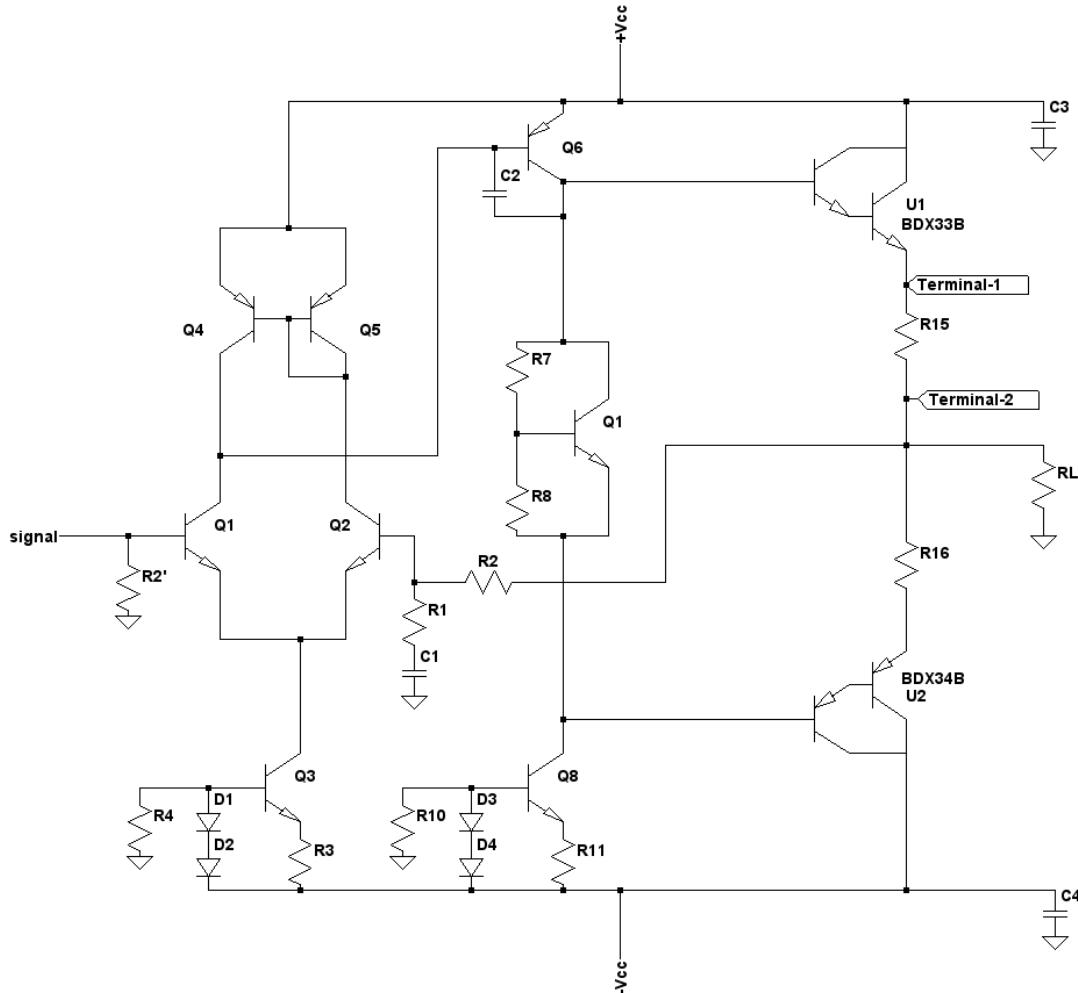
## Måleopstilling

Målingerne foretages ved en opstilling, der mäter spændingsfaldet over  $R_{15}$  og  $R_L$  for at kunne bestemme nyttevirkningen. Opstillingerne er vist på figur I.2.

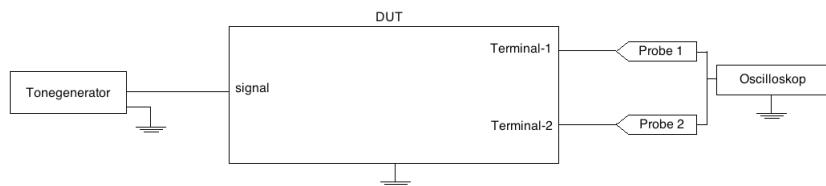
## Teori

For at finde nyttevirkningen for effektforstærkeren skal den samlede effekt afsat i effektforstærkeren samt effekten afsat i  $R_L$  findes. Dette skyldes at nyttevirkningen er givet ved formel I.1.

$$\eta = \frac{P_{R_L}}{P_{\text{samlet}}} \quad (\text{I.1})$$



Figur I.1: Effektforstærker med angivelser af de anvendte terminaler



Figur I.2: Måleopstilling for måling af nyttevirkning i effektforstærkeren

For at finde den samlede effekt måles spændingsfaldet over  $R_{15}$  for at finde den strøm der løber. Denne strøm anses for at være den samlede strøm tilført effektforstærkeren. Der ses bort fra strømmen som løber i differensforstærkeren og spændingsforstærkeren grundet deres lille størrelse. Strømmen gennem  $R_{15}$  beregnes med Ohms lov og effekten afsat i hele effektforstærkeren beregnes med formel I.2.

$$P = V \cdot I_{\text{rms}} \quad (\text{I.2})$$

Den samme måling og beregning udføres for  $R_L$  for derefter at beregne nyttevirkningen med formel I.1.

### Anvendt udstyr

Instrument	AAU-nr.	Fabrikant, type m.v.
Oscilloskop	33843	Agilent 54621A
Oscillator	07995	B&O RC-oscillator TG7
Spændingsforsyning	33896	HAMEG HM7042
Effektmodstand 8,2 $\Omega$	215901	Ikke Angivet

## Måleprocedure

Proceduren for at måle nyttevirkning er som følger:

1. Spændingsforsyningen indstilles  $\pm 23$  V og tilsluttes
2. Testobjektet tilsluttes som på figur I.2
3. Oscillatoren indstilles til 2 V peakspænding og 1 kHz
4. Spændingsfaldet over  $R_L$  og  $R_{15}$  noteres

## Resultater

Peakspændingen over  $R_{15}$  blev målt til 1,5 V og over  $R_L$  til 17,5 V. Derved kan nyttevirkningen beregnes ud fra formlerne i teoriafsnittet.

$$I_{R_{15}} = \frac{\frac{1,5 \text{ V}}{\sqrt{2}}}{0,68 \Omega} = 1,56 \text{ A}$$

$$P_{\text{samlet}} = 23 \text{ V} \cdot 1,56 \text{ A} = 35,9 \text{ W}$$

$$I_{R_L} = \frac{\frac{17,5 \text{ V}}{\sqrt{2}}}{8,2 \Omega} = 1,51 \text{ A}$$

$$P_{R_L} = 17,5 \text{ V} \cdot 1,51 \text{ A} = 18,7 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{18,7 \text{ W}}{35,9 \text{ W}} = 53,4 \%$$

# Måling på HiFi-forstærker J

---

Denne målerapport dokumenterer målinger foretaget på projektets HiFi-forstærker, opbygget som beskrevet igennem hele rapporten. Målingerne er foretaget på Fredrik Bajers Vej 7 i lokale B1-104 på Aalborg Universitet den 20. december 2010 af gruppe 311.

## Formål

Målingernes formål er at teste:

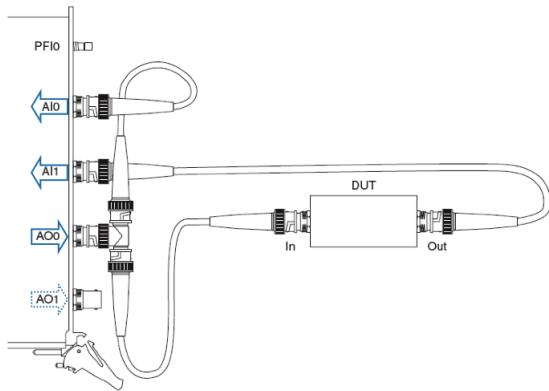
- Frekvensgangen fra 20 Hz - 20 kHz
- Forvrængningen
- Forstærkning
- Dæmpning

## Testobjekt

Målingerne udføres på projektets samlede HiFi-forstærkeren. Diagrammet for denne findes i bilag [48].

## Måleopstilling

Målingerne foretages ved en opstilling, der laver dæmpning-, forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling. Opstillingen er vist på figur J.1.



Figur J.1: Måleopstilling for forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmåling [10]

## Anvendt udstyr

Instrument	AAU-nr.	Fabrikant, type m.v.
Spændingsforsyning	33898	HAMEG HM7042
Spændingsforsyning	33907	HAMEG HM7042
Spændingsforsyning	33904	HAMEG HM7042
Multimeter	08517	Fluke and Philips FLUKE 37
Audioanalysator	76986	National Instruments NI-PCI-4461
Effektmodstand	2159-04	8,2 Ω

## Måleprocedure

Proceduren for dæmpning-, forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmålingen, på stereo-indgangen, er:

1. En spændingsforsyning indstilles til  $\pm 23$  V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
2. En spændingsforsyning indstilles til  $\pm 15$  V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
3. En spændingsforsyning indstilles til 5 V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
4. Testobjektet tilsluttes som på figur J.1
5. Kanalen der måles på, indstilles ved hjælp af trykknappen.
6. Programmet "Swept Sine - Linear Response and Harmonic Distortion (DAQmx)" startes
7. "Start frequency" under Source settings sættes til 20 Hz
8. "Stop frequency" under Source settings sættes til 20 kHz
9. "Amplitude" under Source settings sættes til 2 V
10. "THD units" sættes til %
11. "AI Range" for Stimulus channel sættes til  $\pm 3,16$  V

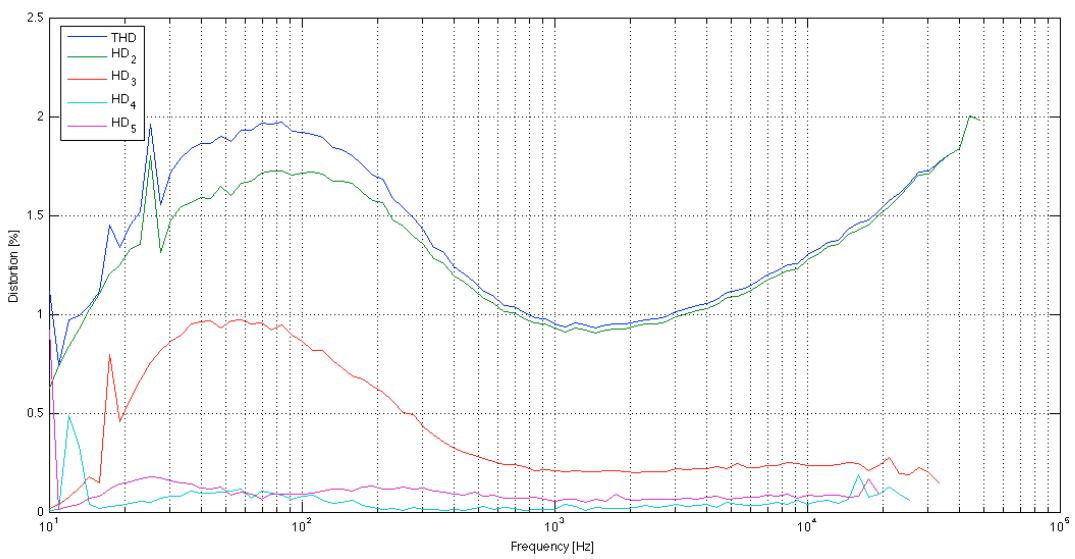
12. ”AI Range” for Respons channel sættes til  $\pm 31,6$  V
13. ”Sampling frequency” sættes til 204,8 kHz

Proceduren for dæmpning-, forstærkning-, frekvensgang- og forvrængningsmålingen, på mikrofonindgangen, er:

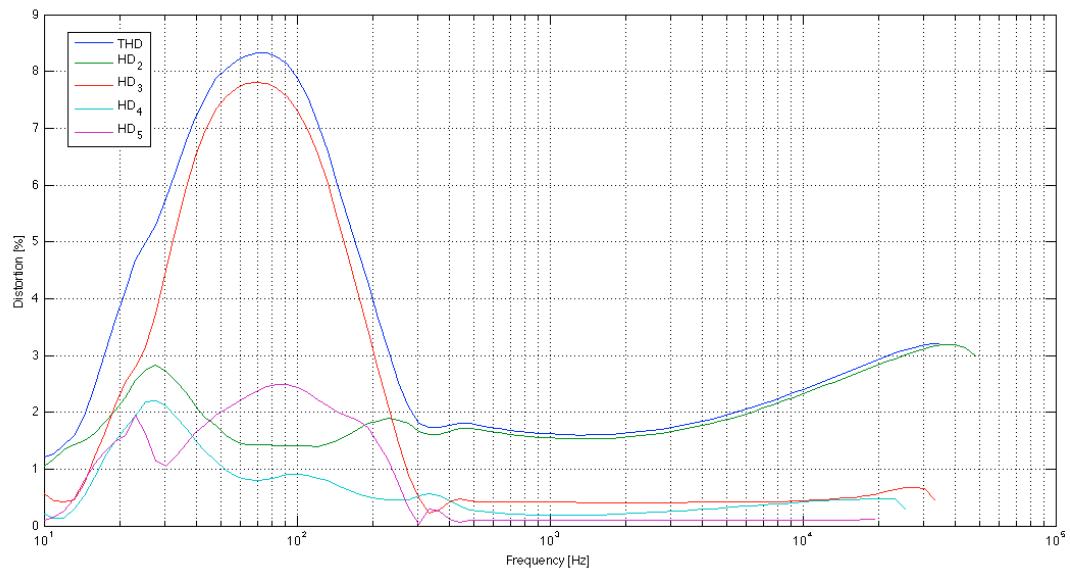
1. En spændingsforsyning indstilles til  $\pm 23$  V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
2. En spændingsforsyning indstilles til  $\pm 15$  V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
3. En spændingsforsyning indstilles til 5 V (indstilles med multimeteret) og tilsluttes.
4. Testobjektet tilsluttes som på figur J.1
5. Kanalen der måles på, indstilles ved hjælp af trykknappen.
6. Programmet ”Swept Sine - Linear Response and Harmonic Distortion (DAQmx)” startes
7. ”Start frequency” under Source settings sættes til 20 Hz
8. ”Stop frequency” under Source settings sættes til 20 kHz
9. ”Amplitude” under Source settings sættes til 2 V
10. ”THD units” sættes til %
11. ”AI Range” for Stimulus channel sættes til  $\pm 0,316$  V
12. ”AI Range” for Respons channel sættes til  $\pm 31,6$  V
13. ”Sampling frequency” sættes til 204,8 kHz

## Resultater

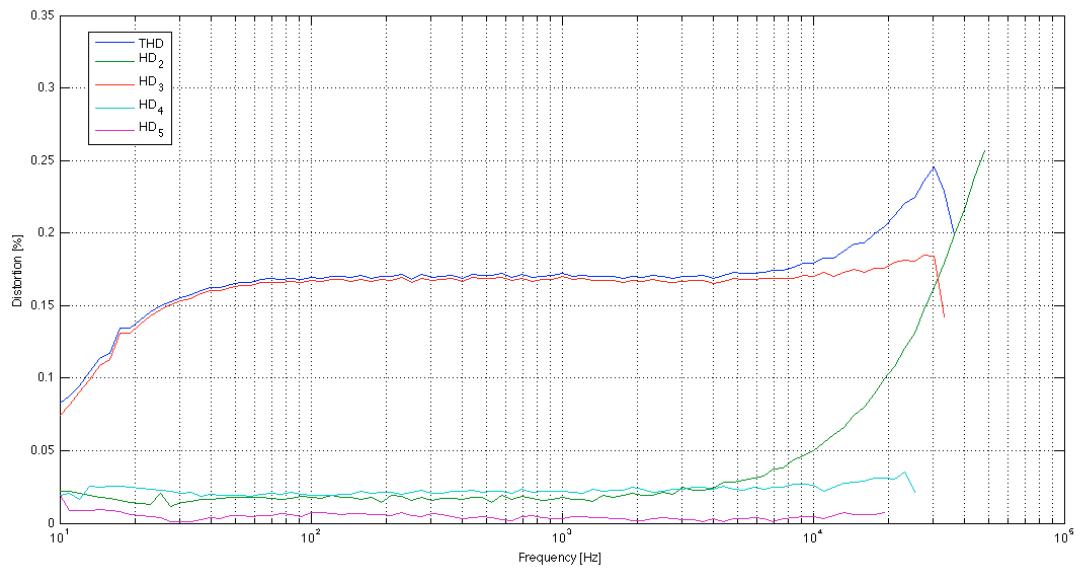
THD, frekvensgang, forstærkning og dæmpning blev målt for de forskellige opsætninger. Resultaterne for THD vises på figur J.2 til figur J.5. Frekvensgangen og forstærkningen blev målt og vises på figur J.6 til figur J.9. Dæmpningen blev målt og vises på figur J.10 til figur J.17



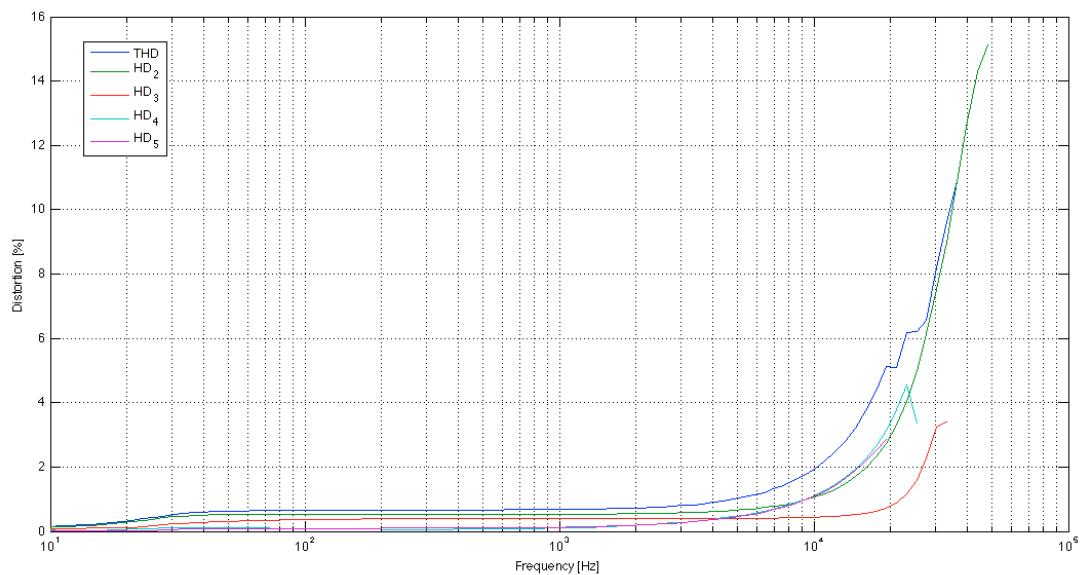
Figur J.2: Målt THD for HiFi-forstærkeren ved mikrofonindgang og 200 mV



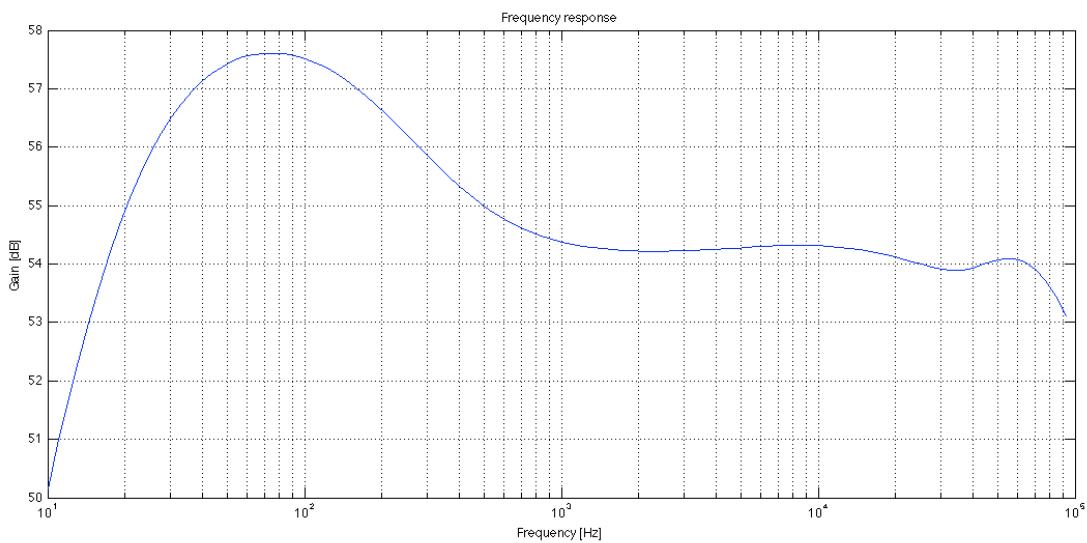
Figur J.3: Målt THD for HiFi-forstærkeren ved mikrofonindgang og 2 V



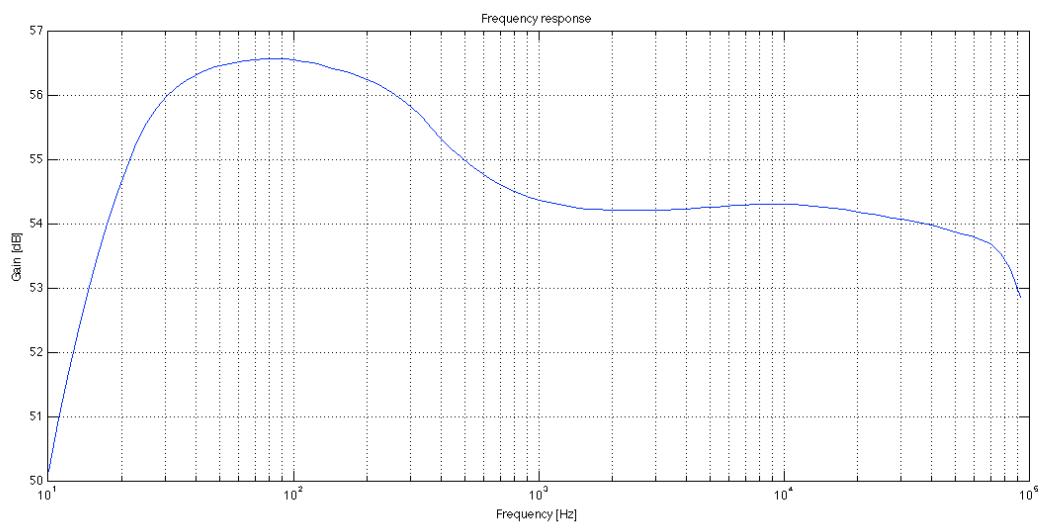
Figur J.4: Målt THD for HiFi-forstærkeren ved stereo-indgang og 200 mV



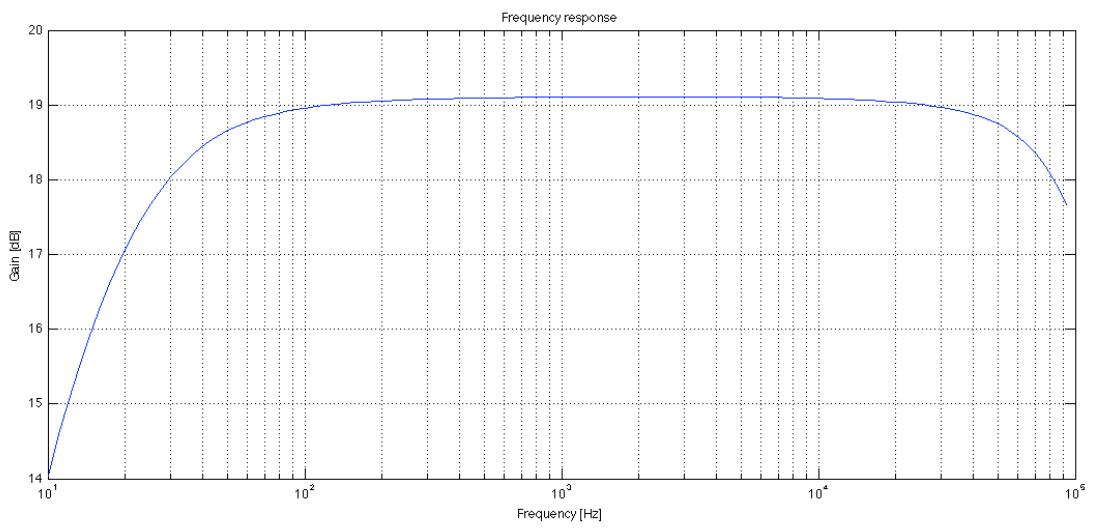
Figur J.5: Målt THD for HiFi-forstærkeren ved stereo-indgang og 2 V



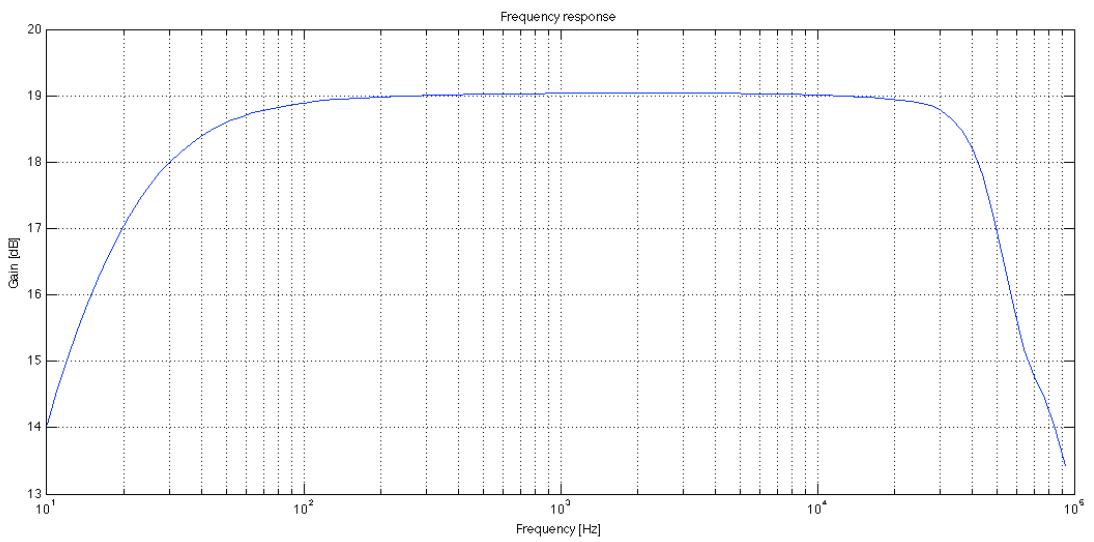
Figur J.6: Målt frekvensgang for HiFi-forstærkeren ved mikrofonindgang og 200 mV



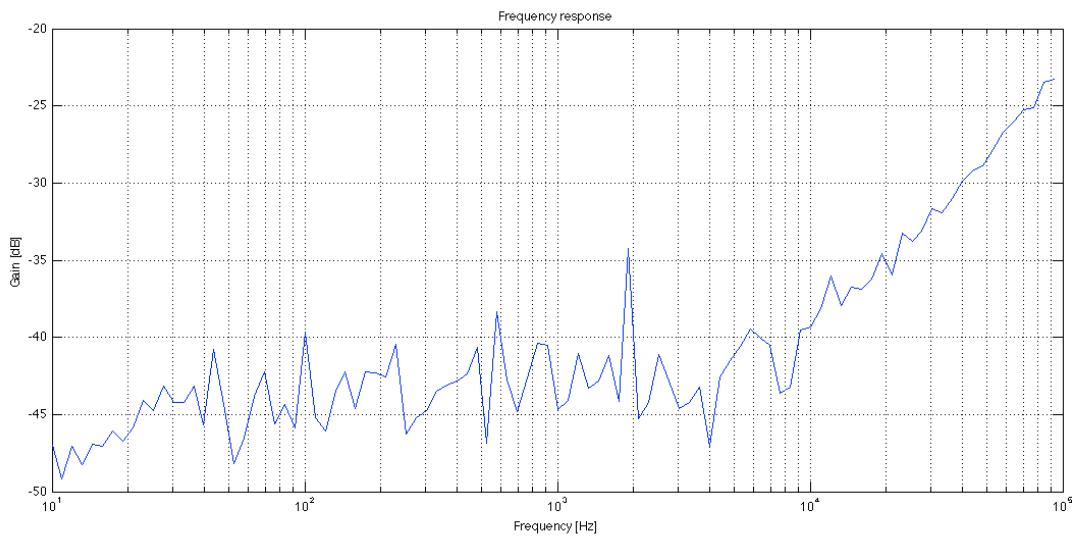
Figur J.7: Målt frekvensgang for HiFi-forstærkeren ved mikrofonindgang og 2 V



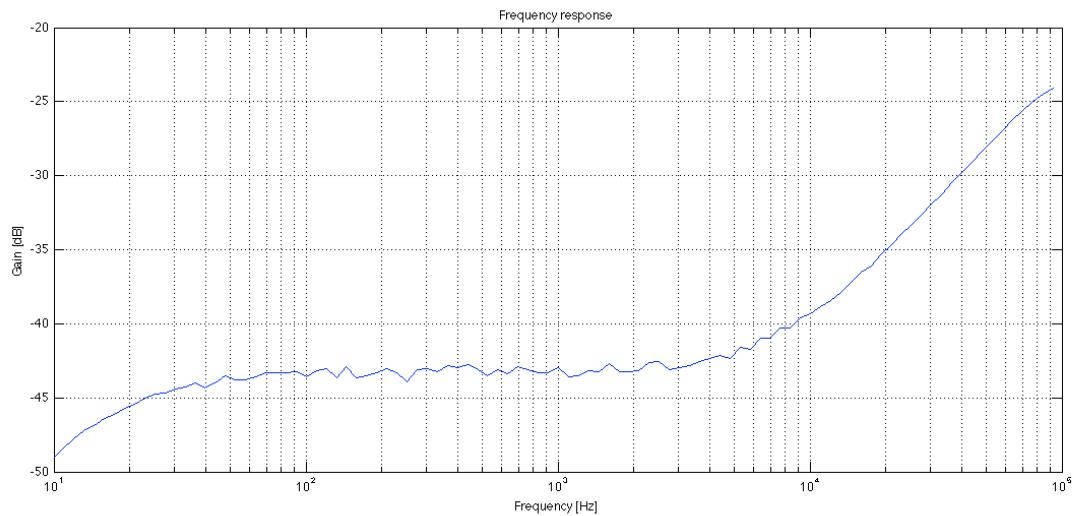
Figur J.8: Målt frekvensgang for HiFi-forstærkeren ved stereo-indgang og 200 mV



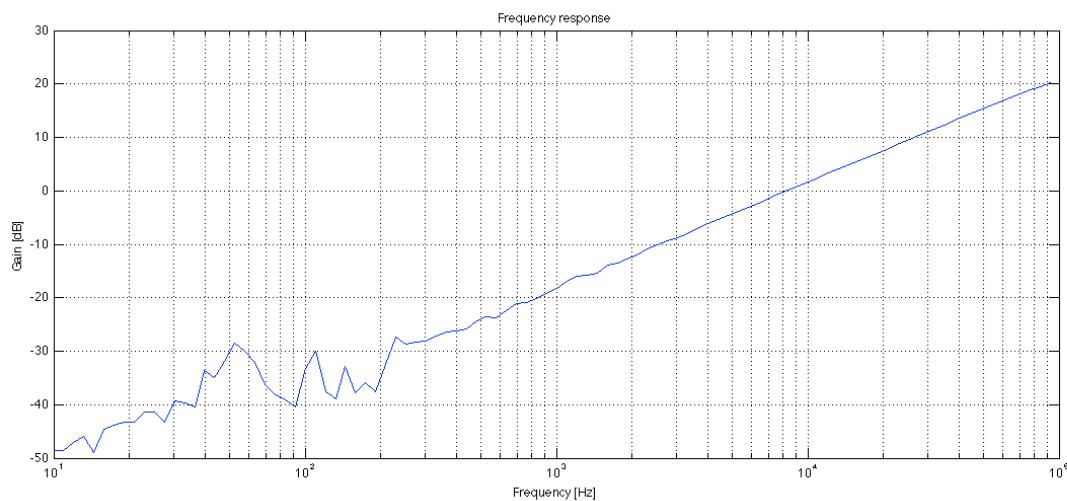
Figur J.9: Målt frekvensgang for HiFi-forstærkeren ved stereo-indgang og 2 V



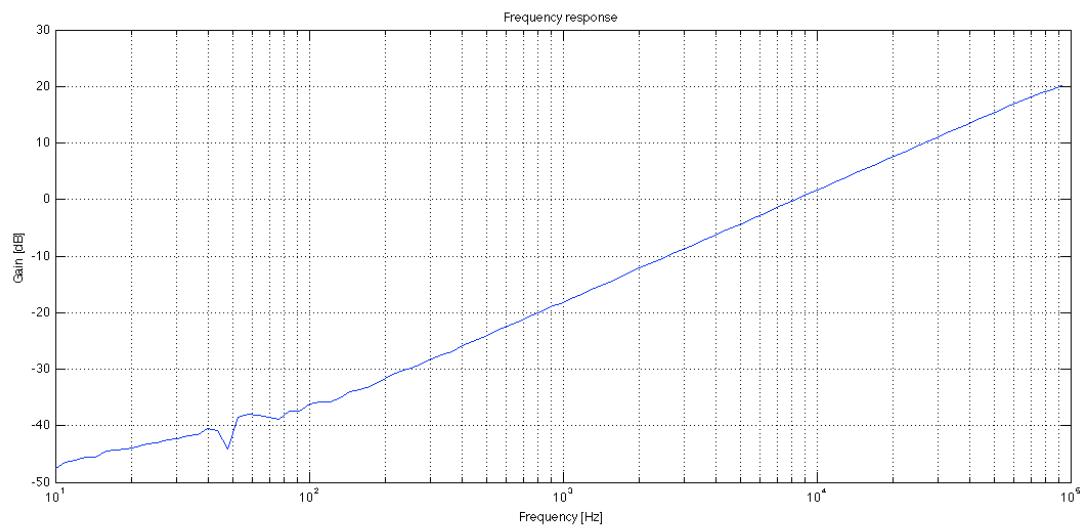
Figur J.10: Målt dæmpning for HiFi-forstærkeren ved 3,16 mV signal på mikrofonindgangen og alle indgange slukket



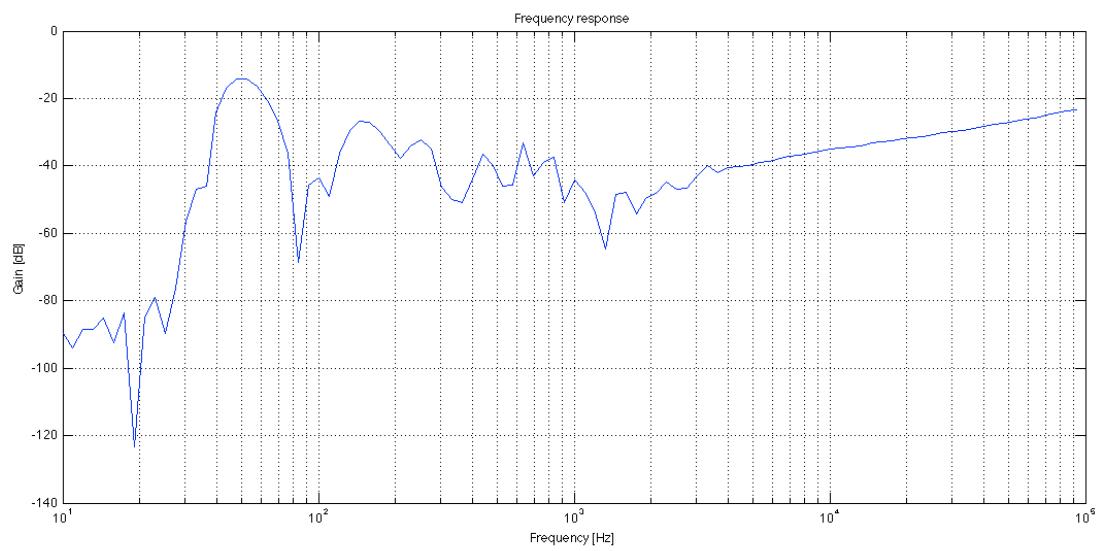
Figur J.11: Målt dæmpning for HiFi-forstærkeren ved 31,6 mV signal på mikrofonindgangen og alle indgange slukket



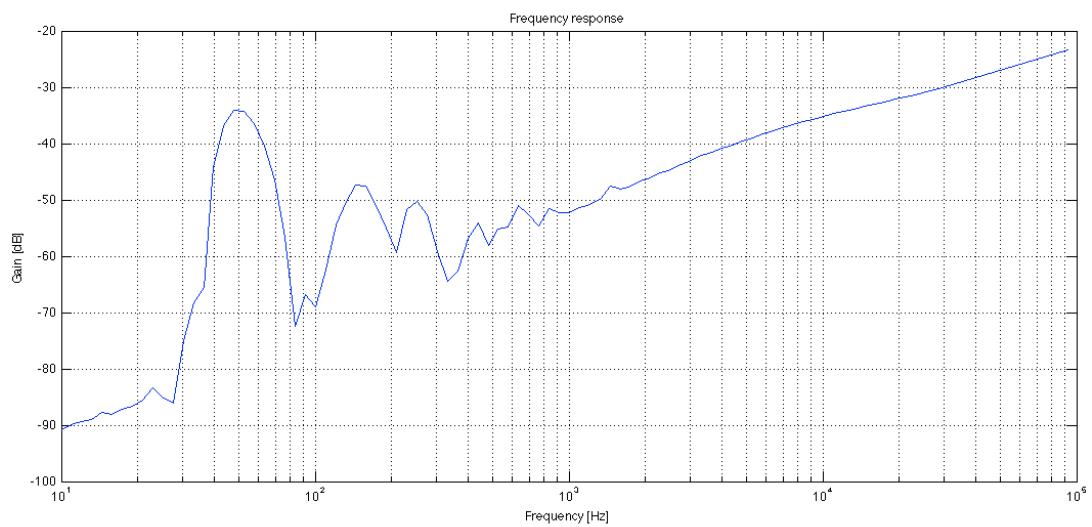
Figur J.12: Målt dæmpning for HiFi-forstærkeren ved 3,16 mV signal på mikrofonindgangen. Stereo-indgang tændt og mikrofonindgang slukket



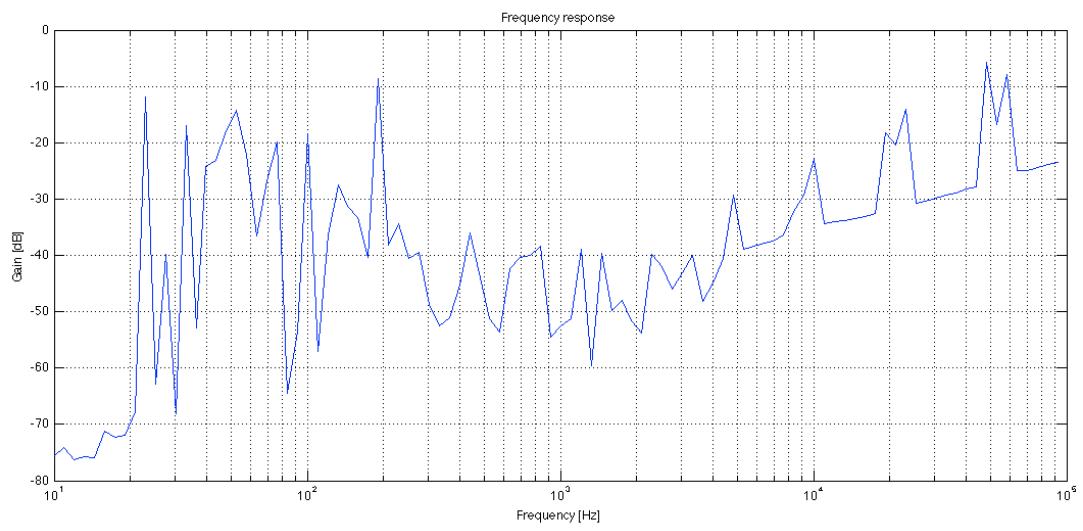
Figur J.13: Målt dæmpning for HiFi-forstærkeren ved 31,6 mV signal på mikrofonindgangen. Stereo-indgang tændt og mikrofonindgang slukket



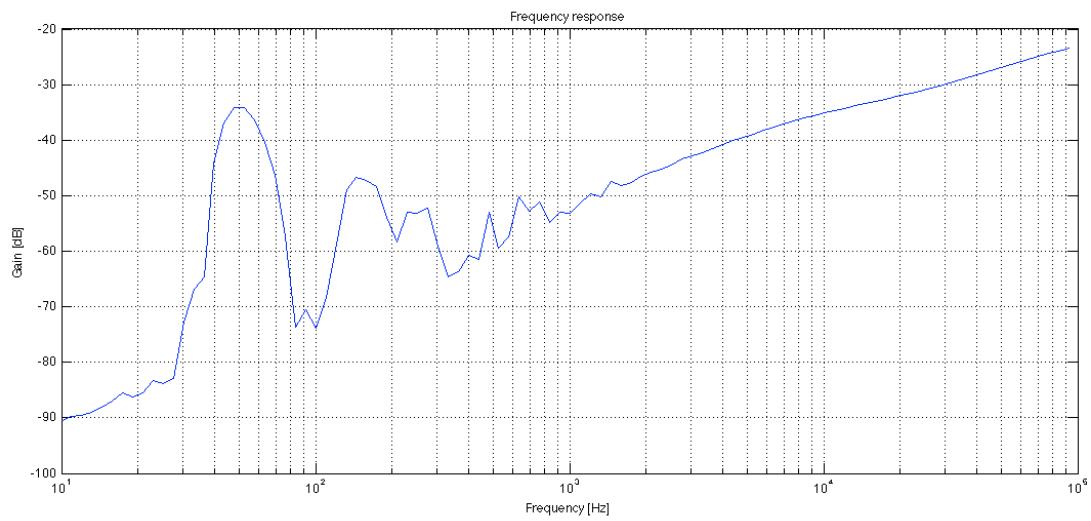
Figur J.14: Målt dæmpning for HiFi-forstærkeren ved 200 mV signal på stereo-indgangen og alle indgange slukket



Figur J.15: Målt dæmpning for HiFi-forstærkeren ved 2 V signal på stereo-indgangen og alle indgange slukket



Figur J.16: Målt dæmpning for HiFi-forstærkeren ved 200 mV signal på stereo-indgangen. Stereo-indgang slukket og mikrofonindgang tændt



Figur J.17: Målt dæmpning for HiFi-forstærkeren ved 2 V signal på stereo-indgangen. Stereo-indgang slukket og mikrofonindgang tændt