



KARAOKEANLÆG

HI-FIFORSTÆRKER MED MINIMERET EFFEKTFORBRUG

[P3-PROJEKT 2011] [GRUPPE 315: BRITT LOUISE JAKOBSEN | LARS LINDORFF KRISTENSEN | THOR MARK TAMPUS
LARSEN | JACOB MØLLER HJERRILD HANSEN | ANDERS POST JACOBSEN] [VEJLEDER: SOFUS BIRKEDAL NIELSEN]

Aalborg Universitet
Det Teknisk-Naturvidenskabelige Fakultet
School of Information and
Communication Technology

Fredrik Bajersvej 7

9220 Aalborg Øst

Tlf.: 9940 8600

<http://es.aau.dk>

Fagområde: Elektronik & IT

Emne: Analoge elektriske kredsløb og systemer

Projektperiode: 3. september - 21. december 2011,

3. semester (P3)

Projektgruppe: 315

Forfattere:

Britt Louise Jakobsen

Lars Lindorff Kristensen

Thor Mark Tampus Larsen

Jacob Møller Hjerrild Hansen

Anders Post Jacobsen

Vejleder: Sofus Birkedal Nielsen

Oplag: 8

Sider: 143

Synopsis:

I denne rapport udvikles en klasse G hi-fi forstærker prototype. Fordelene ved sådan et design belyses i henhold til fokus på et minimeret effektforbrug. Desuden er det valgt at prioritere brugen af passive komponenter de steder hvor det er muligt. Dette er valgt på baggrund af semesterets fokusområde, som er analoge kredsløb. Det er valgt at modificere hi-fiforstærkeren, så der er tre forskellige tilslutningsmuligheder fra hhv. line, CD og mikrofon. CD og mikrofon kan kombineres, så der er mulighed for at synge karaoke. Dette åbner op for flere udfordringer. Mikrofonen udsender et balanceret signal, hvor der i resten af kredsløbet er valgt at arbejde med ubalancerede signaler. Derudover er det valgt at konstruere en passiv tonekontrol og volumenkontrol, hvor der kan justeres på såvel volumen, bas som diskant i det frekvensområde der er specificeret i kravspecifikationen. Vha. relevante kurser, benyttes der specifikke metoder til analyse og tests af den endelige prototype, med fokus på standarden for hi-fi udstyr. Denne rapport vil afspejle, hvorledes det har været muligt at konstruere en stabil klasse G hi-fi forstærker prototype, som lever op til et minimeret effektforbrug, med fokus på at opnå lav forvrængning og støjafvisning.

Forord

Dette 3. semesters projekt er udarbejdet ved Aalborg Universitet, institut for Elektroniske Systemer, på uddannelsen Elektronik og IT, af gruppe 315 i perioden 1. september til 21. december 2011.

Semesterprojektets tema er Analog og Digital Elektronik, og gruppen har valgt projektførelægget Hi-fiforstærker med minimeret effektforbrug, stillet af Associate Professor Sofus Birkedal Nielsen.

Der er til projektet inddraget viden fra semestrets kurser:

- **Analogue Circuit Design.** Undervisere: Ole Kiel Jensen, Jan H. Mikkelsen og Sofus Birkedal Nielsen.
- **Electromagnetism.** Underviser: Hans Ebert.
- **Calculus within Electronics.** Undervisere: Hans Ebert, Anders la Cour-Harbo og Flemming B. Frederiksen.

samt fra vejledermøder med vejleder Sofus Birkedal Nielsen.

Gruppen vil gerne sige tak til Sofus Birkedal Nielsen for udmærket vejledning.

Læsevejledning

Rapporten er inddelt i to overordnede dele: produktanalyse og produktudvikling. I første del beskrives det problem der ønskes behandlet, og der undersøges hvilke standarder en løsning bør leve op til. På baggrund af disse, samt yderligere valgte krav, opstilles en kravspecifikation, med en beskrivelse af hvad projektrapporten afgrænser sig fra at omhandle.

I anden del beskrives det samlede system overordnet, hvorefter de enkelte moduler beskrives og designes ud fra de i kravspecifikationen opstillede krav. Modulerne testes for sig og integreret, og sluttelig laves en accepttest. Korrektioner finder sted undervejs. Til sidst samles op på hele projektet, og resultaterne holdes op mod kravene fra kravspecifikationen.

Rapportstrukturen følger ikke kronologien i arbejdsprocessen med udvikling af projektet. Der er lagt vægt på læring inden for pensum af specielt Analog kredsløbsdesign, med de muligheder og begrænsninger der ligger i analoge systemer og komponenter, og således mindre vægt på et optimalt produkt. Kendskab til grundlæggende kredsløbsteori er en forudsætning for forståelse af rapporten og de udregninger den indeholder. Målgruppen er således andre elektronik-studerende på samme semester.

Indhold

Forord	iii
Læsevejledning	iii
 I Analyse af hi-fiforstærkers effektforbrug	 1
1 Indledning	3
1.1 Nedsættelse af elforbruget gennem lovgivning	3
1.2 Elforbruget i en hi-fiforstærker	4
 2 Standarder	 5
2.1 Indgangssignaler	5
2.2 Udgangssignaler	7
2.3 Frekvensrespons og forvrængning	8
 3 Kravspecifikation	 11
3.1 Problemformulering	11
3.2 Brugergrænseflader	11
3.3 Krav til frekvensrespons	12
3.4 Krav til strømbesparelse	12
3.5 Afgrænsninger	13
 II Udvikling og test af hi-fiforstærker-system	 15
4 Beskrivelse af overordnet system	17
4.1 Uddybning af de fire blokke	18
 5 Design af forforstærker og kanalvælger	 21
5.1 Line-indgang	21
5.2 Spændingsdeling af CD signal	21
5.3 Balanceret mikrofonforstærker	22
5.4 Design af kombineret CD/mikrofon-udgang	35
5.5 Kanalvælger	36
5.6 Common-collector-buffer	37
 6 Tonekontrol	 39
6.1 Dæmpning af signalet	39
6.2 Design af basfilter	40
6.3 Design af diskantfilter	47

7	Volumekontrol	55
8	Effektforstærker	57
8.1	Tilbagekoblingsteori	58
8.2	Udgangstrin	59
8.3	Spændingsforstærkertrin	61
8.4	Differensforstærker	64
8.5	Klasse G	65
8.6	HF-respons og stabilitetsundersøgelse	67
8.7	Simulering og test af samlet effektforstærker	67
8.8	Nyttevirkningen	70
9	Design af spændingsforsyning	73
9.1	Ensretning af spændingssignalet	73
9.2	Udglatning af spændingen med et filter	75
9.3	Yderligere udglatning af spændingssignalet	77
9.4	Opbygning af spændingsforsyning	77
10	Accepttest	79
10.1	Test cases	79
11	Konklusion	83
12	Diskussion	85
	Litteratur	87
III	Bilag	89
A	Effektforstærker-klasser	91
A.1	Klasse A-forstærker	91
A.2	Klasse B-forstærker	92
A.3	Klasse AB-forstærker	93
A.4	Klasse D-forstærker	95
A.5	Klasse G-forstærker	96
A.6	Øvrige forstærkerklasser	96
	Appendices	91
B	Måling af effektforbrug på klasse AB-forstærker	99
C	Test af mikrofonsignal	101
D	Målinger af mikrofonforstærker	103
D.1	Måling af DC-spændinger i kredsløbet	103
D.2	Test af forstærkning målt med mikrofon	104
D.3	Frekvensrespons målt uafhængigt af mikrofon	104
D.4	Komponentværdier til beregning af CMRR	105
E	Målinger af samlet system	109
F	Måledata fra test af forforstærker	113
G	Common Collector	115
H	Undersøgelse af knækfrekvenser til tonekontrolfilteret	119

I	Beregninger på symmetrisk tonekontrol	123
J	Målejournale for effektforstærkere	127
J.1	Måling af frekvensrespons	127
J.2	Måling af termiske effekter	127
J.3	Måling af THD	128
J.4	Måling af nyttevirkning	128
J.5	Måling af indgangs- og udgangssignal	129
J.6	Måling af ind- og udgangsimpedans af effektforstærkere	129
K	Udledning af impedanser	133
K.1	Indgangsimpedans af strømforstærkertrin	133
L	Målinger foretaget på spændingsforsyningen	135

Del I

Analyse af hi-fiforstærkers effektforbrug

Kapitel 1

Indledning

En hi-fiforstærker er en forstærker der er i stand til at gengive sit elektroakustiske input i high fidelity, altså med stor nøjagtighed. Graden af nøjagtighed der afgør om en forstærker kan betegnes som hi-fi, var tidligere defineret af standarden DIN-45500, bl.a. angivet som den maksimale forvrængning en hi-fiforstærker må påføre et indgangssignal. DIN-standarden er pr. 1996 ikke længere gældende, og i dag har andre standarder overtaget gyldighedsområdet, se kapitel 2.

Effektforstærkeren er den del af en samlet audioforstærker, der leverer effekten ud i de tilsluttede højttalere. Effektforstærkere er inddelt i forskellige klasser, der angiver hvor transistorernes arbejds punkt ligger i forhold til udgangssignalets størrelse (se bilag A). Det har betydning for hvor stort effektforbrug forstærkeren har ved forskellig udstyring, og dermed hvilken nyttevirkning forstærkeren har ved en given udstyring. Nytttevirkningen er defineret som

$$\eta \equiv \frac{P_L}{P_S} \quad [\%] \quad (1.1)$$

hvor P_L [W] er effekten afsat i belastningen, og P_S [W] er den effekt forstærkeren påtrykkes. Nytttevirkning er altid højst ved maksimalt udgangssignal.

1.1 Nedsættelse af elforbruget gennem lovgivning

Ud af Danmarks samlede CO₂-udledning, udgør elforbrug alene ca. 40% [Go' Energi 08b]. Dette har bl.a. at gøre med den måde el produceres i Danmark, hvor kul bruges i meget vid udstrækning. En udskiftning af denne produktionsmetode med mere miljøvenlige alternativer, kan nedsætte Danmarks CO₂-udledning. En anden måde at nedbringe denne, er at formindske det samlede elforbrug ved en forbedring af de eksisterende elforbrugende teknologier. Der har i de senere år været meget fokus på nedsættelse af CO₂-udledning, gennem at lovgive mod energineffektive produkter, for at få befolkningen til at anvende mere effektive alternativer.

Dette gælder bl.a. glødepæren, som fra 2009 ikke længere var tilladt at fremstille og distribuere i Danmark. Ifølge et EU-regulativ skal disse være helt udfaset i Europa før 2012. Udskiftningen af alle glødepærer i EU til sparepærer, vil nedsætte Europas samlede CO₂-udledning med 15 mio. ton om året [Ingeniøren.dk 09].

Der er også indført lovgivning om hvordan danskerne må opvarme deres boliger. Det er ikke længere tilladt at installere elvarme i nye huse og i større til- og ombygninger, hvis der er mulighed for at blive tilsluttet fjernvarme [Borger.dk 11]. I Danmark er der over 100.000 husstande der har indlagt elvarme. Den CO₂-udledning disse husstande producerer, kunne reduceres med 3-4 gange, hvis elvarmen blev erstattet med fjernvarme [Go' Energi 08b].

Inden for elektronikområdet er der lovgivning om standbyforbrug på elektriske apparater, der pr 2010 kun må være på 1 W. I 2013 er grænsen af EU-direktivet yderligere nedsat til 0,5 W [Ingeniøren.dk 10]. Ældre musikanlæg fra før 2010 kan godt have et standbyforbrug på 10-12 W

[Go' Energi 08a]. Danmarks samlede CO₂-udledning fra standbyforbrug ligger på 450.000 ton om året [Go' Energi 09]. Der er foretaget målinger på en 2x100 W klasse AB forstærker (se bilag B), som viser et tomgangstab på 42 W.

1.2 Elforbruget i en hi-fiforstærker

I Danmark ligger det årlige energiforbrug (2007) på 7.282 GWh [Go' Energi 09], hvilket betyder et gennemsnitsforbrug pr dansker på 1.423 kWh om året. Et musikanlæg bruger typisk 40-70 kWh om året.

Der er ingen lovgivning om hvor høj nyttevirkning en forstærker i et musikanlæg skal have. Der er heller ingen vejledende standarder for hvordan nyttevirkning skal måles. Dansk Standards udvalg for Multimedieudstyr og Kabelfordelingssystemer skriver: *Seneste nyt fra udvalget: Et af de emner der i øjeblikket bliver arbejdet på, er Audio-/video- og multimedie-systemers energiforbrug i de forskellige tilstande de kan have. F.eks. standby, slukket og fuldt operationelt. Det er intentionen at definere entydige målemetoder, således at leverandør-opgivne tal kan sammenlignes.* [Standard 10]

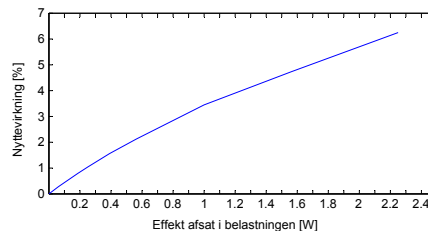
Forbrug	Andel [%]
IT og elektronik	28
Køl og frys	18
Vask	18
Belysning	13
Vand	9
Madlavning	9
Diverse	5

Tabel 1.1: Fordeling af elforbruget i en gennemsnitlig dansk bolig [Go' Energi 09]. Her er ikke medtaget den el der går til opvarmning, som beløber sig til ca 40% af det samlede elforbrug [Elteknik 10], og tallene i tabellen er således andelen af de resterende 60% af det samlede elforbrug.

Globalt set står computere og IT-udstyr for 2% af den samlede CO₂-udledning i verden. Til sammenligning står flyindustrien også for 2% af den samlede globale CO₂-udledning.

Som det ses af tabel 1.1, udgør elektronik en væsentlig del af en gennemsnitlig husholdnings elforbrug. Selv globalt set, vil en væsentlig nedsættelse af dette forbrug have en effekt.

Ser man på nyttevirksomheden af en almindelig klasse AB-forstærker (se bilag A), er der basis for at forbedre nyttevirksomheden af forstærkeren ved at implementere en klasse G-udvidelse af forstærkeren. Forsøg viser, at nyttevirksomheden ikke kommer op på 60% ved afsættelse af 100 W i højttaleren (se bilag B). Ved lytteniveau på omkring 100 mW afsat, er nyttevirksomheden under 1%.



Figur 1.1: Nyttevirksomhed af effektforstærkeren fra bilag B ved udgangssignaler med en peakspænding på max. 6 V.

Dette giver basis for udvikling af en audioforstærker med en højere nyttevirksomhed end en klasse AB-forstærker.

Standarder

Til elektronik audioudstyr, hører et sæt standarder, som definerer hvad et produkt skal leve op til for at kunne kaldes hi-fi. Det er ikke lovkrav, men ved at overholde standarderne, sikrer man sig, at produktet er kompatibelt med eksisterende produkter som kabler, stik og anden elektronik. Standardernes status afhænger af det enkelte lands interne lovgivning, men fungerer ofte som reference for internationale aftaler og handel [Standard 74].

Indenfor hi-fi hører der et sæt standarder, som er defineret i DIN-45500 (Deutsches Institut für Normung), en tysk industristandard fra 1979, der baseres på psykoakustisk grundforskningsarbejde foretaget i 1950'erne. Denne er ikke længere gældende. Standarden IEC-1938 fra 1996 er en opdatering af DIN-45500, og er udformet som et kompendie for "Audio, video and audio-visual systems - Interconnections and matching values - Preferred matching values of analogue signals" [Commission 96b]. Denne er udformet af schweiziske IEC (International Electrotechnical Commission), som ifølge aftale med ISO (International Standards Organization), eksklusivt står for udformning af alle internationale standarder indenfor elektroteknik. I Danmark er IEC-1938 oversat af Dansk Standard til DS/EN-61938, der samler flere standarder, og dermed gælder for både audio-/video-/multimedie-systemer/-udstyr samt kabelfordelingssystemer til fjernsyns-/lydsignaler/interaktive tjenester [Standard 10].

I dette kapitel vil de standardiserede størrelser der er relevante for opbygningen af en hi-fi forstærker, blive defineret og forklaret, med udgangspunkt i IEC-1938 [Commission 96a].

Fælles for de standarder der hører under IEC-1938 er, at alle spændinger måles i RMS-værdier og at de angivne impedanser gælder for frekvenser mellem 20 Hz og 20 kHz. Dog spænder frekvensområdet for mikrofoner mellem 40 Hz og 16 kHz [Standard 74]. I det følgende repræsenterer indeks S kilden, mens indeks L repræsenterer belastningen. Angivne værdier gælder for forbruger-hi-fi, og ikke professionelt udstyr.

2.1 Indgangssignaler

Der gælder generelt for transport af audiosignaler, at indgangsimpedansen i et systemmodul, skal være mindst 10 gange så høj som udgangsimpedansen i det systemmodul signalet kommer fra. De generelle betingelser for audiosignaler er beskrevet i afsnit 2.1.1. Generelt gælder der for en forforstærkers udgangsside følgende:

$$Z_{\text{out}} \leq 1 \text{ k}\Omega \quad (2.1)$$

$$Z_{L \text{ in nominal}} = 10 \text{ k}\Omega \quad (2.2)$$

$$V_{\text{out RMS}} = 1^* \text{ V} \quad (2.3)$$

* Ved den mindste kilde-EMF (Elektromotive Force) for det nominelle spændingsoutput, med maksimal forstærkning. Hvor kilden kan være et linie-, CD- eller mikrofonsignal, og belastningen er næste trin i hi-fi-forstærkeren.

2.1.1 Liniesignaler

Liniesignaler er analoge audiosignaler der kommer fra fm-tunere og båndoptagere. Mobiltelefoner og mp3-afspillere afgiver et forstærket linesignal, og skal dæmpes for at kunne tilsluttes en lineindgang. Udgangsimpedansen af disse typer lydkilder ligger på 2,2 k Ω , og der gælder således følgende [Commission 96a]:

$$Z_{Sout} = 2,2 \text{ k}\Omega \quad (2.4)$$

$$Z_{in} \geq 22 \text{ k}\Omega \quad (2.5)$$

Hvor kilden fx er en radio eller en mp3-afspiller. Spændingsniveauet for disse lydkilder der kan tilsluttes et linesignal fra en analog kilde, ligger på følgende niveau:

$$V_{in \text{ nominel RMS}} = 0,5 \text{ V} \quad (2.6)$$

$$V_{in \text{ min RMS}} = 0,2 \text{ V} \quad (2.7)$$

$$V_{in \text{ max RMS}} \geq 2,0 \text{ V} \quad (2.8)$$

2.1.2 CD-signaler

Et CD-signal er et analogt audiosignal fra en digital kilde, og omfatter alle signaler fra cd- og dvd(audio)-afspillere. Dette ligner meget et linesignal, dog har det en øvre grænse pga. bitopløsningen på skiven:

$$V_{in \text{ nominel RMS}} = 2,0 \text{ V} \quad (2.9)$$

$$V_{in \text{ min RMS}} = 0,2 \text{ V} \quad (2.10)$$

$$V_{in \text{ max RMS}} \geq 2,8 \text{ V} \quad (2.11)$$

2.1.3 Mikrofon-signaler

Der findes tre typer mikrofoner: elektrodynamiske, elektrostatiske og piezoelektriske. En almindelig forbrugsmikrofon vil typisk være elektrodynamisk [Commission 96a]. En elektrodynamisk mikrofon har en standardiseret udgangsimpedans på 200 Ω , men i modsætning til alle andre audiosignaler, skal forholdet mellem udgangsimpedans og indgangsimpedans kun være en faktor fem:

$$Z_{Sout \text{ nominel}} = 200 \Omega \quad (2.12)$$

$$Z_{in \text{ nominel}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (2.13)$$

$$Z_{in} \geq 1 \text{ k}\Omega \quad (2.14)$$

Det spændingsniveau en elektrodynamisk mikrofon kan levere, er defineret ud fra følgende værdier:

$$V_{in \text{ nominel RMS}} = 0,2 \text{ mV} \quad (2.15)$$

$$V_{in \text{ min RMS}} = 0,08^a \text{ mV} \quad (2.16)$$

$$V_{in \text{ max RMS}} = 200^b \text{ eller } 20^c \text{ mV} \quad (2.17)$$

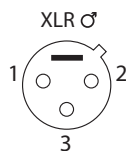
^a Mindste udgangs-EMF fra mikrofonen, som kan forstærkes til den nominelle udgangsspænding.

^b Er givet ved 134 dB SPL, når der tages højde for en 6 dB højere mikrofon-følsomhed. For at undgå overbelastning af forstærkeren, kan denne have indbygget en justerbar dæmpning i forstærkeren.

^c Er givet ved 114 dB SPL, når der tages højde for en 6 dB højere mikrofon-følsomhed. .

Visse mikrofoner kan have indbygget en justerbar dæmpning, eller et elektronisk forstærkerkredsløb.

Tilslutningsstik mellem mikrofon og forstærker skal følge standarden DIN45594 [Standard 74], hvilket medfører, at det skal være symmetrisk forbundet med et tre-bensstik (XLR). Dette er nødvendigt, da et mikrofonsignal er et balanceret signal, som herefter enten kan forstærkes ubalanceret eller balanceret.



Figur 2.1: Mikrofonens udgang. Et positivt lydtryk ind på mikrofonen vil forårsage en positiv spænding på ben 2 (IEC 268-12) eller ben 1 (IEC 268-11), i forhold til ben 3 (stel).

Egenskab	Gælder for	Krav til output/afvigelse
Udgangsspænding	forforstærker	$\geq 1 \text{ V}$
Udgangsimpedans	forforstærker	$\leq 47 \text{ k}\Omega$
Indgangsimpedans	linieindgang	$\geq 470 \text{ k}\Omega$
Følsomhed for fuld udstyring	linieindgang	$\leq 0,5 \text{ V}$
Overstyringsreserve	linieindgang	$2 \text{ V}, \geq 12 \text{ dB}$

Tabel 2.1: Krav til impedansforhold og spændingsniveauer i forforstærkeren, defineret i DIN-45500 [Standard 74].

2.2 Udgangssignaler

En hi-fi-forstærker har almindeligvis to udgange til højttalere ved stereo, og kan evt. også have udgang til en PC eller anden form for optageudstyr. I det meste forbruger-hi-fi vil sidste trin i forstærkeren være en effektforstærker, og for dennes indgangsside gælder generelt følgende [Commission 96a]:

$$Z_{\text{Sout nominel}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (2.18)$$

$$Z_{\text{in}} \geq 10 \text{ k}\Omega \quad (2.19)$$

$$V_{\text{Sout min}} = 1 \text{ V} \quad (2.20)$$

$$V_{\text{Sout max}} \geq 8^* \text{ V} \quad (2.21)$$

* Kilde-EMF gældende for effektforstærkere der har en volumenkontrol.

2.2.1 Liniesignaler

Hvis systemet skal kunne levere et linesignal videre til en anden enhed, som fx optageudstyr til optagelse af karaoke-indspilning, skal udgangsimpedansen for det modul hvorfra signalet bliver sendt ud af systemet ligge på $2,2 \text{ k}\Omega$. Således er også indgangsimpedansen af optageudstyret eller anden tilsluttet enhed defineret som det tidobbelte [Commission 96a]:

$$Z_{\text{out nominel}} = 2,2 \text{ k}\Omega \quad (2.22)$$

$$Z_{\text{Lin}} \geq 22 \text{ k}\Omega \quad (2.23)$$

Udgangsimpedanserne skal måles med de nominelle belastningsimpedanser tilkoblet. Spændingsniveauet ud af systemet skal have en lavere maksimum-værdi, end et linesignal ind, og er defineret som:

$$V_{\text{out nominel RMS}} = 0,5 \text{ V} \quad (2.24)$$

$$V_{\text{out RMS}} \geq 0,2 \text{ V} \quad (2.25)$$

$$V_{\text{out RMS}} \leq 2,0 \text{ V} \quad (2.26)$$

2.2.2 Hovedtelefon-signaler

Hovedtelefoner skal kunne levere et konstant lydtryk ved en given volumenindstilling, uafhængigt af impedans. Dette gælder alle elektrostatiske hovedtelefoner udstyret med matchende enheder.

$$Z_{\text{out nominel}} = 120 \Omega \quad (2.27)$$

$$Z_{\text{Lin nominel}} = 8 - 2000 \Omega \quad (2.28)$$

$$V_{\text{Lin nominel RMS}} = 5 \text{ V} \quad (2.29)$$

2.2.3 Højttaler-signaler

Der findes både aktive højttalere, hvor effektforstærkeren er indbygget i selve højttalerne, og passive højttalere, hvor effektforstærkeren skal kobles til med et kabel. De aktive højttalere er almindelige i hjemmeanlæg ved surround-systemer, mens de passive er de generelt mest almindelige til hi-fi-udstyr. Der findes to typer passive højttalere; en med konstant impedans og en med konstant spænding. Passive højttalere kan enten være elektrostatiske eller piezoelektriske [Commission 96a]. Dette projekt tager udgangspunkt i passive højttalere med konstant impedans, og denne type højttalere har følgende impedansniveauer:

$$Z_{\text{Lin nominel}} = 4, 8 \text{ eller } 16 \Omega \quad (2.30)$$

$$Z_{\text{Lin}} \geq 10 \cdot Z_{\text{out kilde}} \quad (2.31)$$

For at matche effektforstærker og højttaler optimalt, skal der ses på om der er sandsynlighed for ukorrekt behandling af udstyret der kan betyde klipning af signalet. Ligeledes er det væsentligt om der er mere end 3 dB forskel på udgangsspændingen i de niveauer der spilles med i længere tid ad gangen, og de lydniveauer der kun spilles med i kort tid ad gangen. I de fleste tilfælde af anvendelse af hi-fi-udstyr, er der ikke stor sandsynlighed for klipning af signalet, men dette kan godt forekomme for den almindelige forbruger. I sidstnævnte tilfælde gælder:

$$V_{\text{Lin longterm}} \geq V_{\text{out longterm}} \quad (2.32)$$

Et højttalerkabel indeholder et signal og en stel. En positiv spænding på ben 1 i forhold til ben 2 (IEC 268-11), giver en udadrettet bevægelse af højttalerens membran, og dermed et positivt lydtryk. Hvis der skal bruges lange kabler mellem forstærker og højttalere, danner kablerne en spole, som skal medregnes. Normal værdi for kablets induktans er $2 \frac{\mu\text{H}}{\text{m}}$ [Brixen 04].

Egenskab	Gælder for	Krav til output/afvigelse
Udgangseffekt	1 kHz i 10 min ved 35°	mono: $\geq 10 \text{ W}$, stereo: $\geq 2 \times 6 \text{ W}$
Belastningsimpedans	højttaler	4 Ω , 8 Ω , $\pm 20 \%$

Tabel 2.2: Krav til impedansforhold og effekt for effektforstærkeren, defineret i DIN-45500 [Standard 74].

2.3 Frekvensrespons og forvrængning

En ideel hi-fi-forstærker har et lineært frekvensrespons, svarende til ingen ændring af indgangssignalet, i hele det ønskede frekvensspektrum forstærkes lige meget. Fasekarakteristikken er ligeledes vigtig for forstærkerens kvalitet, da den bestemmer impulsforvrængningen. Faseforvrængning betyder tidsforvrængning, og betyder at frekvenskomponenterne i signalet tidsforskydes (forvrænges) i forhold til hinanden. Faseforskydning mellem ind- og udgang - bør højst være $\pm 15^\circ$ ved 20 kHz [Brixen 04].

Egenskab	Gælder for	Krav til output/afvigelse
Frekvensområde	40 Hz–16 kHz ^a	$\leq \pm 1,5$ dB ^b
THD	Forforstærker/effektforstærker	$\leq 0,5$ %
THD	Forforstærker+effektforstærker	$\leq 0,7$ % ^c
Signal-/støjforhold	Forforstærker	≥ 50 dB ^d
Dæmpningsfaktor	40 Hz–12,5 kHz	≥ 3
Overhøringsdæmpning	Mellem forskellige indgange	≥ 40 dB ^e
Kanalforskel	stereo	≤ 3 dB ^f

^a Frekvensresponsen målt 10 dB under nominel indgangsspænding.

^b Målt i forhold til forstærkning ved 1 kHz.

^c Gælder indtil 26 dB under udgangseffekten.

^d Relativt til 2×50 mW_{out} ved stereo og 100 mW_{out} ved mono.

^e Ved 1 kHz dog ≥ 50 dB.

^f Ved balancejustering på 8 dB og volumenkontrol på 0-40 dB: 6 dB.

Tabel 2.3: Krav til frekvensrespons og forvrængning defineret i DIN-45500 [Standard 74].

Desuden skal følgende være defineret for hi-hi-forstærkeren: nominel indgangsspænding for alle indgange, samt nominel udgangsspænding (ved stereo: pr kanal). Desuden nominel indgangsimpedans ved 1 kHz for alle indgange, samt nominel belastningsimpedans [Standard 74].

THD (Total Harmonic Distortion) findes ved at tilføre en ren tone og så måle alle harmoniske overtoner. Ofte måles kun den 3., som er den kraftigste overtone forårsaget af forvrængning i en transistorforstærker. Det er samtidig de ulige harmonier der er de mest forstyrrende for det menneskelige øre.

Dæmpningsfaktoren udtrykker størrelsen på forstærkerens Z_{out} ift højttalerens Z_L , og skal helst være så høj som mulig. En given faktor er mere effektiv ved en lav frekvens end ved en højere [Brixen 04].

Signal-/støjforholdet måles på udgangen, mens der er skruet helt op for forstærkningen i indgangstrinnet, i forhold til referenceniveauet 0 dBu (0,775 V). Den ækvivalente indgangsstøj i dBu er så støjen og forstærkningen (begge målt i dBu) lagt sammen. Dette svarer til den støjspænding der ville skulle tilføjes en ideel (ikke støjende) forstærker, for at opnå det støjniveau der afgives, når der ikke er tilsluttet noget på indgangen [Brixen 04]. I tabel 2.3 er signal-/støjforholdet angivet til 50 dB, nyere standarder der har overtaget, kræver dog et signal-/støjforhold på 86 dB.

Kravspekifikation

Der ønskes konstrueret en hifi-forstærker, der overholder gældende standarder, se kapitel 2. Den samlede forstærker, skal have en højere nyttevirkningsgrad end en forstærker indeholdende en klasse AB effektforstærker. I det følgende defineres hvilke brugergrænseflader forstærkeren skal indeholde, samt interne grænseflader i systemet, hvor en funktionsblok kobles sammen med en anden til det samlede kredsløb.

3.1 Problemformulering

Hvordan konstrueres en klasse-G hifi-forstærker med minimeret effektforbrug, som samtidig har mulighed for frekvensjustering og karaoke-/mic-/CD-/ og linetilkobling?

3.2 Brugergrænseflader

Hi-fiforstærkeren skal indeholde en række tilslutningsmuligheder.

Der ønskes følgende indgange, hvis impedansforhold er givet i standarderne DIN45500/IEC61938-1, samt i databladet for Shure Beta 58A dynamic vocal microphone:

Lydkilde	Z_{out}	$Z_{\text{in system}}$	$V_{\text{out nominel RMS}}$	$V_{\text{out max RMS}}$	$\hat{V}_{\text{out max}}$
Line	2,2 k Ω	≥ 22 k Ω	0,5 V	2,8 V	4,0 V
CD	2,2 k Ω	≥ 22 k Ω	2,0 V	2,0 V	2,8 V
Mikrofon	150 Ω	$\geq 1,5$ k Ω	100 mV	283 mV	400 mV

Tabel 3.1: Tilslutningsmuligheder til indgangen af hi-fiforstærkeren. Udgangsspændinger for line og CD opgivet jvf. standarderne. Spændingerne for mikrofonen er målte værdier, se bilag C.

samt udgang til følgende højttalerforhold:

Belastning	Z_L	P_L
Højttaler	8 Ω	10 W

Tabel 3.2: Tilslutningsmuligheder til udgangen af hi-fiforstærkeren. Ved stereo er der blot to (ens) belastninger der tilsluttes hver sin signalvej.

Derfor opstilles følgende to krav til systemets udgang.

Belastning	Z_L	P_L	Tidsrum
Højttaler	$\leq 0,8 \Omega$	$\geq 10 \text{ W}$	10 min.

Tabel 3.3: Her ses kravene til systemets udgang, hvor det ønskes at kunne afsætte minimum 10 W i belastningen på 8Ω i 10 min. uden at vise tegn på ustabilitet eller termisk runaway. Ydermere ønskes en maksimal udgangsimpedans på effektforstærkerens udgangstrin på $0,8 \Omega$ jf. standarden.

Ud over mulighed for tilslutning af disse størrelser på ind- og udgange, skal det også være muligt for brugeren at styre følgende på hi-fiforstærkeren:

Krav	Justeringsmulighed
Valg af indgang der skal kobles til systemet	Line CD CD/mikrofon Mikrofon
Justering af samlet lydniveau	-80 dB til 0 dB
Justering af lydniveau for dele af frekvensspektret	$\geq \pm 12 \text{ dB}$

Tabel 3.4: Justeringsmuligheder på hi-fiforstærkeren. Skift mellem de forskellige indgange skal resultere i uændret lydniveau.

3.3 Krav til frekvensrespons

Standarderne gælder for et frekvensområde på 40 Hz - 16 kHz $\pm 1,5 \text{ dB}$. Det ønskes at udvide frekvensområdet for forstærkeren til 20 Hz - 20 kHz. Der er givet en række retningslinjer i standarderne for dæmpning, signal/støjforhold og frekvensrespons. Der stilles derfor følgende krav til hi-fiforstærkeren:

Størrelse	Krav
Effektivt frekvensområde	20 Hz til 20 kHz
Forvrængning (THD)	$\leq 0,7 \%$
Signal/støjforhold	$\geq 86 \text{ dB}$
Lineær frekvensrespons fra 20-20KHz	$\leq \pm 1,5 \text{ dB}$

Tabel 3.5: Krav til frekvensrespons i hi-fiforstærkeren.

3.4 Krav til strømbesparelse

Nyttevirkningen i forstærkeren skal være bedre end nyttevirkningen i en typisk klasse AB effektforstærker. Da det hovedsagelig er effektforstærker-trinet der forbruger effekt, og i mange tilfælde også har en lav virkningsgrad, er det til dette trin i hi-fiforstærkeren kravet om bedre nyttevirkning stilles. Nyttevirkningen for den fremstillede effektforstærker ved, hvad der vurderes som lytteniveau, skal være bedre end for en Pioneer Stereo Amplifier model A-656 jf. kapitel B. Dette skal opnås ved at implementere en klasse G forstærker, der kan skifte mellem to forsyningsspændinger. Således går der mindre effekt tabt når der spilles ved lave niveauer, som ved almindelig lytning, ved brug af den mindre forsyningsspænding.

Disse to forsyningsspændinger skal konstrueres ved hjælp af de transformatorer der er tilgængelige i laboratoriet. Disse har størrelserne:

Forsyning	V_{RMS}
Lille	6 V
Stor	18 V %

Tabel 3.6: Definition af de forsyningesspændinger der skal tilkobles hi-fiforstærkeren.

Der opstilles krav om en maksimal ripple på 2 dB, på både den store og den lille forsyningsspænding efter signalet er ensrettet fra transformatoren.

3.5 Afgrænsninger

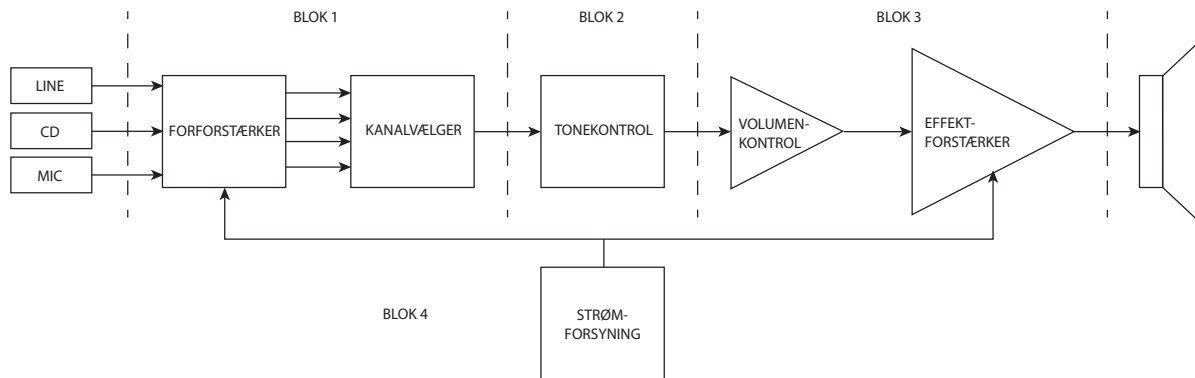
I projektet afgrænses at lave systemet på PCB print, da det vurderes at det ikke indgår som et vigtigt læringsmål i projektet. Der fremstilles dog en prototype af forstærkeren i mono, på sømbræt og hulprint. Yderligere afgrænses der fra at implementer digitale enheder i systemet da semesteret fokusområde er analog elektronik.

Del II

Udvikling og test af hi-fiforstærker-system

Beskrivelse af overordnet system

Den samlede hi-fiforstærker designes ud fra kravspecifikationen og skal indeholde følgende blokke:



Figur 4.1: Blokdiagram over det samlede system.

Blok 1 Forforstærker og kanalvælger

Denne blok modtager signalet fra tre forskellige typer kilder: CD-afspillere, line-apparater og mikrofoner. Den består af en forforstærker, der sørger for at forstærke signalerne op til et ønsket niveau, og en kanalvælger, hvor brugeren kan bestemme hvilket signal der skal lukkes ind i det videre system.

Blok 2 Tonekontrol

Denne blok består af en tonekontrol, der separat kan justere lydniveauet på de definerede bas- og diskantfrekvenser.

Blok 3 Volumenkontrol og effektforstærker

Denne blok indeholder en volumenkontrol til justering af niveauet på det samlede signal, samt en effektforstærker, der kan levere den ønskede effekt ud af systemet til en højttaler.

Blok 4 Spændingsforsyning

Denne blok er en spændingsforsyning, der skal forsyne forforstærker og effektforstærker med den nødvendige spænding.

4.1 Uddybning af de fire blokke

For at få en forståelse for hvordan en hi-fiforstærker skal opbygges er det først vigtigt at undersøge hvad de forskellige moduler fungerer og hvordan de hver især interagerer med hinanden. Derudover er det også vigtigt at tage stilling til hvilke krav der er til et sådant system før det kan blive kaldt for hi-fi, før det bliver bygget (jvf. kravspecifikation kapitel 3).

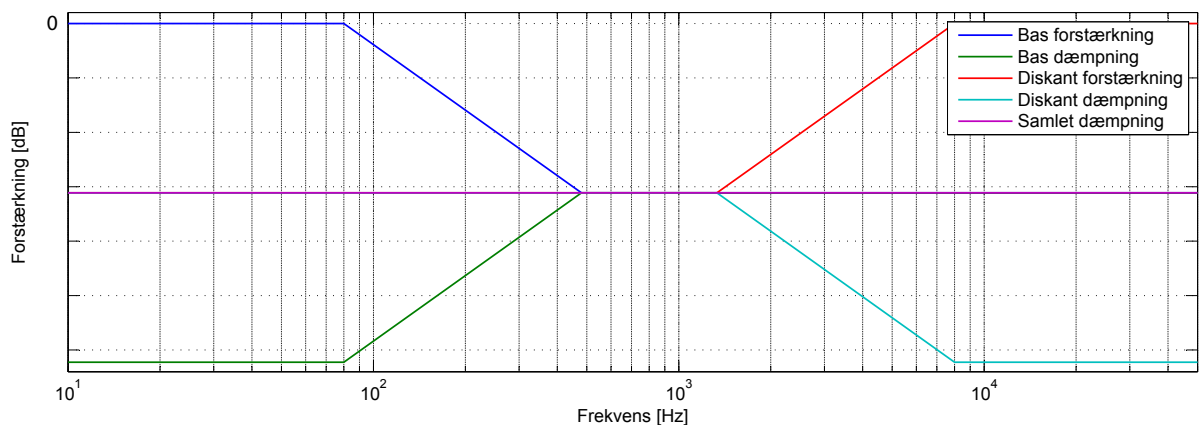
4.1.1 Blok 1 - Forforstærker og kanalvælger

Som det ses på Fig. 4.1 får blok 1 tre forskellige inputs, som hver har en bestemt inputspænding. Da der ikke ønskes at have tre forskellige volumeniveauer når der skiftes kanal, er det nødvendigt at kunne justere indgangsspændingen til en bestemt værdi inden de andre blokke. På denne måde sikres en stabil volumen, også når brugeren vælger at skifte fra line til CD. I dette tilfælde vælges indgangsspændingen til samme værdi, som CD/LINE har i forvejen, hvilket betyder at det eneste signal der skal justeres er MIC. Dette vil blive gjort med en differensforstærker bestående af et dobbelttransistortrin, som også har til fordel at sortere evt. støj fra (nærmere forklaret i kapitel om forforstærker). Desuden ønskes det også at kunne synge karaoke, hvilket betyder at kanalvælgeren skal være i stand til at summere MIC og CD med hinanden, dog uden at de påvirker hinanden, da det skal være muligt at kunne justere volumen af mikrofonen separat fra de andre signaler.

4.1.2 Blok 2 - Tonekontrol

Da det er et krav at kunne justere for lyd-/frekvensniveauet, altså op og ned for bas og diskant, er det nødvendigt at konstruere en tonekontrol, hvor brugeren selv kan skrue efter behov. Som udgangspunkt er signalet skruet op på maksimum, når det når til tonekontrollen. Herefter vil signalet blive dæmpet ved en normal spændingsdelen mellem to modstande i starten af kredsløbet, hvor der herefter er plads til at kunne justere op igen eller længere ned.

Da det er subjektivt, hvor hver enkelt person mener det lyder godt når der skrues på bas/diskant, bliver knækkens frekvenser for hhv. forstærkning og dæmpning bestemt ifht en test i et lydstudie. Dog bestemmes det at knækkene skal ligge symmetrisk for både bas-/og diskantdelen af signalet (illustreret på Fig. 4.2). Dette betyder at brugeren vil høre en jævn justering af lyden, hvor det hvis knækkene ikke lå symmetrisk vil lyde uønsket. Det skal siges, at der arbejdes i et frekvensinterval fra 20 Hz til 20 KHz, hvor bas er fra 20-480 Hz og diskant 1,3-20 KHz (hvor det der ligger i mellem er mellemtonerne), hvilket betyder det ikke ville give mening at ligge knækkene for bas og diskant uden for disse områder, eller for diskanten for langt ude af det hørbare område.



Figur 4.2: Eksempel på symmetrisk forstærkning og dæmpning af inputsignal.

4.1.3 Blok 3 - Volumenkontrol og effektforstærker

I blok 3 fokuseres der på at kunne justere volumen af inputsignalet og kunne levere et forstærket signal til den højtaler, som hele systemet er koblet til. Her vil justeringen af volumen bestå af et potmeter i en spændingsdeling, som brugeren kan justere på efter behov. Da der i kravspecifikationen (kapitel 3) er et krav om at selve effektforstærkeren skal kunne levere en forstærkning med minimeret effektforsøg, vil der blive fokuseret på et klasse-G effekttrin (se kapitel A.5)

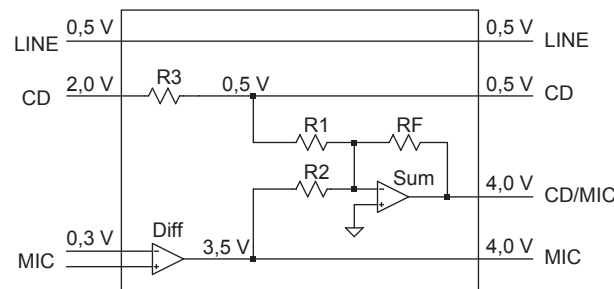
4.1.4 Blok 4 - Strømforsyning

Blok 4 (strømforsyningen) har til formål at kunne levere den nødvendige spænding til de forskellige moduler i hi-fikredsløbet. Det er her ønsket at forsyne effektforstærkeren nok til at den kan fungere med minimeret effektforsøg. Den vil her bestå af en transformator der vil transformere de 230 V_{RMS} ned til et ønsket niveau for herefter at dobbeltensrette vekselspændingen i gennem en diodebro (se kapitel om strømforsyning).

I dette kapitel blev det overordnede systemdesign beskrevet, hvor hvert enkelt trin er blevet valgt. I de følgende kapitler vil hvert enkelt delmodul blive udviklet, samt teoretisk udledt.

Design af forforstærker og kanalvælger

Første led i karaokeanlægget er forforstærkeren. Forforstærkeren skal modtage signaler fra tre forskellige indgange: CD, line og mikrofon. CD og line modtages som ubalancerede signaler. Mikrofonsignalet modtages som et balanceret signal og det er derfor nødvendigt at konvertere dette til et ubalanceret signal før det sendes ind i næste trin i karaokeanlægget og der kan ydermere designes en forstærker med CMRR. Samtidig skal signalet fra hver indgang forstærkes i henhold til de ønskede niveauer i indgangen til effektforstærkeren, som ses på Fig. 5.1. Ud fra standarderne kendes udgangsimpedansen af de ønskede signalkilder til forforstærkeren, samt RMS-værdierne på kildernes nominelle og maksimale udgangssignaler.



Figur 5.1: Samlet diagram over forforstærkeren. Her ses de tre indgangssignaler og fire udgangssignaler. Alle spændinger er angivet i RMS.

Efter behandling af de tre signaler, skal de leveres til tonekontrollen i form af fire signaludgange: CD, line, mikrofon og CD/mikrofon. Brugeren skal ved hjælp af kanalvælgeren være i stand til at skifte imellem disse. Kravspecifikationen definerer RMS-værdien af hvert udgangssignal fra forforstærkeren, samt disses udgangsimpedanser.

5.1 Line-indgang

Line-signalet er i standarden defineret som 0,5 V RMS nominelt derfor ønskes ingen forstærkning af dette signal. Ifølge kravspecifikationen³ arbejdes der kun med et monosignal.

5.2 Spændingsdeling af CD signal

Signalet fra en CD-afspiller er i standarden defineret som 2,0 V RMS nominelt. Dette betyder, at der ønskes en dæmpning af CD-signalet, for på denne måde at opnå et udgangssignal på størrelse

med line-signalet på 0,5 V RMS. Der ønskes altså en dæmpning på 4 gange, svarende til en forstærkning på -12 dB. Et CD-signal er et stereosignal på samme måde som line-signalet. Igen benyttes kun det ene signal jvf. 3.

Der konstrueres en simpel spændingsdeling dimensioneret efter forstærkningen $\frac{1}{4}$. Da signalet ligesom ved line, allerede er ubalanceret er det ikke nødvendigt at modificere signalet yderligere. Da kravet er at få et udgangssignal på 0,5 V RMS kan spændingsdelingen nemt udledes jvf. Fig. 5.1 som følgende:

$$\begin{aligned} \frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot 2 \text{ V} &= 0,5 \text{ V} \Leftrightarrow R_1 = \frac{1}{4} \cdot (R_1 + R_3) \\ 4R_1 &= R_1 + R_3 \Leftrightarrow 3R_1 = R_3 \Leftrightarrow R_1 = \frac{R_3}{3} \end{aligned} \quad (5.1)$$

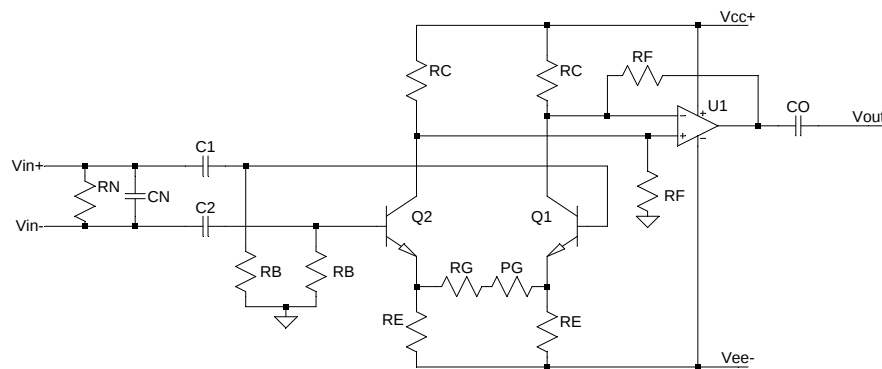
Jvf. standarden har en CD-afspiller en udgangsimpedans på 2,2 k Ω og derfor skal indgangsimpedansen på forforstærkeren være minimum 22 k Ω . Da indgangsimpedansen kan ses som $R_3 + R_1 || R_{\text{efterfølgende}}$, vælges R_3 til 22 k Ω . Dermed bliver $R_1 = \frac{22}{3} \text{ k}\Omega = 7,3 \text{ k}\Omega$. Hermed opnås både den ønskede indgangsimpedans og den ønskede udgangsspænding på 0,5 V RMS.

5.3 Balanceret mikrofonforstærker

Referencer: Douglas Self - Small Signal Audio, Sedra & Smith og Analog Teknik.

Mikrofonsignalet er et balanceret signal, og der skal derfor bygges en forstærker med balanceret indgangstrin. Der skal være mulighed for variabel forstærkning af mikrofonsignalet, således at dette kan forstærkes separat i forhold til CD-afspilleren, når CD og mikrofon afspilles samtidigt.

Et balanceret signal behandles med en differensforstærker, som kan realiseres i form af en operationsforstærker, eller i form af en transistorkobling eller en kombination af begge. En transistorforstærker genererer mindre støj end de fleste operationsforstærkere, og kan give mulighed for større rail-to-rail forstærkning [Small Signal Audio]. Ud fra disse betragtninger designes et balanceret transistortrin med variabel gain, efterfulgt af en støjsvag opamp koblet som differensforstærker, hvor outputtet bliver single ended. Denne forstærkeropbygning vil give en høj CMRR (Common Mode Rejection Ratio), hvilket er nærmere beskrevet i afsnit 5.3.8. I det følgende designes denne forstærker.

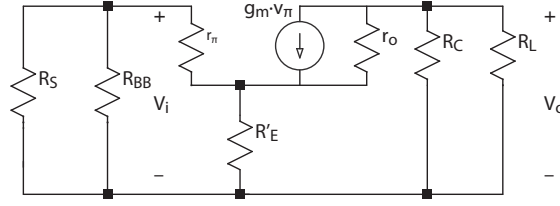


Figur 5.2: Diagram over mikrofonforstærkeren.

5.3.1 Hybrid π model af common collector med uafkoblet emittermodstand

For at definere ind- og udgangsimpedans og udtryk for spændingsforstærkning for transistorkoblingen opstilles en hybrid model.

Ud fra π -modellen opstilles et udtryk for v_o som collectorstrømmen gennem collectormodstanden:



Figur 5.3: Hybrid- π model for common emitter med uafkoblet emittermodstand

$$v_{\text{out}} = -R_C \cdot I_C = -R_C \cdot g_m \cdot v_\pi \quad [V] \quad (5.2)$$

Der opstilles et udtryk for, v_{in} , som basestrømmen gennem r_π + base- og collectorstrømmen gennem emittermodstanden R_E :

$$v_{\text{in}} = v_\pi + \left(\frac{v_\pi}{r_\pi} + g_m \cdot v_\pi \right) R_E \quad [V] \quad (5.3)$$

Følgende kan spændingsforstærkningen udtrykkes:

$$\frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{-R_C \cdot g_m \cdot v_\pi}{v_\pi + \left(\frac{v_\pi}{r_\pi} + g_m \cdot v_\pi \right) R_E} \quad [\cdot] \quad (5.4)$$

v_π går ud og der divideres igennem med g_m :

$$\frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{-R_C}{\frac{1}{g_m} + \left(1 + \frac{1}{g_m r_\pi} \right) R_E} \quad [\cdot] \quad (5.5)$$

Da $\frac{1}{g_m} = \frac{V_T}{I_C} = r_e$, indsættes r_e og r_π substitueres med $\beta \cdot r_e$, dermed fås udtrykket:

$$\frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{-R_C}{r_e + R_E + \frac{R_E}{\beta}} \quad [\cdot] \quad (5.6)$$

Hvis $R_E \gg r_e + \frac{R_E}{\beta}$ kan begge negligeres i udregning af spændingsforstærkningen. Dermed fås udtrykket for spændingsforstærkningen:

$$\frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{-R_C}{R_E} \quad [\cdot] \quad (5.7)$$

Indgangsimpedansen Z_{in} på en common emitter kobling er $R_B || R_{ib}$.

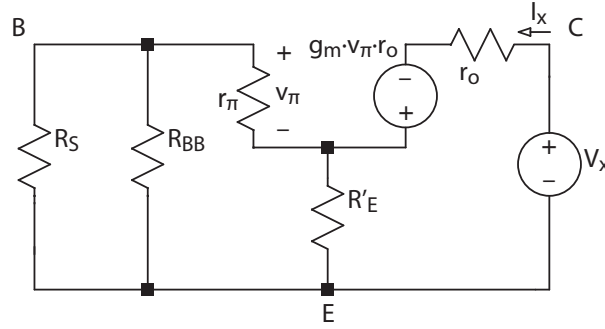
Indgangsimpedansen R_{ib} for en common emitter med uafkoblet emittermodstand kan udledes ved at betragte at i_b løber gennem r_π og R_E , hvor I_C også løber gennem R_E , derfor vil R_E være β gange større og udtrykket for Z_{in} kan opstilles således:

$$Z_{\text{in}} = r_\pi + R_E + \beta \cdot R_E = r_\pi + R_E + g_m \cdot r_\pi \cdot R_E \quad [\Omega] \quad (5.8)$$

Udgangsimpedansen for en common emitter med uafkoblet emittermodstand kan udledes ud fra Fig. 5.3 som parallellforbindelsen af $R_C || R_{oc}$, hvor $R_{oc} \gg R_C$, og derfor bliver Z_{out} collectormodstanden, R_C . Størrelsen R_{oc} udledes ved at opstille en Thévenin-ækvivalent af π -modellen som på Fig. 5.4 og på den måde simplificere kredsløbet. Det ses på Fig. 5.4 at strømgeneratoren parallelt med r_o kan opstilles som en spændingsgenerator i serie med r_o . Der ses bort fra R_C , og opstilles en ny spændingsgenerator, V_x , placeret over udgangen. V_x vil sammen med strømmen I_x nu kunne udtrykke udgangsimpedansen som $R_{oc} = \frac{V_x}{I_x}$.

Med Kirchoffs spændingslov kan spændingen i kredsen defineres som V_x :

$$v_x = i_x \cdot r_o - g_m \cdot r_o \cdot v_\pi + i_x \cdot R_E \quad [V] \quad (5.9)$$



Figur 5.4: Thevenin ækvivalent for Hybrid π model for common emitter med uafkoblet emittermodstand. Denne bruges til at finde R_{oc} .

For at finde v_π som funktion af I_x , tages udgangspunkt i en spændingsdeling rundt i indgangskredsen, V_{RE} , således:

$$v_\pi = -i_x \cdot R_E \frac{r_\pi}{r_\pi + R_S || R_B} \quad [V] \quad (5.10)$$

v_π indsættes udtrykket i (5.9).

$$v_x = i_x \cdot r_o - g_m \left(-i_x \cdot R_E \cdot r_o \cdot \frac{r_\pi}{r_\pi + R_S || R_B} \right) + i_x R_E \quad [V] \quad (5.11)$$

R_{oc} kan nu udtrykkes som:

$$R_{oc} = \frac{V_x}{I_x} = r_o + R_E + g_m \cdot r_\pi \cdot r_o \cdot \frac{R_E}{r_\pi + R_S || R_B} \quad [\Omega] \quad (5.12)$$

Bemærk i ligning (5.12) at $\beta = g_m \cdot r_\pi$ og $r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$ og i mætningsområdet er V_A meget høj. Disse betragtninger udtrykker tilsammen at R_{oc} er meget høj.

5.3.2 Impedanstilpasning

Da første del af mikrofonforstærkeren består af to ens common emitter transistortrin med uafkoblet emittermodstand, vil disse i de følgende designs kun ud fra det ene trin. Der tages udgangspunkt i mikrofontypen Shure Beta 58A Supercardioid Dynamic Vocal Microphone. Denne mikrofon har en udgangsimpedans på 150Ω , og indgangsimpedansen på mikrofonforstærkeren skal derfor være min. $1,5 \text{ k}\Omega$, jvf. kravspecifikation. Jvf. standarden skal $R_B \geq 10 \cdot Z_{o \text{ mic}}$, og derfor vælges R_B til $10 \text{ k}\Omega$. Modstanden R_B bruges også som forspænding til transistoren.

5.3.3 Forspænding af transistortrin

Der tages udgangspunkt i en differensforstærker som på Fig. 5.2. Differensforstærkeren består af to ens halvdele. Dette betyder at kredsløbsdimensioneringen kan beregnes ud fra en DC-analyse af den ene halvdel.

Herefter fastlægges I_C til 1 mA , da store strømme i kredsløbet ikke ønskes. Derudover vælges at bruge transistortypen BC547C, som er en NPN-transistor til små strømme. I databladet aflæses β for $I_C = 1 \text{ mA}$ til 520. Herudfra kan strømmen ind på basen udregnes til:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1 \text{ mA}}{520} = 1,9 \quad [\mu A] \quad (5.13)$$

Herudfra kan spændingsfaldet over basemodstanden, V_{R_B} bestemmes:

$$V_{R_B} = R_B \cdot I_B = 10 \text{ k}\Omega \cdot 1,9 \mu A = 19 \quad [mV] \quad (5.14)$$

Dette betyder at spændingen på basen er:

$$V_B = 0 - V_{R_B} = 0 \text{ V} - 19 \text{ mV} = -19 \text{ mV} \quad (5.15)$$

Base-emitterspændingsfaldet, V_{BE} , findes i databladet til 0,66 V, og spændingen ved emitteren er derfor:

$$V_E = V_B - V_{BE} = -19 \text{ mV} - 0,66 \text{ V} = -679 \text{ mV} \quad [\text{mV}] \quad (5.16)$$

Mikrofonforstærkeren skal være koblet til den lave spændingsforsyning som her er $\pm 6 \text{ V}$. Spændingsfaldet over emittermodstanden, V_{R_E} , kan nu findes som:

$$V_{R_E} = V_E - V_{ee-} = -679 \text{ mV} - (-6 \text{ V}) = 5,321 \text{ V} \quad [\text{V}] \quad (5.17)$$

Da β er meget stor, er $I_E = I_C$ og emittermodstanden R_E kan derfor bestemmes ud fra det beregnede spændingsfald og den ønskede collectorstrøm:

$$R_E = \frac{V_{R_E}}{I_C} = \frac{5,32 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 5,32 \text{ k}\Omega \quad [\text{k}\Omega] \quad (5.18)$$

Det resterende spændingsfald der skal fordeles på collectormodstanden, R_C , og collector-emitter på transistoren, beregnes som:

$$V_{R_C} + V_{CE} = V_{cc+} - V_E = 6 \text{ V} - (-679 \text{ mV}) = 6,68 \text{ V} \quad [\text{V}] \quad (5.19)$$

Det vælges at fordele dette spændingsfald ligeligt mellem V_{R_C} og V_{CE} , da dette giver mulighed for størst spændingssving på udgangen ved collectoren. Spændingsfaldet over collectormodstanden V_{R_C} vælges til 3,4 V, hvilket giver en collectormodstand på:

$$R_C = \frac{V_{R_C}}{I_C} = \frac{3,4 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 3,4 \text{ k}\Omega \quad [\text{k}\Omega] \quad (5.20)$$

Med denne opbygning fås forstærkningen i transistortrinnet til:

$$A_{d \text{ transistor}} = \frac{-R_C}{R_E} = \frac{-3,4 \text{ k}\Omega}{5,32 \text{ k}\Omega} = -0,64 \quad [\cdot] \quad (5.21)$$

Som det ses af (5.21), resulterer koblingen og de valgte komponentværdier i en invertering og en dæmpning af indgangssignalet. Det ønskes at opnå en samlet forstærkning af signalet, der giver et udgangssignal efter mikrofonforstærkeren, der ligger så tæt på forsyningsspændingen som muligt. Da der ikke arbejdes med rail-to-rail, vælges den maksimale V_{out} til 5 V peak. Målinger viser (se bilag xx) et maksimalt differensindgangssignal, $V_{d \text{ in}}$, på 400 mV. Dette betyder forstærkeren skal kunne levere en forstærkning på:

$$A_{d \text{ mic samlet}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{id}} = \frac{5 \text{ V}}{400 \text{ mV}} = 12,5 \quad [\cdot] \quad (5.22)$$

Denne forstærkning skal fordeles mellem transistortrinnet og operationsforstærkertrinet. Det ønskes at lægge størst forstærkning ved transistortrinnet, da dette giver mindst støj.

5.3.4 Variabel forstærkning i transistortrin

Målinger af mikrofonen viser, at der kan opnås en maksimal signalstørrelse på $\hat{V}_d = 400 \text{ mV}$, uddybet i bilag C. Dette ses desuden af standarden, jvf. LAV REF TIL TABEL I STANDARD, da $200 \text{ m}\hat{V}_{\text{ubalanceret}} = 400 \text{ m}\hat{V}_{\text{balanceret}}$. Forstærkningen opnås ved at gøre emittermodstanden mindre jvf. ligning (5.21). Dette gøres ved at indsætte en modstand, $R : G$, mellem de to emittere, som vil ligge parallelt med de to emittermodstande, R_E . Således opnås en emittermodstand, $R_e = R_G || R_E$. Da mikrofonens balancerede udgangssignal består af to signaler i modfase, vil der for et balanceret indgangssignal i mikrofonforstærkeren være nul i midten af modstanden, R_G , og derfor

kan parallelforbindelsen R_e , under ideelle modstandsforhold, defineres for begge forstærkersider som:

$$R_e = R_E || (\frac{1}{2} R_G) \quad [\Omega] \quad (5.23)$$

Jo mindre R_G vælges, des mindre bliver parallelmodstanden R_e . Dog skal der tages højde for transistorens interne emittermodstand, r_e , samt leddet $\frac{R_E}{\beta}$. Forstærkningen i transistortrinnet givet ved ligning (5.21) er kun anvendelig så længe $R_e \gg r_e + \frac{R_E}{\beta}$, hvilket ses af (5.6). Da $\beta = 520$ og $r_e = \frac{V_T}{I_C}$, ses at når I_C er valgt til 1 mA, er

$$r_e + \frac{R_E}{\beta} = \frac{26 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} + \frac{5,36 \text{ k}\Omega}{520} = 36 \quad [\Omega] \quad (5.24)$$

Dette betyder at $R_e \gg 36 \Omega$ for at der kan ses bort fra disse størrelser. Ud fra denne betragtning vælges R_e til ca. 15 gange denne størrelse:

$$R_e = 15 \cdot \frac{V_T}{I_E} = 15 \cdot \frac{26 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} \approx 520 \quad [\Omega] \quad (5.25)$$

Jvf. (5.23), kan den samlede modstand imellem de to emitterben, R_G , beregnes til:

$$\begin{aligned} R_e &= \frac{R_E \cdot \frac{R_G}{2}}{R_E + \frac{R_G}{2}} \\ \Updownarrow \\ R_G &= 2 \cdot \frac{R_E \cdot R_e}{R_E - R_e} = 2 \cdot \frac{3,4 \text{ k}\Omega \cdot 520 \Omega}{3,4 \text{ k}\Omega - 520 \Omega} = 1,23 \quad [\text{k}\Omega] \quad (5.26) \end{aligned}$$

Når r_e medtages i beregningen fås en maksimal forstærkning i transistortrinnet på:

$$\begin{aligned} A_{d \text{ transistor maks}} &= \frac{-R_C}{r_e + R_E || \frac{R_G}{2} + \frac{R_E}{\beta}} = \frac{-R_C(2R_E + R_G)}{(r_e + \frac{R_E}{\beta})(2R_E + R_G) + R_E R_G} \\ &= \frac{-3,4 \text{ k}\Omega(2 \cdot 5,32 \text{ k}\Omega + 1,23 \text{ k}\Omega)}{36 \Omega(2 \cdot 5,32 \text{ k}\Omega + 1,23 \text{ k}\Omega) + 5,32 \text{ k}\Omega \cdot 1,23 \text{ k}\Omega} \approx -5,8 \quad [\cdot] \quad (5.27) \end{aligned}$$

Da der ønskes en variabel forstærkning indsættes et potentiometer, P_G , i serie med R_G . Denne skal monteres således at det ene ben er kortsluttet til midterudtaget. Dette betyder at når potentiometeret er skruet helt til den ene side, er det kortsluttet, og forstærkningen i transistortrinnet er defineret som i (5.27). Når P_G er skruet i modsat retning er dennes størrelse med til at bestemme den minimale forstærkning der fås i transistortrinnet. Den minimale forstærkning må ikke være for stor, da det også ønskes at kunne skru ned for mikrofonen ved eventuel feedback mellem mikrofon og højttaler. Dette taler for et stort potentiometer. Samtidig ønskes så lidt termisk støj som muligt, hvilket taler for et lille potentiometer. Der vælges ud fra disse betragtninger et tilgængeligt potentiometer på 10 k Ω . Den minimale forstærkning i transistortrinnet bliver ved en tilføjelse af potmeteret P_G i ligning (5.21) dermed:

$$\begin{aligned} A_{d \text{ transistor min}} &= \frac{-R_C}{r_e + R_E || \frac{R_G + P_G}{2} + \frac{R_E}{\beta}} = \frac{-R_C(2R_E + R_G + P_G)}{(r_e + \frac{R_E}{\beta})(2R_E + R_G + P_G) + R_E(R_G + P_G)} \\ &= \frac{-3,4 \text{ k}\Omega(2 \cdot 5,32 \text{ k}\Omega + 1,23 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega)}{36 \Omega(2 \cdot 5,32 \text{ k}\Omega + 1,23 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega) + 5,32 \text{ k}\Omega(1,23 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega)} \\ &\approx -1,23 \quad [\cdot] \quad (5.28) \end{aligned}$$

Når der ses bort fra r_e , vil forholdet mellem R_e og r_e give en afvigelse i forhold til den lineære forstærkning på $\frac{-R_C}{R_e}$. Dette ses især ved maksimal forstærkning, da R_e her har den mindste størrelse i forhold til r_e , og r_e derfor får større indflydelse. Afvigelsen kan udtrykkes som:

$$A_{\text{fejl}} = \frac{-R_C}{r_e + R_e + \frac{R_E}{\beta}} \cdot \frac{R_e}{-R_C} = \frac{R_e}{r_e + R_e + \frac{R_E}{\beta}} \quad [\cdot] \quad (5.29)$$

og denne afvigelse kan beregnes for maksimal og minimal forstærkning i procent som:

$$\begin{aligned}
 A_{\text{fejl maxgain}} &= 1 - \frac{R_E \parallel \frac{R_G}{2}}{r_e + R_E \parallel \frac{R_G}{2} + \frac{R_E}{\beta}} = 1 - \frac{R_E R_G}{(r_e + \frac{R_E}{\beta})(2R_E + R_G) + R_E R_G} \\
 &= 1 - \frac{5,32 \text{ k}\Omega \cdot 1,23 \text{ k}\Omega}{36 \Omega (2 \cdot 5,32 \text{ k}\Omega + 1,23 \text{ k}\Omega) + 5,32 \text{ k}\Omega \cdot 1,23 \text{ k}\Omega} \\
 &= 6,17 \quad [\%] \quad (5.30)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_{\text{fejl mingain}} &= 1 - \frac{R_E \parallel \frac{R_G + P_G}{2}}{r_e + R_E \parallel \frac{R_G + P_G}{2} + \frac{R_E}{\beta}} \\
 &= 1 - \frac{R_E (R_G + P_G)}{(r_e + \frac{R_E}{\beta})(2R_E + R_G + P_G) + R_E (R_G + P_G)} \\
 &= 1 - \frac{5,32 \text{ k}\Omega (1,23 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega)}{36 \Omega (2 \cdot 5,32 + 1,23 + 10) \text{ k}\Omega + 5,32 \text{ k}\Omega (1,23 + 10) \text{ k}\Omega} \\
 &= 1,31 \quad [\%] \quad (5.31)
 \end{aligned}$$

Denne afvigelse fortæller også at forstærkningen ikke er lineær, og at den specielt er ulineær, og dermed vil give forvrængning af signalet, når forstærkningen er størst mulig.

Balanceret til ubalanceret operationsforstærker

5.3.5 Balanceret til ubalanceret operationsforstærker

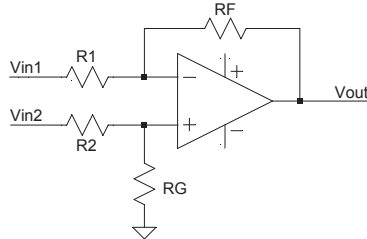
Operationsforstærkertrinnet konverterer det balancerede signal til et ubalanceret. Derudover skal den levere den resterende forstærkning op til 12,5 gg:

$$A_{d \text{ opamp}} = \frac{A_{d \text{ mic samlet}}}{A_{d \text{ transistor maks}}} = \frac{12,5}{-5,8} \approx -2 \quad [\cdot] \quad (5.32)$$

Forstærkningen for en differentialkoblet operationsforstærker er bestemt af forholdet mellem tilbagelkoblingsmodstanden, R_F , og den serielle modstand, R_S , som:

$$A_{d \text{ opamp}} = \frac{-R_F}{R_S} \quad (5.33)$$

Dette ses også ved en udledning af et traditionelt differensforstærkertrin ved brug af en operationsforstærker:



Figur 5.5: Differensforstærker bygget op om en operationsforstærker.

Dimensioneringen af modstandenes indbyrdes størrelsesforhold kan bestemmes ved at anvende Kirchoffs maskelov på de to indgangssignaler på operationsforstærkeren:

$$\begin{aligned}
 V_- = V_+ &\Rightarrow \frac{V_{in1} R_F + V_{out} R_1}{R_F + R_1} = \frac{V_{in2} R_G}{R_2 + R_G} \\
 V_{out} \frac{R_1}{R_F + R_1} &= V_{in2} \frac{R_G}{R_2 + R_G} - V_{in1} \frac{R_F}{R_F + R_1} \\
 V_{out} &= V_{in2} \frac{R_G (R_F + R_1)}{R_1 (R_2 + R_G)} - V_{in1} \frac{R_F}{R_1} \quad (5.35)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 0 &= \frac{V_- - V_{in1}}{R_1} + \frac{V_- - V_{out}}{R_F} & 0 &= \frac{V_+ - V_{in2}}{R_2} + \frac{V_- - 0}{R_G} \\
 V_- &= \frac{V_{in1}R_F + V_{out}R_1}{R_F + R_1} & V_+ &= \frac{V_{in2}R_G}{R_2 + R_G}
 \end{aligned} \tag{5.34}$$

Når $R_F = R_G$ og $R_1 = R_2$ kan (5.35) yderligere forenkles til:

$$V_{out} = -\frac{R_F}{R_1} (V_{in2} - V_{in1}) \tag{5.36}$$

I dette tilfælde ses at den serielle modstand R_S i (5.33) svarer til R_1 i (5.36) og den kan på Fig. 5.2 ses som parallelkoblingen mellem collectormodstanden R_C og udgangsmodstanden på transistorens emitter, r_o . Da $r_o = \frac{|V_A|}{I_C}$, hvor V_A er Early-spændingen, som er meget stor, vil r_o være meget stor. Dermed bliver $R_S = R_C || r_o \approx R_C$, og størrelsen af R_F findes ved hjælp af (5.32) og (5.33):

$$\begin{aligned}
 A_{\text{opamp}} &= \frac{-R_F}{R_C} \\
 \Downarrow \\
 R_F &= -A_{\text{opamp}} \cdot R_C = 2 \cdot 3,4 \text{ k}\Omega = 6,8 \text{ [k}\Omega]
 \end{aligned} \tag{5.37}$$

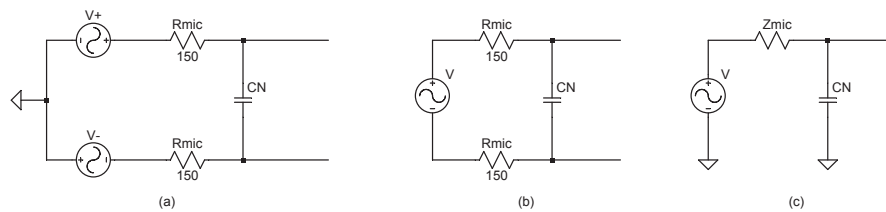
Det vælges at anvende operationsforstærkeren NE5532 fra Fairchild, da denne har lav støjgenerering og forvrængning.

5.3.6 Filtreringer på mikrofonforstærkeren

Det ønskes at frasortere lave og høje frekvenser udenfor det ønskede frekvensområde. Dette gøres for at stabilisere transistorernes arbejds punkt ved magnetisk indstråling på mikrofonkablet. Det besluttet at gøre dette ved at implementere 1. ordens filtreringer. Ud fra dette vurderes det at frekvenser under 40 Hz og over 40 kHz skal dæmpes og ikke tættere på pasbåndet som for mikrofonen er 50-16k Hz, ifølge datablad.

Lavpasfilter

Det ønskes at frasortere højfrekvent støj på indgangen, for at stabilisere transistorernes arbejds punkt. Derfor indsættes en kondensator, C_N , mellem de to indgange som på figur Fig. 5.6. Da mikrofonforstærkeren designes til mikrofonen Shure sm58A, som har balanceret udgang og en udgangsimpedans på 150 Ω opstilles et ækvivalentkredsløb som på Fig. 5.6.



Figur 5.6: Forenkling af lavpasfilter ved ækvivalentdiagram for mikrofonudgangen.

Da de to signalgeneratorer hver har en udgangsimpedans på 150 Ω ser kondensatoren C_N en samlet modstand på 300 Ω som ses på Fig. 5.6 b. Der opstilles overføringsfunktion for ækvivalentkredsløbet på Fig. 5.6 c, for at bestemme en kondensatorværdi for en knæfrekvens ved 40

kHz,

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\frac{1}{sC_N}}{Z_{mic} + \frac{1}{sC_N}} = \frac{1}{Z_{mic}C_N} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{Z_{mic}C_N}} \quad (5.38)$$

Heraf identificeres en pol, $p_{C_N} = -\frac{1}{Z_{mic}C_N}$. Med Z_{mic} på 300 Ω og en ønsket knækfrekvens ved 40 kHz giver dette en værdi for C_N , ved at sætte $s = j\omega$ således:

$$j\omega = \frac{1}{Z_{mic} \cdot C_N} \Leftrightarrow C_N = \frac{1}{2\pi \cdot 40 \text{ k} \cdot 300\Omega} \approx 13 \quad [\text{nF}] \quad (5.39)$$

Højpasfilter

For at fjerne lave frekvenser fra de to signalindgange indsættes der en kondensatorerne C_1 og C_2 serielt på hver signalindgang. Da de to indgange er symmetrisk opbygget, beregnes der kun på det ene RC-kredsløb. Overføringsfunktionen opstilles som en spændingsdeling hvor C_1 ser R_{B1} og R_{mic} i serie, ud fra Fig. 5.2:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{(R_{B1} + R_{mic})}{(R_{B1} + R_{mic}) + \frac{1}{sC_1}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{sC_1 \cdot (R_{B1} + R_{mic})}} = \frac{s}{s + \frac{1}{(R_{B1} + R_{mic}) \cdot C_1}} \quad (5.40)$$

Det ses at der er nulpunkt i 0 og pol i $-\frac{1}{(R_{B1} + R_{mic}) \cdot C_1}$. S sættes lig med $j\omega$ og knækfrekvensen ønskes ved 40 Hz

$$j\omega = \frac{1}{(R_{B1} + R_{mic})C_1} \Leftrightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot (R_{B1} + R_{mic})} \quad (5.41)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 40 \cdot 1,15 \text{ k}\Omega} \approx 400 \quad [\text{nF}] \quad (5.42)$$

Det ønskes at fjerne DC-offset på udgangen, v_{out} , derfor indsættes en kondensator, C_O , på mikrofonforstærkerens udgang. RC-kredsløbet i denne sammenhæng består af C_O og indgangsimpedansen af næste trin, som er en common collector-kobling, opbygget som i afsnit G. Denne indgangsmodstand er beregnet til 80k Ω . Det vælges at lægge knækfrekvensen ved 20 Hz for ikke at påvirke det ønskede pasbånd yderligere. Kondensatorværdien findes med samme fremgangsmåde som i (5.40) til:

$$C_O = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 80 \text{ k}\Omega} \approx 100 \quad [\text{nF}] \quad (5.43)$$

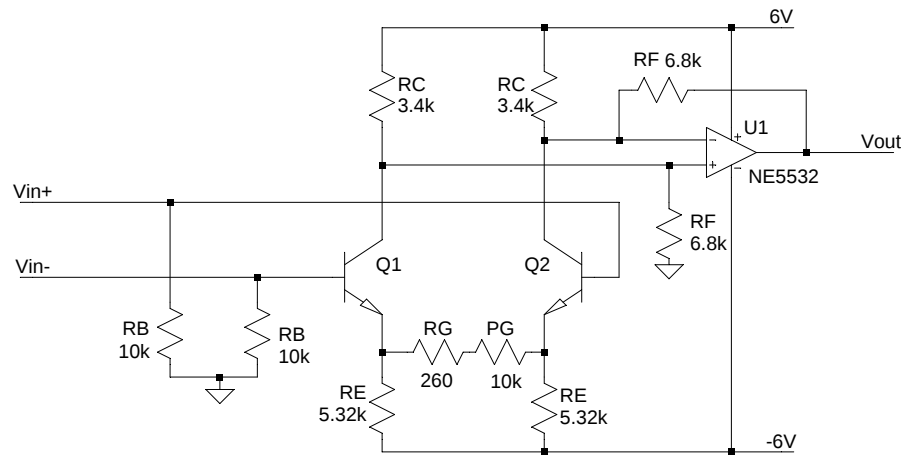
5.3.7 Resultater for mikrofonforstærker

Mikrofonsignalet er således blevet konverteret fra et balanceret til ubalanceret signal, med mulighed for justering af forstærkningen:

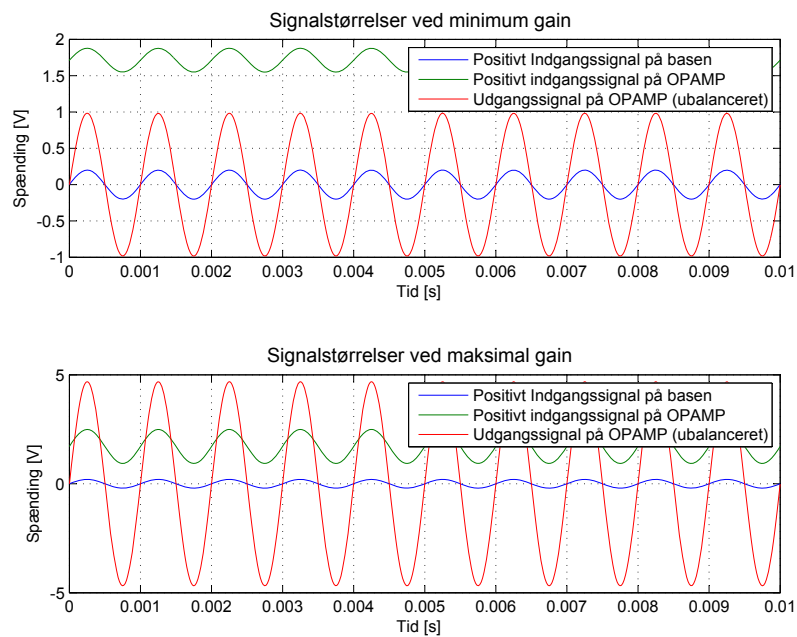
$$\begin{aligned} A_{d \text{ mic samlet maks}} &= A_{d \text{ transistor maks}} \cdot A_{d \text{ opamp}} \\ &= -5,9 \cdot (-2) = 11,8 = 20 \cdot \log(11,8) \text{ dB} = 21 \text{ dB} \end{aligned} \quad (5.44)$$

$$\begin{aligned} A_{d \text{ mic samlet min}} &= A_{d \text{ transistor min}} \cdot A_{d \text{ opamp}} \\ &= -1,23 \cdot (-2) = 2,46 = 20 \cdot \log(2,46) \text{ dB} = 7,8 \text{ dB} \end{aligned} \quad (5.45)$$

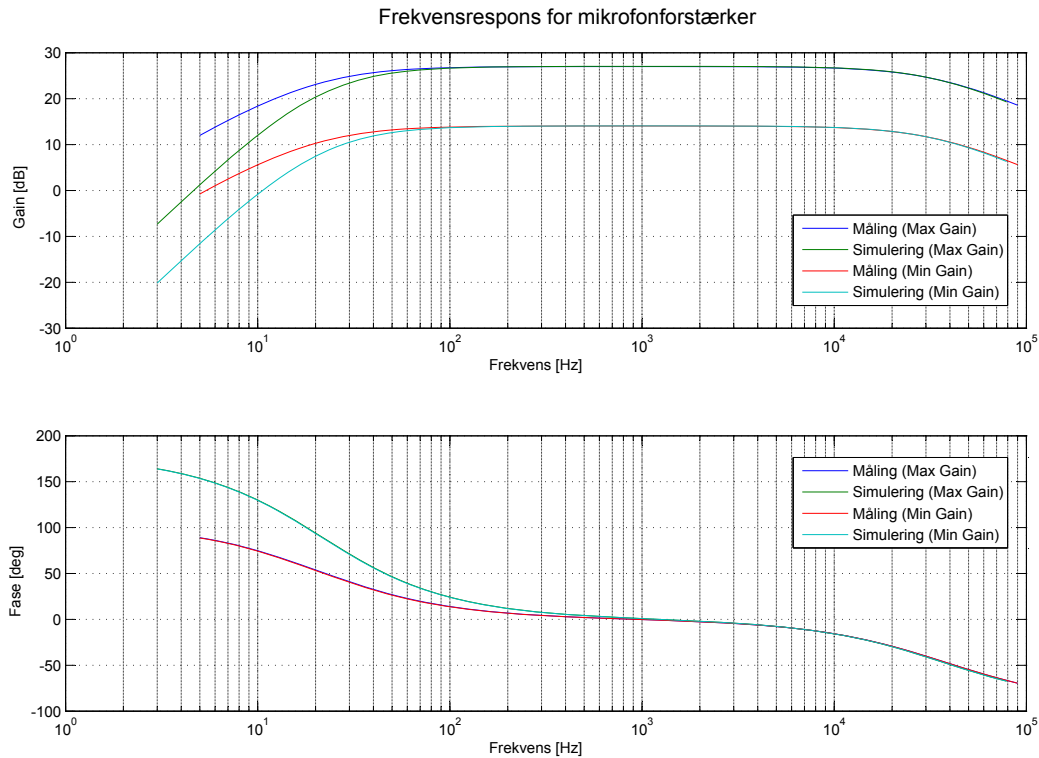
Således opnås, med det målte maksimale differensindgangssignal på 400 mV, et udgangssignal på 400 mV $\cdot 11,8 = 4,72 \text{ V}$.



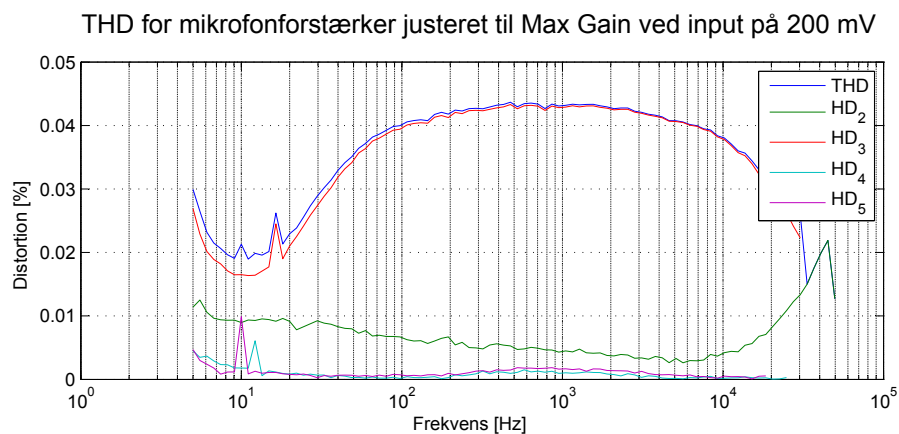
Figur 5.7: Diagram over den samlede mikrofonforstærker, hvor de beregnede komponentværdier er indsat.



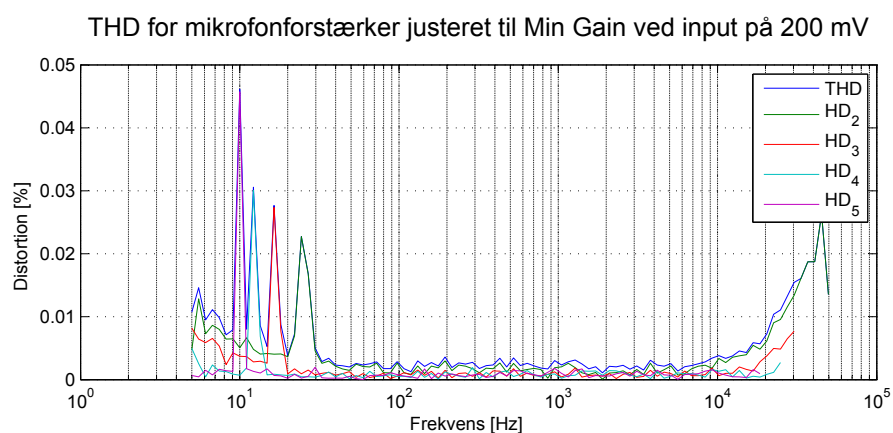
Figur 5.8: Simulering af differensforstærkning ved minimum og maksimum gain, med to indgangssignaler på 200 mV. Den blå kurve er det ene af disse indgangssignaler. Den grønne kurve er det transistorforstærkede resultat af dette signal. Den røde kurve er differensforstærkningen af begge signaler.



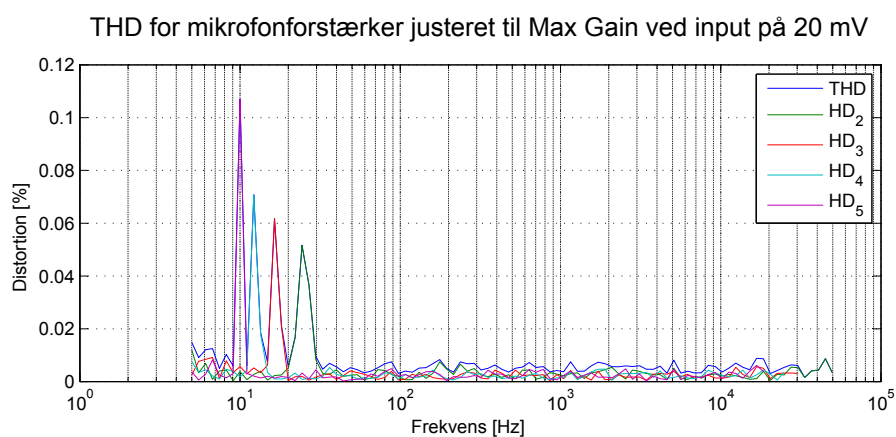
Figur 5.9: Simulering og måling af mikrofonforstærkerens frekvensrespons. Forstærkningen skal fratrækkes 6dB, da indgangs/referencesignalet er single ended. Den ønskede forstærkning er opnået ved min og maks gain. Knæfrekvenserne er placeret som ønsket uden for det ønskede pasbånd. Bemærk, at målingen er foretaget uden belastningsmodstand, hvilket kan ses på nedre knæfrekvensafvigelse i forhold til simuleringen.



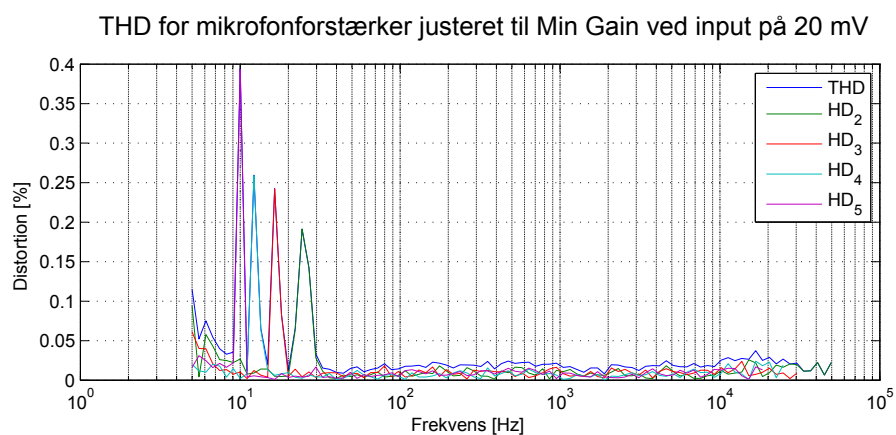
Figur 5.10: THD for mikrofonforstærker med inputsignal på 200 mV og max forstærkning



Figur 5.11: THD for mikrofonforstærker med inputsignal på 200 mV og min forstærkning



Figur 5.12: THD for mikrofonforstærker med inputsignal på 20 mV og max forstærkning



Figur 5.13: THD for mikrofonforstærker med inputsignal på 20 mV og min forstærkning

5.3.8 Differensforstærkerens CMRR

Baggrunden for at designe mikrofonforstærkeren som differensforstærker er at der ønskes at arbejde med balancerede signaler fra mikrofonen. Dette ønskes for at opnå Common Mode Rejection (CMR) af magnetisk indstråling på mikrofonkablet, som kan være forholdsvis langt. I et balanceret forstærkertrin opereres med to input signaler, v_{in+} og v_{in-} og to outputs v_{o1} og v_{o2} . Outputtet tages ud som forskellen mellem de to trin, dvs. $v_{out} = v_{o1} - v_{o2}$. Derfor ønskes det at forstærke Common Mode signalet lige meget i begge sider. De to indgangssignaler fra mikrofonen vil være i modfase i forhold til hinanden. Indstrålingssignalet vil derimod under de rette omstændigheder være i fase på de to indgange.

Med forbehold for symmetriske indgangstrin, dvs. lige store impedanser i de to indgange og at de to ledere i kablet ligger som twisted pair eller meget tæt op ad hinanden, vil indstrålingen i hver leder være lige stor. Hvis modstandene i forstærkerens to sider er fuldstændigt matchede i forhold til hinanden, vil det indstrålede Common Mode signal forstærkes lige meget i begge sider, og dermed blive udlignet på outputtet, $v_{out} = v_{o1} - v_{o2}$.

Common Mode Rejection Ratio (CMRR) er differensforstærkeren evne til at undertrykke Common Mode signaler, og er givet ved

$$\text{CMRR} = \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} \quad (5.46)$$

hvor A_d er differensforstærkningen og A_{cm} er Common Mode forstærkningen. Det skal her bemærkes, at hvis begge transistorsider er opbygget med præcis samme modstandsværdier, samtidig med at der er fuldstændig symmetri i modstandsværdierne i operationsforstærkertrinnet, vil CMRR være uendelig høj. CMRR for mikrofonforstærkeren er produktet af CMRR for transistortrinnet og CMRR for operationsforstærkertrinnet. Disse beregnes i det følgende hver for sig.

Spændingsforstærkningen i common emittertrinnet kan opdeles i en forstærkning af differenssignalet og en forstærkning af Common Mode signalet, hvor differensforstærkningen, A_d , i ligning (5.28) er defineret som:

$$A_{d \text{ transistor}} = \frac{-R_C}{r_e + R_E || \frac{(R_G + P_G)}{2}} = \frac{-R_C}{r_e + R_E} \quad (5.47)$$

Da de to Common Mode signaler vil være i medfase vil de se en emittermodstand som giver en anden forstærkning generelt udtrykt ved,

$$A_{cm \text{ transistor}} = \frac{-R_C}{r_e + R_E} \quad (5.48)$$

Derfor vil der i mikrofonforstærkeren som udgangspunkt altid ske en større forstærkning af differenssignalet end Common Mode signalet. For transistortrinnet alene kan dette forhold udtrykkes som:

$$\text{CMRR}_{\text{transistor}} = \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} = \frac{\left| \frac{-R_C}{r_e + R_E} \right|}{\left| \frac{-R_C}{r_e + R_E} \right|} = \frac{|r_e + R_E|}{|r_e + R_E|} \quad [\cdot] \quad (5.49)$$

Når der ses på forstærkningen af et Common Mode signal, v_{icm} , hvor der ikke er et indgangssignal fra mikrofonen, dvs. $v_{in+} = v_{in-} = 0$, kan de to udgangssignaler på transistorernes collectorben udtrykkes som:

$$v_{ocm1} = \frac{-R_{C1}}{r_{e1} + R_{E1}} \cdot v_{icm} \quad (5.50)$$

$$v_{ocm2} = \frac{-R_{C2}}{r_{e2} + R_{E2}} \cdot v_{icm} \quad (5.51)$$

Det ses at hvis de modstande der definerer forstærkningen for hhv. Q_1 og Q_2 er symmetriske, vil Common Mode spændingsoutput fra operationsforstærkeren være,

$$v_{out} = v_{ocm1} - v_{ocm2} = 0 \quad (5.52)$$

og enhver asymmetri mellem modstandene vil resultere i $v_{out} \neq 0$. Denne symmetri er også nødvendig i operationsforstærkertrinnet, hvor differentialforstærkningen og Common Mode forstærkningen kan udtrykkes som:

$$A_{d \text{ opamp}} = \frac{v_{out}}{v_{o2} - v_{o1}} \quad (5.53)$$

$$A_{cm \text{ opamp}} = \frac{v_{out}}{v_{ocm}} \quad (5.54)$$

hvor v_{o1} og v_{o2} er udgangssignalerne fra de to common emittertrin og dermed indgangssignalerne på operationsforstærkeren. v_{ocm} svarer til $v_{ocm1} = v_{ocm2}$ i ligning (5.50) og (5.51). Operationsforstærkertrinnet analyseres vha. superposition, og det fås, jvf. (5.35), at udgangssignalet fra mikrofonforstærkeren, v_{out} , kan udtrykkes som:

$$v_{out} = v_{o2} \frac{R_{F2}(R_{F1} + R_{C1})}{R_{C1}(R_{C2} + R_{F2})} - v_{o1} \frac{R_{F1}}{R_{C1}} \quad (5.55)$$

Mikrofonforstærkerens CMRR baseret på målte komponentværdier

Som det ses af komponentmålingerne i bilag D.4, er der fuldstændig symmetri mellem de to emittermodstande, mens der er en lille forskel mellem collectormodstandene. Ligeledes ses det, da $r_e = \frac{h_{11}}{h_{21}}$, at der er en variation i de indre emittermodstande i transistorerne. For operationsforstærkerkredsløbet, har både de asymmetriske collectormodstande og den lille forskel i R_F -værdierne indflydelse på forholdet mellem differensforstærkningen og Common Mode forstærkningen. CMRR for mikrofonforstærkeren udregnes på baggrund af transistortrinnets differens forstærkning ved maksimum og minimum forstærkning (D.3), (D.6) samt Common Mode forstærkning (D.9), samt operationsforstærkertrinnets differens og Common Mode forstærkning (D.16), (D.17):

$$\begin{aligned} CMRR_{trans. \text{ max gain}} &= \frac{A_{d \text{ trans. max}}}{A_{cm \text{ trans.}}} \cdot \frac{A_{d \text{ opamp}}}{A_{cm \text{ opamp}}} \\ &= \frac{5,85}{0,64} \cdot \frac{1,96}{0,00386} = 9,07 \cdot 508 = 4607 = 73 \text{ dB} \end{aligned} \quad (5.56)$$

$$\begin{aligned} CMRR_{trans. \text{ min gain}} &= \frac{A_{d \text{ trans. min}}}{A_{cm \text{ trans.}}} \cdot \frac{A_{d \text{ opamp}}}{A_{cm \text{ opamp}}} \\ &= \frac{1,31}{0,64} \cdot \frac{1,96}{0,00386} = 2,04 \cdot 508 = 1036 = 60 \text{ dB} \end{aligned} \quad (5.57)$$

5.3.9 Modultest af mikrofonforstærker

Der var indtil nu taget udgangspunkt i et maksimalt signal på størrelse med det målte i bilag D på 400 mV. Ved auditive tests, blev det konstateret, at det var muligt at nå op på højere signalniveauer ved almindelig karaokebrug, og forstærkeren blev omdimensioneret for at få mindre maksimal forstærkning og dermed undgå klipning af signalet. Der blev nu taget udgangspunkt i de 1,4 V pr kanal opgivet i databladet for mikrofonen.

For at undgå klipning af signalet, ønskedes at lægge et større signalsving over collectormodstanden og collector-emitter på transistoren. Dette opnås ved at forspænde basen, så der ligger en spænding på emitteren der ligger tæt på den negative forsyning. Det valgtes at lægge en spænding ved emitteren på -4,6 V. Således skal basen forspændes med et base-emitterspændingsfald over dette, svarende til -4 V. For at opnå en negativ spænding på basen, erstattes modstanden til stel, med en modstand til positiv og en til negativ forsyning, dimensioneret således, at der er 10 V spændingsfald over modstanden til positiv forsyning, og 2 V over modstanden til negativ forsyning. Dette dimensioneres således at modstanden til negativ sættes til 4 k Ω , og den til positiv 5 gange større, til 20 k Ω .

Spændingsfaldet over emittermodstanden skal nu være 1,4 V og den nye emittermodstand vælges til 1,4 Ω for at opnå samme collectorstrøm. Dermed ligger der et samlet spændingsfald på 11,6 V over collectormodstand og collector-emitter, som igen fordeles ligeligt efter princippet

om maksimalt muligt spændingssving. Collectormodstanden sættes derfor til 6 k Ω . Modstandene omkring operationsforstærkertrinnet bevares uændret.

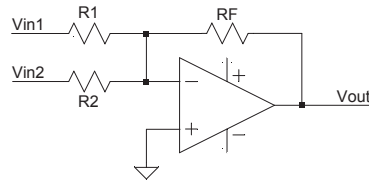
Samtidig med der blev lavet bedre plads til signalsvinget, blev forstærkningen i mikrofon-forstærkeren også forhøjet. Med yderligere tests af den reviderede mikrofonforstærker, blev der nu behov for at den minimale forstærkning blev sænket for at matche det ønskede niveau ud af forstærkeren når signalet skal summeres med CD. Dette opnåedes ved at udskifte den variable modstand med et større potmeter. Simuleringer viste at 40 k Ω var nødvendigt, og der valgtes et tilgængeligt på 185 k Ω . Der er ikke vedlagt diagram over ændringerne beskrevet i dette afsnit.

Auditive og oscilloskopmålings-tests viste at der nu kunne synges højt i mikrofonen uden klipping af signalet, ved minimal forstærkning. Der kan også skrues ned for forstærkningen til et niveau der passer til det forventede fra CD-signalet.

5.4 Design af kombineret CD/mikrofon-udgang

Udgangssignalet fra CD-forforstærkeren er 0,5 V RMS mens udgangssignalet fra mikrofon-forforstærkeren maksimalt når op på 5 V peak, svarende til 3,5 V RMS. Disse signaler skal summeres til CD/mikrofon-udgangen til kanalvælgeren. Der ønskes ikke en dæmpning af signalerne, da et skift med kanalvælgeren fra CD til CD/mikrofon ikke skal resultere i en ændring i lydniveauet fra CD'en. Da mikrofonens forstærkning kan justeres separat i mikrofon-forforstærkeren, kan signalet fra den kombinerede udgang således justeres mellem 0,5 V RMS + 2 gange indgangssignalet på mikrofonen, og maksimalt 4 V RMS, jvf. måling af maksimalt indgangssignal, se C.

Summationen af de to signaler implementeres i form af en summationsforstærker, med en forstærkning på 1:1. Denne realiseres ved hjælp af en operationsforstærker.

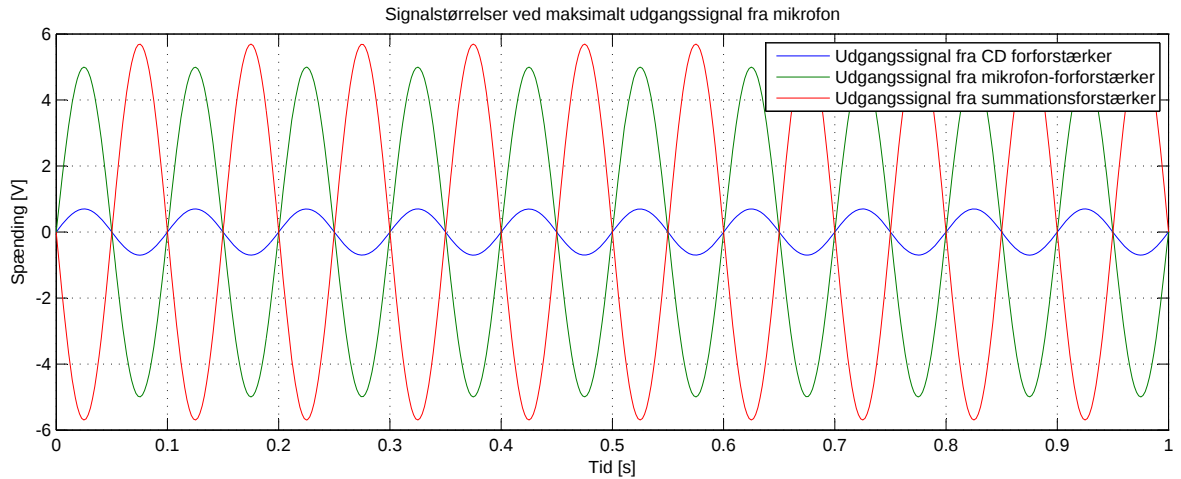


Figur 5.14: Her ses det samlede diagram over summationsforstærker trinnet, som har tilopgave at summere de to signaler fra mikrofonen og CD uden en forstærkning.

Udgangsspændingen for en summationskobling som på Fig. 5.14 findes vha. Kirchoffs maskelov:

$$\begin{aligned}
 \frac{V_- - V_{in1}}{R_1} + \frac{V_- - V_{in2}}{R_2} + \frac{V_- - V_{out}}{R_F} &= 0 \\
 -\frac{V_{in1}}{R_1} - \frac{V_{in2}}{R_2} - \frac{V_{out}}{R_F} &= 0 \\
 \frac{V_{out}}{R_F} &= -\left(\frac{V_{in1}}{R_1} + \frac{V_{in2}}{R_2}\right) \\
 V_{out} &= -R_F \left(\frac{V_{in1}}{R_1} + \frac{V_{in2}}{R_2}\right)
 \end{aligned} \tag{5.58}$$

Størrelsesforholdet mellem modstandene R_1 og R_2 definerer således forholdet de summeres med. Er $R_1 = R_2$ vægter de lige meget i summeringen, hvilket er ønskeligt. Forholdet mellem R_F og $R_1 = R_2$ definerer forstærkningen i trinnet. Da der ikke ønskes nogen forstærkning, skal der således gælde at $R_F = R_1 = R_2$. Størrelserne på disse modstande er valgt til 10 k Ω .

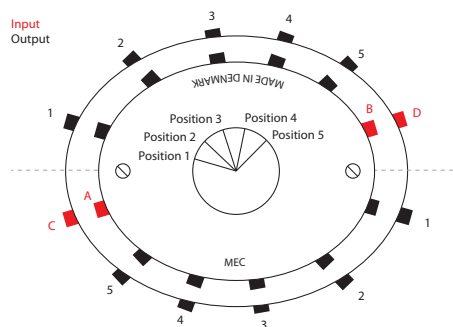


Figur 5.15: Jvf. Fig. 5.1 ses her det simulerede udgangssignal fra CD-forforstærkeren og det maksimale fra mikrofon-forforstærkeren i forhold til det inverterede udgangssignal efter summationskoblingen.

5.5 Kanalvælger

Kanalvælgeren implementeres i form af en switch, der forbinder en af de fire udgange fra forforstærkeren til den næste del af kredsløbet i karaoke-anlægget. De resterende tre signaludgange skal forbindes til stel.

Der vælges en rotary switch med fire poler, da det er nødvendigt at der er fire indgange. Da der ikke er kombinationsmulighed med fire positioner, vælges en med fem positioner. Således bliver en position tilovers hvor ingen af indgangene skal forbindes til udgangen.



Figur 5.16: Skitse over kanalvælgeren.

Position	A=line	B=CD	C=CD/mik	D=mik
1	-	-	-	-
2	-	-	-	OUT
3	-	-	OUT	-
4	-	OUT	-	-
5	OUT	-	-	-

Tabel 5.1: Forbindelser mellem indgangene A, B, C, D og udgangene OUT og -, hvor OUT repræsenterer forbindelsen til det videre kredsløb og - repræsenterer jord, i de 5 positioner på switchen.

5.6 Common-collector-buffer

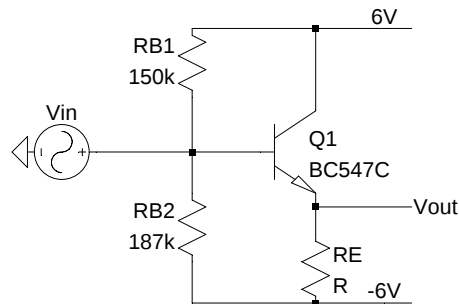
For at sikre at forforstærkeren ser ind i en høj indgangsimpedans, samtidig med at næste kredsløb ser en lav udgangsimpedans, konstrueres en common-collector-buffer. Udledning af disse ses i G. Først bestemmes emittermodstande, R_E :

$$R_E = \frac{V_{cc}}{I_C} = \frac{6\text{ V}}{1\text{ mA}} = 6\text{ k} \quad [\Omega] \quad (5.59)$$

hvor V_{cc} er den lave spændingsforsyning på 6 V og I_C er bestemt til 1 mA. Herefter bestemmes forspændingsmodstandene jvf. (G.3), hvor R_{B1} vælges til 150 k Ω da denne i sidste ende kommer til at bestemme den samlede indgangsimpedans af transisoren:

$$R_{B2} = \frac{V_{cc} + V_{BB}}{V_{cc} - V_{BB}} \cdot R_{B1} = \frac{6\text{ V} + 0,66\text{ V}}{6\text{ V} - 0,66\text{ V}} \cdot 150\text{ k}\Omega = 187\text{ k} \quad [\Omega] \quad (5.60)$$

Når $V_{BB} = V_{BE}$, og V_{BE} kan aflæses i databladet til 0,66 mV, bestemmes R_{B2} altså til 187 k Ω . Med dette er common-collector-buffere bestemt, set på Fig. 5.6.



Figur 5.17: Diagram over den beregnede cc-buffer til forforstærkeren.

Der ses på den samlede indgangs -og udgangsimpedans for at sikre at forholdene 1:10 er overholdt. β aflæses til 520 ved 1 mA, $R_{BB} = R_{B1} || R_{B2}$ og thermospændingen $V_T = 26\text{ mV}$. Først bestemmes indgangsimpedansen jvf. (G.9):

$$Z_{in} = R_{BB} || 520 \left(\frac{26\text{ mV}}{I_C} + R_E || R_L \right) = 83,25\text{ k}\Omega || 520 (26\text{ }\Omega + 6\text{ k}\Omega || 2\text{ k}\Omega) = 75,345\text{ k} \quad [\Omega] \quad (5.61)$$

Hvis $R_L = 2\text{ k}\Omega$ i worst case, er indgangsimpedansen altså $75,345\text{ k}\Omega$. Dette vurderes til at være en tilstrækkelig indgangsimpedans for den common-collector-koblede transistor. Der ses nu på udgangsimpedansen jvf. (G.13), hvor $R_S = 2,2\text{ k}\Omega$ ved worst case:

$$Z_o = R_E \parallel \left(\frac{R_S \parallel R_{BB}}{520} + \frac{26\text{ mV}}{I_C} \right) = 6\text{ k}\Omega \parallel \left(\frac{2,2\text{ k}\Omega \parallel 83,25\text{ k}\Omega}{520} + \frac{26\text{ mV}}{1\text{ mA}} \right) = 30\text{ }\Omega \quad (5.62)$$

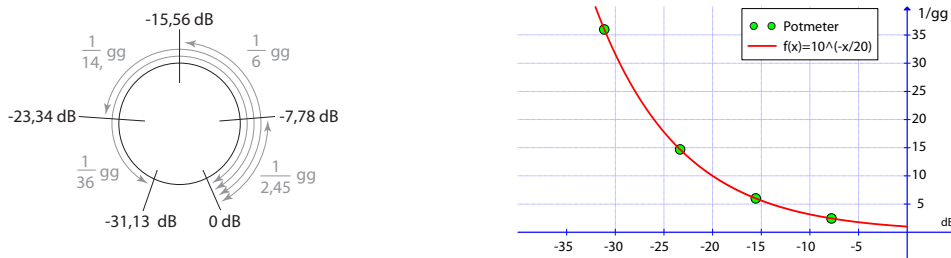
Det vurderes at $30\text{ }\Omega$ er en tilstrækkelig lille udgangsimpedans for næste trin i kredsløbet. Dermed er common-collector-bufferen bestemt.

I dette kapitel er forforstærkerne til de forskellige indgange blevet beskrevet og bestemt. Det bemærkes at for at sikre en høj indgangsimpedans og lav udgangsimpedans skal der indsættes en buffer. Dette gør det lettere at konstruere tonekontrollen som forforstærkeren ser ind i, da der ikke skal tages højde for en varierende udgangsimpedans, som der ville være hvis bufferen ikke er indsat.

Tonekontrol

Da en hi-fi-forstærker skal kunne anvendes i forskellige akustiske miljøer, er det fordelagtigt at brugeren kan foretage en ændring af lydstyrke i et af de tre frekvensområder: bas, mellemtone og diskant. For at øge brugervenligheden af hi-fi-forstærkeren, ønskes det derfor at designe en tonekontrol, der separat kan justere lydstyrken i disse tre frekvensområder.

Filteret designs med passive komponenter for at opnå linearitet. Dette gøres med henblik på at opnå minimal THD og maksimal båndbredde. Arbejdet med poler og nulpunkter i det passive filter ses desuden som et godt læringsmål. For at gøre brugervenligheden så stor som mulig, anvendes et



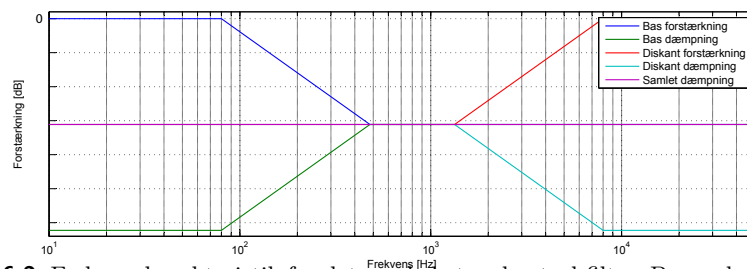
Figur 6.1: Skitse af et logaritmisk potmeter, og dens forstærkning i dB sammenlignet med gg.

potmeter til justering af lydstyrke i henholdsvis bas- og diskantområdet, således at forstærkningen kan varieres trinløst. Der vælges et logaritmisk potmeter, således at det i midterposition har et forhold der er forskelligt fra 1:1. I det følgende beskrives udviklingen af dette filter.

6.1 Dæmpning af signalet

Grundet den passive opbygning konstrueres først en frekvenslineær dæmpning af indgangssignalet V_{in} . Som det ses på Fig. 6.2, skal der konstrueres en dæmpning af hele signalet, således at det er muligt fra dette udgangspunkt at forstærke ± 12 dB, jvf. kravspecifikationen. Dette skal kunne gøres separat i både bas- og diskantområdet. De forskellige frekvensområder defineres ud fra appendix H, og ses i tabel 6.1.

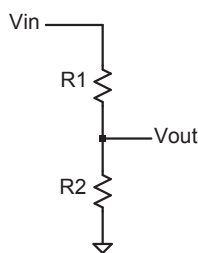
Den frekvenslineære dæmpning af signalet opnås med en spændingsdeling mellem to modstande, R_1 og R_2 , som det ses på Fig. 6.3. Spændingsdelingsforholdet er afhængig af design af filteret, som bestemmes i det følgende.



Figur 6.2: Frekvenskarakteristik for det samlede tonekontrol-filter. Bemærk muligheden for at forstærke i bas og diskantområdet, fra den frekvenslineære midterposition.

Frekvensområde	Fra	Til
Bas	20 Hz	80 Hz
Mellemtoner	80 Hz	8 kHz
Diskant	8 kHz	20 kHz

Tabel 6.1: Filteret deles op i de tre bånd: bas, mellemtoner og diskant. Se undersøgelse af placeringen af knæfrekvenserne for bas og diskant i overføringsfunktionerne i appendix H.



Figur 6.3: Spændingsdeling som dæmper signalet frekvenslineært, alt efter indbyrdes modstandsforhold.

6.2 Design af basfilter

Der skal være mulighed for at forstærke basfrekvenserne i forhold til den frekvenslineære dæmpning som R_1 og R_2 giver. For at opfylde dette krav skal der designs både et HP-led og et LP-led. HP-ledet designs ved at indsætte en kondensator, C_1 i serie med R_1 . På tilsvarende måde sættes en kondensator, C_2 i serie med R_2 for at designe LP-ledet. For at kunne justere på impedansen i HP-led og LP-led, indsættes et potmeter parallelt med C_1 og C_2 , således at V_{out} tages ud på midterbenet af dette potmeter. Potmeteret, P_{bas} , kan betragtes som to modstande, P_1 og P_2 , som vist på Fig. 6.2.

For at simplificere kredsløbsberegningerne, tages i det følgende udgangspunkt i de to ekstreme situationer hvor potmeteret er skruet henholdsvis fuldt venstre om og fuldt højre om. Ved fuldt venstre om ønskes en forstærkning ved et højpasled. I denne position betragtes P_2 derfor som kortsluttet og $P_1 = P_{bas}$ som den fulde potmetermodstand. Dermed er der ét RC-led hvor outputtet tages ud over modstanden R_2 . Dette visualiseres på ækvivalentdiagram 6.2.

Når potmeteret er skruet fuldt højre om ønskes en forstærkning ved et lavpasled. I denne position betragtes P_1 derfor som kortsluttet og $P_2 = P_{bas}$ som den fulde potmetermodstand. Dermed er der ét RC-led hvor outputtet tages ud over $C_2 || P_2 + R_2$. Dette visualiseres på ækvivalentdiagram 6.2.

Der er hermed opstillet et kredsløb på figur 6.2 som åbner mulighed for en fast frekvenslineær dæmpning af indgangssignalet V_{in} og henholdsvis en positiv og negativ forstærkning af dette



Figur 6.4: Figuren til venstre viser et filter indeholdende et HP-led og et LP-led i form af to kondensatorer, C_1 og C_2 . Figuren til højre viser et filter indeholdende et variabelt HP- og LP-led ved indsættelse af to potmetermodstande, vist som to separate modstande, P_1 og P_2 , hvor $P_1 + P_2 = P_{\text{bas}}$.



Figur 6.5: Figuren til venstre viser et højpasled med P_2 betragtet som kortsluttet når potmetret er skruet fuldt venstre om, dvs. $P_1 = P_{\text{bas}}$. Figuren til højre viser et lavpasled med P_1 betragtet som kortsluttet når potmetret er skruet fuldt højre om, dvs. $P_2 = P_{\text{bas}}$.

signal, ved en ønsket 1. ordens filtrering.

I det følgende udledes overføringsfunktioner for højpasfilter og lavpasfilter med udgangspunkt i potmetret skruet fuldt venstre om og fuldt højre om, jvf. Fig. 6.5. Disse kredsløb vises på diagram 6.2 og diagram 6.2. Dette gøres ud fra følgende definition af et 1. ordens filter. Med nulpunkt z , pol p og DC-forstærkning k , beskrives et 1. ordens filter ved ligning 6.1 [Irwin and Nelms]

$$H(s) = k \cdot \frac{s - z}{s - p} \quad (6.1)$$

6.2.1 Højpasfilter til dæmpning af bas

Når potmetret er skruet fuld venstre om, fungerer kredsløbet som et højpasfilter, som det ses på figur 6.2, hvor $P_1 = P_{\text{bas}}$. For at definere V_{out} i højpasfilteret opstilles udtrykket for kredsløbet.

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + P_1 || C_1 + R_2} \quad (6.2)$$

Hvor,

$$P_1 || C_1 = \frac{P_1 \frac{1}{sC_1}}{P_1 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{P_1}{P_1 sC_1 + 1} \quad (6.3)$$

$P_1 || C_1$ indsættes i ligning 6.2,

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + \frac{P_1}{P_1 sC_1 + 1} + R_2} \quad (6.4)$$

Der ganges igennem med $P_1 s C_1 + 1$,

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \cdot \frac{R_2 P_1 s C_1 + R_2}{R_1 P_1 s C_1 + R_1 + P_1 + R_2 P_1 s C_1 + R_2} \quad (6.5)$$

$(R_1 + R_2)$ faktoriseres i nævneren,

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \cdot \frac{R_2 P_1 s C_1 + R_2}{(R_1 + R_2)(P_1 s C_1 + 1) + P_1} \quad (6.6)$$

DC forstærkningen faktoriseres ud af brøken og der divideres med V_{in} ,

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{P_1 s C_1 + 1}{P_1 s C_1 + 1 + \frac{P_1}{R_1 + R_2}} \quad (6.7)$$

Der divideres med $P_1 C_1$ for at isolere s og nå den ønskede form,

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{s + \frac{1}{P_1 C_1}}{s + \frac{1}{P_1 C_1} + \frac{P_1}{(R_1 + R_2) P_1 C_1}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{s + \frac{1}{P_1 C_1}}{s + \frac{R_1 + R_2 + P_1}{(R_1 + R_2) P_1 C_1}} \quad (6.8)$$

Da $P_1 = P_{\text{bas}}$, kan DC-forstærkningen k_{HP} , nulpunkt z_{HP} og pol p_{HP} nu identificeres ved,

$$k_{\text{HP}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.9)$$

$$z_{\text{HP}} = -\frac{1}{P_{\text{bas}} C_1} \quad (6.10)$$

$$p_{\text{HP}} = -\frac{R_1 + R_2 + P_{\text{bas}}}{(R_1 + R_2) P_{\text{bas}} C_1} \quad (6.11)$$

6.2.2 Lavpasfilter til forstærkning af bas

Når potmetret er skruet fuldt højre om fungerer kredsløbet som et lavpasfilter, som det ses på figur 6.2, hvor $P_2 = P_{\text{bas}}$. Først opstilles udtrykket for V_{out} som:

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2 + P_2 || C_2}{R_1 + R_1 + P_2 || C_2} \quad (6.12)$$

Dette medfører:

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2 + \frac{P_2 \frac{1}{s C_2}}{P_2 + \frac{1}{s C_2}}}{R_1 + R_2 + \frac{P_2 \frac{1}{s C_2}}{P_2 + \frac{1}{s C_2}}} \quad (6.13)$$

Der ganges igennem med $s C_2$:

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2 + \frac{P_2}{P_2 s C_2 + 1}}{R_1 + R_2 + \frac{P_2}{P_2 s C_2 + 1}} \quad (6.14)$$

Der ganges med $(P_2 s C_2 + 1)$:

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2 (P_2 s C_2 + 1) + P_2}{R_1 (P_2 s C_2 + 1) + R_2 (P_2 s C_2 + 1) + P_2} \quad (6.15)$$

R_1 og R_2 faktoriseres i en brøk for sig:

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{(P_2 s C_2 + 1) + \frac{P_2}{R_2}}{(P_2 s C_2 + 1) + \frac{P_2}{R_1 + R_2}} \quad (6.16)$$

Der divideres igennem med $P_2 C_2$ da s ønskes isoleret:

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{s + \frac{1}{P_2 C_2} + \frac{P_2}{P_2 C_2 R_2}}{s + \frac{1}{P_2 C_2} + \frac{P_2}{P_2 C_2 (R_1 + R_2)}} = \frac{s + \frac{R_2 + P_2}{P_2 C_2 R_2}}{s + \frac{R_1 R_2 P_2}{P_2 C_2 (R_1 + R_2)}} \quad (6.17)$$

Da $P_2 = P_{\text{bas}}$, kan DC-forstærkningen k_{LP} , nulpunkt z_{LP} og pol p_{LP} nu identificeres ved,

$$k_{\text{LP}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.18)$$

$$z_{\text{LP}} = \frac{R_2 + P_{\text{bas}}}{P_{\text{bas}} C_2 R_2} \quad (6.19)$$

$$p_{\text{LP}} = \frac{R_1 + R_2 + P_{\text{bas}}}{P_{\text{bas}} C_2 (R_1 + R_2)} \quad (6.20)$$

Der er nu udledet poler og nulpunkter for de to kredsløb til fastsættelse af knækfrekvenser. Der skal nu designes det ønskede gainområde som er fastsat i kravspecifikationen til min. ± 12 dB. Dette gainområde skal designes så det tager udgangspunkt i en midterposition som er udgangspunkt for en positiv og negativ forstærkning på ± 12 dB. Størrelsen af disse forstærkninger er alle defineret af modstandsforholdene mellem R_1 , R_2 , P_1 og P_2 . I det følgende tages udgangspunkt i de opnåede udtryk for højpas- og lavpasfilteret. Der udføres de nødvendige betragtninger for at opfylde kravspecifikationen.

6.2.3 Modstandsforhold ved design af gainområder

I det følgende henvises til udtryk fra udledningerne af HP og LP filter i kapitel 6.2.1 og 6.2.2. Ud fra ligning 6.7 findes forstærkningen for henholdsvis høje og lave frekvenser ved at sætte $s = j\omega$ og lade frekvensen gå mod 0 og mod uendelig.

For $\omega \rightarrow \infty$ fås,

$$A_{\text{HP}\omega \rightarrow \infty} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.21)$$

For $\omega \rightarrow 0$ fås,

$$A_{\text{HP}\omega \rightarrow 0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + P_{\text{bas}}} \quad (6.22)$$

Ud fra ligning 6.16 defineres udtryk for henholdsvis høje og lave frekvenser, ved at sætte $s = j\omega$ og lade frekvensen gå mod 0 og mod uendelig.

For $\omega \rightarrow \infty$ fås,

$$A_{\text{LP}\omega \rightarrow \infty} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.23)$$

For $\omega \rightarrow 0$ fås,

$$A_{\text{LP}\omega \rightarrow 0} = \frac{R_2 + P_2}{R_1 + R_2 + P_{\text{bas}}} \quad (6.24)$$

Det maksimale gainområde ønskes til $2 \cdot 12$ dB = 24 dB og kan nu fastsættes ved at definere et udtryk for forholdet mellem fuld positiv og fuld negativ basforstærkning med de opnåede udtryk ligning 6.22 og 6.24.

$$\frac{A_{\text{LP}\omega \rightarrow 0}}{A_{\text{HP}\omega \rightarrow 0}} = \frac{R_2 + P_{\text{bas}}}{R_1 + R_2 + P_{\text{bas}}} \cdot \frac{R_1 + R_2 + P_{\text{bas}}}{R_2} = \frac{R_2 + P_{\text{bas}}}{R_2} = 1 + \frac{P_{\text{bas}}}{R_2} \quad (6.25)$$

For det ønskede gainområde på 24 dB, skal følgende gælde,

$$1 + \frac{P_{\text{bas}}}{R_2} = 10^{\frac{24 \text{ dB}}{20 \text{ dB}}} = 16 \text{ gg} \quad (6.26)$$

Ud fra dette forhold understreges at der skal anvendes et logaritmisk potmeter. Dette potmeter er en kendt størrelse og når der ønskes at finde forholdet mellem P_{bas} og R_2 kan dette gøres ud fra ligning 6.26 således,

$$1 + \frac{P_{\text{bas}}}{R_2} = 16 \Leftrightarrow R_2 = \frac{P_{\text{bas}}}{15} \quad (6.27)$$

Bemærk, at dette udtryk kan betragtes som

$$P_{\text{bas}} = 15 \cdot R_2 \quad (6.28)$$

Gainforholdet mellem midterposition og fuld positiv basforstærkning kan fastsættes ved at definere et udtryk for forholdet mellem $A_{LP\omega \rightarrow 0}$ og $A_{LP\omega \rightarrow \infty}$ således,

$$\frac{A_{LP\omega \rightarrow 0}}{A_{LP\omega \rightarrow \infty}} = \frac{R_2 + P_{\text{bas}}}{R_1 + R_2 + P_{\text{bas}}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (6.29)$$

Udtrykket i ligning (6.29) sammenholdes med det fastsatte maksimale gainområde i ligning 6.26 for at bevare midterposition og overholde forholdet mellem P_{bas} og R_2 . Derfor indsættes ligning 6.28 ved substitution i ligning 6.29 således,

$$\frac{A_{LP\omega \rightarrow 0}}{A_{LP\omega \rightarrow \infty}} = \frac{16 \cdot R_2}{R_1 + 16 \cdot R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{16 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 + 16 \cdot R_2} \quad (6.30)$$

Da det maksimale gainområde nu er fastlagt til 24 dB i ligning (6.26) og den positive forstærkning i forhold til midterposition er indsat i dette udtryk, fastlægges forstærkningen nu til 12 dB fra midterposition ved at sætte ligning (6.30) lig med 12 dB og på denne måde fastsættes den sidste modstand R_1 som,

$$\frac{16 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 + 16 \cdot R_2} = 10^{\frac{12 \text{ dB}}{20 \text{ dB}}} = 4 \Leftrightarrow R_1 = 4 \cdot R_2 \quad (6.31)$$

Nu er alle modstandsforhold defineret til at opfylde kravspecifikationen. Dette verificeres ved at definere forholdet mellem midterposition og fuld negativ forstærkning til 12 dB således,

$$\frac{A_{HP\omega \rightarrow \infty}}{A_{HP\omega \rightarrow 0}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2 + P_{\text{bas}}}{R_2} = 4 \quad (6.32)$$

De opnåede forhold mellem R_1 og R_2 fra ligning 6.31 indsættes for at verificere,

$$\frac{1}{1 + 4} \cdot \frac{R_1 + R_2 + P_{\text{bas}}}{R_2} = 4 \quad (6.33)$$

Det maksimale gainområde på 24 dB som defineres af R_2 og P_{bas} i ligning 6.28 indsættes,

$$\frac{1}{5} \cdot \frac{R_1 + 16R_2}{R_2} = 4 \Leftrightarrow 16 + \frac{R_1}{R_2} = 20 \Leftrightarrow R_1 = 4R_2 \quad (6.34)$$

Det er nu veldefineret ved $\omega \rightarrow \infty$, at midterposition defineres af spændingsdelingen mellem R_1 og R_2 således,

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.35)$$

Når der ønskes en forstærkning på ± 12 dB, giver dette en midterposition på $-13,979$ dB således,

$$20 \log \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = 20 \log \left(\frac{1}{5} \right) = -13.979 \text{ dB} \quad (6.36)$$

6.2.4 Forhold mellem P_1 og P_2 i potmeterets midterposition

Det ønskes at filterkarakteristikken er som på Fig. 4.2. Derfor skal spændingsdelingen for $\omega \rightarrow 0$ give samme resultat som i (6.36). Der udledes i det følgende udtryk for forholdet mellem de to potmetermodstande i midterposition. Derfor betragtes $P_1 \neq P_2$. Overføringsfunktionen for det samlede basfilter kan skrives som

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{P_2 || C_2 + R_2}{R_1 + P_1 || C_1 + R_2 + P_2 || C_2} \quad (6.37)$$

$$= \frac{\frac{P_2 \frac{1}{sC_2}}{P_2 + \frac{1}{sC_2}} + R_2}{R_1 + \frac{P_1 \frac{1}{sC_1}}{P_1 + \frac{1}{sC_1}} + R_2 + \frac{P_2 \frac{1}{sC_2}}{P_2 + \frac{1}{sC_2}}} \quad (6.38)$$

$$= \frac{\frac{P_2}{P_2 s C_2 + 1} + R_2}{R_1 + \frac{P_1}{P_1 s C_1 + 1} + R_2 + \frac{P_2}{P_2 s C_2 + 1}} \quad (6.39)$$

Ved at sætte s lig med $j\omega$ og lade $\omega \rightarrow 0$ fås

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{P_2 + R_2}{R_1 + P_1 + R_2 + P_2} \quad (6.40)$$

Da DC-gainet ønskes til $\frac{1}{5}$ jvf. (6.36), og de indbyrdes størrelsesforhold $R_2 = \frac{(P_1 + P_2)}{15}$ jvf. (6.27) og $R_1 = 4R_2 = \frac{4}{15}(P_1 + P_2)$ jvf. (6.31) kendes, kan (6.40) bruges til at bestemme forholdet mellem P_1 og P_2 .

$$\frac{1}{5} = \frac{P_2 + \frac{P_1 + P_2}{15}}{\frac{4}{15}(P_1 + P_2) + P_1 + \frac{(P_1 + P_2)}{15} + P_2} \quad (6.41)$$

$$\frac{1}{5} = \frac{15P_2 + P_1 + P_2}{4P_1 + 4P_2 + 15P_1 + P_1 + P_2 + 15P_2} \quad (6.42)$$

$$\frac{1}{5} = \frac{P_1 + 16P_2}{20P_1 + 20P_2} \quad (6.43)$$

$\Updownarrow$

$$P_1 + 16P_2 = \frac{1}{5}(20P_1 + 20P_2) = 4P_1 + 4P_2 \quad (6.44)$$

$\Updownarrow$

$$12P_2 = 3P_1 \quad (6.45)$$

$\Updownarrow$

$$4P_2 = P_1 \quad (6.46)$$

Det ses, at ved at lade $P_1 = 4P_2$, bliver forstærkningen af basfrekvenserne med potmetret i midterposition den samme som inden potmetret blev indsat i kredsløbet.

6.2.5 Kondensatorforhold ved design af symmetrisk frekvensrespons

Der ønskes et design med en symmetrisk frekvensrespons i basfilteret. Derfor betragtes poler og nulpunkter i henholdsvis HP og LP delen af basfilteret. For at sikre den symmetriske frekvensrespons sættes $p_{\text{HP}} = z_{\text{LP}}$, jvf. Fig. 4.2, hvilket jvf. (6.11) og (6.19) giver udtrykket

$$p_{\text{HP}} = z_{\text{LP}} \Leftrightarrow \frac{R_1 + R_2 + P_{\text{bas}}}{(R_1 + R_2)P_{\text{bas}}C_1} = \frac{R_2 + P_{\text{bas}}}{P_{\text{bas}}C_2R_2} \quad (6.47)$$

Ud fra dette udtryk findes forholdet mellem C_1 og C_2 . Først faktorerer nævneren væk i begge brøker

$$(R_1 + R_2 + P_{\text{bas}})P_{\text{bas}}C_2R_2 = (R_2 + P_{\text{bas}})P_{\text{bas}}C_1(R_1 + R_2) \quad (6.48)$$

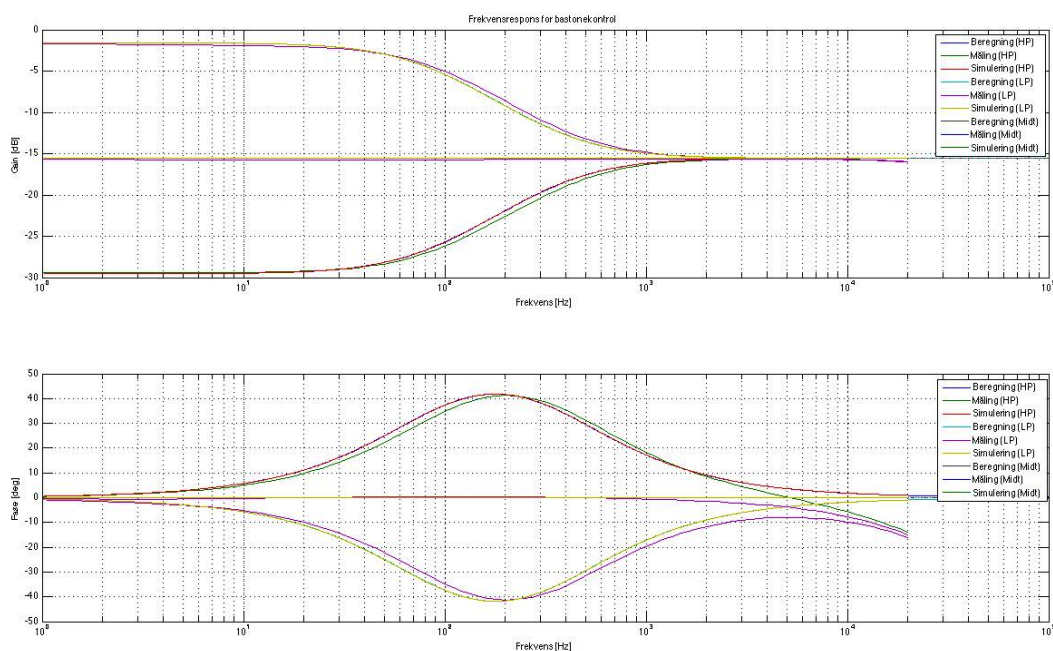
Der divideres med $P_{\text{bas}}R_2$ og $R_1 + R_2$

$$\left(1 + \frac{P_{\text{bas}}}{R_1 + R_2}\right) C_2 = \left(1 + \frac{P_{\text{bas}}}{R_2}\right) C_1 \quad (6.49)$$

Med indsættelse af det maksimale gainområde defineret i (6.27) samt størrelsen af R_1 defineret i (6.31), omskrives udtrykket til

$$\left(1 + \frac{15R_2}{4R_2 + R_2}\right) \cdot C_2 = 16 \cdot C_1 \Leftrightarrow C_2 = 4C_1 \quad (6.50)$$

Hermed er alle komponentforhold i bastonekontrollen defineret og der kan indsættes værdier for at opnå ønskede forstærkningsforhold.



Figur 6.6: Måling, Simulering og beregning af et designet basfilter med en knækfrekvens ved 80 Hz. Det er designet ved brug af de opstillede generelle formler i 6.2.6. Der er anvendt et potmeter hvor der i midterposition er målt modstandsforhold på 1:5, som giver et ± 13.9 dB gainområde og midterposition ved -15.56 dB. Det skal bemærkes at pga. mangel på et potmeter med samme forhold er der i 6.2.7 og 6.3.7 designet en tonekontrol med to ens potmetre

6.2.6 Opsummering og generalisering af komponentforhold i basfilter

Ud fra forrige udledninger opstilles nogle generelle formler som kan anvendes til design af et passivt basfilter med et ønsket gainområde og en ønsket knækfrekvens. Det forudsættes at der tages udgangspunkt i et ønsket maksimalt gainområde A [dB]. Der defineres nogle variable som beskrives i det følgende således at, $10^{\frac{A}{20}} = Y$ og $\sqrt{Y} = N$. Der tages herefter udgangspunkt i et potmeter som i midterposition har faktor N modstandsforhold. Dermed er $P_{1\text{midt}} = N \cdot P_{2\text{midt}}$ i midterposition.

Det maksimale gainområde A [dB], giver forholdet mellem den fulde potmetermodstand P_1 og modstanden R_2 ved følgende udtryk,

$$1 + \frac{P_1}{R_2} = 10^{\frac{A}{20}} = Y \text{ gg} \Leftrightarrow R_2 = \frac{P_1}{Y - 1} \quad (6.51)$$

Hvor Y er antal gange forstærkning. Midterposition er givet ved faktoren N mellem R_1 og R_2 ved udtrykket,

$$\frac{Y \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 + Y \cdot R_2} = 10^{\frac{Z_{dB}}{20dB}} = N \Leftrightarrow R_1 = N \cdot R_2 \quad (6.52)$$

Forholdet mellem C_1 og C_2 er jvf. (6.50) givet ved udtrykket,

$$C_2 = N \cdot C_1 \quad (6.53)$$

Størrelsen af C_1 udregnes i henhold til nulpunkt z_{HP} i (6.10) ved ønsket knækfrekvens f i henhold til udtrykket,

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f P_{bas}} \quad (6.54)$$

6.2.7 Opbygning af basfilter

Med udgangspunkt i kravspecifikationens krav om en justeringsmulighed på ± 12 dB, indstilles et tilgængeligt potmeter på 1:4 i midterposition, jvf. (6.46). Potmetret måles til 184 k Ω , og dermed bliver P_1 og P_2 :

$$P_1 = \frac{4}{5} \cdot 184 \text{ k}\Omega = 147 \quad [\text{k}\Omega] \quad (6.55)$$

$$P_2 = \frac{1}{5} \cdot 184 \text{ k}\Omega = 37 \quad [\text{k}\Omega] \quad (6.56)$$

R_2 beregnes jvf. (6.27):

$$R_2 = \frac{1}{15} \cdot 184 \text{ k}\Omega = 12,3 \quad [\text{k}\Omega] \quad (6.57)$$

og R_1 kan herefter beregnes jvf. (6.34):

$$R_1 = 4 \cdot 12,3 \text{ k}\Omega = 49,1 \quad [\text{k}\Omega] \quad (6.58)$$

Kondensatoren C_1 beregnes jvf. (6.54) ud fra den ønskede knækfrekvens på 80 Hz i tabel 6.1:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 80 \text{ Hz} \cdot 184 \text{ k}\Omega} = 10,8 \quad [\text{nF}] \quad (6.59)$$

og C_2 kan nu jvf. (6.50) udregnes:

$$C_2 = 4 \cdot 10,8 \text{ nF} = 43,2 \quad [\text{nF}] \quad (6.60)$$

Dermed fås knækfrekvensen på den frekvenslineære kurve ud fra z_{LP} jvf. (6.19):

$$f = \frac{12,3 \text{ k}\Omega + 184 \text{ k}\Omega}{2\pi \cdot 184 \text{ k}\Omega \cdot 43,2 \text{ nF} \cdot 12,3 \text{ k}\Omega} = 320 \quad [\text{Hz}] \quad (6.61)$$

6.3 Design af diskantfilter

For diskantfrekvenser ses C_1 og C_2 i filteret på Fig. 6.2 som kortslutninger, og filteret kan nu betragtes som ækvivalent med Fig. 6.3. Der skal på samme måde som for bassen være mulighed for at forstærke diskantfrekvenserne i forhold til den frekvenslineære dæmpning som R_1 og R_2 giver. For at opfylde dette krav skal der designes både et HP-led og et LP-led. HP-ledet designes ved at indsætte en kondensator, C_3 parallelt med R_1 . På tilsvarende måde sættes en kondensator, C_4 parallelt med R_2 for at designe LP-ledet.



Figur 6.7: Figuren til venstre viser et filter indeholdende et HP-led og et LP-led i form af to kondensatorer, C_3 og C_4 . I figuren til højre er to kondensatorer indsat omkring diskant-potmetret $P_{\text{dis}} = P_3 + P_4$ for at sikre at det kun er diskant-frekvenser der bliver påvirket af forholdet mellem P_3 og P_4 .

For at kunne justere på impedansen i HP-led og LP-led, indsættes et potmeter i serie med C_3 og C_4 , således at V_{out} tages ud på midterbenet af dette potmeter. Potmetret, P_{dis} , kan betragtes som to modstande, P_3 og P_4 , som vist på Fig. 6.3. For at simplificere kredsløbsberegningerne, tages i det følgende udgangspunkt i de to ekstreme situationer hvor potmetret er skruet henholdsvis fuldt højre om og fuldt venstre om.

Ved fuldt højre om ønskes en forstærkning ved et højpasled. I denne position betragtes P_3 derfor som kortsluttet og P_4 som den fulde potmetermodstand P_{dis} . Da $P_4 \gg R_2$, ses parallellforbindelsen $R_2 \parallel (P_4 + C_4) \approx R_2$. Dermed er der ét RC-led hvor outputtet tages ud over modstanden R_2 . Dette visualiseres på ækvivalentdiagram 6.8.



Figur 6.8: Højpasled med P_3 betragtet som kortsluttet når potmetret er skruet fuldt venstre om, dvs. $P_4 = P_{\text{dis}}$. Kredsløbet til venstre kan forenkles med en Thévenin-ækvivalent til kredsløbet til højre.

$$Q_1 = R_1 \parallel C_3 \quad (6.62)$$

$$Q_2 = R_2 \parallel (P_4 + C_4) \approx R_2 \quad (6.63)$$

Når potmetret er skruet fuldt venstre om ønskes en forstærkning ved et lavpasled. I denne position betragtes P_4 derfor som kortsluttet og P_3 som den fulde potmetermodstand P_{dis} . Da $P_3 \gg R_1$, ses parallellforbindelsen $R_1 \parallel (P_3 + C_3) \approx R_1$. Dermed er der ét RC-led hvor outputtet tages ud over $R_2 \parallel C_4$. Dette visualiseres på ækvivalentdiagram 6.9.



Figur 6.9: Lavpasled med P_4 betragtet som kortsluttet når potmetret er skruet fuldt venstre om, dvs. $P_3 = P_{\text{dis}}$. Kredsløbet til venstre kan forenkles med en Thévenin-ækvivalent til kredsløbet til højre.

$$Z_1 = R_1 || (C_3 + P_3) \approx R_1 \quad (6.64)$$

$$Z_2 = R_2 || C_4 \quad (6.65)$$

Der er hermed opstillet et kredsløb på Fig. 6.7 som åbner mulighed for en fast frekvenslineær dæmpning af indgangssignalet V_{in} og henholdsvis en positiv og negativ forstærkning af dette signal, ved en ønsket 1. ordens filtrering.

I det følgende udledes overføringsfunktioner for højpasfilter og lavpasfilter med udgangspunkt i potmetret skruet fuldt højre om og fuldt venstre om ud fra de tilnærmede værdier i (6.63) og (6.64). Disse kredsløb vises på diagram 6.8 og diagram 6.9. Dette gøres ud fra følgende definition af et 1. ordens filter. Med nulpunkt z , pol p og DC-forstærkning k , beskrives et 1. ordens filter ved ligning (6.66) [Irwin 08].

$$H(s) = k \cdot \frac{s - z}{s - p} \quad (6.66)$$

6.3.1 Højpasfilter til forstærkning af diskant

Når potmetret er skruet fuld højre om, fungerer kredsløbet som et højpasfilter, hvor P_3 betragtes som kortsluttet, som det ses på Fig. 6.8. For at definere forstærkningen i højpasfilteret opstilles udtrykket for kredsløbet ved hjælp af (6.62) og (6.63):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Q_2}{Q_1 + Q_2} = \frac{R_2}{R_1 || C_3 + R_2} = \frac{R_2}{\frac{R_1 \frac{1}{sC_3}}{R_1 + \frac{1}{sC_3}} + R_2} \quad (6.67)$$

Der ganges med sC_3 i brøken

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{\frac{R_1}{R_1 sC_3 + 1} + R_2} \quad (6.68)$$

Der ganges igennem med $R_1 sC_3 + 1$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 R_2 sC_3 + R_2}{R_1 + R_1 R_2 sC_3 + R_2} \quad (6.69)$$

$$= \frac{s(R_1 R_2 C_3) + R_2}{s(R_1 R_2 C_3) + R_1 + R_2} \quad (6.70)$$

For at opnå formen som i relation (6.66), isoleres s og der divideres med $R_1 R_2 C_3$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s + \frac{R_2}{R_1 R_2 C_3}}{s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_3}} \quad (6.71)$$

$$= \frac{s + \frac{1}{R_1 C_3}}{s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_3}} \quad (6.72)$$

DC-forstærkningen k_{HP} , nulpunktet z_{HP} og polen p_{HP} kan nu identificeres:

$$k_{HP} = 1 \quad (6.73)$$

$$z_{HP} = -\frac{1}{R_1 C_3} \quad (6.74)$$

$$p_{HP} = -\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_3} \quad (6.75)$$

6.3.2 Lavpasfilter til dæmpning af diskant

Når potmetret er skruet fuldt venstre om, fungerer kredsløbet som et lavpasfilter, hvor P_4 betragtes som kortsluttet, som det ses på Fig. 6.9. For at definere forstærkningen i lavpasfilteret opstilles udtrykket for kredsløbet ved hjælp af (6.64) og (6.65):

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2 || C_4}{R_1 + R_2 || C_4} = \frac{\frac{R_2 \cdot \frac{1}{sC_4}}{R_2 + \frac{1}{sC_4}}}{R_1 + \frac{R_2 \cdot \frac{1}{sC_4}}{R_2 + \frac{1}{sC_4}}} \quad (6.76)$$

der ganges igennem med sC_4 i brøkerne

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{\frac{R_2}{R_2 sC_4 + 1}}{R_1 + \frac{R_2}{R_2 sC_4 + 1}} \quad (6.77)$$

og herefter med $(R_2 sC_4 + 1)$

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2}{R_1 R_2 sC_4 + R_1 + R_2} \quad (6.78)$$

For at opnå formen som i relation 6.66, isoleres s og der divideres med $R_1 R_2 C_4$

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{\frac{1}{R_1 C_4}}{s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_4}} \quad (6.79)$$

Det ses for fuld dæmpning af diskanten med dette filter, at der fås en DC-forstærkningen, k_{LP} , og en pol p_{LP}

$$k_{\text{LP}} = \frac{1}{R_1 C_4} \quad (6.80)$$

$$p_{\text{LP}} = -\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_4} \quad (6.81)$$

og at overføringsfunktionen ikke har et nulpunkt. Da en dæmpning af diskanten uden nogen øvre grænse ikke har betydning for filtrets funktion, og desuden ikke vil forekomme i praksis, da et potmeter ikke kan kortslutte den ene side fuldstændig, ses der bort fra dette forhold i de videre beregninger. For udledning af størrelsen på en modstand der kan skabe det ønskede nulpunkt, se bilag I.

Der er nu udledt poler og nulpunkter for de to kredsløb til fastsættelse af knækfrekvenser. Der skal nu designes det ønskede gainområde som er fastsat i kravspecifikationen til min. ± 12 dB. Dette gainområde skal designes så det tager udgangspunkt i en midterposition som er udgangspunkt for en positiv og negativ forstærkning på ± 12 dB. Størrelsen af disse forstærkninger er alle defineret af modstandsforholdene mellem R_1 , R_2 , P_3 og P_4 . I det følgende tages udgangspunkt i de opnåede udtryk for højpas- og lavpasfilteret. Der udføres de nødvendige betragtninger for at opfylde kravspecifikationen.

6.3.3 Modstandsforhold ved design af gainområder

I det følgende henvises til udtryk fra udledningerne af HP og LP filter i kapitel 6.3.1 og 6.3.2.

Ud fra ligning 6.70 findes forstærkningen for henholdsvis høje og lave frekvenser ved at sætte $s = j\omega$ og lade frekvensen gå mod 0 og mod uendelig.

For $\omega \rightarrow \infty$ fås,

$$A_{\text{HP}\omega \rightarrow \infty} = 1 \quad (6.82)$$

For $\omega \rightarrow 0$ fås

$$A_{\text{HP}\omega \rightarrow 0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.83)$$

Ud fra ligning 6.78 defineres udtryk for henholdsvis høje og lave frekvenser, ved at sætte $s = j\omega$ og lade frekvensen gå mod 0 og mod uendelig.

For $\omega \rightarrow \infty$ fås,

$$A_{LP\omega \rightarrow \infty} = 0 \quad (6.84)$$

For $\omega \rightarrow 0$ fås,

$$A_{LP\omega \rightarrow 0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.85)$$

Det maksimale gainområde på 24 dB kan ikke opnås, da diskanten ikke har et nulpunkt i lavpas-filtret. Gainforholdet mellem fuld positiv diskantforstærkning og midterposition kan fastsættes ved at definere et udtryk for forholdet mellem $A_{HP\omega \rightarrow \infty}$ og $A_{HP\omega \rightarrow 0}$ således,

$$\frac{A_{HP\omega \rightarrow \infty}}{A_{HP\omega \rightarrow 0}} = 1 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + 1 \quad (6.86)$$

Dette gainforhold ønskes til 4 gg, men som det ses af (6.31), er $R_1 = 4R_2$, og dermed giver

$$\frac{A_{HP\omega \rightarrow \infty}}{A_{HP\omega \rightarrow 0}} = \frac{4R_2}{R_2} + 1 = 5 \text{ gg} = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{5}\right) = -13,9 \text{ dB} \quad (6.87)$$

Midterposition for høje frekvenser bliver da som i (6.36) for den frekvenslineære dæmpning som ønsket.

6.3.4 Forhold mellem P_3 og P_4 i potmeterets midterposition

Det ønskes at filterkarakteristikken for tonekontrollen er som på Fig. 4.2 Derfor skal spændingsdelingen for $\omega \rightarrow \infty$ give samme resultat som i (6.36). Der udledes i det følgende udtryk for forholdet mellem de to potmetermodstande i midterposition. Derfor betragtes $P_3 \neq P_4$. Overføringsfunktionen for det samlede diskantfilter kan skrives som

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{(C_2 + R_2) \parallel (P_4 + C_4)}{(R_1 + C_1) \parallel (C_3 + P_3) + (C_2 + R_2) \parallel (P_4 + C_4)} \quad (6.88)$$

$$= \frac{\frac{(\frac{1}{sC_2} + R_2)(P_4 + \frac{1}{sC_4})}{\frac{1}{sC_2} + R_2 + P_4 + \frac{1}{sC_4}}}{\frac{(R_1 + \frac{1}{sC_1})(\frac{1}{sC_3} + P_3)}{R_1 + \frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_3} + P_3} + \frac{(\frac{1}{sC_2} + R_2)(P_4 + \frac{1}{sC_4})}{\frac{1}{sC_2} + R_2 + P_4 + \frac{1}{sC_4}}} \quad (6.89)$$

Ud fra (6.89) kan overføringsfunktionen for forstærkningen ved høje frekvenser med potmetret i midterposition findes, ved at sætte $s = j\omega$ og lade $\omega \rightarrow \infty$. Forstærkningen ønskes sammenfaldende med den frekvenslineære forstærkning på -13,9 dB (6.36) jvf. plottet på Fig. 4.2.

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{\frac{R_2 P_4}{R_2 + P_4}}{\frac{R_1 P_3}{R_1 + P_3} + \frac{R_2 P_4}{R_2 + P_4}} = 10^{\frac{-13,9 \text{ dB}}{20}} = \frac{1}{5} \quad (6.90)$$

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2 P_4 (R_1 + P_3)}{R_1 P_3 (R_2 + P_4) + R_2 P_4 (R_1 + P_3)} = \frac{1}{5} \quad (6.91)$$

Med indsættelse af størrelsen af R_1 fra (6.31) kan (6.91) omskrives til

$$\frac{1}{5} = \frac{R_2 P_4 (4R_2 + P_3)}{4R_2 P_3 (R_2 + P_4) + R_2 P_4 (4R_2 + P_3)} \quad (6.92)$$

$$\frac{1}{5} = \frac{4R_2 P_4 + P_3 P_4}{4R_2 (P_3 + P_4) + 5P_3 P_4} \quad (6.93)$$

$\Updownarrow$

$$\frac{1}{5} (4R_2 (P_3 + P_4) + 5P_3 P_4) = 4R_2 P_4 + P_3 P_4 \quad (6.94)$$

$$\frac{4}{5} R_2 (P_3 + P_4) + P_3 P_4 = 4R_2 P_4 + P_3 P_4 \quad (6.95)$$

$$P_3 + P_4 = 5P_4 \quad (6.96)$$

$$P_3 = 4P_4 \quad (6.97)$$

Diskantfilterberegningerne tager udgangspunkt i antagelsen at $P_{\text{dis}} \gg R_2$ jvf. (6.63) og $P_{\text{dis}} \gg R_1$ jvf. (6.64). Da $R_1 = 4R_2$ og $R_2 = \frac{P_{\text{bas}}}{15}$ jvf. (6.31) og (6.27), gælder at:

$$P_{\text{dis}} \gg \frac{4}{15} \cdot P_{\text{bas}} \quad (6.98)$$

Diskantpotmetret kan derfor vælges til samme størrelse eller større end baspotmetret.

6.3.5 Kondensatorforhold ved design af symmetrisk frekvensrespons

Der ønskes et design med en symmetrisk frekvensrespons i diskantfilteret. Derfor betragtes poler og nulpunkter i henholdsvis HP- og LP-delen af diskantfilteret. For at sikre den symmetriske frekvensrespons sættes $z_{\text{HP}} = p_{\text{LP}}$ fra hhv. (6.74) og (6.81), jvf. Fig. 4.2, hvilket giver udtrykket

$$z_{\text{HP}} = p_{\text{LP}} \Leftrightarrow \frac{1}{R_1 C_3} = \frac{R_1 + R_2}{C_4 R_1 R_2} \quad (6.99)$$

Ud fra dette udtryk findes forholdet mellem C_3 og C_4 . Først faktoreres nævneren væk i begge brøker

$$C_4 R_1 R_2 = R_1 C_3 (R_1 + R_2) \quad (6.100)$$

Med indsættelse af størrelsen af R_1 fra (6.31) kan (6.100) omskrives til

$$C_4 4R_2 R_2 = 4R_2 C_3 (4R_2 + R_2) \quad (6.101)$$

Herefter divideres med $4R_2 R_2$

$$C_4 = 5C_3 \quad (6.102)$$

Hermed er alle komponentforhold i tonekontrollen defineret og der kan indsættes værdier for at opnå ønskede forstærkningsforhold.

6.3.6 Opsummering af komponentforhold i diskantfilter

Det forudsættes at der tages udgangspunkt i et ønsket maksimalt gainområde A [dB]. Der defineres nogle variable, som beskrives i det følgende således at $10^{\frac{A}{20 \text{ dB}}} = Y$, og $\sqrt{Y} = N$.

Midterposition er givet ved faktoren N mellem R_1 og R_2 som $R_1 = N R_2$, jvf. (6.52). Der tages udgangspunkt i et potmeter der i midterposition også har forholdet $1 : N$, således at $P_{3\text{midt}} = N \cdot P_{4\text{midt}}$.

Forholdet mellem kondensatorerne C_3 og C_4 kan opstilles ud fra (6.99) og (6.52):

$$\frac{1}{N \cdot R_2 C_3} = \frac{N \cdot R_2 + R_2}{C_4 \cdot N \cdot R_2 R_2} \quad (6.103)$$

$$C_4 \cdot N \cdot R_2 R_2 = N \cdot R_2 C_3 R_2 (N + 1) \quad (6.104)$$

$$C_4 = (N + 1) C_3 \quad (6.105)$$

Størrelsen af C_3 udregnes i henhold til p_{HP} i (6.75) ved ønsket knæfrekvens f i henhold til udtrykket

$$C_3 = \frac{R_1 + R_2}{2\pi f R_1 R_2} \quad (6.106)$$

6.3.7 Opbygning af diskantfilter

Med udgangspunkt i kravspecifikationens krav om en justeringsmulighed på ± 12 dB, indstilles et tilgængeligt potmeter, på størrelse med baspotmetret, på 1:4 i midterposition, jvf. (6.97). Der vælges et tilgængeligt potmeter ud fra (6.98), som måles til 186 k Ω . Dermed bliver P_3 og P_4 :

$$P_3 = \frac{4}{5} \cdot 186 \text{ k}\Omega = 148,9 \quad [\text{k}\Omega] \quad (6.107)$$

$$P_4 = \frac{1}{5} \cdot 186 \text{ k}\Omega = 37,2 \quad [\text{k}\Omega] \quad (6.108)$$

Størrelsen af C_3 bestemmes ud fra (6.106), og størrelserne i (6.58) og (6.57), samt den ønskede knæfrekvens på 8 kHz jvf. tabel 6.1:

$$C_3 = \frac{49,1 \text{ k}\Omega + 12,3 \text{ k}\Omega}{2\pi \cdot 8 \text{ kHz} \cdot 49,1 \text{ k}\Omega \cdot 12,3 \text{ k}\Omega} = 2,03 \quad [\text{nF}] \quad (6.109)$$

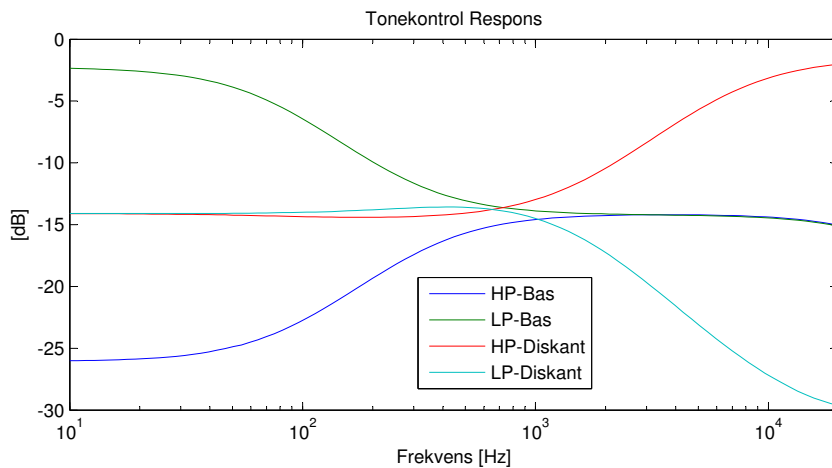
Størrelsen af C_4 kan nu bestemmes ud fra (6.102):

$$C_4 = 5 \cdot 2,03 \text{ nF} = 10,16 \quad [\text{nF}] \quad (6.110)$$

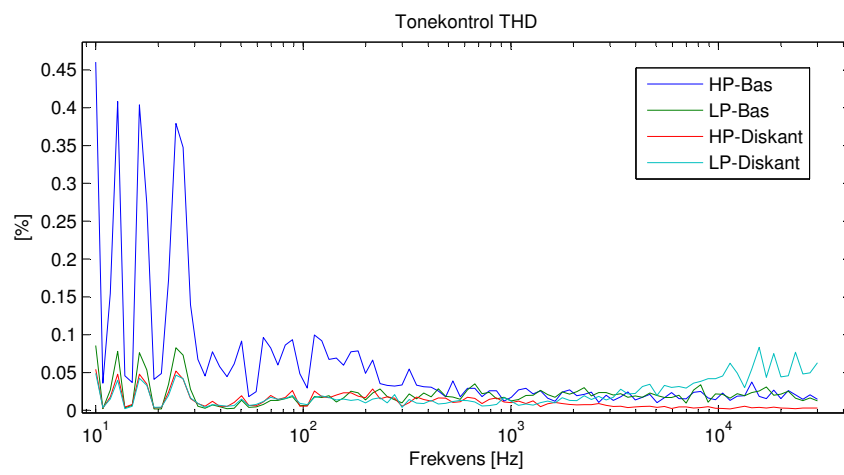
Knæfrekvensen f på den frekvenslineære kurve fås nu ud fra z_{HP} i (6.74):

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 49,1 \text{ k}\Omega \cdot 2,03 \text{ nF}} = 1,6 \quad [\text{kHz}] \quad (6.111)$$

I dette kapitel er tonekontrollsystemet blevet beskrevet, hvor komponentværdier for hhv bas og diskant er blevet bestemt. Det vurderes at der med denne passive opbygning af tonekontrollen, vil det være muligt at kunne justere bas og diskant nok til at brugeres behov er opfyldt.



Figur 6.10: Måling af den designede tonekontrol med modstandsforhold 1:4 og hvilket giver et gainområde på ± 12 dB og en midterposition på -13.9 dB. Knæfrekvenserne er beregnet til 80 Hz og 8 kHz

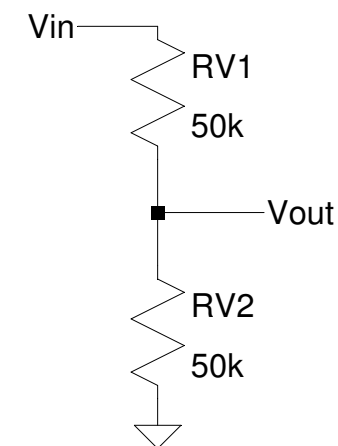


Figur 6.11: THD for den designede tonekontrol

Volumekontrol

For at kunne være i stand til at justere på volumen på vores audiosignal, skal der laves et system, hvor brugeren har mulighed for selv at skrue op og ned. Dette kan gøres relativt simpelt vha. en spændingsdeling, Fig. 7.1, mellem tonekontrollens udgangsimpedans parallelt med et valgt potentiometer.

$$V_{out} = V_i \cdot \frac{R_{V1}}{R_{V1} + R_{V2}} \quad [\cdot] \quad (7.1)$$



— C:\Users\lars\Dropbox\AAU P3\Projekt\Simuleringer\Thors simuleringer\volumekontrol.asc —

Figur 7.1: Diagram over volumekontrollen der kun består af et enkelt potmeter med det ene ben forbundet til jord.

Størrelsen og forholdet i det valgte potentiometer afgør hvor meget der skal dæmpes når der skrues på modstanden. Det antages dog at brugeren skal have mulighed for at kunne dæmpe signalet helt, så det ikke er menneskelig hørbart. Det vælges at bruge et $100\text{ k}\Omega$ potmeter, hvilket betyder at når hele signalet skal dæmpes vil udgangsspændingen nå ned på:

$$V_{out} = V_i \cdot \frac{1\Omega}{1\Omega + 99,999\Omega} = V_i \cdot 0,00001 \quad [\cdot] \quad (7.2)$$

Da et potmeter ikke kan skrues helt ned på $0\ \Omega$ vil der altid være et lille output, men dette vil ikke være menneskeligt hørbart. Det ses at outputspændingen, hvis det antages at potmeteret kan skrues helt ned på $1\ \Omega$ ved inputsiden, vil være omkring $0,01\ \text{mV}$.

Dette betyder en maksimal dæmpning på:

$$\text{lyddæmpning} = 20 \cdot \log(0,700 \cdot 0,00001) = -83,1\ \text{dB} \quad (7.3)$$

Med dette potetiometer vil kravet om minimum lydniveau jvf. 3.4 i kravspecifikationen, være opfyldt.

Common collector

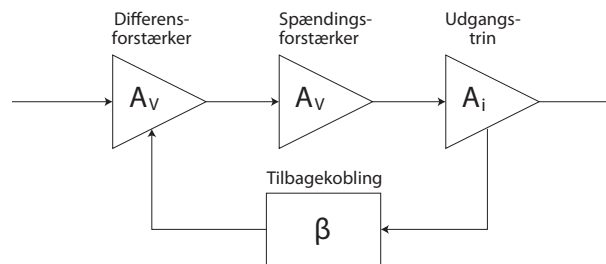
Da der ligesom efter forforstærkeren er et behov for konstant at kunne sikre en høj indgangsimpedans og lav udgangsimpedans er det nødvendigt at indsætte en CC-buffer. Det vurderes at der kan ind-sættes en buffer magen til den allerede definerede i underkapitlet 5.6, da denne skal leve op til de samme krav der sættes for næste trin efter tonekontrollen.

Nu hvor volumekontrol og dens buffer er blevet bestemt kan effektforstærkeren indsættes. Denne vil blive beskrevet yderligere i næste kapitel.

Effektforstærker

Kilder anvendt i dette kapitel: [Sedra 11].

Effektforstærkeren er valgt konstrueret som et klasse AB trin med implementeret klasse G drift, se bilag A.5 og afsnit 8.5. Det samlede klasse AB trin består af tre dele: differensforstærker, spændingsforstærker, og udgangstrin. Den samlede effektforstærkers opgave er at forstærke udgangssignalet fra volumenkontrollen, til et ønsket signal på udgangen så den krævede effekt i belastningsmodstanden opnås. Effektforstærkeren er konstrueret som et tilbagekoblet system og et principdiagram ses i Fig. 8.1.



Figur 8.1: Samlet oversigt over effektforstærker

Hele forstærkningen for den samlede effektforstærker vil være produktet af de tre trins forstærkning. Da udgangstrinnet er et common collector trin der tilnærmelsesvist har en spændingsforstærkning på 1, vil den samlede forstærkning altså være givet ved produktet mellem spændingsforstærkerens og differenstrinnets forstærkning.

Da den anvendte strømforsyning minimum kan levere 19 V, jf. kapitel 9, bestemmes det maksimale udgangssignal til 15 V, da der tages højde for spændingsfald over transistorer, emittermodstande og der i øvrigt ønskes en vis margin til spændingsforsyningens 19 V. Disse betragtninger gøres ud fra det maksimale indgangssignal fra volumenkontrollen på 0,7 V peak. Dette betyder at effektforstærkerens lukketsløjfe-forstærkning er bestemt til:

$$G = \frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i} = \frac{15V}{0,7V} \approx 21,4 \quad (8.1)$$

Åbensløjfe-forstærkningen bliver nærmere defineret i afsnit 8.1, men er kort sagt den forstærkning der sker fra indgang til udgang i et tilbagekoblet system.

Da udgangstrinnet jf. kravspecifikationen skal kunne levere minimum 10 W i en 8 Ω højttaler,

undersøges det om dette krav herved kan opfyldes:

$$P_L = \frac{\hat{V}^2}{2R_L} = \frac{15^2}{2 \cdot 8 \Omega} \approx 14 \quad [\text{W}] \quad (8.2)$$

Af ligning (8.2) ses det at kravet kan opfyldes. Den maksimale strøm $\hat{I}$ kan herefter bestemmes:

$$\hat{I} = \frac{\hat{V}}{R_L} = \frac{15V}{8\Omega} = 1.875 \quad [\text{A}] \quad (8.3)$$

De tre trin i effektforstærkeren vil i de følgende afsnit blive beskrevet. Det er valgt at designe udgangstrinnet som det første, herefter spændingsforstærker og differenstrin. Dette er valgt, da der er stillet krav til udgangstrinnet, og derfor ville denne rækkefølge være mest logisk. Afsnittene vil af samme årsag blive præsenteret i denne rækkefølge. Test og simuleringer er foretaget af hele effektforstærkeren som samlet system.

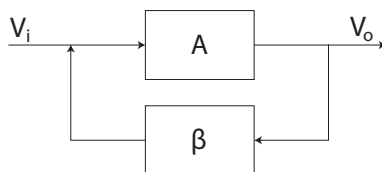
8.1 Tilbagekoblingsteori

Da det er valgt at konstruere effektforstærkeren som et tilbagkoblet system, gennemgås det overordnede princip i tilbagkoblingsteori. Det tilbagekoblede system anvendes for at opnå stabilitet og at for at kunne styre forstærkningen i systemet.

Det overordnede princip i et tilbagekoblet system fremgår af figur 8.1. I et tilbagekoblet system gælder følgende:

$$G = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} \quad (8.4)$$

hvor G er lukketsløjfe-forstærkningen, A er råforstærkningen, $A \cdot \beta$ er åbensløjfe-forstærkningen og β er tilbagkoblingsgraden.



Figur 8.2: Principdiagram over et tilbagekoblet system

For et tilbagekoblet system hvor $A \cdot \beta \gg 1$, gælder der med god tilnærmelse:

$$G = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} = \frac{1}{\beta} \quad (8.5)$$

Det ses altså at det er vigtigt at have en stor råforstærkning A da tilnærmelsen $G = \frac{1}{\beta}$ dermed vil være bedre opfyldt.

8.1.1 Tilbagkoblingsgraden

For at fastlægge tilbagkoblingsgraden, kigges der på lukketsløjfe-forstærkningen bestemt i (8.1). Tilbagkoblingsgraden vil heraf blot være givet ved den inverse lukketsløjfe-forstærkning:

$$G = \frac{1}{\beta} \rightarrow \beta = \frac{1}{G} \quad (8.6)$$

Da G i ligning 8.1 er udregnet til 21,4 er tilbagkoblingsgraden β hermed bestemt:

$$\beta = \frac{1}{G} = \frac{1}{21,4} \quad (8.7)$$

Denne tilbagkoblingsgrad vil være bestemmende for forholdet mellem modstandene i tilbagekoblingsnetværket.

8.2 Udgangstrin

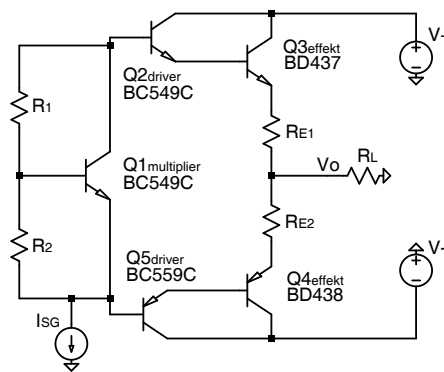
Den maksimale strøm i udgangstrinnet, bestemt i (8.3), bruges i dimensioneringen af det sidste trin i effektforstærkeren, hvor der sker en strømforstærkning. I dette trin ønskes en spændingsforstærkning på 1:1.

Strømforstærkningen opnås gennem en power-BJT type BD437 NPN og BD438 PNP, der er valgt da de kan håndtere de maksimale strømme der vil gå i udgangstrinnet. Udover udgangstransistorerne består kredsen af to drivertransistorer. Her er valgt at benytte BC549C og BC559C da det vurderes at deres β er tilstrækkelig stor. Disse fire transistorer opsættes i to Darlington koblinger. Dette har den fordel, at strømforstærkningen forøges markant, da den samlede forstærkning er produktet af de to transistorers β . Derudover implementeres en kortslutningskreds der fungerer som sikring mod for store strømme i Darlingtontrinnet.

For at undgå cross-over i udgangstrinnet forspændes Darlingtonkoblingen således, at en hvilestrøm vil løbe i udgangstransistorerne. Dette forspændingsnetværk bliver konstrueret som en V_{BE} -multiplier. I forbindelse med V_{BE} -multiplieren implementeres en konstantstrømsgenerator, da den vil sikre en konstant strøm i forspændingsnetværket og en høj indgangsimpedans. I tabel 8.1 er listet de anvendte transistorer i udgangstrinnet. Det samlede udgangstrin med forspændingsnetværk og kortslutningskreds fremgår af Fig. 8.3.

Transistor	β_{I_h}	$\beta_{\max}$	$V_{BE_{I_h}}$	$V_{BE_{\max}}$	$I_{C_{\max}}$
BD437 NPN	150 @ 20 mA	110 @ 1.875 A	0.6V @ 20m A	0.8V @ 1.875 A	4 A
BD438 PNP	150 @ -20 mA	75 @ -1.875 A	-0.6V @ -20 mA	-0.8V @ -1.875 A	-4 A
BC549C NPN	480 @ 20 mA	500 @ 0.2 mA	0.6 V @ 0.2 mA	0.75 V @ 15 mA	100 mA
BC559C PNP	440 @ -21 mA	500 @ -0.2 mA	-0.6 V @ -0.2 mA	-0.8 V @ -21 mA	-100 mA

Tabel 8.1: Tabel med anvendte transistorer i udgangstrinnet. Hvor β_{I_h} er den pågældende transistors β ved hvilestrøm. $\beta_{\max}$ er den pågældende transistors β ved fuld udstyring. $V_{BE_{I_h}}$ er base-emitterspændingsfaldet ved hvilestrøm. $V_{BE_{\max}}$ er base-emitterspændingsfaldet ved fuld udstyring. $I_{C_{\max}}$ er den maksimale strøm transistoren kan håndtere.



Figur 8.3: Udgangstrin med biasnetværk bestående af V_{be} -multiplier.

8.2.1 Forspændingsnetværk

Til at forspænde de to Darlingtonkoblinger i udgangstransistorerne, er som nævnt valgt at implementere en V_{BE} -multiplier der vil fungere som et batteri. V_{BE} -multiplieren forsynes af en konstantstrømsgenerator, der vælges til 1 mA. Dette gøres på baggrund af den maksimale basisstrøm der kan løbe i drivertransistorerne. Denne er givet ved den maksimale strøm i driveren divideret

med dens tilhørende β jf. tabel 8.1, altså $\frac{-21 \text{ mA}}{440} = -0,048 \text{ mA}$. Der ønskes en vis margin til at forsyne forspændingsnetværket og derfor vælges strømmen fra strømgeneratoren til $I_{SG} = 1 \text{ mA}$.

Når der løber en hvilestrøm på 20 mA i de N-doterede udgangstransistorer, fås base-emitter-spændingsfaldet over hele denne Darlingtonkobling som $V_{BE \text{ BD437 NPN}} + V_{BE \text{ BC549C NPN}} = 0,6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 1,2 \text{ V}$ jf. tabel 8.1. Ligeledes findes base-emitter-spændingsfaldet for den P-doterede Darlingtonkobling til $V_{BE \text{ BD438 PNP}} + V_{BE \text{ BC559C PNP}} = -0,6 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = -1,2 \text{ V}$. Dette sætter et krav til V_{BE} -multiplieren om et spændingsfald på $1,2 \text{ V} - (-1,2 \text{ V}) = 2,4 \text{ V}$ over den. Når det antages at størstedelen af strømmen fra strømgeneratoren løber igennem transistoren i V_{BE} -multiplieren kan der med god tilnærmelse ses bort fra basisstrømmen i denne transistor. Derfor vil den samme strøm I_R løbe igennem R_1 og R_2 og hermed kan et udtryk for V_{CE} , som netop er spændingen over V_{BE} -multiplieren, opstilles. Herefter kan forholdet mellem R_1 og R_2 findes.

$$V_{CE} = I_R \cdot R_1 + I_R \cdot R_2 \Rightarrow V_{CE} = \frac{V_{BE}}{R_2} \cdot R_1 + \frac{V_{BE}}{R_2} \cdot R_2 \quad [\text{V}] \quad (8.8)$$

R_2 går ud på højresiden og V_{BE} faktoriseres udenfor en parentes

$$V_{CE} = V_{be}(1 + \frac{R_1}{R_2}) \Rightarrow \frac{V_{CE} - V_{BE}}{V_{BE}} = \frac{R_1}{R_2} \quad [\text{V}] \quad (8.9)$$

Da V_{CE} og V_{BE} er kendte størrelser kan forholdet mellem R_1 og R_2 findes

$$\frac{2,4 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{0,6 \text{ V}} = \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow 3,00 \approx \frac{R_1}{R_2} \quad [\cdot] \quad (8.10)$$

Det antages at I_R er $1/10$ af I_{SG} der derfor sættes til $0,1 \text{ mA}$ og R_1 og R_2 udregnes

$$\frac{V_{CE}}{R_1 + R_2} = I_R \Rightarrow \frac{2,4 \text{ V}}{R_1 + R_2} = 0,1 \text{ mA} \Rightarrow R_1 + R_2 = 24 \quad [\text{k}\Omega] \quad (8.11)$$

Herefter bestemmes R_1 og R_2

$$R_2 = \frac{24 \text{ k}\Omega}{3,00} \approx 8,00 \text{ k}\Omega \wedge R_1 = 24 \text{ k}\Omega - 8,00 \text{ k}\Omega = 16,00 \quad [\text{k}\Omega] \quad (8.12)$$

Mellem R_1 og R_2 indføres et såkaldt trimpot, så hvilestrømmen i de to udgangstransistorer i praksis kan justeres præcist.

8.2.2 Termisk tilbagekobling

Af termiske hensyn indføres på hver udgangstransistor en emittermodstand R_E . Disse emittermodstande skal overholde følgende forhold i ligning (8.13) under antagelse af at $V_{CC} \gg 2I_C$

$$R_E \geq \frac{-K \cdot V_{CC} \cdot \theta_{ja} - \frac{V_T}{I_C}}{1 - 2I_C \cdot K \cdot \theta_{ja}} \quad [\Omega] \quad (8.13)$$

hvor $K = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, V_{CC} er forsyningsspændingen på 19 V , $V_T = 26 \text{ mV}$, I_C er den maksimale collectorstrøm beregnet til $1,875 \text{ A}$ og θ_{ja} er den termiske modstand junction-ambient, dvs varmeafgivelsen fra siliciumet til omgivelserne. Her er θ_{ja} beskrevet ved sammenhængen i (8.14):

$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa} \quad [^\circ\text{C}/\text{W}] \quad (8.14)$$

I databladet for de anvendte transistorer er θ_{jc} fundet som hældningen af T_C - P_C -kurven og angivet til $\frac{125}{36} = 3,47^\circ\text{C}/\text{W}$. For det anvendte køleplaster (MICA fra Komponenten) er θ_{cs} angivet til $3^\circ\text{C}/\text{W}$. Kølepladens data er ligeledes aflæst i databladet for 5 cm køleplade, hvilket vurderes tilstrækkeligt. Denne er fundet til $\theta_{sa} = 6^\circ\text{C}/\text{W}$. Herefter kan θ_{ja} findes:

$$\theta_{ja} = 3,47^\circ\text{C}/\text{W} + 3^\circ\text{C}/\text{W} + 6^\circ\text{C}/\text{W} = 12,47 \quad [^\circ\text{C}/\text{W}] \quad (8.15)$$

Da alle størrelser i 8.13 nu kendes kan størrelsen af R_E bestemmes

$$R_E \geq \frac{2 \text{ mV/C}^\circ \cdot 19 \text{ V} \cdot 12,47 \text{ C}^\circ/\text{W} - \frac{26 \text{ mV}}{1,875 \text{ A}}}{1 - 2 \cdot 1,875 \text{ A} \cdot -2 \text{ mV/C}^\circ \cdot 12,47 \text{ C}^\circ/\text{W}} \approx 0,4 \quad [\Omega] \quad (8.16)$$

Det ses altså af (8.16) at R_E minimum skal have størrelsen $0,4 \Omega$ for at der er termisk stabilitet og den vælges derfor til denne værdi da der ikke ønskes for meget effekt afsat i den.

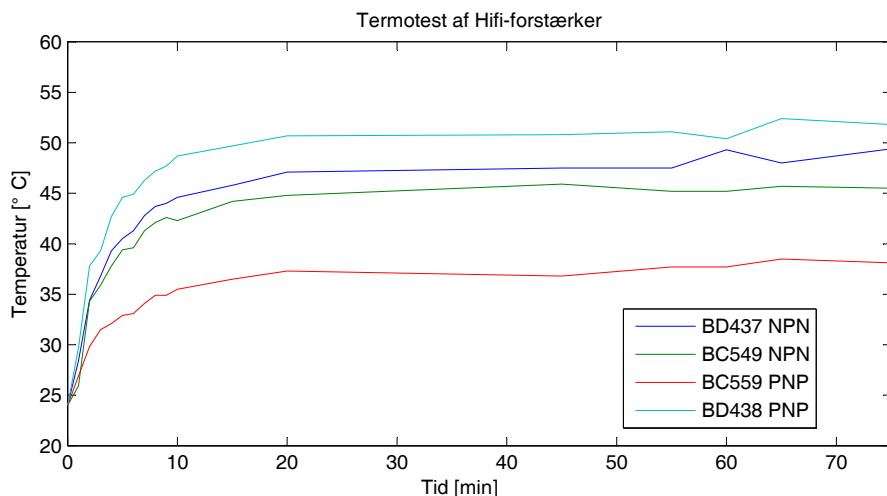
Den beregnede maksimale temperatur i siliciumet t_{junction} , kan herefter udregnes for at verificere om udgangstransistorerne kan holde til den varme der kan opstå i dem. Da den maksimale spænding der kan opnås fra den store spændingsforsyning kan være op til ca 24 V , er den maksimale udgangseffekt givet ved $P_{\text{max,load}} = \frac{V_{CC,\text{max}}^2}{2R_L} = \frac{(24 \text{ V})^2}{2 \cdot 8 \Omega} = 36 \text{ W}$. Den maksimale effekt afsat i udgangstransistorerne, er herefter bestemt ved:

$$P_{\text{transistor,max}} = 0,4 \cdot P_{\text{max}} = 0,4 \cdot 36 \text{ W} = 14,4 \quad [\text{W}] \quad (8.17)$$

Heraf bestemmes den maksimale temperatur i siliciumet t_j , når det antages at den omgivende temperatur t_a ikke overstiger 35 C° :

$$t_j = P_{\text{transistor,max}} \cdot \theta_{ja} + t_a = 14,4 \text{ W} \cdot 12,47 \text{ C}^\circ/\text{W} + 35 \text{ C}^\circ = 214,6 \quad [\text{C}^\circ] \quad (8.18)$$

Da databladet oplyser at de anvendte transistorer maksimalt kan holde til en temperatur i siliciumet på 150 C° , anvendes 10 cm køleblade i stedet for de 5 cm , hvilket vurderes tilstrækkeligt. På Fig. 8.2.2 ses hvordan temperaturen på kølepladerne ændrer sig over tid. Det ses at temperaturen over tid lægger sig på et nogenlunde stabilt niveau. Disse målinger er nærmere beskrevet i bilag J.



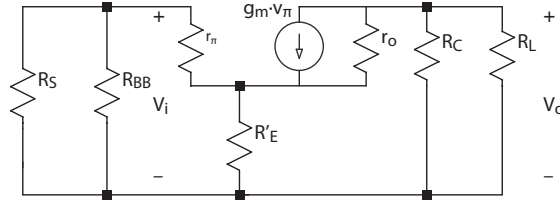
Figur 8.4: Figuren viser hvordan temperaturen på kølepladerne ændre sig over tid når der afsættes 10 W i belastningsmodstanden.

8.3 Spændingsforstærkertrin

En del af spændingsforstærkningen i effektforstærkeren sker i spændingsforstærkertrinnet. Trinnet er en common emitter med uafkoblet emittermodstand kaldet $CE - R_E$, og her er fordelen at forstærkningen er givet som et forhold mellem modstande. Forstærkningen er således direkte

afhængig af den impedans collectorbenet og emitterbenet ser. Der opstilles en hybrid- π model på Fig. 8.5 og forstærkningen kan udtrykkes som:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \quad [gg] \quad (8.19)$$



Figur 8.5: Hybrid- π model for spændingsforstærker.

Af hybrid- π modellen på Fig. 8.5 fås at R'_E er hele impedansen ifht emitterbenet. Herudover udtrykkes $R'_L = R_L || R_C$. Hvis det antages at $r_o \gg R'_L$ og at den anvendte transistors $\beta \gg 1$ kan det med god tilnærmelse siges, at $I_C \approx I_E$ og herved $I_C = I_E = g_m \cdot v_\pi$. Det betyder at et udtryk for V_o kan opstilles:

$$V_o = -g_m \cdot v_\pi \cdot R'_L \quad [\Omega] \quad (8.20)$$

Ligeledes kan et udtryk for V_i opstilles

$$V_i = v_\pi + g_m \cdot v_\pi \cdot R'_E \quad [V] \quad (8.21)$$

Ligning (8.20) og (8.21) indsættes i (8.19) og alle led divideres med $g_m \cdot v_\pi$ og herved fås trinnets forstærkning:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m \cdot v_\pi \cdot R'_L}{v_\pi + g_m \cdot v_\pi \cdot R'_E} = \frac{-R'_L}{\frac{1}{g_m} + R'_E} \quad [\cdot] \quad (8.22)$$

Antages $R'_E \gg \frac{1}{g_m}$ kan udtrykket (8.22) med god tilnærmelse reduceres til:

$$A_V = -\frac{R'_L}{R'_E} \quad [\cdot] \quad (8.23)$$

Af denne tilnærmelse ses, at R'_L ønskes så stor som muligt, og R'_E så lille som mulig for at for at opnå en stor råforstærkning, hvilket er favorabelt. Det ses også af fortegnet i (8.23) at der er tale om en inverterende forstærkning. Da R'_L er indgangsimpedansen til strømforstærkertrinnet, beregnes værdien af denne for at kunne fastlægge råforstærkningen i spændingsforstærkertrinnet.

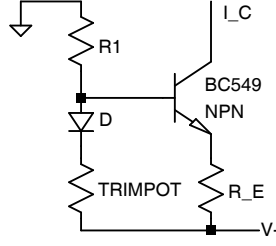
8.3.1 Bestemmelse af råforstærkning

Da råforstærkningen i spændingsforstærkertrinnet er afhængig af indgangsimpedansen i strømforstærkertrinnet, opsættes derfor et udtryk for denne impedans i ligning (8.24):

$$R'_L = Z_{o\text{Strømgenerator}} || Z_{in\text{Darlington}} \quad [\Omega] \quad (8.24)$$

Udgangsimpedansen af strømgeneratoren $Z_{o\text{Strømgenerator}}$ er givet i (8.25)

$$Z_o \approx r_o \cdot \frac{V_{RE}}{V_T} \quad [\Omega] \quad (8.25)$$



Figur 8.6: Diagram over anvendt strømgenerator.

og her er

$$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C} \quad [\Omega] \quad (8.26)$$

hvor V_A er Early-spændingen fundet grafisk ved hældninger af I_C - V_{CE} -kurven og anslået til 100 V. I_C er den ønskede strøm fra strømgeneratoren, og er valgt til 1 mA. Hermed kan r_o bestemmes:

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{100 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 100000 \quad [\Omega] \quad (8.27)$$

Det vurderes at R_E i strømgeneratoren kan vælges til 500Ω og spændingsfaldet over den vil heraf være $V_{RE} = 500 \Omega \cdot 1 \text{ mA} = 0.5 \text{ V}$. Den samlede impedans fra strømgeneratoren kan nu findes:

$$Z_o \approx r_o \cdot \frac{V_{RE}}{V_T} = 100000 \Omega \cdot \frac{0,5 \text{ V}}{26 \text{ mV}} \approx 1,9 \quad [\text{M}\Omega] \quad (8.28)$$

For nærmere gennemgang af strømgeneratoren, se bilag K.1.2. Indgangsimpedansen af Darling-tontrinnet er fundet til:

$$Z_{in} = r_{\pi 1} + r_{\pi 2} \cdot \beta_1 + R'_{L\text{Darlington}} \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 \quad [\Omega] \quad (8.29)$$

hvor $r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m}$ og $g_m = \frac{I_C}{V_T}$. Det skal bemærkes at $R'_{L\text{Darlington}}$ her er belastningsmodstand og emittermodstand i henhold til Darlingtonkoblingen, og ikke at forveksle med R'_L i ligning (8.23). Først bestemmes g_{m1} og g_{m2} for den maksimale strøm i udgangstransistorerne:

$$g_{m1} = \frac{I_{C1}}{V_T} = \frac{1,875 \text{ A}}{26 \text{ mV}} \approx 0,962 \quad [\text{S}] \quad (8.30)$$

$$g_{m2} = \frac{I_{C2}}{V_T} = \frac{1,875 \text{ A}}{26 \text{ mV}} \approx 72,12 \quad [\text{S}] \quad (8.31)$$

Herefter kan $r_{\pi 1}$ og $r_{\pi 2}$ findes

$$r_{\pi 1} = \frac{\beta_1}{g_{m1}} = \frac{440}{0,962} \approx 457 \quad [\Omega] \quad (8.32)$$

$$r_{\pi 2} = \frac{\beta_2}{g_{m2}} = \frac{75}{72,115} \approx 1 \quad [\Omega] \quad (8.33)$$

Heraf kan den samlede indgangsimpedans af Darlingtontrinnet findes ved at indsætte de fundne r_{π} -størrelser fra ligning (8.32) og (8.33) i ligning (8.29). Med $R'_L = R_E + R_L = 0,4 \Omega + 8 \Omega = 8,4 \Omega$ bliver indgangsimpedansen:

$$Z_{in} = r_{\pi 1} + r_{\pi 2} \cdot \beta_1 + R'_{L\text{Darlington}} \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 = (457 + 1 \cdot 440 + 8,4 \cdot 440 \cdot 75) \Omega = 278097 \quad [\Omega] \quad (8.34)$$

Hermed er den samlede indgangsimpedans til strømforstærkertrinnet givet ved:

$$R'_L = Z_{o\text{Strømgenerator}} || Z_{in\text{Darlington}} = 1,9 \text{ M}\Omega || 278097 \Omega = 242962 \quad [\Omega] \quad (8.35)$$

Emittermodstanden R_E vælges til 500Ω da der ønskes en vis termisk tilbagekobling. Dog vælges den ikke større, da det vil reducere råforstærkningen i trinnet. Hermed kan den samlede råforstærkning findes ved at indsætte disse værdier i ligning (8.23):

$$A_V = -\frac{R'_L}{R'_E} = -\frac{242962 \Omega}{500 \Omega} \approx -456 \quad [\text{gg}] \quad (8.36)$$

Det ses igen at der er tale om en inverterende forstærkning.

8.4 Differensforstærker

Som indgang i effektforstærkeren anvendes et differenstrin da det er bevendt i tilbagekoblingen. Herudover er der mulighed for en forstærkning, hvilket bidrager til den samlede råforstærkning. Der ønskes ydermere en høj indgangsimpedans, og derfor ses nærmere på disse størrelser i følgende afsnit. Først fastlægges størrelsen af collectermodstanden dog. Her må V_{RC} i differenstrinnet, være det samme som spændingsfaldet over emittermodstanden i spændingsforstærkeren, plus et base-emitter-spændingsfald:

$$V_{RC} = I_{C\text{spændingsforstærker}} \cdot R_E + V_{BE} = 1 \text{ mA} \cdot 500 \Omega + 0,6 \text{ V} = 1,1 \quad [\text{V}] \quad (8.37)$$

Strømgeneratoren i trinnet vælges til 2 mA , hvilket vurderes tilstrækkeligt, og der vil hermed løbe 1 mA i hver transistor. Herefter kan størrelsen af R_C bestemmes:

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_{C\text{Difftrin}}} = \frac{1,1 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 1100 \quad [\Omega] \quad (8.38)$$

8.4.1 Spændingsforstærkning

For at fastslå spændingsforstærkningen i differenstrinnet, opstilles en hybrid- π -model som ses på Fig. 8.5. Spændingsforstærkningen A_V vil være givet ved (8.39)

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \quad [\text{gg}] \quad (8.39)$$

Ud fra hybrid- π modellen på figuren vil et udtryk for V_o vil være givet ved

$$V_o = -g_m \cdot v_\pi \cdot (r_o || R_C) || Z_{i\text{spændingsforstærker}} \quad [\text{V}] \quad (8.40)$$

Udtrykket for indgangsimpedansen Z_i af spændingsforstærkeren, vil være givet ved ligning (8.41):

$$Z_{i\text{spændingsforstærker}} = r_{\pi\text{spændingsforstærker}} + (1 + \beta)R'_C \quad [\Omega] \quad (8.41)$$

Det ses også af modellen at $V_\pi = \frac{V_i}{2}$. Herefter fås udtrykket for spændingsforstærkningen af et differenstrin med ubalanceret udgang i ligning (8.42), da ligning (8.40) og $2V_\pi$ indsættes i (8.39):

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m \cdot V_\pi \cdot (r_o || R_C) || Z_{i\text{spændingsforstærker}}}{2V_\pi} = -\frac{1}{2} \cdot g_m \cdot (r_o || R_C) || Z_{i\text{spændingsforstærker}} \quad [\text{gg}] \quad (8.42)$$

Under antagelse af at $r_o \gg R_C$, og $Z_{i\text{spændingsforstærker}} \gg R_C$ reduceres ligning (8.42) til:

$$A_V = -\frac{1}{2} \cdot g_m \cdot R_C \quad [\text{gg}] \quad (8.43)$$

Herefter kan forstærkningen for differenstrinnet findes, da $g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 0,0625 \text{ S}$:

$$A_V = -\frac{1}{2} \cdot g_m \cdot R_C = -\frac{1}{2} \cdot 0,0625 \text{ S} \cdot 1100 \Omega = -34,38 \quad [gg] \quad (8.44)$$

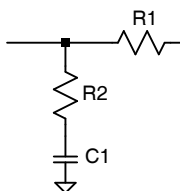
Det bemærkes også at der her er tale om en inverterende forstærkning, og den samlede råforstærkning i hele effektforstærkeren kan nu findes som produktet af forstærkningen i differensforstærkeren og spændingsforstærkeren:

$$A_{V_{samlet}} = -456 \cdot (-34,38) = 15677 \quad [gg] \quad (8.45)$$

Da tilbagekoblingen sker til differenstrinnet, bestemmes modstandsværdierne i tilbagekoblingsnetværket. Dette gøres ud fra tilbagekoblingsgraden fundet i ligning (8.7) i afsnit 8.1. Den første modstand i tilbagekoblingsnetværket skal tilsvare modstanden på indgangen af differenstrinnet fordi forspændingen på de to transistorer skal være ens. Disse vælges til 47 k Ω . Den anden modstand udregnes herefter:

$$\frac{47 \text{ k}\Omega}{21,4} \approx 2,2 \quad [\text{k}\Omega] \quad (8.46)$$

Da det ønskes at tilbagekoble AC og DC forskelligt, er det nødvendigt at indføre en kondensator i tilbagekoblingsnetværket, jf. Fig. 8.7. Der ønskes en DC tilbagekobling på 1 for ikke at forstærke



Figur 8.7: Diagram for tilbagekoblingsfilter.

DC-offset på udgangen. Vha kondensatoren kan impedansen i netværket ændres, og det ønskes at lægge en pol så hele det hørbare område blot bliver tilbagekoblet ved de to modstande. Derfor indføres nulpunktet en dekade før det hørbare område, startende ved 20 Hz. Derfor lægges et nulpunkt ved 2 Hz. Størrelsen af kondensatoren vil herefter være givet ved ligning (8.47):

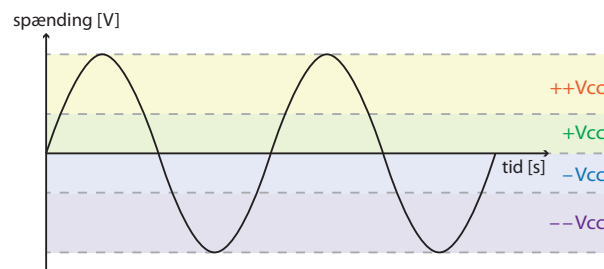
$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \text{ Hz} \cdot R_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \text{ Hz} \cdot 2,2 \text{ k}\Omega} = 36 \quad [\mu\text{F}] \quad (8.47)$$

8.5 Klasse G

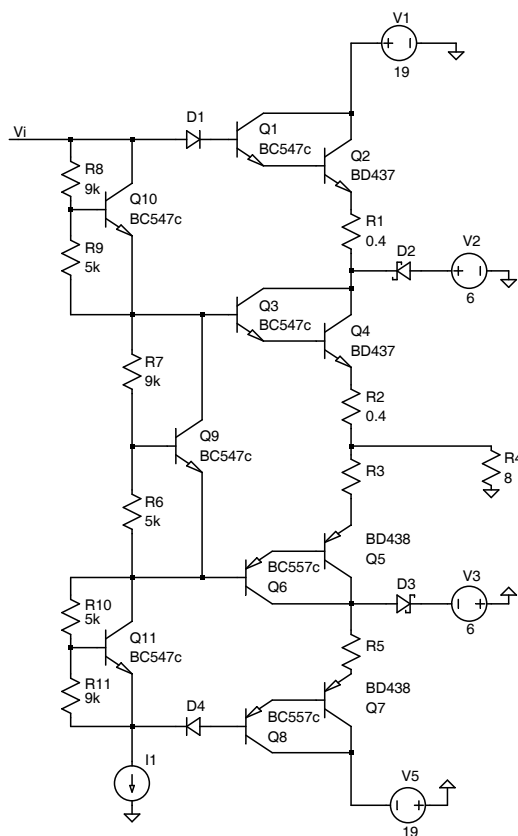
Klasse G-trinnet implementeres ved at indføre to ekstra Darlingtonkoblinger som vist på Fig. 8.5. Ved hjælp af en Schottkydiode skal det være muligt at skifte mellem høj og lav spændingsforsyning, se kapitel 9. De ekstra to Darlingtonkoblinger er valgt forspændt med en V_{BE} -multiplier. En mere simpel forspænding kunne have været valgt ved eksempelvis Zenerdioder, men V_{BE} -multiplieren giver mere fleksibilitet i justeringen af forspændingen. Valget af Schottkydioder er gjort, da de hurtigt kan skifte mellem de to forsyningsspændinger. Ydermere er der et forholdsvis lavt spændingsfald på 0,4 V når de leder.

Fordelen ved at implementere et klasse G-trin i stedet for at køre ren klasse AB er, at differensen mellem den anvendte forsyningsspændingen og den øjeblikkelige værdi af signalet vil reduceres. Af Fig. 8.5 fremgår det, hvordan signalet skifter mellem 6 V og 19 V forsyningsspænding. Dette vil medføre en højere nyttevirkning. Ulempen ved at skifte forsyning på denne måde er at der vil være risiko for cross-over-forvrængning på signalet.

Da der på de anvendte Schottkydioder er et spændingsfald på 0,4 V når de leder vil den lille



Figur 8.8: Her ses hvordan signalsvinget varierer mellem forsyningsspændingerne.

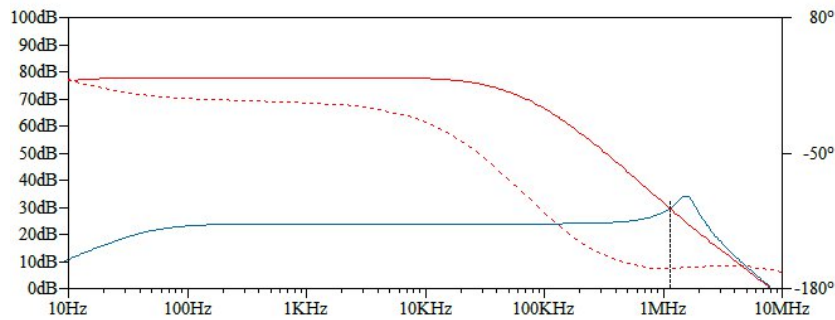


Figur 8.9: Diagram over udgangstrinnet med implementeret klasse G trin.

forsyningsspænding på 6 V være "on" så længe Schottkydioden påtrykkes en spænding på under 6 V—0,4 V = 5,6 V. Opnås en spænding større end 5,6 V, vil Schottkydioden lukke, og den store forsyningsspænding på 19 V vil gå "on". V_{BE} -multiplieren i henhold til klasse G-trinnet, skal sørge for at opretholde en forspænding på Darlingtontkoblingerne, der leder når den store forsyningsspænding går "on". V_{BE} -multiplier implementeres igen med en trimpot, da det hermed vil være muligt at justere forspændingen i praksis. Af Fig. 8.5 ses hvordan signalet varierer mellem høj og lav spændingsforsyning, i henholdsvis den positive og den negative halvperiode af et signal.

8.6 HF-respons og stabilitetsundersøgelse

For at undersøge stabilitet i det tilbagekoblede system er det nødvendigt at lave en højfrekvensanalyse. I en simulering undersøges amplituden af råforstærkningen, A , og lukketsøjfe-forstærkningen, $G = \frac{1}{\beta}$. Ved skæringen af disse to, er åbensøjfe-forstærkningen $A \cdot \beta = 0$ dB. Herefter undersøges fasedrejet af $A \cdot \beta$ ved frekvensen hvor skæringen af de to førstnævnte fremkommer. Er fasedrejet af $A \cdot \beta$ her over 180° , vil systemet være ustabil. Det skyldes at dette fasedrej på 180° er en invertering af signalet, og forstærkningen vil nu være summen af det tilbagekoblede signal og indgangssignalet, liggende mellem de to baser på differenstrinnet.



Figur 8.10: Bodeplot af af simulert frekvensrespons for A og $\frac{1}{\beta}$. Den røde kurve viser amplitudeplottet af A , den blå amplitudeplottet af $\frac{1}{\beta}$. Når råforstærkningen A når ned på $A \cdot \beta$'s forstærkningsniveau har A en forstærkning på 0 dB. Den stiplede kurve angiver faser af $\frac{1}{\beta}$.

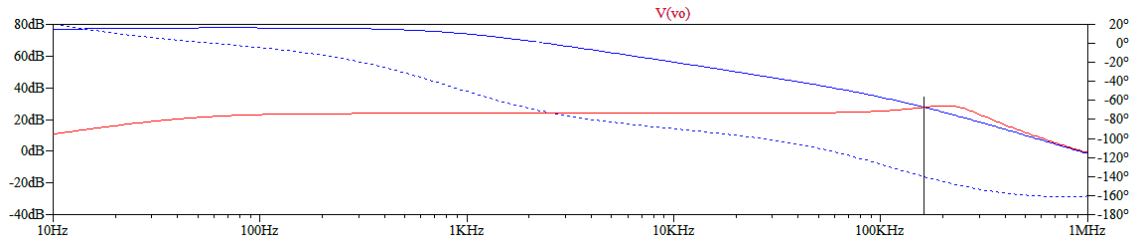
Det ses af Fig. 8.6, at faser er drejet over 180° når $A \cdot \beta = 0$ dB og derfor vil systemet være ustabil. Polerne skyldes transistorernes indre parasitkapaciteter.

For at opnå stabilitet kan den første pol flyttes til en lavere frekvens. Ved at indføre en ny dominerende pol, vil skæringen af amplitudeplottet for råforstærkningen, A , og lukketsøjfe-forstærkningen, $G = \frac{1}{\beta}$, ligge ved en lavere frekvens end tidligere. Ved denne frekvens er faser ikke drejet 180° . Der ønskes ydermere en fasemargin på 45° til de 180° , hvilket sætter et krav om et maksimalt fasedrej på 135° , ved $A \cdot \beta = 0$ dB, for at opnå stabilitet.

8.7 Simulering og test af samlet effektforstærker

Den samlede effektforstærker bliver simuleret vha. LT Spice. Der foretages simuleringer af indgang og udgang af effektforstærkeren i tidsdomænet, som det fremgår af Fig. 8.7. Det ses at det simulerede maksimale indgangssignal på 700 mV giver et udgangssignal på 15 V. Det maksimalt målte udgangssignal ses at være 13 V. Den maksimalt afsatte effekt, ved det målte udgangssignal på 13 V, i en 8Ω -belastning, kan herefter beregnes i ligning (8.48)

$$P_{\max} = \frac{\hat{V}}{2R_L} = \frac{13 \text{ V}}{2 \cdot 8 \Omega} = 10,56 \quad [\text{W}] \quad (8.48)$$



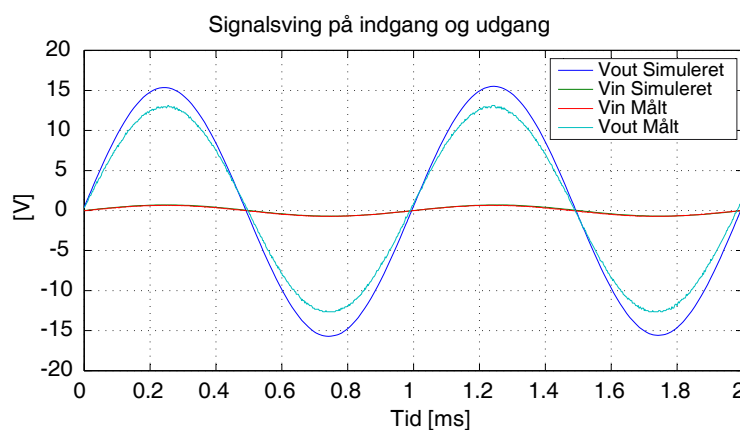
Figur 8.11: Af figuren fremgår det, at den nye pol gør at faser blot er drejet 165° ved skæringen af $\frac{1}{\beta}$. Det skal dog bemærkes at der mistes en del råforstærkning ved at flytte denne pol.

Heraf ses at der kan afsættes 10,56 W i en 8Ω -belastning, hvilket opfylder kravet fra kravspecifikationen om minimum 10 W. Det ses dog også, at der er et betragtelig tab fra de 19 V fra spændingsforsyningen ned til 13 V som er maksimalt udgangssignal. Var det muligt at benytte sig af hele spændingsforsyningen, ville det medføre en maksimal afsat effekt i belastningen givet ved:

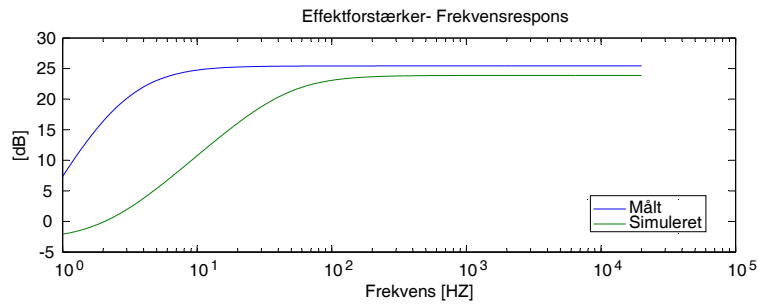
$$P_{\text{teoretisk,max}} = \frac{\hat{V}_{CC}^2}{2R_L} = \frac{19^2}{2 \cdot 8 \Omega} = 22,56 \quad [\text{W}] \quad (8.49)$$

Dette er dog ikke muligt, da der vil forekomme spændingstab over transistorerne.

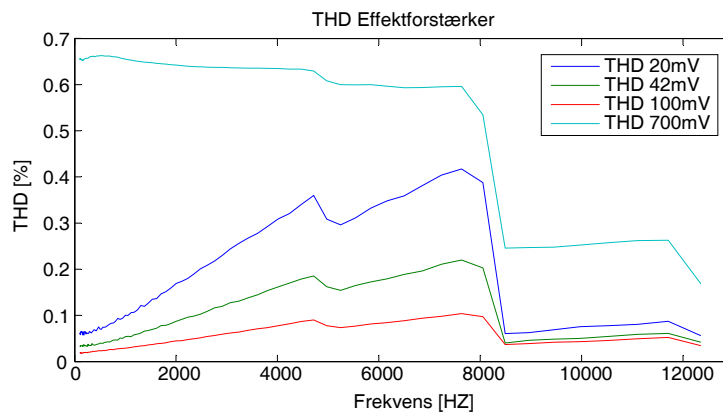
For at vurdere effektforstærkerens forstærkning igennem det hørbare område fra 20 Hz–20 kHz, laves amplitudeplot af det simulerede og målte frekvensrespons. I Fig. 8.7 ses dette Bodeplot for amplituden. Det fremgår at den simulerede amplitude ligger ca 2 dB under den målte. Af det målte frekvensrespons ses ydermere, at forstærkning igennem hele det hørbare område ligger på ca 25 dB, hvilket opfylder kravet om lineær forstærkning på minimum med en maksimal afvigelse på $\pm 1,5$ dB fra 20 Hz–20 kHz jf. kravspecifikationen.



Figur 8.12: Ind- og udgangssignal af hhv. simuleret og målt effektforstærker. Det ses at det målte udgangssignal er omkring 2 V mindre end det simulerede. Dette kan skyldes at der i simuleringen i LT Spice er tale om ideelle spændingsforsyninger, hvilket ikke findes i virkeligheden.

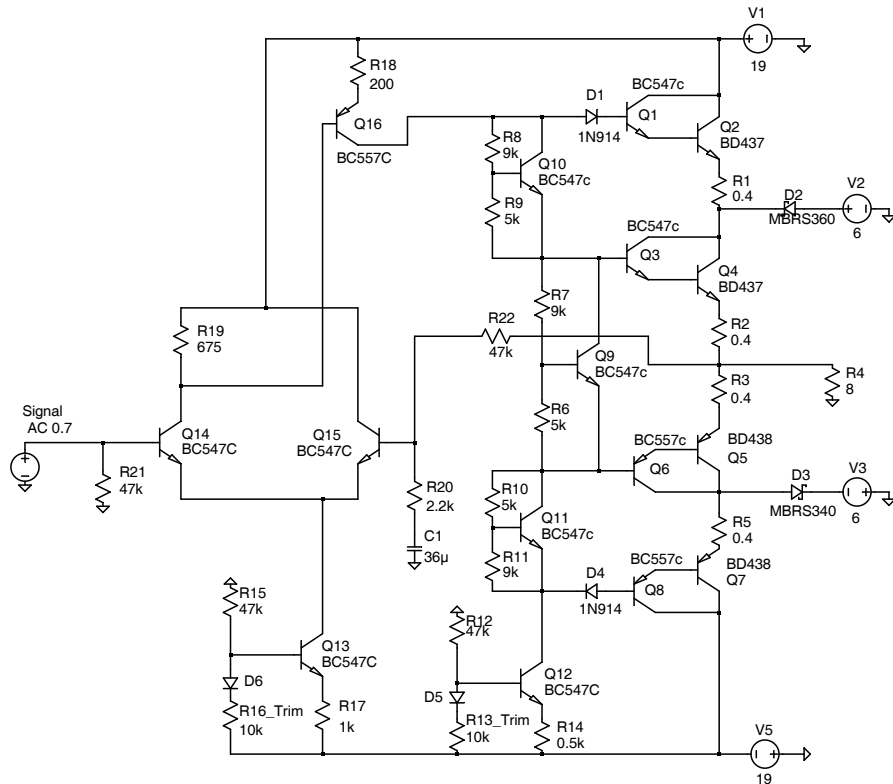


Figur 8.13: Bode plot af henholdsvis simuleret og målt frekvensrespons af effektforstærkeren.



Figur 8.14: THD for for den samlede effektforstærker

Den samlede THD for effektforstærkeren ses på Fig. 8.7. Det ses at effektforstærkeren overholder kravet om en THD på under 1 % jf kravspecifikationen. Det skal bemærkes at den målte THD falder omkring 8 kHz, ved alle udstyringer, hvilket ikke har været muligt at finde en forklaring på. Teoretisk set burde THD stige med frekvensen, da råforstærkningen falder når frekvensen øges.



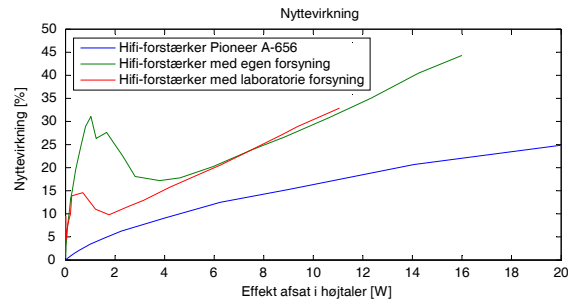
Figur 8.15: Diagram over den samlede effektforstærker, med implementeret klasse G-trin.

8.8 Nyttevirkningen

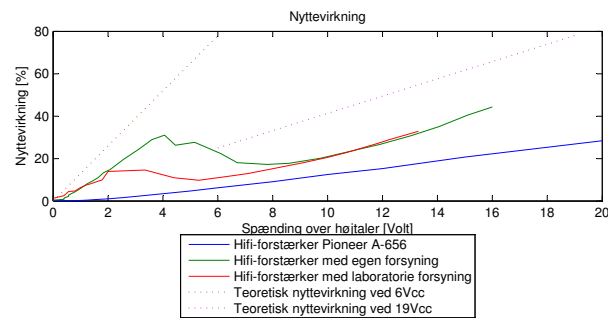
Ifølge kravspecifikationen skal effektforstærkeren opnå en højere nyttevirkning end den Pioneer A-565 klasse AB-forstærker, der er målt på i bilag B. Af grafen på Fig. 8.8 fremgår de to forstærkeres nyttevirkning som funktion af effekt afsat i en 8Ω -modstand. Af graf 8.8 fremgår nyttevirkningen som funktion af spænding over modstanden. I graf 8.8 er ligeledes afbilledet de teoretiske nyttevirkninger for de to forsyningsspændinger der er givet ved:

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 0,78 \quad [\%] \quad (8.50)$$

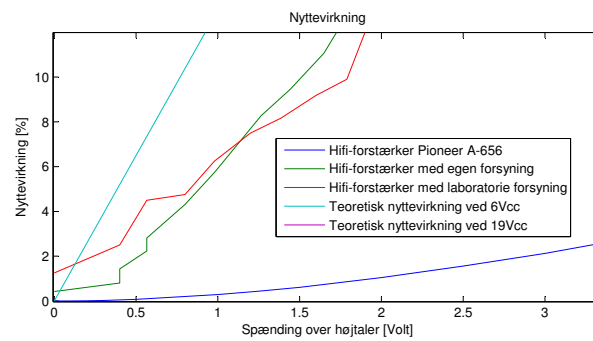
Af grafen 8.8 ses at nyttevirkningen for den fremstillede forstærker holder sig over hi-fiforstærkeren Pioneer A-565. Det skal dog bemærkes at Pioneer A-565 klasse AB-forstærker, har et målt tomgangseffektforbrug på ca 45 W imod den fremstillede effektforstærkers tomgangseffektforbrug på 7,2 W. Dette vil naturligvis medføre en langt lavere nyttevirkning for Pioneer A-565, og det er derfor ikke helt reelt at sammenligne nyttevirkningen for de to, uden at have tomgangseffektforbruget in mente.



Figur 8.16: Graf over nyttevirksomheden i forhold til den afsatte effekt i højttaleren, af henholdsvis den målte hi-fiforstærker Pioneer A-565, og den fremstillede forstærker.



Figur 8.17: Graf over nyttevirksomheden som funktion af spændingen over belastningen af hi-fiforstærker Pioneer A-565, og den fremstillede forstærker. Ligeledes er de teoretiske nyttevirksomheder for de to forsyningsspændinger afbilledet med stiplede linjer



Figur 8.18: Graf over nyttevirksomheden med fokus på lave spændingsniveauer, hvor lytteniveauet vil være.

Design af spændingsforsyning

Da det ønskes at implementere et klasse G effekttrin i hi-fiforstærkeren, skal der konstrueres to DC spændingsforsyninger, således at der er mulighed for at skifte mellem en høj og lav spændingsforsyning. Princippet i begge spændingsforsyninger er ens.

Hver spændingsforsyning skal bestå af en transformator, der kan regulere spændingen V_p , der kobles på en primærspole med N_p viklinger, ned til V_s på en sekundærspole med N_s viklinger, således at

$$V_s = V_p \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad [V_{\text{RMS}}] \quad (9.1)$$

Der er to transformatorer tilgængelige i laboratoriet. Dimensioneringen af disse transformatorer er gjort ud fra den betragtning, at en højeste spændingsforsyning ikke må kunne levere en højere spænding til kredsløbet end den tilladte, på 24 V_{DC}, for universitetets studerende. Den laveste forsyning er dimensioneret således, at den ligger væsentligt under den høje, og dækker behovet ved almindeligt lytteniveau. Transformatorerne er dimensioneret således at elnettets 230 V_{RMS} transformeres ned til

Forsyning	V _{RMS}	I _{RMS}	$\hat{V}$
V _{s±høj}	18 V	1,3 A	25,5 V
V _{s±lav}	6 V	1,0 A	8,5 V

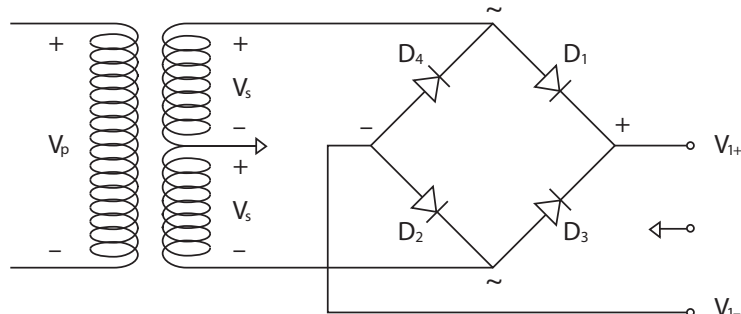
Tabel 9.1: RMS-værdierne er de opgivne for transformatorerne, hvor strømmen er det maksimale ved den angivne spænding. Peakspændingerne er den maksimale værdi den samlede spændingsforsyning kan nå op på, ikke fratrasket spændingsfald i ensretterkredsløbet.

9.1 Ensretning af spændingssignalet

Hver transformator skal efterfølges af en ensretning af signalet, da det stadig er et ac-signal, med samme frekvens som elnettet $f = 50$ Hz. For at få mest muligt ud af signalet, dobbeltensrettes det. Dette kan opnås med en fuldbølgeensretter, der fungerer som to halvbølgeensrettere, så den har to sekundærspoler og udtag midt mellem dem. Alternativt kan ensretning opnås med en diodebro-ensretter, der med en sammenbygning af den positive og negative forsyning kan udnytte begge halvbølger af signalet fra begge spoler. Da sidstnævnte har fordelene med mindst PIV (peak

inverse voltage), som har betydning for hvor robuste ensretterdioderne skal være, og får udbytte af hele signalet fra V_s i modsætning til det halve, vælges diodebro-ensretteren.

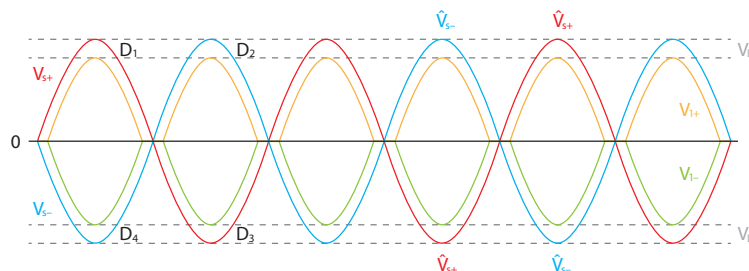
Transformatoren kan forsyne både den positive og negative spændingsforsyning ved at indsætte to sekundærspoler, hvor der ligger 18 hhv. 6 V_{RMS} over hver af disse. V_{s+} har udtag i den positive ende af spolen, V_{s-} har udtag i den negative ende, og de har fælles stel i midten.



Figur 9.1: Transformator koblet til diodebro. Ved $V_{1\pm}$ er signalet dobbeltensrettet.

Det betyder at V_{s+} er i fase med V_p , mens V_{s-} er i modfase. Det betyder, at når V_p er positiv, vil V_{s+} også være positiv, og D_1 vil lede, således at der opstår en positiv spænding på V_{1+} . Samtidig vil udtaget til V_{s-} være negativ og D_2 vil lede, således at der opstår en negativ spænding på V_{1-} .

I næste halvperiode hvor V_p er negativ, vil V_{s+} også være negativ, og D_4 vil lede, således at der opstår en negativ spænding på V_{1-} . Samtidig vil udtaget til V_{s-} være positiv, og D_3 vil lede, således at der opstår en positiv spænding på V_{1+} .



Figur 9.2: Signalet V_{s+} og V_{s-} før ensretning, og V_{1+} og V_{1-} efter ensretning gennem diodebro.

Således skiftes V_{s+} og V_{s-} til at forsyne V_{1+} , og i de modsatte halvperioder forsyner hver af de to $V_{s\pm}$ så V_{1-} . På denne måde er den positive og negative spændingsforsyning bygget vha. én fælles diodebro, og udnytter på denne måde signalet maksimalt. Dette giver et spændingsfald på kun $1V_D$ i forhold til $\hat{V}_{s\pm}$.

Der findes færdigsamlede brokoblinger, der kan vælges efter den reverse spænding og forward strøm den skal kunne levere. Det vælges at benytte en KBU4D, som kan tåle en kontinuert strøm på 4 A, og en kontinuert spænding på op til 1000 V. Jvf. databladet for KBU4D har denne et maksimalt diodespændingsfald på 1 V, og det giver en $\hat{V}_{1\pm}$ på:

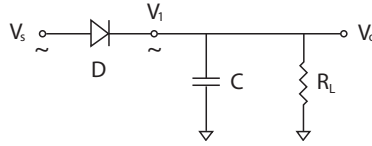
$$\hat{V}_{1\pm\text{høj}} = \hat{V}_{s\pm\text{høj}} - V_D = 25,5 \text{ V} - 1 \text{ V} = 24,5 \quad [\text{V}] \quad (9.2)$$

$$\hat{V}_{1\pm\text{lav}} = \hat{V}_{s\pm\text{lav}} - V_D = 8,5 \text{ V} - 1 \text{ V} = 7,5 \quad [\text{V}] \quad (9.3)$$

Efter ensretning er signalet således et diodespændingsfald lavere end V_s , og dobbeltensretningen bevirker desuden at frekvensen er fordoblet til $2f$, og dermed er periodetiden halveret. Spændingen svinger nu mellem 0 og $\hat{V}_1$, som det ses på Fig. 9.2.

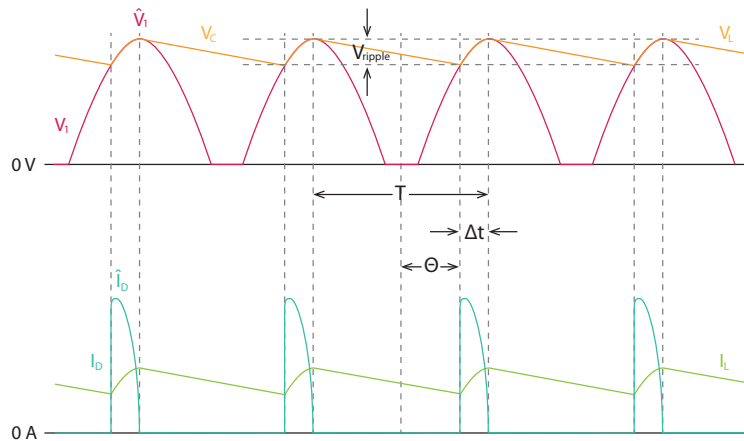
9.2 Udglatning af spændingen med et filter

Herefter ønskes det at udglatte ac-signalet efter ensretningen, for at få det så tæt på DC som muligt. Dette gøres med en filterkondensator.



Figur 9.3: Efter diodebroen sættes en kondensator i parallel med belastningen.

Den fungerer sådan, at når V_1 vokser mod $\hat{V}_1$, vil en af dioderne fra brokoblingen lede, og kondensatoren C oplades, og $V_L = V_1$. Til det tidspunkt hvor V_1 når $\hat{V}_1$ begynder V_1 at falde, D stopper med at lede og $V_L > V_1$. Nu vil C begynde at aflade over den tilsluttede belastning, og $V_L = V_C$ indtil $V_{C\min}$ hvor $V_L = V_1$ igen, og fortsætter med at følges indtil værdien $\hat{V}_1$ antages, og V_1 igen begynder at falde.



Figur 9.4: Signalet V_1 før udglatning af kondensator, og V_L efter.

Periodetiden $T = \frac{1}{2f} = \frac{1}{2 \cdot 50 \text{ Hz}} = 10 \text{ ms}$. Kondensatorstørrelsen C skal vælges således at $CR_L \gg T$ for at variationen i signalet $\Delta V = V_{\text{ripple}} = \hat{V}_1 - V_{C\min}$ skal være så lille som mulig. Der opnås ren DC når $V_{\text{ripple}} = 0$. Dette er i praksis ikke muligt, men jo større C er, des mindre bliver V_{ripple} .

Den strøm spændingsforsyningen maksimalt kan levere, er begrænset af den transformator der anvendes til at nedtransformere spændingen fra elnettet. Disse er givet som $I_{s \text{ høj}} = 1,3 \text{ A}_{\text{RMS}}$ og $I_{s \text{ lav}} = 1,0 \text{ A}_{\text{RMS}}$ jvf tabel 9.1.

Den samlede strøm der løber gennem belastningen, I_L , over hele periodetiden T , skal løbe gennem dioden indenfor dens ledetid, Δt , og den nedre grænse for Δt defineres således af den peakstrøm transformatorne kan levere.

Hvis den maksimale ripple der må forekomme er $x \text{ [dB]}$, kan V_{ripple} udtrykkes som $V_{\text{ripple}} = \hat{V}_1 - \hat{V}_1 \cdot 10^{\frac{-x}{20}} = \hat{V}_1 \cdot (1 - 10^{\frac{-x}{20}})$. På Fig. 9.4 ses, at periodetiden T kan inddeles i 180° , hvoraf kondensatorens afladetid udgør $T - \Delta t$ svarende til $90^\circ + \Theta$. Størrelsen af signalet Θ° efter 0 V, er $\hat{V}_1 - V_{\text{ripple}}$.

Som det let ses på enhedscirklen, vil sinus til vinkel Θ give funktionsværdien aflæst på y-aksen, svarende til forholdet mellem funktionsværdien og den maksimale værdi i 90° på Fig. 9.4. Tages

sinus til vinklen Θ fås altså forholdet mellem den mindste værdi V_L antager, $\hat{V}_1 - V_{\text{ripple}}$, og den største værdi, $\hat{V}_1$. Forholdet er udtrykt som:

$$\sin(\Theta) = \frac{V_{\min}}{V_{\max}} = \frac{\hat{V}_1 - V_{\text{ripple}}}{\hat{V}_1} = 1 - \frac{V_{\text{ripple}}}{\hat{V}_1} = 1 - (1 - 10^{\frac{-x}{20}}) = 10^{\frac{-x}{20}} \quad (9.4)$$

Omvendt fås vinklen Θ som:

$$\Theta = \sin^{-1} \left(1 - \frac{V_{\text{ripple}}}{\hat{V}_1} \right) = \sin^{-1} \left(10^{\frac{-x}{20}} \right) \quad (9.5)$$

På samme måde kan forholdet mellem hele perioden på 180° og den andel af periodetiden hvor kondensatoren aflader, findes som:

$$\angle t = \angle(T - \Delta t) = \frac{90^\circ + \Theta^\circ}{180^\circ} = \frac{90^\circ + \sin^{-1} \left(1 - \frac{V_{\text{ripple}}}{\hat{V}_1} \right)}{180^\circ} = \frac{90^\circ + \sin^{-1}(10^{\frac{-x}{20}})}{180^\circ} \quad (9.6)$$

Vinklen af den resterende del af periodetiden, Δt , må da være givet som:

$$\angle(\Delta t) = 1 - \frac{90^\circ + \Theta^\circ}{180^\circ} = \frac{90^\circ - \Theta^\circ}{180^\circ} = \frac{90^\circ - \sin^{-1} \left(1 - \frac{V_{\text{ripple}}}{\hat{V}_1} \right)}{180^\circ} = \frac{90^\circ - \sin^{-1}(10^{\frac{-x}{20}})}{180^\circ} \quad (9.7)$$

og tidsrummet Δt kan udtrykkes vha. periodetiden T som:

$$\Delta t = T \cdot \frac{90^\circ - \sin^{-1} \left(1 - \frac{V_{\text{ripple}}}{\hat{V}_1} \right)}{180^\circ} = T \cdot \frac{90^\circ - \sin^{-1}(10^{\frac{-x}{20}})}{180^\circ} \quad (9.8)$$

Når $V(0)$ defineres som spændingen på kondensatoren ved en periodes start, således at $V(0) = \hat{V}_1$ er det tidspunkt hvor kondensatoren begynder at aflade, og $V(\infty) = 0$ er størrelsen af spændingen på kondensatoren efter uendelig lang afladetid, og $V(t)$ repræsenterer spændingen i $\angle t$, altså $V(t) = \hat{V}_1 - V_{\text{ripple}} = \hat{V}_1 - \hat{V}_1 \cdot (1 - 10^{\frac{-x}{20}}) = \hat{V}_1 \cdot 10^{\frac{-x}{20}}$, kan spændingen over kondensatoren beregnes som:

$$V(t) = V(\infty) + [V(0) - V(\infty)]e^{\frac{-t}{\tau}} \quad (9.9)$$

hvor τ er kondensatorens fulde afladetid når den kun oplades én gang $\tau = CR_L \gg T$, og t er den del af periodetiden i dette kredsløb, hvor kondensatoren aflader $t = T - \Delta t$. Størrelsen af kondensatoren kan ud fra 9.9 beregnes med den ønskede ripple angivet som x dB:

$$\hat{V}_1 \cdot 10^{\frac{-x}{20}} = 0 + (\hat{V}_1 - 0)e^{\frac{-t}{CR_L}} \quad [V] \quad (9.10)$$

$$10^{\frac{-x}{20}} = e^{\frac{-t}{CR_L}} \quad [\cdot] \quad (9.11)$$

$$\ln \left(10^{\frac{-x}{20}} \right) = \frac{-t}{CR_L} \quad \left[\frac{1}{s} \right] \quad (9.12)$$

$$C = \frac{-t}{R_L \cdot \ln \left(10^{\frac{-x}{20}} \right)} = \frac{-T \cdot \left[90^\circ + \sin^{-1} \left(10^{\frac{-x}{20}} \right) \right]}{R_L \cdot \ln \left(10^{\frac{-x}{20}} \right) \cdot 180^\circ} \quad [F] \quad (9.13)$$

Jvf. kravspecifikationen ønskes en ripple på maksimalt $x = 2$ dB, og da belastningsmodstanden er højttaleren, er $R_L = 8 \Omega$. Størrelsen af kondensatoren C kan nu beregnes som:

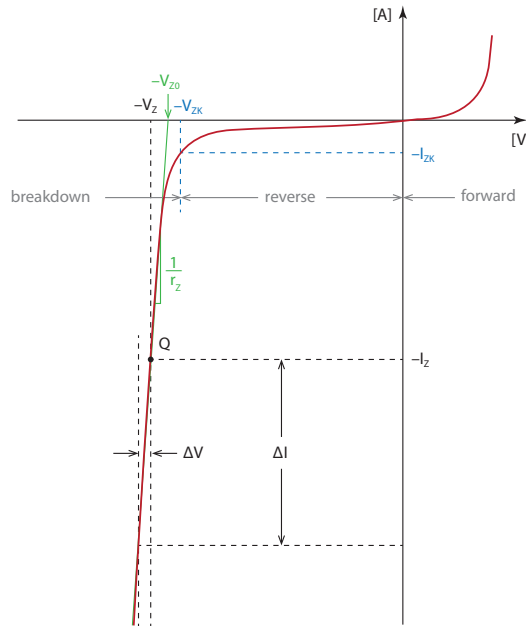
$$C = \frac{-10 \text{ ms} \left[90^\circ + \sin^{-1} \left(10^{\frac{-2}{20}} \right) \right]}{8 \Omega \cdot \ln \left(10^{\frac{-2}{20}} \right) \cdot 180^\circ} = 4300 \quad [\mu F] \quad (9.14)$$

Der vælges en tilgængelig kondensator på $4700 \mu F$, rated til 40 V. Målinger ved konstant strømtræk fra forsyningen viser, at peakstrømmen kan blive for høj for trafoen. Dette vil dog i meget mindre grad være et problem når et musiksignal definerer hvornår der trækkes fra forsyningen, da hver side af forsyningen kun leder halvdelen af signalets periodetid. Samtidig vil signalets RMS-værdi ligge $\sqrt{2}$ gange under peakspændingen. Da det er peakspændingen der er defineret som træk af maksimal spænding fra forsyningen, vil trafoerne således ikke skulle levere så stor en peakstrøm for at kunne forsyne belastningen, jvf Fig. 9.4.

9.3 Yderligere udglatning af spændingssignalet

En V_{ripple} på ≤ 2 dB kan jvf. kravspecifikationen, tolereres i forsyningen til effektforstærkeren, da den arbejder med forholdsvis store signaler, men ikke i forforstærkeren, da den arbejder med væsentlig mindre signaler.

For at udglatte signalet helt og eliminere V_{ripple} , indsættes derfor en spændingsregulator, der ved varierende I_L kan levere en fast DC-spænding. En sådan kan implementeres i form af en zenerdiode, der sættes i parallel med belastningen – en såkaldt shuntregulator. En zenerdiode er konstrueret således, at den opererer i breakdownområdet: $V_Z > V_{ZK}$ og $I_Z > I_{ZK}$. Her opfører v-i-karakteristikken sig som en ret linie med hældningen $\frac{1}{r_Z}$, hvor r_Z er diodens dynamiske modstand i punktet Q. Jo mindre r_Z er, des mindre variation ΔV_Z bliver der ved en variation ΔI_Z .



Figur 9.5: Karakteristik af en zenerdiode. En zenerdiode anvendes i breakdownområdet.

Alternativt kan en spændingsregulator også implementeres i form af en IC, som eksempelvis LM78 eller LM117. Disse kredsløb indeholder også zenerdioder, og er både mere effektive og mere fleksible end shuntregulatoren. En spændingsregulator-IC sættes i serie med det signal der skal udglattes, og kan vælges til at levere den ønskede spænding V_{supply} og maksimale strøm I_L .

9.4 Opbygning af spændingsforsyning

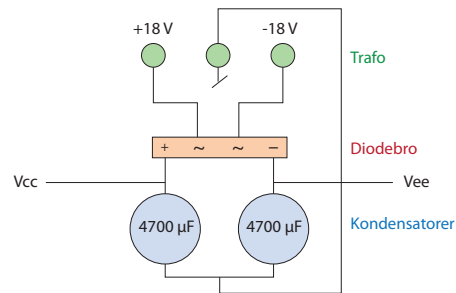
Spændingsforsyningen opbygges af universitetets nedtransformerede forsyninger på 18 V_{RMS} og 6 V_{RMS}, hvorefter en KBU4D diodebro i hver af forsyningerne ensretter signalerne til hhv. den positive og negative forsyning, som det ses på Fig. 9.2. Disse efterfølges i både den høje og lave forsyning af en kondensator i den negative og positive forsyningshalvdel, der udglatter signalet, jvf. Fig. 9.4, så den ønskede maksimale ripple på 2 dB ikke overskrides.

Den samlede effekt de to transformatorer maksimalt kan levere, bliver summen af de to $\pm$ spændingsforsyninger hvor $P = V_{\text{RMS}} \cdot I_{\text{RMS}}$ med begge forsyninger koblet til systemet:

$$P_{\text{høj max}} = V_{\text{s høj}} \cdot I_{\text{s høj max}} \cdot \text{antal} = 18 \text{ V} \cdot 1,3 \text{ A} \cdot 2 = 46,8 \quad [\text{W}] \quad (9.15)$$

$$P_{\text{lav max}} = V_{\text{s lav}} \cdot I_{\text{s lav max}} \cdot \text{antal} = 6 \text{ V} \cdot 1,0 \text{ A} \cdot 2 = 12 \quad [\text{W}] \quad (9.16)$$

$$P_{\text{total max}} = P_{\text{høj max}} + P_{\text{lav max}} = 58,8 \quad [\text{W}] \quad (9.17)$$



Figur 9.6: Opbygning af den høje $\pm$ forsyning. Den lave er opbygget på tilsvarende måde.

hvor antallet angiver at der både er en positiv og negativ forsyning i pågældende størrelse.

Den maksimale effekt der kan afsættes i højttalerne er bestemt af den høje spændingsforsyning som

$$P_{L\max} = \frac{V_{s\text{ høj}}^2}{R_L} = \frac{(18\text{ V})^2}{8\ \Omega} = 40,5 \quad [\text{W}] \quad (9.18)$$

Britt indsæt tail til dette afsnit please. :-)

Accepttest

For at verificere at den udviklede prototype fungerer, udføres en accepttest. Testens formål er, at kontrollere at kravspecifikationen, i kapitel 3, overholdes. Der ses bort fra de afgrænsede krav, som er beskrevet i kravspecifikationens afgrænsning. Testen er udført som en black box test for det overordnede system. Følgende krav skal deltestes:

Som beskrevet i udvikling og test, del II, er alle delsystemer testet enkeltvis under systemdesign. Følgende accepttest er udført med de udviklede spændingsforsyninger som forsyning til effektforstærker, mens en laboratorieforsyning er anvendt som 6 V forsyning til forforstærkeren grundet ripplespændingen på 2 dB i den udviklede 6 V forsyning.

Følgende krav skal testes i accepttesten:

1. Mulighed for tilkobling af højttaler, samt mulighed for tilslutning af signalkilderne CD, Line og Mikrofon. Dermed mulighed for valg af indgangssignal til tonekontrollen. Indgangssignalerne til tonekontrollen skal være de 4 udgange på forforstærkeren: Line, CD, CD/mikrofon og Mikrofon.
2. Justeringmulighed af samlet lydniveau fra -80dB til 0dB
3. Effektivt frekvensområde 20 Hz til 20 kHz med en afvigelse $\leq \pm 1,5$ dB
4. Justeringmulighed af lydniveau for dele af frekvensspektret $\geq \pm 12$ dB.
5. THD for samlet system $\leq 0,7$ %
6. Signal/støjforhold ≥ 86 dB
7. Der skal kunne afsættes 10 W i højttaleren i 10 minutter.

10.1 Test cases

De følgende tests skal afdække de ovenstående krav. Derfor opstilles følgende testcases.

1. En person anbringes foran effektforstærkeren og får til opgave at tilslutte en højttaler til denne. Herefter skal personen tilslutte lydkilderne Line, CD, og Mikrofon. Efterfølgende skal testpersonen tilslutte signalerne CD, Line, Mic og CD/mic enkeltvis fra udgangen af forforstærker til tonekontrol.
 - **Resultat: Bestået.** For 5 forskellige personer er det muligt at tilslutte en højttaler. Det er også muligt at tilslutte signalkilderne line, CD og mikrofon. Det er muligt for 5 personer at skifte mellem Line, CD, CD/mic og mikrofon ved brug af suprafex prøvekleps.

2. Systemet tilkobles NI-PCI 4461 frekvensanalysator, som sender 2,8V frekvenssweep signal ind på CD-indgangen med BNC stik. Udgangssignalet tages over højttaleren. Volumekontrollen skrues henholdsvis helt ned til udgangsspændingen $V_{\min}$ og forstærknignen måles over højttaleren. Derefter skrues volumenkontrollen helt op til udgangsspændingen $V_{\max}$ og forstærknignen måles over højttaleren. Dæmpningen udregnes som $20\log\frac{V_{\max}}{V_{\min}}$ for det effektive frekvensområde.
 - **Resultat: Delvist bestået.** Det ses ud fra Fig. E.7 at signalet er dæmpet mellem 60dB og 90dB varierende med frekvensen. Derfor må testen kun betragtes som delvist bestået da ikke hele frekvensområdet fra 20 Hz-20 kHz kan dæmpes 80dB.
3. Systemet tilkobles NI-PCI 4461 frekvensanalysator, som sender 2,8V frekvenssweep signal ind på CD-indgangen med BNC stik. Udgangssignalet tages over højttaleren. Der plottes frekvensrespons fra 10 Hz til 50 kHz. Det effektive frekvensområde aflæses.
 - **Resultat: Ikke bestået.** Det ses dog at det blot er ved lave frekvenser at der er en afvigelse på $> \pm 1,5$ dB jf. Fig. E.2.
4. Systemet tilkobles NI-PCI 4461 frekvensanalysator, som sender 2,8 V frekvenssweep signal ind på CD-indgangen med BNC stik. Udgangssignalet tages over højttaleren. Der foretages tre målinger for variationerne i både bas og diskantkontrol potmetre. Henholdsvis i midterposition, fuldt højre om og fuldt venstre om. Der plottes og afmåles frekvensrespons på frekvensanalysator.
 - **Resultat: Ikke bestået.** Det aflæses på frekvensplottet E.3 at resultatet ikke stemmer overens med modultest som fremgår af E.4. Det har ikke været muligt at konkludere på hvad der har været skyld i denne markante afvigelse af de to tests.
5. Systemet tilkobles NI-PCI 4461 frekvensanalysator, som sender 2,8V frekvenssweep signal ind på CD-indgangen med BNC stik. Udgangssignalet tages over højttaleren. THD for samlet system plottes og afmåles.
 - **Resultat: Ikke bestået.** Det ses på plottet E.1 at maksimal THD varierer meget. Sammenligner man de tre THD målinger, for effektforstærker, tonekontrol og CD-forstærker, kan det formodes at pga. manglende integrationstest mellem CD-forstærker og tonekontrol er dette resultat opstået. Dette skal ses i forhold til den samlede integrationstest, hvor tonekontrollen ikke virkede efter hensigten. Efterfølgende blev lavet en kort modultest på tonekontrollen, som fungerede passivt, men ikke opkoblet med operationsforstærkere i ind- og udgang.
6. Alle indgangssignaler afkobles forforstærkeren for at måle effektforstærkerens støj isoleret. Volumekontrollen indstilles til maksimal indgangssignal i effektforstærkeren. Støjspændingen V_{noise} måles over højttaleren. Der tilsluttes herefter en sinusgenerator til CD-indgangen, med inputsignal, 2,8V i 1 kHz og der måles spændingssignal V_o over højttaleren. Signal/støjforhold udregnes som $\frac{V_o - V_{\text{noise}}}{V_{\text{noise}}}$.
 - **Resultat: Ikke bestået.** Af figur E.5 fremgår det at støjen V_{noise} med volumenkontrollen skruet på maksimum er ca 40mV. Ved et maksimalt outputsignal på 16 V jf. J.6 kan signal/støjforhold udregnes som $\frac{V_o - V_{\text{noise}}}{V_{\text{noise}}} = \frac{16V - 40V}{40mV} = 399 \Rightarrow 20\log(399) = 52$ dB. Dette opfylder derfor ikke kravet omkring signal/støjforhold på ≥ 86 dB.
7. Sinusgenerator tilsluttes CD-indgang med 2,8 V udgangssignal i 1 kHz. Volumekontrollen indstilles til fuld udstyring og der måles effektforbrug i 8Ω loadmodstand på 10 W. Herefter afspilles denne opstilling i 10 minutter mens systemet overvåges.
 - **Resultat: Bestået.** Efter 10 minutter med en afsat effekt i en 8Ω load er systemet stadig stabilt og fuldt funktionsdygtig. Der ses ingen tegn på defekte komponenter og testen er derfor godkendt.

Da kravet til nyttevirkningen i kravspecifikationen kapitel 3 er stillet til effektforstærkeren, er denne blot testet i modultest. Spændingsforsyningens ripplespænding er også udelukkende testet i modultest for denne i bilag L.

Accepttesten har en begrænsning, hvor resultatet er ukendt. Dette omfatter at tonekontrollen ikke blev integreret som forventet. Der blev lavet et bypass af tonekontrollen da det måltes ved frekvenssweep, at den ikke justerede de forventede ± 12 dB. Der blev efterfølgende foretaget en kort modultest, som viste at tonekontrollen fungerer som forventet passivt, altså uden bufferforstærkere.

Konklusion

Med udgangspunkt i spørgsmålet om effekttab i konsumelektronik, er der blevet undersøgt hvad der kan gøres for at forhindre effekttab i hi-fiforstærkere. Denne undersøgelse har ledt til problemformuleringen i kapitel 3.1. Med udgangspunkt i problemformuleringen er der udviklet en teknisk løsning, som kan afspille CD, line og mikrofonsignaler uden at afsætte utilsigtet effekt. Løsningen giver brugeren mulighed for at synge karaoke til en CD, med mulighed for at tilpasse lydniveauerne til hinanden, i form af variabel forstærkning af mikrofonsignalet. Mikrofonforstærkeren er opbygget balanceret med en CMRR på minimum 60 dB. Afspilning ved lytteniveau på omkring 100 mW afsat, lyder behageligt uden væsentlig støj og forvrængning. Den lave THD er ved måling på effektforstærkeren isoleret, bekræftet til 0,1 % ved dette niveau. Dette øges i takt med udstyringen, og når op på $\leq 0,7$ % ved fuld udstyring.

Den udviklede prototype kan øge mulighederne for et mindre effektforbrug ved afspilning af lydeffekt, set i forhold til klasse AB-forstærkeren, målt i bilag B. Denne løsning giver derfor ikke brugeren nogen anledning til at forbruge en masse effekt ved afspilning af musik. I relation til denne økonomiske besparelse for den enkelte, kan løsningen være med til at nedsætte CO₂-udledningen. Det indbyggede klasse G-trin sørger for, at spændingsniveauet og dermed effektforbruget altid nedsættes til et hensigtsmæssigt niveau når der ikke har behov for stort lydniveau .

Der er konstrueret en prototype med følgende egenskaber: Systemet består af en mono kanal med CD, line og balanceret mikrofonindgang, tonekontrol, effektforstærker med niveauregulering til spændingsforsyningen som kan tilsluttes 8 Ω højtalere. Prototypen er opbygget som et analogt kredsløb, der kan gengive lyde i frekvensspektret 20 Hz - 20 kHz. Klasse G-modulet giver mulighed for i effektforstærkertrinnet at skifte mellem de to designede spændingsforsyninger, således at der ved lave lydniveauer kun anvendes en 6 V-forsyning. Maksimalt kan den store forsyning nå op på 16 V peak på udgangen. Tonekontrollen giver brugeren mulighed for justering af bas og diskant med en passivt designet tonekontrol. Sluttelig er der mulighed for samlet justering af lydniveau i form af en volumenkontrol.

Efter udviklingsfasen er der gennemført en accepttest af produktet på baggrund af kravspecifikationen. Denne accepttest verificerer at disse egenskaber er opfyldt. Under accepttesten måltes der høj forvrængning grundet opbygningen af tonekontrollens indgangs- og udgangsbuffer. Tonekontrollen levede således ikke op til niveauvariation på ± 12 dB under disse testforhold.

Prototypen fungerer som beskrevet i systemdesign, afsnit 4. Brugeren kan justere volumenkontrollen, og derved vælge den høje forsyning fra så prototypen har mindre effekttab.

Rapporten besvarer således problemformuleringen igennem et design af en teknisk løsning i form af en prototype på et sømbræt og hulprint. Denne er testet og ud fra de opnåede resultater, kan det konkluderes at der er basis for videreudvikling af et system med højere nyttevirkning og endnu bedre egenskaber i forhold til forvrængning i det samlede system. I et færdigt produkt vurderes det som værende muligt at opfylde samtlige krav.

Diskussion

Da det maksimale output signal er målt til 16 V ved benyttelse af udviklet 19 V spændingsforsyning, giver det anledning til efterfølgende at undersøge om dette spændingstab kunne have været reduceret. En mulighed kunne her have været at indføre en parallelkobling af udgangstrinnet frem for en seriekobling. Derudover kunne det overvejes at udskifte Darlingtontrinnet med Compound opsætning. Herved kunne spændingstabet blive reduceret. Ydermere kunne det overvejes at mindske emittermodstanden i effektforstærkerens spændingsforstærker. Dette vil medføre en større råforstærkning, da ligningen for forstærkningen er givet ved $\frac{R'_C}{R'_L}$. For at øge råforstærkningen i dette trin kunne der ydermere skrues op for strømgeneratoren der forspænder V_{BE} -multiplieren. Dette vil forøge g_m i spændingsforstærkeren. Prisen er dog et forøget tomgangseffekttab.

Omkring forforstærkerne ville det optimere selve nyttevirkingen af hele systemet, hvis der blev benyttet common collectortrin. På nuværende tidspunkt bruges operationsforstærkere, som har et større effektforbrug. Derudover vil det være af interesse at modificere mikrofonforstærkeren med en højere forsyningsspænding for at få et større dynamikområde og en mere global tilbagekobling af signalet for at sikre mindre forvrængning og dermed lavere THD. En anden mulighed der også kan sikre mindre THD, vil være at indsætte flere koblings- og afkoblingskondensatorer for at sortere uønskede frekvenser fra.

Igennem arbejdet i laboratoriet er der observeret mange støjproblemer. Dette er især tilfældet på effektforstærkeren som er bygget på et sømbræt, som bevirker, at det er meget udsat for indstråling. Der kunne med fordel have været designet en kasse til systemet.

Ved videreudvikling af prototypen, kunne der implementeres en kanalvælger, som beskrevet i afsnit 5.5.

Litteratur

- [Borger.dk 11] Borger.dk. *Miljøvenlig opvarmning*, 2011. <https://www.borger.dk/Emner/miljoe-og-energi/energi/Sider/miljoevenlig-opvarmning.aspx>.
- [Brixen 04] Eddy Bøgh Brixen & Jan Voetmann. Praktisk elektroakustik. Musikforlaget Fog, 2nd edition, 2004.
- [Commission 96a] International Electrotechnical Commission. *IEC 1938*, 1996.
- [Commission 96b] International Electrotechnical Commission. *IEC 61938*, 1996. http://webstore.iec.ch/webstore/webstore.nsf/Artnum_PK/21724.
- [Elteknik 10] Cubus Elteknik. *Elforbrug pr bolig*, 2010. http://cubus-adsl.dk/elteknik/opslag/elforbrug_pr_bolig.php.
- [Go' Energi 08a] Center for Energibesparelser Go' Energi. *Energirigtig brug af musikanlæg*, 2008. <http://www.goenergi.dk/forbrugers/lys-og-apparater/it-og-elektronik/radioer-og-musik/musik>.
- [Go' Energi 08b] Center for Energibesparelser Go' Energi. *Regn ud, hvad du sparer på at droppe elvarmen*, 2008. http://www.goenergi.dk/aktuelt/arkiv/forbrugers_archive/regn-ud-hvad-du-kan-spare-paa-at-droppe-elvarmen.
- [Go' Energi 09] Center for Energibesparelser Go' Energi. *Fakta om danskernes elforbrug*, 2009. <http://www.goenergi.dk/presse/presseservice/fakta-og-noegletal/fakta-om-elforbrug>.
- [Go' Energi 11] Center for Energibesparelser Go' Energi. *Nøgletal for elbesparelser*, 2011. www.goenergi.dk/presse/presseservice/fakta-og-noegletal/noegletal-for-elbesparelser.
- [Ingeniøren.dk 09] Ingeniøren.dk. *Glødepærer forsvinder fra 1. september*, 2009. <http://ing.dk/artikel/100320-gloedepaerer-forsvinder-fra-1-september>.
- [Ingeniøren.dk 10] Ingeniøren.dk. *Dansk opfindelse kører standby-forbruget helt i bund*, 2010. <http://ing.dk/artikel/105938-dansk-opfindelse-koerer-standby-forbruget-helt-i-bund>.
- [Irwin 08] J. David Irwin & R. Mark Nelms. Basic engineering circuit analysis. John Wiley & Sons Inc., 9th edition, 2008.
- [Rasmussen 01] Egon Rasmussen. Analog teknik. Industriens Forlag, 2nd edition, 2001.
- [Sedra 11] Adel S. Sedra & Kenneth C. Smith. Microelectronic circuits. Oxford University Press, 6th edition, 2011.

- [Self 09] Douglas Self. Audio power amplifier design handbook. Focal Press, 5th edition, 2009.
- [Standard 74] Dansk Standard. *Oversættelse af uddrag fra DIN-45500*, 1974.
- [Standard 10] Dansk Standard. *Multimedieudstyr og kabelfordelingssystemer (S-600)*, 2010. <http://www.ds.dk/da-dk/ydelser/standardisering/s-udvalg/S-600/Sider/default.aspx>.
- [Statistik 08] Danmarks Statistik. *Statistikbanken, søgning på elforbrug i husholdninger*, 2008. <http://www.statistikbanken.dk/ENE1>.

Del III

Bilag

Effektforstærker-klasser

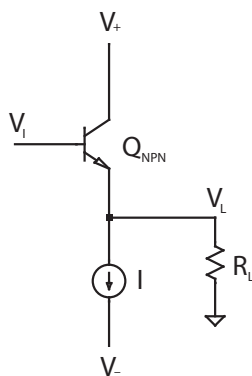
Der findes mange måder at bygge en effektforstærker op. Disse er inddelt i klasser, der hver især har fordele og ulemper, der skal vejes imod hvad forstærkeren skal anvendes til. I det følgende er en kort beskrivelse af klasserne: A, B, AB, D og G. Nyttetvirkning beregnes som:

$$\eta \equiv \frac{P_L}{P_S} \quad [\%] \quad (\text{A.1})$$

hvor P_L [W] er effekten afsat i belastningen, og P_S [W] er den effekt forstærkeren påtrykkes. Nyttetvirkning er altid højest ved maksimalt udgangssignal, og det er denne maksimale nyttevirkning der kan findes i tabeller for hver af fem klasser. Kilder brugt i dette kapitel: [Rasmussen 01, Self 09, Sedra 11]

A.1 Klasse A-forstærker

Der findes flere måder at opbygge en klasse A-forstærker. Den simpleste model får sin strømforstærkning gennem én transistor, opsat som common-collector, og en strømgenerator der trækker en fast hvilestrøm uanset om der er signal eller ej, se Fig. A.1. Den konstante strøm gør, at ulineariteter fra komponenter undgås, når arbejds punktet lægges midt på transistorkarakteristikken. En klasse A-forstærker giver således minimal forvrængning af signalet. Valget af arbejds punkt har



Figur A.1: En simpel klasse A-forstærker med en strømgenerator der trækker en fast hvilestrøm.

stor indflydelse på det termiske design, og da en klasse A-forstærker både har en begrænsning på

spænding og strøm, skal designet tage nøje højde for størrelsen af belastningsmodstanden. Bliver denne lavere end forventet vil signalet klippe, pga. begrænsningen i strøm.

Den konstante hvilestrøm giver en lav nyttevirkning af den tilførte effekt, hvor intet signal giver lavest nyttevirkning og størst effektafsættelse. Klasse A er dermed den mest ineffektive forstærkerklasse. Effekttabet ved arbejdsunktet er dobbelt så stort som den maksimale udgangseffekt. Med denne simple opbygning af en klasse A, er den maksimale nyttevirkning $\eta = 25\%$.

Alternativt kan en klasse A-forstærker opbygges med et klasse B common-collector-trin opsat i push-pull-opstilling, se Fig. A.2. Dette bevirker, at forstærkeren fungerer som en klasse A ved forventet belastning, og midlertidigt som klasse AB hvis belastningsmodstanden bliver for lav, i modsætning til at klippe signalet. Denne opsætning giver også en højere nyttevirkning på op til $\eta = 50\%$ [Self 09], og prisen er selvfølgelig en højere forvrængning. Det er dog en forvrængning af forholdsvis lav amplitude og lav orden, og tilbagekobling vil yderligere få forvrængningen til at falde med frekvensen. Dog kræves en vis filtrering for at undgå lavfrekvent forvrængning.

I en klasse A-forstærker opbygget med common collector, med et sinusformet signal der har en peakspænding på $\hat{V}_o$ i udgangen, og en gennemsnitlig strøm gennem transistoren på I gælder følgende:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \quad (\text{A.2})$$

$$P_S = 2V_{CC}I \quad (\text{A.3})$$

Da $\hat{V}_o \leq V_{CC}$ og $\hat{V}_o \leq IR_L$, fås ved fuld udstyring at $\hat{V}_o = V_{CC} = IR_L$ [Sedra 11], og således bliver den maksimale nyttevirkning:

$$\eta_A = \frac{1}{4} \frac{\hat{V}_o^2}{IR_L V_{CC}} = \frac{1}{4} = 25\% \quad (\text{A.4})$$

Forstærker	$\eta_{\max}$	$\eta_{\text{musik max}}$	$\eta_{\text{musik -15 dB}}$
A	25 %	<10 %	<1 %
A/AB	50 %	<10 %	<1 %

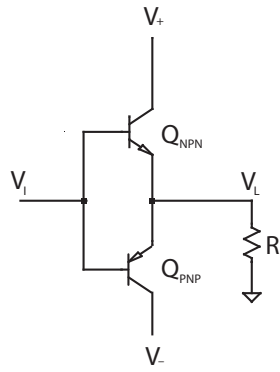
Tabel A.1: De angivne maksimale nyttevirkninger gælder for fuld udstyring ved meget lidt varierende signaler. Da musik indeholder mange transienter, vil nyttevirkningen ved maksimal udstyring af et musik-signal ligge væsentligt under den angivne, og endnu lavere ved almindeligt lytteniveau [Self 09].

A.2 Klasse B-forstærker

En klasse B-forstærker består af to transistorer, der hver står for forstærkningen af henholdsvis de positive og negative halvbølger af signalet. Der er ingen forspænding af transistorerne, og dette gør, at der kun trækkes strøm og dermed kun afsættes effekt når der er signal, hvilket naturligvis giver en væsentlig højere nyttevirkning end en klasse A-forstærker. Samtidig betyder det også, at en del af signalet går til forspænding af transistorerne før de begynder at lede, og dette bevirker forvrængning omkring 0 V op til biasspændingen for transistorerne, kaldet cross-over-forvrængning. En klasse B-forstærker er væsentligt mindre lineær, og har en total forvrængning der er ca. 2-3 gange højere end en klasse A [Self 09].

En klasse B-forstærker er spændingsbegrænset, men er i modsætning til en ren klasse A fleksibel med hensyn til belastningsmodstanden, da den kan levere varierende strøm.

I en klasse B-forstærker opbygget af to transistorer med push-pull-virkning, med et sinusformet signal der har en peakspænding på $\hat{V}_o$ i udgangen, og en peakstrøm trukket fra hver af de to



Figur A.2: En simpel klasse B-forstærker med en NPN og en PNP transistor, opsat i push-pull-opstilling, således at de forstærker hver sin halvdel af signalet, henholdsvis den positive og negative.

forsyninger på $\frac{\hat{V}_o}{R_L}$, fordelt som gennemsnit over en halv periodetid på π , gælder følgende:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \quad (\text{A.5})$$

$$P_S = \frac{2}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} V_{CC} \quad (\text{A.6})$$

Da $\hat{V}_o \leq V_{CC}$ og $\hat{V}_o \leq IR_L$, fås ved fuld udstyring at $\hat{V}_o = V_{CC} = IR_L$ [Sedra 11], og således bliver den maksimale nyttevirkning:

$$\eta_B = \left(\frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \right) \left(\frac{\pi}{2} \frac{R_L}{\hat{V}_o V_{CC}} \right) = \frac{\pi}{4} \frac{\hat{V}_o}{V_{CC}} = \frac{\pi}{4} \approx 78,5\% \quad (\text{A.7})$$

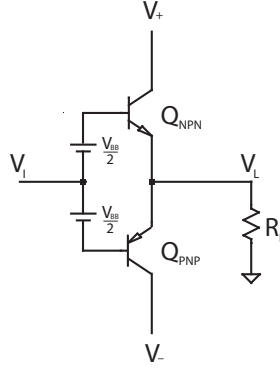
Forstærker	$\eta_{\max}$ teoretisk	$\eta_{\max}$ praksis
B	78 %	60 %

Tabel A.2: En klasse B-forstærkers teoretiske og i praksis mulige maksimale nyttevirkning ved fuld udstyring. Den praktiske opnåelige effekt ligger for musik væsentligt under denne [Self 09].

A.3 Klasse AB-forstærker

En klasse AB-forstærkers nyttevirkning og forvrængningsgrad ligger mellem værdierne for klasse A og klasse B, hvor tomgangsstrøm og udstyring afgør hvilken af de to den ligger tættest på. Arbejdspunktet for en klasse AB skal ligge på grænsen af den rette og krumme del af transistor karakteristikkene, og skal derfor forspændes meget præcist for at fungere optimalt. Hvis forspændingen er for stor vil den trække mod klasse A og afsætte meget effekt i transistorerne, men samtidig præstere som en klasse A. Bliver forspændingen for lille vil den trække mod klasse B og give cross-over-forvrængning. For at undgå dette, skal bias-spændingen V_{BB} være summen af base-emitter-spændingsfaldet over hver af de to transistorer. For at $V_{BE\text{NPN}} = V_{BE\text{PNP}} = \frac{1}{2}V_{BB}$ skal de to transistorer være ens, og købes derfor i samme hus. Når dette er opnået vil spændingen over højttaleren $v_L = v_I + \frac{1}{2}V_{BB} - V_{BE}$ blive 0 når indgangssignalet er 0 [Sedra 11].

I de positive halvperioder af signalet, vil spændingen over belastningen stige, og dermed stiger belastningsstrømmen. Emitterstrømmen gennem NPN-transistoren vil tilsvarende stige og følgelig



Figur A.3: En klasse AB-forstærker med en NPN og en PNP transistor, opsat i push-pull-opstilling ligesom klasse B. Derudover en bias-forspænding repræsenteret vha. to batterier.

vil $V_{BE_{NPN}}$ også stige. Derfor vil $V_{EB_{PNP}}$ falde og dermed vil også emitterstrømmen gennem PNP-transistoren falde tilsvarende stigningen i I_{ENPN} . I de negative halvperioder sker det modsatte. Strømmen i arbejds punktet kan udtrykkes som:

$$I_Q = \sqrt{I_{ENPN} I_{EPNP}} \quad (\text{A.8})$$

Da en stigning i I_{ENPN} betyder et tilsvarende fald i I_{EPNP} er udgangsimpedansen omkring $v_I = v_L = 0$ næsten konstant. Det er dette der gør, at cross-over-forvrængning næsten kan undgås. Kommer spændingen over tærskelspændingen for transistorerne risikeres dog mere højfrekvent forvrængning end en klasse B [Self 09].

En klasse AB-forstærker opererer meget lig en klasse B, undtagen ved meget små indgangsspændinger, hvor begge transistorerne i klasse AB leder. Når $v_I \neq 0$ tager en af transistorerne over, og forstærkeren vil fungere som klasse B. Derfor er effektforbruget for en klasse AB også meget lig det for en klasse B undtagen omkring arbejds punktet, hvor der afsættes $P_Q = V_{CC} I_Q$ [W] i hver transistor. Da $I_Q \ll I_L$ er P_Q normalt lille.

I en klasse AB-forstærker opbygget af to transistorer med push-pull-virkning, med et sinusformet signal der har en peakspænding på $\hat{V}_o$ i udgangen, og en hvilestrøm gennem hver af transistorerne på I_Q , gælder følgende:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \quad (\text{A.9})$$

$$P_S = 2V_{CC} I_Q + P_L \quad (\text{A.10})$$

Da $\hat{V}_o \leq V_{CC}$ og $\hat{V}_o \leq I R_L$, fås ved fuld udstyring at $\hat{V}_o = V_{CC}$, og således bliver den maksimale nyttevirksomhed:

$$\eta_{AB} = \frac{V_{CC}}{V_{CC} + 4I_Q R_L} = \frac{I_L}{I_L + 4I_Q} \quad (\text{A.11})$$

Forstærker	$\eta_{\max}$ teoretisk	$\eta_{\max}$ praksis
AB	50-78 %	%

Tabel A.3: En klasse AB-forstærkers teoretiske maksimale nyttevirksomhed ved fuld udstyring. Nyttetvirkningen kan ikke blive større end for en klasse B, og alt efter arbejds punkt, vil nyttevirksomheden ligge mellem en klasse A/AB og B (se tabel A.1 og A.2).

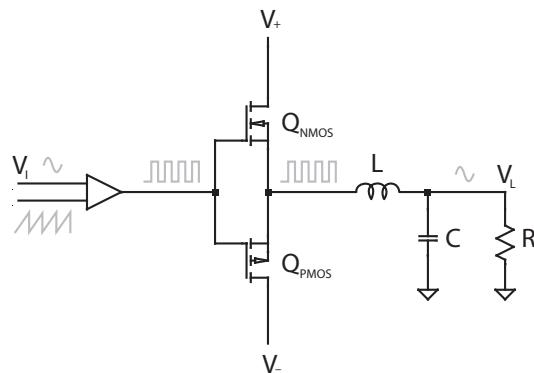
A.3.1 Forspændning af en klasse AB-forstærker

De to batterier på Fig. A.3 repræsenterer forspændingsnetværket til forstærkerens transistorer. Dette kan opbygges ved hjælp af to dioder der giver et samlet spændingsfald på V_{BB} . Denne metode sikrer kredsløbet mod termisk ustabilitet ved at et fald i $V_{BE\text{NPN}}$ og $V_{EB\text{PNP}}$ betyder et fald i V_{BB} , og det forhindrer dermed at I_Q stiger.

Alternativt kan forspændingen opbygges ved hjælp af en V_{BE} -multiplier. Denne type forspænding er mere fleksibel, da designeren bestemmer størrelsen af V_{BB} med en NPN-transistor, Q_1 , hvis collector er koblet til forstærkerens NPN-transistors base, og emitter er koblet til forstærkerens PNP-transistors base. Denne Q_1 har forbundet base og emitter med en modstand R_1 , og tilbagekoblet collectoren til basen med en modstand, R_2 . Størrelsen af forspændingen kan da bestemmes som $V_{BB} = V_{BE}(1 + \frac{R_2}{R_1})$, hvor det er faktoren $1 + \frac{R_2}{R_1}$ der er multiply-faktoren [Sedra 11].

A.4 Klasse D-forstærker

En klasse D-forstærker er en digital forstærker der kører med PWM (Pulse Width Modulation) som internt signal. Forstærkeren består almindeligvis af en differentialkomparator der sammenligner inputsignalet med et savtaksignal, og omformer dette til PWM. Dette sendes ind i en H-bro bestående af FET-transistorer der kan levere en stor effekt med en lille forsyning, og herefter et balanceret filter for at eliminere common-mode-støj. Udglatningen af PWM-signalet før udgangen af forstærkeren, sker med et LC lavpas-filter af højere orden, der desuden fjerner højfrekvent støj. En klasse D-forstærker implementeres almindeligvis i form af en IC eller et chipset med flere



Figur A.4: En klasse D-forstærker med differentialkomparator, en H-bro bestående af en NMOS og en PMOS FET-transistor og et LC-filter.

udgangstrin.

Brugen af PWM i forstærkeren gør, at klasse D har den højeste effektivitet af alle forstærkerklasser. Dette betyder at der er et meget lille behov for køling, og forstærkeren fylder derfor meget lidt i forhold til hvor stor effekt den kan levere.

Klassen deles op i lav- og højeffekt-forstærkere på henholdsvis 1–5 mW og 80–1400 W, hvoraf førstnævnte bl.a. anvendes i høreapparater, mobiltelefoner, stereoanlæg og audio i bærbare pc'er. Sidstnævnte anvendes bl.a. i PA-forstærkeranlæg, hjemmebiografssystemer, store subwoofere og bilaudio-systemer [Self 09].

Selvom denne forstærkerklasse vinder mere og mere frem på grund af sin effektivitet, har den væsentlige ulemper i forhold til audiosignaler. Dens karakteristik er ikke lineær, og frekvensresponsen kan ikke holdes fladt da en højttalerimpedans ikke er frekvensuafhængig. Der kan derfor være væsentlig forvrængning af signalet. Denne øges yderligere på grund af shoot-through fra FET-transistorerne: da switchtiden $\neq 0$ kommer begge transistorer til kortvarigt at stå åbne samtidig, og der opstår en kortslutning mellem den positive og negative spændingsforsyning. Shoot-through

kan undgås ved at indsætte en lille forsinkelse i størrelsesordenen ns, men dette vil igen øge forvrængningen, der totalt kan blive mange 100 gange større end for en klasse A [Self 09].

Forstærker	$\eta_{\max}$ teoretisk	$\eta_{\max}$ praksis
D	>90 %	80-90%

Tabel A.4: En klasse D-forstærkers teoretiske og i praksis mulige maksimale nytte-virkning ved fuld udstyring.

A.5 Klasse G-forstærker

Formålet med at implementere en klasse G-forstærker, er at minimere effekttabet for forstærkeren. Klasse G tager udgangspunkt i en af forstærkerklasserne A, B eller AB (se Fig. A.1, A.2 og A.3), og hertil tilføjes en eller flere ekstra spændingsforsyninger på en sådan måde, at forstærkeren alt efter størrelsen af indgangssignalet kan skifte mellem disse. Dette betyder at der ved lille signalamplitude afsættes mindre effekt fordi denne forstærkes af en mindre forsyning. Det ses af (A.7) at nyttevirkningen er afhængig af forholdet mellem den peakspænding der sendes ud i højttaleren, og den spændingsforsyning forstærkeren benytter sig af. Benytter man således en mindre V_{CC} , vil det give en bedre nyttevirkning når signalet er tilsvarende mindre end ved fuld udstyring. Således vil det også kunne lade sig gøre ved mindre spændingsniveauer at opnå den maksimale teoretiske nyttevirkning på 78,5 % for en klasse B.

Opsætningen med høj og lav spændingsforsyning kaldes dual-rail. De to forsyninger kan kobles i serie, hvilket er almindeligt for hi-fi, eller i parallel, hvilket især bruges til højeffekt-PA-systemer. Et passende forhold mellem størrelserne af de to forsyninger [Self 09] er for hi-fi givet som

$$\frac{V_{\text{lav}}}{V_{\text{høj}}} = 30\% \quad (\text{A.12})$$

Det er de indre transistorer, svarende til NPN og PNP-transistorerne i klasse B og AB, der leder spændingen fra den lave forsyning. Arbejdspunktet for de indre transistorer i en klasse G-forstærker, afhænger af hvilken klasse der tages udgangspunkt i.

Mellem dette kredsløb (A, B eller AB) og den høje spændingsforsyning, leder en NPN og PNP-transistor spændingen fra den høje forsyning [Self 09]. Det er disse ydre transistorer der står for at skifte mellem de to forsyninger. Disse skal på samme måde som for klasse AB have en forspænding, og dette arbejdspunkt må hverken være for højt eller for lavt. Er det for lavt, vil de ydre transistorer begynde at lede for sent og signalet vil blive klippet. Er det for højt, vil transistorerne begynde at lede for tidligt, og effekttabet øges, hvilket står i kontrast med filosofien bag at anvende en klasse G. De ydre transistorer kan have arbejdspunkt som i klasse C.

Klasse G er lidt mindre lineær end den forstærkerklasse der udgør den indre del af forstærkeren (A, B eller AB). Ved lave effekter er forskellen dog forsvindende. Generelt kan forvrængningen for en klasse G-forstærker holdes meget lav, og kan sænkes yderligere ved at indføre en eller flere dominerende poler.

A.6 Øvrige forstærkerklasser

Der findes flere forstærkerklasser end de her omtalte. Helt kort kan nævnes klasse C, hvor transistoren leder i væsentligt mindre end halvdelen af periodetiden, hvilket giver et pulsformet udgangssignal. Klasse C bruges normalt i højfrekvente kredsløb, fx i radio-tunere, hvor et LC-filter herefter udglatter pulserne.

I en klasse E-forstærker løber der altid en lille hvilestrøm gennem transistoren, på samme måde som i en klasse AB. Denne type forstærker bruges kun til radioteknik og kan ikke anvendes til audio [Self 09].

Klasse F er ligesom klasse D en digital forstærker. Klasse F anvendes hovedsagelig som højfrekvens-forstærkertrin i GHz-området [Brixen 04].

En klasse H-forstærker implementeres efter samme filosofi som klasse G. I stedet for to eller tre faste spændingsforsyninger, kan forsyningen her justeres dynamisk.

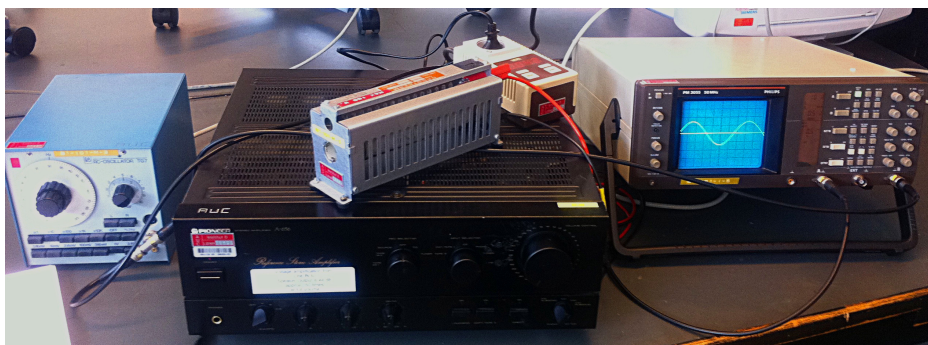
Sluttelig findes også en klasse S-forstærker, der i princippet er et klasse A-trin der driver en belastning gennem et klasse B-trin, således at belastningsimpedansen for klasse A-trinet virker større.

Måling af effektforbrug på klasse AB-forstærker

Forsøg foretaget d. 13. september 2011 i laboratoriet B1-101, Fredrik Bajers Vej 7, AAU. Tilstedeværende: gruppe 315 og vejleder Sofus Birkedal Nielsen.

Måleudstyr	Specifikation	AAU-nr./serienr.
Tonegenerator	B&O RC-oscillator TG7	B1-101-M-3
Oscilloskop	Philips PM 3055 50 Hz	B1-101-I-5
Forstærker	Pioneer Stereo Amplifier Model A-656	JG9405804S
Belastning	Danotherm 8 Ω , max 100 W	-
Effektmåler	Waldsee Electronic Leistungs- und Energie-Messgerät	AUC 08563

Tabel B.1: Måleudstyr brugt ved forsøget, hvor der måles effektforbrug og udgangssignal for en klasse AB-forstærker, se Fig. B.1.



Figur B.1: Forsøgsopstilling til måling af effektforbrug og udgangssignal for en klasse AB-forstærker, se tabel B.1. Tonegeneratoren genererer det signal der kobles på kanal 1 i forstærkeren. Effektmåleren er sat i serie mellem spændingsforsyningen og forstærkeren og måler det samlede forbrug. Oscilloskopet er sat i parallel med belastningen ved udgangen af kanal 1, og måler størrelsen af udgangsspændingen.

Data fra målingen består af det samlede effektforbrug [W] for forstærkeren, og udgangspeaksignal [V] for den kanal hvor tonegeneratoren er koblet på indgangen, og belastningen på udgangen.

Den udnyttede effekt der påtrykkes belastningsmodstanden, P_L udregnes ud fra RMS-værdien

Målestørrelse	Målt											
P_{forbrug} [W]	42	42,5	43	43	43	43	43,5	44	45	46	47,5	50
$\hat{V}_L$ [V]	0	0,1	0,2	0,3	0,5	1	1,25	1,5	2	2,5	3	4
Målestørrelse	Målt											
P_{forbrug} [W]	54	57	65	71	80	89	109	128	146	167	185	
$\hat{V}_L$ [V]	5	6	8	10	12	15	20	25	30	35	40	

Tabel B.2: Måleresultater fra forsøget, hvor målinger der står lige under hinanden i tabellen, er samhörørende værdier, to og to. P_{forbrug} er det samlede effektforbrug for forstærkeren [W]. $\hat{V}_L$ er peakspændingen på udgangssignalet, målt parallelt med belastningen.

af udgangssignalet:

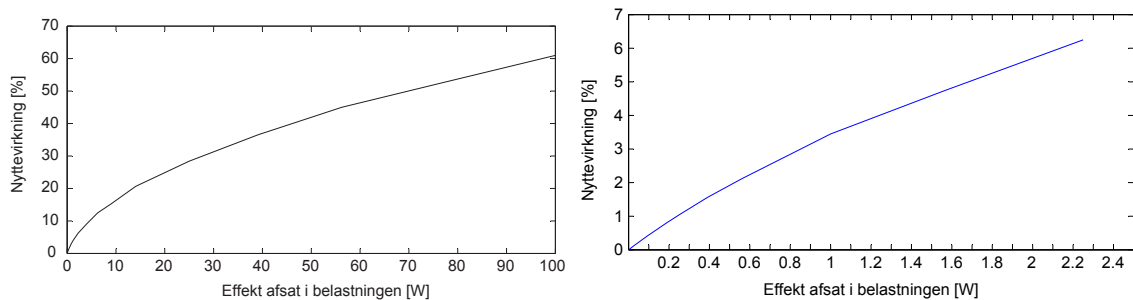
$$P_L = \frac{V_{\text{RMS}}^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{\hat{V}_L}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_L} = \frac{\hat{V}_L^2}{2R_L} = \frac{\hat{V}_L^2}{2R_L} \quad [\text{W}] \quad (\text{B.1})$$

Da hvilestrømmen løber i transistorerne i begge kanaler (se bilag A), er den målte P_{forbrug} summen af hvilestrømmen i kanal 2, samt hvilestrøm og signal i kanal 1. For at nyttevirkningen skal findes, bestemmes P_{forbrug1} som effektforbruget til forstærkerens kanal 1. Dette gøres ved at trække hvilestrømmens effekt fra kanal to fra samtlige måleresultater. Denne effekt må udgøre halvdelen af effektforbruget for forstærkeren uden påtrykt signal:

$$P_{\text{forbrug1}} = P_{\text{forbrug}} - \frac{1}{2} \cdot P_{\text{forbrug ved 0 signal}} = P_{\text{forbrug}} - 21 \quad [\text{W}] \quad (\text{B.2})$$

Nyttevirkningen for forstærkeren kan nu findes som:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{\text{forbrug1}}} \quad [\%] \quad (\text{B.3})$$



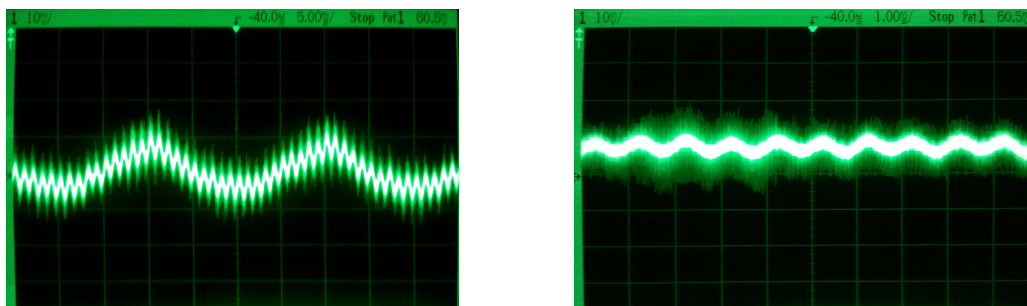
Figur B.2: Graf over den målte nyttevirkning i forhold til effektforbruget (på én kanal). I figuren til højre er der zoomet ind på de afsatte effekter der opnås ved et udgangssignal på ≤ 6 V i peakspænding.

Test af mikrofonsignal

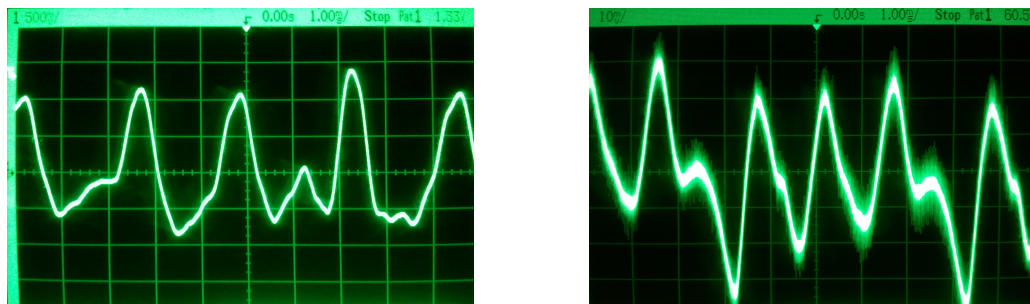
Test af mikrofonsignal foretaget Fredrik Bajers vej 7, i lydisoleret rum i AAU's akustikafdeling B4 d. 17. november 2011 samt i AAU-lab, lokale B1-101, d. 19. november 2011.

Udstyr	Model	AAU-nr.
Mikrofon	Shure Beta 58A Supercardioid Dynamic Vocal Microphone	-
Kabel	5 m XLR	-
Oscilloskop	Agilent 54621D Mixed Signal Oscilloscope	B1-101-V-2

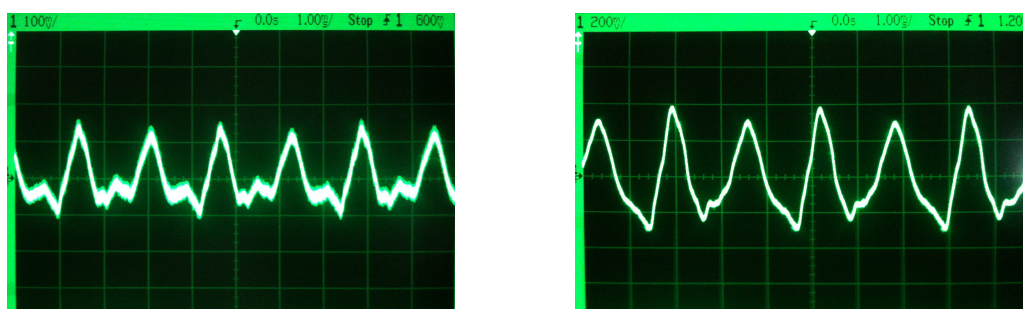
Tabel C.1: Udstyr anvendt til måling af mikrofonsignal.



Figur C.1: Måling foretaget af mikrofonsignal efter 5 m kabel samt direkte på mikrofonen. Som det ses af figuren til venstre er der betydelig støjindstråling på kablet, sammenlignet med måling foretaget direkte på mikrofonens udgang (figuren til højre). Begge målinger er foretaget udifferentielt, dvs. med eet signal i forhold til stel.



Figur C.2: Målinger foretaget udifferentielt, dvs. med eet signal i forhold til stel. Figuren til venstre viser signal af en der råber direkte ind i mikrofonen, mens hånden danner en tragt så der kommer maksimalt lydtryk direkte ind i mikrofonen. Her kommer signalet op på 1,5 V peak udifferentielt. Figuren til højre viser et signal af almindelig sang i mikrofonen. Her når signalet kun op omkring 30 mV udifferentielt.



Figur C.3: Målinger foretaget differentielt. Figuren til venstre viser signalet fra en der synger i mikrofonen med lydstyrke som ved en fodboldsang, med en afstand af ca. 10 cm mellem mikrofon og mund. Her kommer signalet op på ca 150 mV peak. I figuren til højre er afstanden mellem mikrofon og mund mindsket til ca 0,5 cm, og signalet når op på ca 400 mV peak.

Målinger af mikrofonforstærker

Test foretaget i AAU-lab, Fredrik Bajers vej 7, lokale B1-101, d. 7.-8. december 2011, af mikrofonforstærker, opbygget som beskrevet i kapitel 5.3.

D.1 Måling af DC-spændinger i kredsløbet

Udstyr	Model	AAU-nr.
Spændingsforsyning	Hameg Triple Power Supply HM7042	B1-101-O-5
Multimeter	Fluke 37	B1-101-B-5

Tabel D.1: Udstyr anvendt til måling af DC-spændinger i mikrofonforstærkeren.

	Beregnet	Simuleret	Målt u/pot		Målt m/pot*	
			Q_1	Q_2	Q_1	Q_2
V_{RE}	5,32 V	5,36 V	4,69 V	4,68 V	5,22 V	5,22 V
V_{RC}	3,40 V	4,30 V	2,79 V	2,78 V	3,09 V	3,07 V
V_{CE}	3,28 V	2,30 V	4,66 V	4,67 V	3,81 V	3,83 V
V_{RB}	19 mV	22 mV	0 mV	0 mV	20 mV	20 mV

* Spændinger målt med potmetret på 10 k Ω , hvor V_{PG} måles til 20 mV, er væsentlig forskellige fra målinger med potmetret på 0 Ω . I simuleringer gør potmetrets størrelse ingen forskel for DC-værdierne.

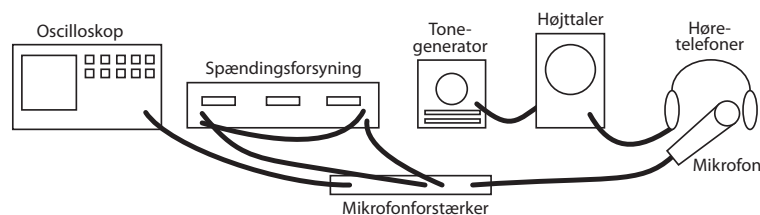
Tabel D.2: Målinger af DC-spændinger i mikrofonforstærkeren.

Der ses væsentlige forskelle i DC-målingerne med og uden den variable modstand mellem de to emitterben.

D.2 Test af forstærkning målt med mikrofon

Udstyr	Model	AAU-nr.
Spændingsforsyning	Hameg Triple Power Supply HM7042	B1-101-O-5
Tonegenerator	B&O Oscillator TG7	B1-101-M-2
Højttaler	Boss MA-12 Micro Monitor	B1-101-S-2
Høretelefoner	EREF EE-78	B1-101-U-2
Mikrofon	Shure Beta 58A Dynamic Vocal Microphone	-
Oscilloskop	Agilent 54621A Oscilloscope	B1-101-F-5

Tabel D.3: Udstyr anvendt til test af mikrofonforstærkeren.



Figur D.1: Opstilling anvendt til test af mikrofonforstærker.

Frekvens	50 Hz	70 Hz	100 Hz	140 Hz	250 Hz	500 Hz	750 Hz	1 kHz
V_{in+}	7 mV	13 mV	9,4 mV	12 mV	19 mV	5 mV	3,6 mV	5,9 mV
$V_{out\ min}$	30 mV	54 mV	45 mV	44 mV	103 mV	6,6 mV	32,8 mV	39 mV
$V_{out\ max}$	125 mV	216 mV	188 mV	188 mV	422 mV	18,4 mV	105 mV	139 mV
A_{min}	6,62 dB	6,35 dB	7,58 dB	5,26 dB	8,66 dB	-3,61 dB	13,17 dB	10,38 dB
A_{max}	19,02 dB	18,39 dB	20 dB	17,88 dB	20,91 dB	5,30 dB	23,28 dB	21,42 dB

Tabel D.4: Måleresultater fra test af forstærkning. Alle spændinger er peak-peak. Omregning til forstærkning udregnes som udgangssignalet delt med det dobbelte af indgangssignalet (da der kun er målt på én indgang): $A = 20\log\left(\frac{V_{out}}{2V_{in}}\right)$ [dB]. Beregnet $A_{min} = 6$ dB, beregnet $A_{max} = 22$ dB.

Måleresultaterne er visuelle aflæsninger på oscilloskopet, og mindre afvigelser forventes. Der ses dog en væsentlig afvigelse fra de forventede forstærkninger ved forskellige frekvenser, og mikrofonforstærkeren giver således ikke et frekvenslineært respons.

D.3 Frekvensrespons målt uafhængigt af mikrofon

Måling foretaget i AAU-lab, Fredrik Bajers vej 7, lokale B1-101, d. 11. og 14. december 2011.

Udstyr	Model	AAU-nr.
Spændingsforsyning	Hameg Triple Power Supply HM7042	B1-101-O-5
Program	NI-PCI-4461 Swept Sine - Linear Response and Harmonic Distortion (DAQmx)	-

Tabel D.5: Udstyr anvendt til test af mikrofonforstærkeren.

For at opnå et balanceret signal, sendes signalet fra NI-PCI-4461 direkte ind på V_{in+} , og gennem en inverterende 1:1 forstærker, opbygget af en TL075CN og to modstande målt til $R_F = R_1 = 9,94 \text{ k}\Omega$, og herefter ind på V_{in-} .

INDSÆT PLOTS, MÅL IGEN MED FREKVENSER FRA 0-500K

D.4 Komponentværdier til beregning af CMRR

Udstyr	Model	AAU-nr.
Kondensatormåler	Data Precision 938	AUC 7717
Multimeter	Fluke 37	B1-101-B-5
Transistormåler	Hameg Curve Tracer HM6042	B1-101-V-6

Tabel D.6: Udstyr anvendt til måling af komponentværdier.

Komponent	1	2	
C_N	-	-	15,22 nF
C	688 nF	688 nF	-
R_B	9,96 k Ω	10,0 k Ω	-
R_E	5,36 k Ω	5,36 k Ω	-
R_C	3,47 k Ω	3,48 k Ω	-
R_G	-	-	1,237 k Ω
P_G	-	-	33 Ω – 8,99 k Ω
R_F	6,81 k Ω	6,79 k Ω	-
C_O	-	-	100,8 nF
Transistor	Q_1	Q_2	-
V_b	0,63 V	0,63 V	
I_b	1,9 μ F	1,9 μ F	
V_c	0,86 V	0,86 V	
I_c	1001 μ A	955 μ A	
β	525	505	
h_{11}	14,2 k Ω	14,2 k Ω	
h_{21}	550	532	
h_{22}	17 μ S	14 μ S	

Tabel D.7: Målte komponentværdier på mikrofonforstærkeren. De målte værdier for transistorerne er foretaget ved $I_{\max} = 2 \text{ mA}$ og $V_{\max} = 2 \text{ V}$.

I henhold til de målte komponentværdier, kan differens- og Common Mode forstærkningen i de to transistor-delkredsløb beregnes, og her ud fra kan CMRR for transistortrinnet findes jvf. (5.47) og (5.48):

$$\begin{aligned}
 A_{d \text{ transistor1 max gain}} &= \frac{-R_{C1}(2R_{E1}+R_G+P_{G \text{ min}})}{r_{e1}(2R_{E1}+R_G+P_{G \text{ min}})+R_{E1}(R_G+P_{G \text{ min}})} \\
 &= \frac{-3,47 \text{ k}\Omega(2 \cdot 5,36+1,237+0,033) \text{ k}\Omega}{\frac{14,2 \text{ k}\Omega}{550}(2 \cdot 5,36+1,237+0,033) \text{ k}\Omega+5,36 \text{ k}\Omega(1,237+0,033) \text{ k}\Omega} \\
 &= -5,8461
 \end{aligned} \tag{D.1}$$

$$\begin{aligned}
 A_{d \text{ transistor2 max gain}} &= \frac{-R_{C2}(2R_{E2}+R_G+P_{G \text{ min}})}{r_{e2}(2R_{E2}+R_G+P_{G \text{ min}})+R_{E2}(R_G+P_{G \text{ min}})} \\
 &= \frac{-3,48 \text{ k}\Omega(2 \cdot 5,36+1,237+0,033) \text{ k}\Omega}{\frac{14,2 \text{ k}\Omega}{532}(2 \cdot 5,36+1,237+0,033) \text{ k}\Omega+5,36 \text{ k}\Omega(1,237+0,033) \text{ k}\Omega} \\
 &= -5,8543
 \end{aligned} \tag{D.2}$$

Asymmetrien i de to transistor-delkredsløb giver årsag til uens forstærkning. Disse afrundes til brug i udregningerne af mikrofonforstærkerens samlede CMRR, således at transistortrinnets differensforstærkning ved maksimal forstærkning er bestemt ved:

$$A_{d \text{ trans. max}} = -5,85 \quad (\text{D.3})$$

$$\begin{aligned} A_{d \text{ transistor1 min gain}} &= \frac{-R_{C1}(2R_{E1}+R_G+P_{G \text{ max}})}{r_{e1}(2R_{E1}+R_G+P_{G \text{ max}})+R_{E1}(R_G+P_{G \text{ max}})} \\ &= \frac{-3,47 \text{ k}\Omega(2 \cdot 5,36+1,237+8,99) \text{ k}\Omega}{\frac{14,2 \text{ k}\Omega}{550}(2 \cdot 5,36+1,237+8,99) \text{ k}\Omega+5,36 \text{ k}\Omega(1,237+8,99) \text{ k}\Omega} \\ &= -1,3130 \end{aligned} \quad (\text{D.4})$$

$$\begin{aligned} A_{d \text{ transistor2 min gain}} &= \frac{-R_{C2}(2R_{E2}+R_G+P_{G \text{ max}})}{r_{e2}(2R_{E2}+R_G+P_{G \text{ max}})+R_{E2}(R_G+P_{G \text{ max}})} \\ &= \frac{-3,48 \text{ k}\Omega(2 \cdot 5,36+1,237+8,99) \text{ k}\Omega}{\frac{14,2 \text{ k}\Omega}{532}(2 \cdot 5,36+1,237+8,99) \text{ k}\Omega+5,36 \text{ k}\Omega(1,237+8,99) \text{ k}\Omega} \\ &= -1,3164 \end{aligned} \quad (\text{D.5})$$

Asymmetrien har på samme måde betydning for de to transistor-delkredsløbs forstærkning ved minimum forstærkning. Disse afrundes til brug i udregningerne af mikrofonforstærkerens samlede CMRR, således at transistortrinnets differensforstærkning ved minimal forstærkning er bestemt ved:

$$A_{d \text{ trans. min}} = -1,31 \quad (\text{D.6})$$

$$A_{cm \text{ transistor1}} = \frac{-R_{C1}}{r_{e1}+R_{E1}} = \frac{-3,47 \text{ k}\Omega}{\frac{14,2 \text{ k}\Omega}{550}+5,36 \text{ k}\Omega} = -0,6443 \quad (\text{D.7})$$

$$A_{cm \text{ transistor2}} = \frac{-R_{C2}}{r_{e2}+R_{E2}} = \frac{-3,48 \text{ k}\Omega}{\frac{14,2 \text{ k}\Omega}{532}+5,36 \text{ k}\Omega} = -0,6460 \quad (\text{D.8})$$

Også Common Mode forstærkningen er forskellig for de to delkredsløb. Disse afrundes til brug i udregningerne af mikrofonforstærkerens samlede CMRR, således at transistortrinnets Common Mode forstærkning er bestemt ved:

$$A_{cm \text{ trans.}} = -0,64 \quad (\text{D.9})$$

$$\text{CMRR}_{\text{transistor1 max gain}} = \frac{|A_{d \text{ transistor1 max gain}}|}{|A_{cm \text{ transistor1}}|} = \frac{5,8461}{0,6443} = 9,0738 \quad (\text{D.10})$$

$$\text{CMRR}_{\text{transistor2 max gain}} = \frac{|A_{d \text{ transistor2 max gain}}|}{|A_{cm \text{ transistor2}}|} = \frac{5,8543}{0,6460} = 9,0619 \quad (\text{D.11})$$

$$\text{CMRR}_{\text{transistor1 min gain}} = \frac{|A_{d \text{ transistor1 min gain}}|}{|A_{cm \text{ transistor1}}|} = \frac{1,3130}{0,6443} = 2,0380 \quad (\text{D.12})$$

$$\text{CMRR}_{\text{transistor2 min gain}} = \frac{|A_{d \text{ transistor2 min gain}}|}{|A_{cm \text{ transistor2}}|} = \frac{1,3164}{0,6460} = 2,0376 \quad (\text{D.13})$$

Som det ses, betyder de asymmetriske transistortrin små forskelle i forstærkningen, og dermed også små forskelle i CMRR. Disse afrundes til brug i udregningerne af mikrofonforstærkerens samlede CMRR, således at transistortrinnets CMRR ved maksimum og minimum forstærkning er bestemt ved:

$$\text{CMRR}_{\text{trans. max}} = 9,07 = 19,15 \text{ dB} \quad (\text{D.14})$$

$$\text{CMRR}_{\text{trans. min}} = 2,04 = 6,19 \text{ dB} \quad (\text{D.15})$$

For at den samlede CMRR for mikrofonforstærkeren kan findes, beregnes hernæst CMRR for operationsforstærkertrinnet i henhold til de målte komponentværdier, jvf. (5.53) og (5.54):

$$\begin{aligned}
 A_{d \text{ opamp}} &= \frac{v_{\text{out}}}{v_{o2} - v_{o1}} = \frac{v_{o2} \frac{R_{F2}(R_{F1}+R_{C1})}{R_{C1}(R_{C2}+R_{F2})} - v_{o1} \frac{R_{F1}}{R_{C1}}}{v_{o2} - v_{o1}} \\
 &= \frac{v_{o2} \frac{6,79 \text{ k}\Omega(6,81+3,47) \text{ k}\Omega}{3,47 \text{ k}\Omega(3,48+6,79, \text{ k}\Omega)} - v_{o1} \frac{6,81 \text{ k}\Omega}{3,47 \text{ k}\Omega}}{v_{o2} - v_{o1}} \\
 &= \frac{1,9625v_{o1}-1,9587v_{o2}}{v_{o2}-v_{o1}} \approx -1,96
 \end{aligned} \tag{D.16}$$

$$\begin{aligned}
 A_{cm \text{ opamp}} &= \frac{v_{\text{out}}}{v_{ocm}} = \frac{v_{o2} \frac{R_{F2}(R_{F1}+R_{C1})}{R_{C1}(R_{C2}+R_{F2})} - v_{o1} \frac{R_{F1}}{R_{C1}}}{v_{o2}} \\
 &= \frac{v_{o2} \frac{6,79 \text{ k}\Omega(6,81+3,47) \text{ k}\Omega}{3,47 \text{ k}\Omega(3,48+6,79, \text{ k}\Omega)} - v_{o1} \frac{6,81 \text{ k}\Omega}{3,47 \text{ k}\Omega}}{v_{o2}} \\
 &= \frac{1,9587v_{o2}-1,9625v_{o1}}{v_{o2}} \approx -0,00386
 \end{aligned} \tag{D.17}$$

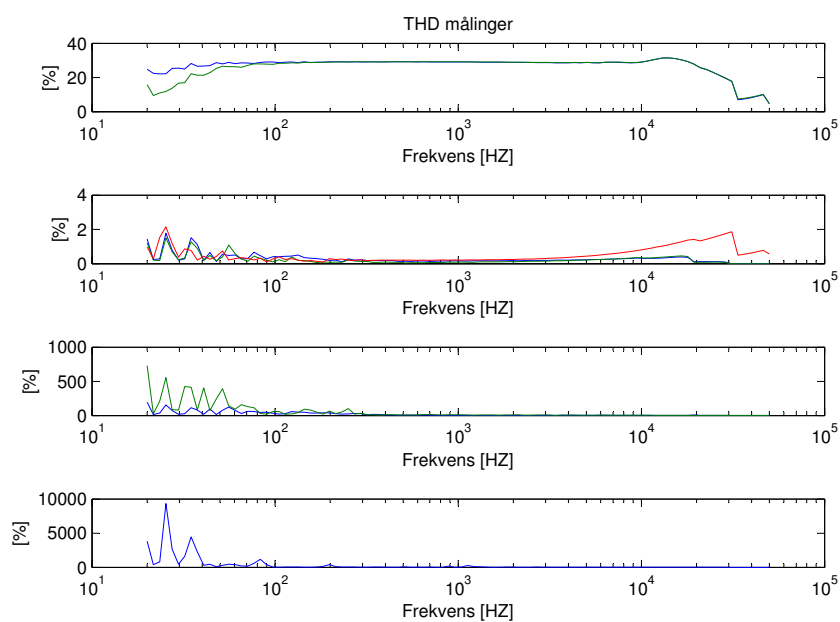
$$\text{CMRR}_{\text{opamp}} = \frac{|A_{d \text{ opamp}}|}{|A_{cm \text{ opamp}}|} \approx \frac{1,96}{0,00386} = 508 = 54,12 \text{ dB} \tag{D.18}$$

Her er antaget at $v_{o1} = v_{o2}$ således at forstærkningen udtrykkes uafhængigt af indgangsspændingerne på operationsforstærkeren. Det ses da jvf. (D.10), (D.12) og (D.18), at mikrofonforstærkeren samlede CMRR varierer mellem maximum og minimum forstærkning:

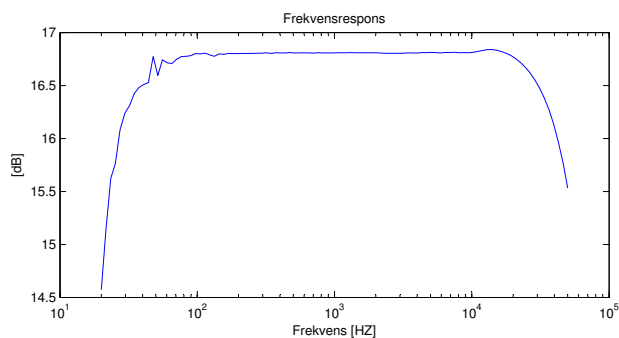
$$\text{CMRR}_{\text{max gain}} = \text{CMRR}_{\text{trans. max}} \cdot \text{CMRR}_{\text{opamp}} = 9,07 \cdot 508 = 4607 = 73,27 \text{ dB} \tag{D.19}$$

$$\text{CMRR}_{\text{min gain}} = \text{CMRR}_{\text{trans. min}} \cdot \text{CMRR}_{\text{opamp}} = 2,04 \cdot 508 = 1036 = 60,31 \text{ dB} \tag{D.20}$$

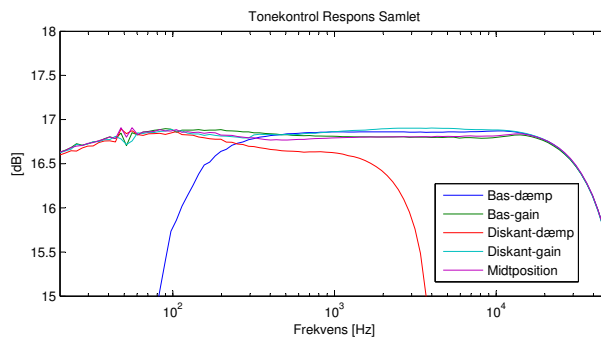
Målinger af samlet system



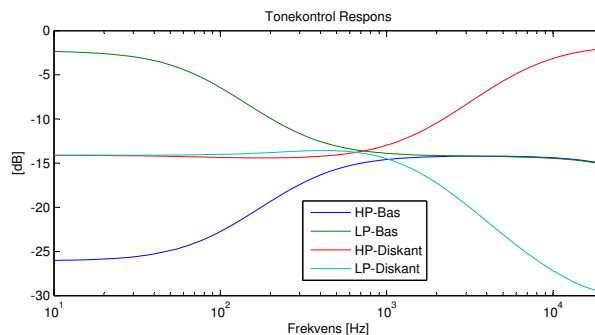
Figur E.1: THD målinger på den samlede prototype. Her bemærkes stor variation imellem måleresultaterne



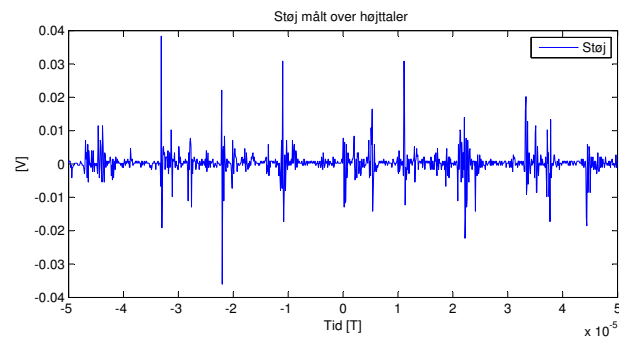
Figur E.2: Her ses et diagram af det samlede frekvensrespons for hele hi-fi forstærkeren. Det effektive frekvensområde er som ønsket i 20 Hz - 20 kHz, uden større variation



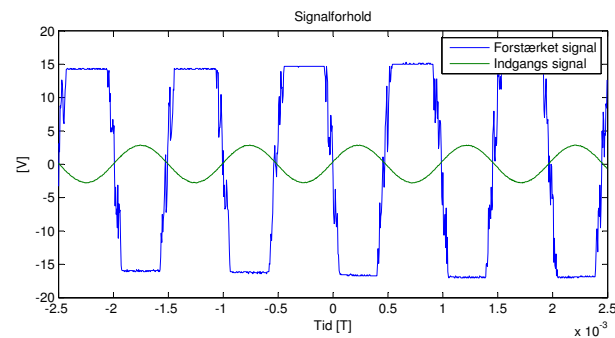
Figur E.3: Her ses et diagram fra accepttesten, hvoraf det bemærkes at tonekontrollen ikke levede op til forventningerne. Dette skal ses i lyset af at de enkelte grænseflader for tonekontrollen, ikke blev testet tilstrækkeligt før accepttesten og af at denne som det eneste modul stadig var på hulprint med løse ledninger. Det konkluderedes dog efterfølgende at tonekontrollen stadig fungerede som forventet ved isoleret test af denne



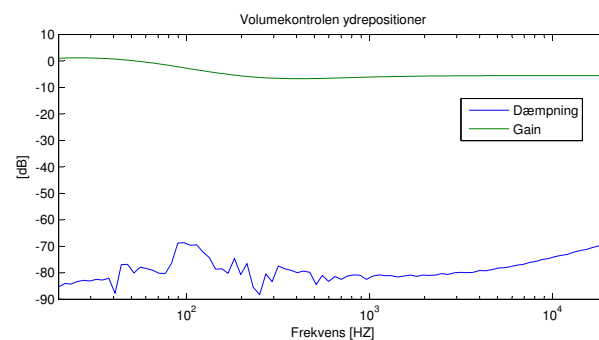
Figur E.4: Her ses et frekvensrespons for modultest af tonekontrol.



Figur E.5: Signalstøj målt over højttaleren ved volumekontrollen indstillet til maksimal volume, uden tilslutning af indgangsapparat



Figur E.6: Volumenkontrollen indstillet til maksimal gain med 2,8 V indgangssignal. Her ses forholdet mellem max udgangssignal over loadmodstanden og indgangssignalet på 2,8 V i forforstærkeren



Figur E.7: Her ses dæmpningsforholdet for volumenkontrollen. Indgangssignalet i forforstærkeren er på 2,8 V

Bilag F

Måledata fra test af forforstærker

Udstyr	Model	AAU-nr.
Oscilloskop	Agilent 54621A 60 MHz	B1-101-G-2
CD-afspiller	Sony CDP-591	B1-101-S-4
Mikrofon	Shure Beta 58A Supercardioid Dynamic Vocal Microphone	-

Tabel F.1: Udstyr brugt til måling af forstærkning på forskellige punkter i forforstærkeren.

I tabellerne gælder følgende forkortelser: tone=tonekontrol, sum=summationsforstærker.

Reference	Målepunkt			Forstærkning	
Direkte på CD-indgang	5,32 V	Efter 1:1 buffer i forforstærker	5,44 V	1,02	0,2 dB
Direkte på CD-indgang	5,32 V	Efter forforstærker og tone	1,13 V	0,21	-13,5 dB

Tabel F.2: Målinger foretaget på CD-udgangen af forforstærkeren foretaget med oscilloskop. Alle spændinger er angivet i peak-peak.

De to prober brugt til forsøget målte ikke fuldstændig ens, og skiftede uberegneligt mellem 1:1-visning og 1:10-visning.

Reference		Målepunkt		Forstærkning	
Direkte på CD-indgang	5,32 V	Ved deling før sum	1,50 V	0,28	-11,0 dB
Efter mikrofonforstærker	322 mV	Efter 1:1 buffer før sum	328 mV	1,02	0,16 dB
Efter mikrofonforstærker	538 mV	Efter 1:1 buffer før sum	532 mV	0,99	-0,1 dB
Efter mikrofonforstærker	1,06 V	Efter 1:1 buffer før sum	970 mV	0,92	-0,8 dB
Efter mikrofonforstærker	910 mV	Efter 1:1 buffer før sum	880 mV	0,98	-0,3 dB
Direkte på CD-indgang	5,32 V	Efter sum	800 mV	0,15	-16,5 dB
Efter mikrofonforstærker	350 mV	Efter sum	1,05 V	3	9,54 dB
Efter mikrofonforstærker	1,13 V	Efter sum	1,0 V	0,88	-1,1 dB
Efter mikrofonforstærker	1,42 V	Efter sum	7,7 V	5,42	14,7 dB
Direkte på CD-indgang	5,32 V	Efter sum og tone	220 mV	0,04	-27,7 dB
Direkte på CD-indgang	500 mV	Efter sum og tone	20 mV	0,04	-27,7 dB
Direkte på CD-indgang	363 mV	Efter sum og tone	250 mV	0,04	-27,7 dB
Direkte på CD-indgang	488 mV	Efter sum og tone	310 mV	0,64	-3,9 dB
Direkte på CD-indgang	4,63 V	Efter sum og tone	910 mV	0,20	-14,1 dB
Direkte på CD-indgang	4,82 V	Efter sum og tone	880 mV	0,18	-14,8 dB
Direkte på CD-indgang	5,13 V	Efter sum og tone	1,66 V	0,32	-9,8 dB
Direkte på CD-indgang	4,94 V	Efter sum og tone	1,75 V	0,35	-9,0 dB
Efter mikrofonforstærker	394 mV	Efter sum og tone	269 mV	0,68	-3,3 dB
Efter mikrofonforstærker	550 mV	Efter sum og tone	356 mV	0,65	-3,8 dB
Efter mikrofonforstærker	425 mV	Efter sum og tone	288 mV	0,68	-3,4 dB
Efter mikrofonforstærker	544 mV	Efter sum og tone	174 mV	0,32	-10,0 dB
Efter mikrofonforstærker	1,02 V	Efter sum og tone	180 mV	0,18	-15,1 dB
Efter mikrofonforstærker	207 mV	Efter sum og tone	117 mV	0,56	-5,0 dB
Efter mikrofonforstærker	557 mV	Efter sum og tone	200 mV	0,36	-8,9 dB
Efter mikrofonforstærker	2,2 V	Efter sum og tone	800 mV	0,36	-8,8 dB

Tabel F.3: Målinger foretaget på CD/mikrofon-udgangen af forforstærkeren foretaget med oscilloskop. Alle spændinger er angivet i peak-peak. De to prober brugt til forsøget målte ikke fuldstændig ens, og skiftede uberegneligt mellem 1:1-visning og 1:10-visning.

Common Collector

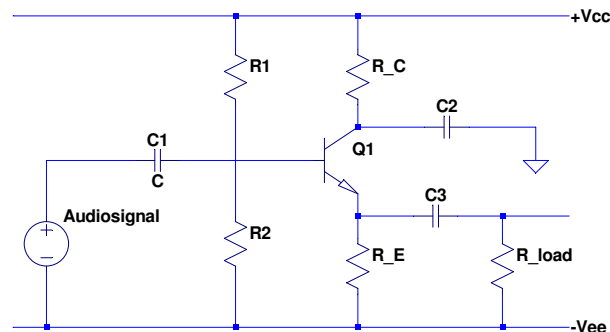
Kilder: Sedra & Smith, Jan Mikkelsens slides MM 8.

For at sikre en høj indgangsimpedans efter et trin i kredsløbet kan der indsættes en buffer i form af en common-collector. Dette vil samtidig sikre en lav udgangsimpedans til det efterfølgende trin, og er derfor meget effektiv mellem et trin med forholdsvis høj udgangsimpedans og et med forholdsvis lav indgangsimpedans, sammenlignet med hinanden.

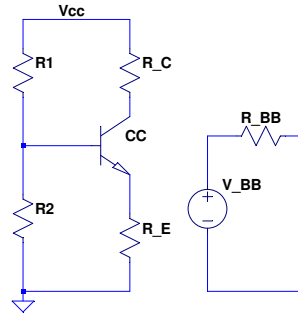
Common collectorens attributter
Stor indgangsimpedans
Lille udgangsimpedans
Ingen spændingsforstærkning ≈ 1
Stor strømforstærkning

Tabel G.1: Anvendt udstyr til måling af af nyttevirkningen

Common collectoren har sit navn, da der på collectorsiden af transistoren sidder en kondensator C_2 , som går til stel, hvilket det ses på Fig. G. Dette betyder at AC-signaler over en given frekvens går til stel på collectorsiden, mens DC-signalet er uberørt, da den vil se kondensatoren som en afbrydelse. Kondensatoren sikrer EMC, da den fjerner frekvenser højere end hvad der arbejdes med. I projektsammenhæng ses frekvenser over 20 kHz som uønskede. Udover denne afkoblingskondensator sidder der også en overføringskondensator ved transistorens base, C_1 , og ved udtaget ved emitteren, C_2 , som afbryder DC.



Figur G.1: Diagram over en sædvanlig opbygning af en common collector, hvor udtaget fra transistoren sker på emitteren.



Figur G.2: Her ses et diagram af en DC-analyse

Det ønskes at bestemme forspændingen og modstandsstørrelser for common-collectoren. Da der ønskes størst mulig spændingssving på udgangen, skal spændingen på emitterbenet ligge på $\frac{1}{2}(V_{cc} + V_{ee})$, hvilket med en $\pm$ spændingsforsyning hvor $V_{cc} = -V_{ee}$ giver en spænding på emitterbenet på 0 V.

Spændingsfaldet over emittermodstanden kan nu bestemmes som $V_{R_E} = -V_{ee} = V_{cc}$, og emittermodstanden ud fra en valgt I_C som

$$R_E = \frac{V_{cc}}{I_C} \quad (\text{G.1})$$

Forspændingen V_{BB} skal ligge på et base-emitterspændingsfald over emitterbenet og skal derfor ligge på:

$$V_{BB} = 0 + V_{BE} = V_{BE} \quad (\text{G.2})$$

Forspændingen er defineret af de to basemodstande, R_{B1} og R_{B2} , og forholdet mellem disse kan opskrives som:

$$\begin{aligned} V_{BB} &= \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot (V_{cc} - V_{ee}) - V_{cc} \\ R_{B2} &= \frac{V_{cc} + V_{BB}}{V_{cc} - V_{BB}} \cdot R_{B1} \end{aligned} \quad (\text{G.3})$$

Når common-collectoren bygges omkring en BC547c NPN-transistor (Phillips), vil en I_C på 0,1 - 10 mA resultere i en $\beta = 520$.

G.0.1 Impedansforhold

For at finde indgangsimpedansen for transistoren opstilles en hybrid- π -model, Fig. G.0.1. Da i_b og I_C begge løber gennem $R_E || R_L$, kan i_b negligeres i spændingsfaldet over $R_E || R_L$. Dermed kan v_{ib} udtrykkes som:

$$v_{ib} = v_{\pi} + I_C \cdot R_E || R_L = v_{\pi} + g_m v_{\pi} \cdot R_E || R_L \quad (\text{G.4})$$

Strømmen ind på transistorens base, kan udtrykkes:

$$i_b = \frac{I_C}{\beta} = \frac{v_{\pi}}{r_{\pi}} \quad (\text{G.5})$$

Indgangsimpedansen set fra transistorens base, kan nu udtrykkes:

$$R_{ib} = \frac{v_{ib}}{i_b} = \frac{v_{\pi} + g_m v_{\pi} \cdot R_E || R_L}{\frac{v_{\pi}}{r_{\pi}}} = r_{\pi}(1 + g_m \cdot R_E || R_L) \quad (\text{G.6})$$

For at kunne udlede indgangsimpedansen ud fra kendte størrelse, vælges at omskrive (G.6), hvor $r_\pi = \frac{V_T}{i_b}$, og $g_m = \frac{1}{r_e} = \frac{I_C}{V_T}$:

$$R_{ib} = \frac{V_T}{i_b} \left(1 + \frac{I_C}{V_T} \cdot R_E \parallel R_L \right) = \frac{V_T}{I_B} + \beta(R_E \parallel R_L) = \beta \left(\frac{V_T}{I_C} + R_E \parallel R_L \right) \quad (\text{G.7})$$

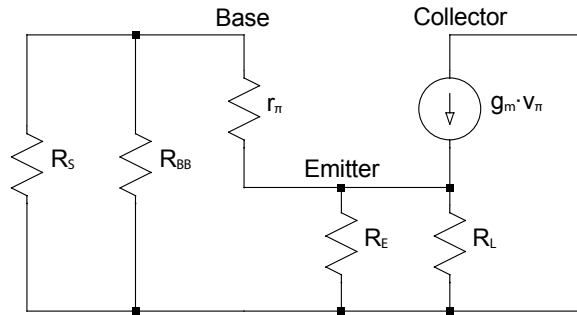
Da $\beta = 520$ og termospændingen $V_T = 26 \text{ mV}$ (ved 25°), fås:

$$R_{ib} = 520 \left(\frac{26 \text{ mV}}{I_C} + R_E \parallel R_L \right) \quad (\text{G.8})$$

Når indgangsimpedansen for hele common collectortrinnet skal findes, må $R_{BB} = R_{B1} \parallel R_{B2}$ regnes med, således at den samlede indgangsimpedans for common collector-trinnet er:

$$Z_{in} = R_{BB} \parallel R_{ib} = R_{BB} \parallel \beta \left(\frac{V_T}{I_C} + R_E \parallel R_L \right) = R_{BB} \parallel 520 \left(\frac{26 \text{ mV}}{I_C} + R_E \parallel R_L \right) \quad (\text{G.9})$$

Det ses altså at indgangsimpedansen er afhængig af R_{BB} , og hvis denne skal være høj, kræver det at R_{BB} er meget stor eller at den ikke er der.



Figur G.3: Diagram over hybrid- π -modellen for en common-collector, hvor en theveninspændingsforsyning er sat ind.

For at kunne bestemme udgangsimpedansen af Common-Collector-koblingen, ses igen på hybrid- π -modellen, Fig. G.0.1. For at udregne udgangsimpedansen, Z_o , betragtes kredsløbet fra R_L . Hvis der i første omgang ses bort fra emittermodstanden R_E , kan udgangsimpedansen opstilles som følger:

$$R'_{out} = R_S \parallel R_{BB} + r_\pi \quad (\text{G.10})$$

Denne impedans ser dog β gange mindre ud fra udgangen, da strømmen i_b der løber gennem denne del af kredsløbet, er β gange mindre end strømmen ved udgangen, I_C , hvorfor den R_{out} der ses fra udgangen er:

$$R_{out} = \frac{R_S \parallel R_{BB} + r_\pi}{\beta} = \frac{R_S \parallel R_{BB}}{\beta} + \frac{r_\pi}{\beta} = \frac{R_S \parallel R_{BB}}{\beta} + \frac{V_T}{I_C} \quad (\text{G.11})$$

Med $\beta = 520$ og termospændingen $V_T = 26 \text{ mV}$ (ved 25°), kan R_{out} udtrykkes:

$$R_{out} = \frac{R_S \parallel R_{BB}}{520} + \frac{26 \text{ mV}}{I_C} \quad (\text{G.12})$$

Den samlede udgangsimpedans, Z_o , er således defineret som:

$$Z_o = R_E \parallel R_{out} = R_E \parallel \left(\frac{R_S \parallel R_{BB}}{\beta} + \frac{V_T}{I_C} \right) = R_E \parallel \left(\frac{R_S \parallel R_{BB}}{520} + \frac{26 \text{ mV}}{I_C} \right) \quad (\text{G.13})$$

Undersøgelse af knækfrekvenser til tonekontrollfilteret

Der undersøges ved forsøg i lydstudie den auditive konsekvens af placeringen af poler og nulpunkter i tonekontrollen. Proceduren er at designe et 1. ordens højpasfilter for at undersøge oplevelsen af lydbilledets ændring i forhold til basområdet, ved at flytte knækfrekvensen i frekvensområdet 20 Hz til 1 kHz og lytte til ændringen i lydmaterialiet, for at danne overblik til at beslutte design af tonekontrol. Samme procedure udføres for lavpasdelen. Til undersøgelsen er anvendt udstyr beskrevet i tabel H.1

Beskrivelse	Type
Studiemonitors	Genelec 1032A
Lydkort	Digi 003+
DAW Software	Protools 9LE
Filter plug in	EQ III 7-band
Computer	Mac Pro

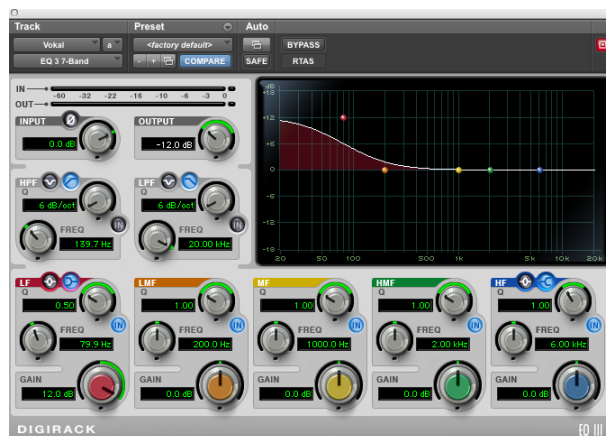
Tabel H.1: Udstyr anvendt til filterundersøgelse

Undersøgelsen er udført på flere musikstykker med forskellige genrer, som alle er indhentet i 16 bit, 44.1 kHz fra CD. Disse er beskrevet i tabel H.2. De redigerede audiofiler er vedlagt som bilag på CD.

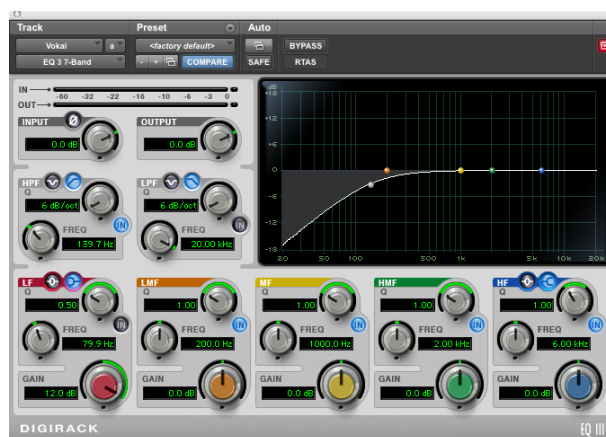
Kunstnernavn	Titel	Udgivelsesår
De Slovakiske Philharmonikere	Also sprach Zarathustra	1989
Jeff Buckley	Everybody Here Wants You	1998
Eminem	Stan	2000
Christoffer Mariegaard	Vokaloptagelse i øvelokalet	2010

Tabel H.2: Musikstykker som er anvendt til filterundersøgelse

Ved denne undersøgelse diskuteres effekten af det dæmpede basområde kontra forstærket basområde. Taget i betragtning at der arbejdes med et 1. ordens filter, resulterede forsøget i en ønsket knækfrekvens på 80 Hz, ved fuld gain og en knækfrekvens ved fuld dæmpning på 80 Hz. Figur H.1, H.2 og H.3 er anvendt til audiofiler vedlagt i bilag på CD.



Figur H.1: Lavpasfilter anvendt til undersøgelse af knækfrekvens. Her er knækfrekvensen placeret ved 80 Hz.



Figur H.2: Højpasfilter anvendt til undersøgelse af knækfrekvens. Her er knækfrekvensen placeret ved 80 Hz.

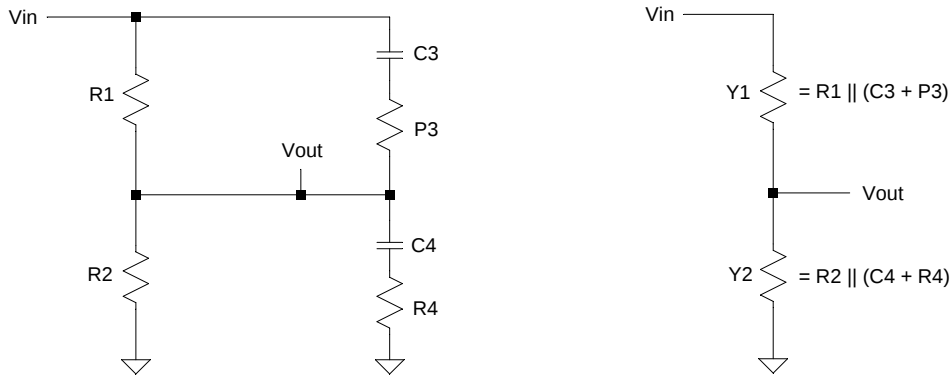


Figur H.3: Liniært filter anvendt til undersøgelse af knækfrekvens. Denne indstilling er anvendt som reference.

Den samme procedure er anvendt til undersøgelsen for diskantfiltret, ved at variere forstærkningen i området 4-10 kHz. Det besluttes at knækfrekvensen for diskant skal placeres ved 8 kHz.

Beregninger på symmetrisk tonekontrol

For at opnå et begrænset gainområde i form af et nulpunkt i overføringsfunktionen for lavpasfiltret i diskantkontrollen i afsnit 6.3.2W, og dermed symmetri i plottet af funktionen som på Fig. 4.2, indsættes en modstand, R_4 , i serie med C_4 . Det samlede LP-kredsløb ses i Fig. I.1.



Figur I.1: Det endelige LP-kredsløb for diskantfrekvenserne. Kredsløbet til venstre kan forenkles med en Thevenin-ækvivalent til kredsløbet til højre.

$$Y_1 = Z_1 \approx R_1 \quad (\text{I.1})$$

$$Y_2 = R_2 \parallel (C_4 + R_4) \quad (\text{I.2})$$

Den samlede overføringsfunktion for lavpasfiltret for diskanten, kan nu udregnes som:

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2} = \frac{R_2 \parallel (C_4 + R_4)}{R_1 + R_2 \parallel (C_4 + R_4)} = \frac{\frac{R_2(\frac{1}{sC_4} + R_4)}{R_2 + \frac{1}{sC_4} + R_4}}{R_1 + \frac{R_2(\frac{1}{sC_4} + R_4)}{R_2 + \frac{1}{sC_4} + R_4}} \quad (\text{I.3})$$

Der ganges med sC_4 i brøkerne

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{\frac{R_2(1 + R_4 s C_4)}{R_2 s C_4 + 1 + R_4 s C_4}}{R_1 + \frac{R_2(1 + R_4 s C_4)}{R_2 s C_4 + 1 + R_4 s C_4}} \quad (\text{I.4})$$

Herefter ganges igennem med $R_2sC_4 + 1 + R_4sC_4$

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2(1 + R_4sC_4)}{R_1(R_2sC_4 + 1 + R_4sC_4) + R_2(1 + R_4sC_4)} \quad (\text{I.5})$$

$$= \frac{R_2 + R_2R_4sC_4}{R_1R_2sC_4 + R_1 + R_1R_4sC_4 + R_2 + R_2R_4sC_4} \quad (\text{I.6})$$

$$= \frac{s(R_2R_4C_4) + R_2}{s(R_1R_2C_4 + R_1R_4C_4 + R_2R_4C_4) + R_1 + R_2} \quad (\text{I.7})$$

Den samlede overføringsfunktion stilles op på formen i (6.66)

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2R_4C_4}{R_1R_2C_4 + R_1R_4C_4 + R_2R_4C_4} \frac{s + \frac{R_2}{R_2R_4C_4}}{s + \frac{R_1+R_2}{R_1R_2C_4 + R_1R_4C_4 + R_2R_4C_4}} \quad (\text{I.8})$$

$$= \frac{R_2R_4}{R_1R_2 + R_1R_4 + R_2R_4} \frac{s + \frac{1}{R_4C_4}}{s + \frac{R_1+R_2}{C_4(R_1R_2 + R_1R_4 + R_2R_4)}} \quad (\text{I.9})$$

Med denne overføringsfunktion, er der opnået et begrænset gainområde ved hjælp af en nulpunkt. Det ses at DC-gainet for lavpasfiltret, k_{LP} , nulpunktet z_{LP} og polen p_{LP} er

$$k_{\text{LP}} = \frac{R_2R_4}{R_1R_2 + R_1R_4 + R_2R_4} \quad (\text{I.10})$$

$$z_{\text{LP}} = -\frac{1}{R_4C_4} \quad (\text{I.11})$$

$$p_{\text{LP}} = -\frac{R_1 + R_2}{C_4(R_1R_2 + R_1R_4 + R_2R_4)} \quad (\text{I.12})$$

Med denne modstand indsat i diskantfiltret, vil der fås en anden forstærkning i lavpasfiltret for høje frekvenser, som resultat af det dannede nulpunkt. Dermed kommer (6.84) til at få forstærkningen

$$A_{\text{LP}\omega \rightarrow \infty} = \frac{R_2R_4}{R_1R_2 + R_1R_4 + R_2R_4} \quad (\text{I.13})$$

Det maksimale gainområde ønskes til 2·12 dB = 24 dB og kan nu fastsættes ved at definere et udtryk for forholdet mellem fuld positiv og fuld negativ diskantforstærkning med de opnåede udtryk (6.82) og (6.84).

$$\frac{A_{\text{HP}\omega \rightarrow \infty}}{A_{\text{LP}\omega \rightarrow \infty}} = 1 \cdot \frac{R_1R_2 + R_1R_4 + R_2R_4}{R_2R_4} = \frac{R_1}{R_4} + \frac{R_1}{R_2} + 1 \quad (\text{I.14})$$

For det ønskede maksimale gainområde på 24 dB, skal følgende gælde,

$$\frac{R_1}{R_4} + \frac{R_1}{R_2} + 1 = 10^{\frac{24}{20} \text{ dB}} = 16 \text{ gg} \quad (\text{I.15})$$

Størrelsen af R_4 kan nu bestemmes ud fra (I.15)

$$R_1 = R_4(16 - 1 - \frac{R_1}{R_2}) \quad (\text{I.16})$$

$\Downarrow$

$$R_4 = \frac{R_1}{16 - 1 - \frac{R_1}{R_2}} = \frac{R_1R_2}{15R_2 - R_1} \quad (\text{I.17})$$

Da forholdet mellem R_1 og R_2 er bestemt til $R_1 = 4R_2$ i (6.31), kan (I.17) omskrives til

$$R_4 = \frac{4R_2R_2}{15R_2 - 4R_2} = \frac{4R_2}{11} = \frac{R_1}{11} \quad (\text{I.18})$$

Med en midterposition på -13,9 dB jvf. (6.87) er der kun mulighed for $\frac{16}{5} = 3,2$ gg forstærkning fra midterposition til fuld dæmpning, når der med R_4 opnås en samlet dæmpning på 24 dB fra maksimum forstærkning til maksimum dæmpning. Dette kan verificeres ved at beregne forholdet

$$\frac{A_{LP\omega \rightarrow 0}}{A_{LP\omega \rightarrow \infty}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 R_2 + R_1 R_4 + R_2 R_4}{R_2 R_4} = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_4 + R_2 R_4}{(R_1 + R_2) R_4} \quad (I.19)$$

Med de relative størrelser for R_1 og R_4 indsat fra (6.31) og (I.18) fås

$$\frac{A_{LP\omega \rightarrow 0}}{A_{LP\omega \rightarrow \infty}} = \frac{4R_2 R_2 + 4R_2 \frac{4}{11} R_2 + R_2 \frac{4}{11} R_2}{(4R_2 + R_2) \frac{4}{11} R_2} = \frac{4 + 4 \frac{4}{11} + \frac{4}{11}}{5 \frac{4}{11}} = \frac{44 + 16 + 4}{20} = \frac{64}{20} = 3,2 \quad (I.20)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(C_2 + R_2) \|(P_4 + C_4 + R_4)}{(R_1 + C_1) \|(C_3 + P_3) + (C_2 + R_2) \|(P_4 + C_4 + R_4)} \quad (I.21)$$

$$= \frac{\frac{(\frac{1}{s}C_2 + R_2)(P_4 + \frac{1}{s}C_4 + R_4)}{\frac{1}{s}C_2 + R_2 + P_4 + \frac{1}{s}C_4 + R_4}}{\frac{(R_1 + \frac{1}{s}C_1)(\frac{1}{s}C_3 + P_3)}{R_1 + \frac{1}{s}C_1 + \frac{1}{s}C_3 + P_3} + \frac{(\frac{1}{s}C_2 + R_2)(P_4 + \frac{1}{s}C_4 + R_4)}{\frac{1}{s}C_2 + R_2 + P_4 + \frac{1}{s}C_4 + R_4}} \quad (I.22)$$

Ud fra (I.22) kan overføringsfunktionen for forstærkningen ved høje frekvenser med potmetret i midterposition findes, ved at sætte $s = j\omega$ og lade $\omega \rightarrow \infty$. Forstærkningen ønskes sammenfaldende med den frekvenslineære forstærkning på -13,9 dB (6.36) jvf. plottet på Fig. 4.2.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{R_2(P_4 + R_4)}{R_2 + P_4 + R_4}}{\frac{R_1 P_3}{R_1 + P_3} + \frac{R_2(P_4 + R_4)}{R_2 + P_4 + R_4}} = 10^{\frac{-13,9}{20} \text{ dB}} = \frac{1}{5} \quad (I.23)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2(P_4 + R_4)(R_1 + P_3)}{(R_1 P_3)(R_2 + P_4 + R_4) + R_2(P_4 + R_4)(R_1 + P_3)} = \frac{1}{5} \quad (I.24)$$

Med indsættelse af størrelsen af R_1 fra (6.31) R_4 fra (I.18) kan (I.24) omskrives til

$$\frac{1}{5} = \frac{R_2(P_4 + \frac{4}{11} R_2)(4R_2 + P_3)}{4R_2 P_3(R_2 + P_4 + \frac{4}{11} R_2) + R_2(P_4 + \frac{4}{11} R_2)(4R_2 + P_3)} \quad (I.25)$$

$\Updownarrow$

$$(P_4 + \frac{4}{11} R_2)(4R_2 + P_3) = \frac{1}{5} [4P_3(R_2 + P_4 + \frac{4}{11} R_2) + (P_4 + \frac{4}{11} R_2)(4R_2 + P_3)] \quad (I.26)$$

Der ganges igennem med 11

$$(11P_4 + 4R_2)(4R_2 + P_3) = \frac{1}{5} [4P_3(11R_2 + 11P_4 + 4R_2) + (11P_4 + 4R_2)(4R_2 + P_3)] \quad (I.27)$$

De identiske faktorer samles på venstre side af lighedstegnet

$$(11P_4 + 4R_2)(4R_2 + P_3) - \frac{1}{5}(11P_4 + 4R_2)(4R_2 + P_3) = \frac{4}{5}P_3(11P_4 + 15R_2) \quad (I.28)$$

$\Updownarrow$

$$(1 - \frac{1}{5})(11P_4 + 4R_2)(4R_2 + P_3) = \frac{4}{5}P_3(11P_4 + 15R_2) \quad (I.29)$$

$\Updownarrow$

$$(11P_4 + 4R_2)(4R_2 + P_3) = P_3(11P_4 + 15R_2) \quad (I.30)$$

Ligning (I.30) løses med hensyn til P_3 og P_4 , for at beskrive deres indbyrdes størrelsesforhold

$$P_3 = \frac{44(P_3 + P_4) - 16R_2}{55} = \frac{44(P_3 + P_4) - 44R_4}{55} = \frac{4(P_3 + P_4) + 4R_4}{5} \quad (I.31)$$

$$P_4 = \frac{11(P_3 + P_4) - 16R_2}{55} = \frac{11(P_3 + P_4) - 44R_4}{55} = \frac{(P_3 + P_4) + 4R_4}{5} \quad (I.32)$$

$$\frac{P_3}{P_4} = \frac{4(P_3 + P_4) + 4R_4}{(P_3 + P_4) + 4R_4} \quad (I.33)$$

Den samlede potmeterstørrelse er i (6.63) på side 48 defineret som $(P_3 + P_4) \gg R_2$, og jvf. (6.27) er $R_2 = \frac{P_1 + P_2}{15}$, og altså gælder at $15(P_3 + P_4) \gg (P_1 + P_2)$. Diskantpotmetret kan derfor vælges til samme størrelse eller større end baspotmetret.

Modstanden R_4 har også betydningen for størrelsesforholdet mellem de to kondensatorer C_3 og C_4 :

$$z_{\text{HP}} = p_{\text{LP}} \Leftrightarrow \frac{1}{R_1 C_3} = \frac{R_1 + R_2}{C_4(R_1 R_2 + R_1 R_4 + R_2 R_4)} \quad (\text{I.34})$$

Ud fra dette udtryk findes forholdet mellem C_3 og C_4 . Først faktoreres nævneren væk i begge brøker

$$C_4(R_1 R_2 + R_1 R_4 + R_2 R_4) = R_1 C_3(R_1 + R_2) \quad (\text{I.35})$$

Med indsættelse af størrelsen af R_1 fra (6.31) R_4 fra (I.18) kan (6.100) omskrives til

$$C_4(4R_2 R_2 + 4R_2 \frac{4}{11} R_2 + R_2 \frac{4}{11} R_2) = 4R_2 C_3(4R_2 + R_2) \quad (\text{I.36})$$

Der ganges igennem med $\frac{11}{4}$

$$C_4(11R_2 R_2 + 4R_2 R_2 + R_2 R_2) = 11R_2 C_3(5R_2) \quad (\text{I.37})$$

Herefter divideres med $R_2 R_2$

$$16C_4 = 55C_3 \quad (\text{I.38})$$

Målejournal for effektforstærker

For at verificere resultaterne af den samlede effektforstærker, er der foretaget en række målinger.

J.1 Måling af frekvensrespons

Målingen af frekvensresponsen er foretaget for at kunne teste forstærkningen igennem det hørbare område fra 20-20 kHz. I afsnit 8.7, på Fig. 8.7 fremgår frekvensresponsen, og af tabel J.4 fremgår det anvendte udstyr. Testen foretages med NI-PCI-4461 PC kort, med tilhørende software Sweep Sine FRF. Testen er foretaget med den maksimale input amplitude på 700mV .

Måleudstyr	AAU nummer	Producent
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-0-3	HAMEG
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-N-1	HAMEG
8, 2Ω lab load	2159-02	ukendt
NI-PCI-4461 Sweep Sine FRF	76986	National Instruments

Tabel J.1: Anvendt udstyr til måling af frekvensrespons

J.2 Måling af termiske effekter

For at verificere at der ikke vil forekomme termisk runaway i udgangstrinnet, bliver temperaturen af kølepladerne målt over tid. Testen udføres ved at belaste loaden med en effekt på 10 W i 75 minutter. Temperaturen fremgår af tabel J.3. Det anvendte termometeret måler 1 mV til 1 °C. I afsnit 8.2 på Fig. 8.2.2, ses en graf over udviklingen af temperaturen.

Måleudstyr	AAU nummer	Producent
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-0-3	HAMEG
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-N-1	HAMEG
Termometer	intet (lånt i it-værkstedet)	Fluke 80T-IR
8, 2Ω lab load	2159 – 02	ukendt
Multimeter	B08518	Fluke Phillips

Tabel J.2: Anvendt udstyr til måling af termiske effekter

Minutter	BD437	BC547C	BC559C	BD438
0	24	24	24	24
1	28.4	25.9	26.9	29.7
2	34.4	34.3	29.8	37.8
3	36.8	35.9	31.5	39.3
4	39.3	37.8	32.1	42.7
5	40.5	39.4	32.9	44.6
6	41.3	39.6	33.1	44.9
7	42.8	41.3	34.1	46.3
8	43.7	42.1	34.9	47.2
9	44	42.6	34.9	47.7
10	44.6	42.3	35.5	48.7
15	45.8	44.2	36.5	49.7
20	47.1	44.8	37.3	50.7
45	47.5	45.9	36.8	50.8
55	47.5	45.2	37.7	51.1
60	49.3	45.2	37.7	50.4
65	48	45.7	38.5	52.4
75	49.4	45.5	38.1	51.8

Tabel J.3: I tabellen fremgår temperaturen målt på de fire effekttransistorers køleplader, fra 0 – 75 min

J.3 Måling af THD

For at måle den samlede THD for effektforstærkeren benyttes NI-PCI-4461 PC kort samt tilhørende software, Swept Sine FRF. Der er foretaget målinger med input amplituder på 20 mV, 42 mV, 100 mV og 700 mV. Sidstnævnte er maksimalt indgangssignal, og 42 mV er vurderet til lytteniveau. Resultaterne for målingerne fremgår af Fig. 8.7 i afsnit 8.7.

Måleudstyr	AAU nummer	Producent
NI-PCI-4461 Sweep Sine FRF	76986	National Instruments
8,2 Ω lab load	2159 – 02	ukendt
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-0-3	HAMEG
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-N-1	HAMEG

Tabel J.4: Anvendt udstyr til måling af THD

J.4 Måling af nyttevirkning

For at måle nyttevirkningen på effektforstærkeren måles den effekt der trækkes ud af stikkontakten med et Watt-meter, samtidig med at spændingen $\hat{V}$ over en 8,2 Ω -modstand måles med et voltmeter. Herved kan den afsatte effekt i belastningen beregnes som $P_L = \frac{\hat{V}}{2 \cdot R_L}$. Af tabel J.5 fremgår det anvendte udstyr.

Måleudstyr	AAU nummer	Producent
HN 1054 Energimåler	Intet	HAMEG
8, 2 Ω lab load	2159 – 02	ukendt
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-0-3	HAMEG
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-N-1	HAMEG
Multimeter	B08518	Fluke Phillips

Tabel J.5: Anvendt udstyr til måling af af nyttevirkningen

Som tidligere beskrevet er nyttevirkningen givet ved

$$\eta \equiv \frac{P_L}{P_S} \quad [\%] \quad (\text{J.1})$$

I Fig. 8.8, 8.8 og 8.8 i afsnit 8.8 om nyttevirkning fremgår resultaterne af nyttevirkningstesten.

J.5 Måling af indgangs- og udgangssignal

For at verificere indgangs- og udgangssignal af effektforstærkeren, måles der henholdsvis på ind- og udgang med et oscilloskop, mens en tonegenerator genererer en 1 kHz tone på 700 mV. Data er opsamlet og plottet i Fig. 8.7 i afsnit 8.7. Af tabel J.7 fremgår det anvendte måleudstyr.

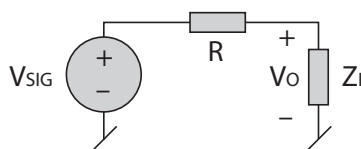
Måleudstyr	AAU nummer	Producent
tonegenerator	08261	Bang & Olufsen
Oscilloscope	33866	Agilent
8, 2 Ω lab load	2159-02	ukendt
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-0-3	HAMEG
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-N-1	HAMEG

Tabel J.7: Anvendt udstyr til måling af ind- og udgangssignal

J.6 Måling af ind- og udgangsimpedans af effektforstærker

For at måle indgangsimpedansen Z_i af effektforstærkeren, indsættes en tonegenerator med et indgangssignal V_{sig} på 500 mV RMS, med en 20 k Ω -modstand i serie, som vist på Fig. J.1. Herefter kan indgangsimpedansen beregnes efter en spændingsdeling ved ligning. Målte værdier er i RMS. I tabel J.8 er listet anvendt måleudstyr for impedansmålingerne.

$$Z_i = \frac{V_o}{V_{sig} - V_o} \cdot R \quad [\Omega] \quad (\text{J.2})$$

**Figur J.1:** Måling af indgangsimpedans på systemet med multimeter.

Tabel 1: Transformator			Tabel 2: Laboratorieforsyning		
Vin[mV]	Vout[mV]	Win[W]	Vin[mV]	Vout[mV]	Win[W]
0	0	7.2	0	0	35.4
20	400	7.2	20	400	35.6
30	600	7.3	40	780	35.5
40	800	7.3	60	1200	35.9
50	1000	7.3	80	1560	36.2
60	1200	7.4	100	2000	36.4
80	1660	7.6	120	2400	36.6
100	2010	7.7	140	2800	36.9
120	2520	7.8	160	3160	37.1
140	2910	8.0	180	3560	37.4
160	3260	8.1	200	4000	37.2
180	3690	8.2	300	6690	40.2
200	4130	8.4	400	8800	46.4
250	5130	8.7	500	10600	53.3
300	6250	9.1	600	12700	57.2
350	7200	9.4	700	14200	59.8
400	8100	9.9	800	16400	62.1
450	8900	11.3	900	18300	64.2
500	10300	12.6	1000	20000	65.8
600	12200	17.0	1100	21400	66.6
700	13400	22.1	1200	23600	67.6
800	15600	28.7	1300	24500	67.8
900	17200	32.6	1400	26600	69.0
1000	19500	36.0			
1100	22000	38.2			
1200	23800	39.8			
1300	26100	41.1			
1400	28100	41.8			
1500	30200	41.8			
1600	32000	42.7			

Tabel J.6: Oversigt over måledata ifbm. test af nyttevirkningen af effektforstærkeren. Det ses at der er et lavere signalsving med laboratorieforsyning, der er vist i tabel 2. I tabel 1 anvendes den i kapitel 9 beskrevne spændingsforsyning, og et større signalsving opnås pga. denne forsyning ikke begrænses ved en fast spændingsværdi. Vin er peak-peak signal ind i effektforstærkeren. Vout er spændingen over højttaleren. Win er effekt fra lysnettet.

Der måles en udgangsspænding V_o på 315,2 mV og heraf bliver indgangsimpedansen Z_i beregnet til

$$Z_i = \frac{V_o}{V_{sig} - V_o} \cdot R = \frac{315,2 \text{ mV}}{500 \text{ mV} - 315,2 \text{ mV}} \cdot 20 \text{ k}\Omega \approx 34 \text{ [k}\Omega] \quad (\text{J.3})$$

Måleudstyr	AAU nummer	Producent
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-0-3	HAMEG
Spændingsforsyning HM7042	B1-101-N-1	HAMEG
8,2 Ω modstand	intet	Ukendt
8,2 Ω lab load	2159 – 02	ukendt
Multimeter	B08518	Fluke Phillips

Tabel J.8: Anvendt udstyr til måling af ind og udgangsimpedans af effektforstærkeren

Herefter bliver udgangsimpedansen beregnet ud fra målinger af udgangsspændingen med 8 Ω load (V_o) og uden load (V_{so}) som det fremgår af Fig. J.2. V_o måles til 12,60 V og V_{so} måles til 13,90 V. Herefter kan udgangsimpedansen beregnes, hvis ligningen løses i henhold til Z_o :

$$Z_o = \frac{R_L}{R_L - Z_o} \cdot V_{so} = \frac{8 \Omega}{8 \Omega + Z_o} \cdot 13,90 = 12,6 \Rightarrow Z_o \approx 1,1 \text{ [}\Omega\text{]} \quad (\text{J.4})$$



Figur J.2: Måling af udgangsimpedans på systemet med multimeter.

Udledning af impedanser

Da impedanserne i systemmer har stor betydning, gives der en udledning af et udvalg her.

K.1 Indgangsimpedans af strømforstærkertrin

Da indgangsimpedansen for strømforstærkertrinet har stor betydning for råforstærkningen i VAS redegøres der i det følgende for denne. Trinet består af tre dele, Darlington koblingen bestående af driver og effekttransistor, V_{BE} -multiplier, og en strømgenerator. Hvis det antages at V_{BE} -multiplieren har en impedans på 0 kan hele indgangsimpedansen af strømforstærkertrinet udtrykkes som

$$Z_{in} = Z_{o\text{strømgenerator}} || Z_{in\text{Darlington}} \quad (\text{K.1})$$

K.1.1 Indgangsimpedans af Darlingtonkobling

Der opstilles først en hybrid- π model der fremgår af figuren. Indgangsimpedansen Z_{in} er givet ved

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} \quad (\text{K.2})$$

hvor

$$V_i = V_{BE1} + V_{BE2} + V_o \quad (\text{K.3})$$

og her kan V_{BE1} hhv V_{BE2} udtrykkes som $r_{\pi1} \cdot I_i$ og $r_{\pi2} \cdot I_i \cdot \beta_1$. Ydermere er V_o givet ved

$$V_o = I_L \cdot R'_L \quad (\text{K.4})$$

hvor R'_L er givet ved $R_E + R_L$. Input strømmen I_i kan udtrykkes som

$$I_i = \frac{I_L}{\beta_1 \cdot \beta_2} \quad (\text{K.5})$$

Det giver følgende udtryk for indgangsimpedansen

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{r_{\pi1} \cdot I_i + r_{\pi2} \cdot I_i \cdot \beta_1 + I_L \cdot R'_L}{I_i} \quad (\text{K.6})$$

udtrykket for I_i i K.5 substitueres ind i K.6

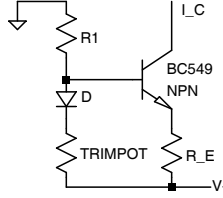
$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{r_{\pi1} \cdot \frac{I_L}{\beta_1 \cdot \beta_2} + r_{\pi2} \cdot \frac{I_L}{\beta_1 \cdot \beta_2} \cdot \beta_1 I_L \cdot R'_L}{\frac{I_L}{\beta_1 \cdot \beta_2}} \quad (\text{K.7})$$

Ligning K.7 kan hermed reduceres ved at dividere med $\frac{I_L}{\beta_1 \cdot \beta_2}$

$$Z_{in} = r_{\pi1} + r_{\pi2} \cdot \beta_1 + R'_L \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 \quad (\text{K.8})$$

K.1.2 Udgangsimpedans af strømgenerator

Idet der ved differensforstærkeren og strømforstærkeren er valgt at anvende en strømgenerator, er en sådan konstrueret. Der er flere måder hvorpå en strømsgeneratoren kan fremstilles, men der er valgt at tage udgangspunkt i metoden vist på figuren K.1. Der indføres et trimpot så man i praksis



Figur K.1: Diagram for strømgenerator.

kan indstille I_C korrekt. Der opstilles en maskeligning hvor summen af alle spændingsfald rundt i masken skal være 0.

$$(V_{cc} - V_D) \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_D - \frac{R_1 || R_2}{\frac{I_C}{\beta}} - V_{BE} - R_E \cdot I_E = 0 \quad (\text{K.9})$$

Hvis det antages at diodespændingsfaldet og V_{BE} er lige store går de to led ud. Herved vil et udtryk for spændingsfaldet over emittermodstanden kunne opstilles. Dette spændingsfald medfører den ønskede strøm fra konstantstrømsgeneratoren med antagelse af at $I_E \approx I_C$.

$$V_{RE} = R_E \cdot I_E = (V_{cc} - V_D) \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_1 || R_2}{\frac{I_C}{\beta}} \quad (\text{K.10})$$

Man får altså en konstant strøm og ydermere har strømgeneratoren den egenskab at den har en høj udgangsimpedans Z_o givet ved

$$Z_o \approx r_o \cdot \frac{V_{RE}}{V_T} \quad (\text{K.11})$$

hvor

$$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C} \quad (\text{K.12})$$

hvor V_A er Early spændingen.

Målinger foretaget på spændingsforsyningen

Målinger på spændingsforsyningen foretaget Fredrik Bajers vej 7, 16. december 2011.

Udstyr	Model	AAU-nr.
Multimeter	Fluke 37	B1-101-B-5
Spændingsforsyning	Trafo AC forsyning konstrueret af AAU	-
Oscilloskop	Agilent 54621A	B1-101-F-7
Belastningsmodstand	Danotherm 8 Ω	B1-101-R-5

Tabel L.1: Udstyr anvendt til måling af spændingsforsyningernes signaler.

Trafo	Forventet RMS/peak	Målt RMS/peak
Høj	18,0 V	25,5 V
Lav	6 V	8,5 V

Tabel L.2: Måling af spændinger direkte ud af trafoen.

Efter trafoen er hver af de to spændingsforsyninger forbundet til en KBU4D diodebro, der ensretter signalerne. I databladet er det maksimale spændingsfald over hver diode angivet til maksimalt 1 V.

Trafo	Beregnet RMS/peak	Forventet RMS/peak	Målt RMS/peak	Målt* RMS/peak
Høj	17,3 V	24,5 V	18,25 V	25,8 V
Lav	5,3 V	7,5 V	5,8 V	8,2 V

Tabel L.3: Måling af spændinger efter diodebro. *Måling foretaget med tilkoblet belastning på 8 Ω .

Ripplespændingen bestemt til 2 dB er beregnet til

