

**TITEL:** Hi-Fi forstærker

**3. SEMESTER**

**PROJEKTPERIODE:** 4. september - 21. december, 2000

**PROJEKT GRUPPE:**

Gruppe E3-310

**GRUPPEMEDLEMMER:**

Mikkel Borch-Jensen  
Steffen Præstholt  
Johnny Jensen  
Søren Skak  
Jørgen Friis  
Michael Pedersen

**VEJLEDER:**

Kristian Harmark

**OPLAG:** 9

**SIDER:** 158

**BILAG:** 28

**AFSLUTTET:** 21. december 2000

**SYNOPSIS:**

Denne rapport omhandler opbygningen af en Hi-Fi forstærker, der skal benyttes sammen med en CD-afspiller og en pladespiller. Forstærkeren skal opfylde relevante krav i DIN 45500 normen, og en række opstillede krav. Forstærkeren indeholder en forforstærker til en pladespiller, en tokenals tonekontrol, en digital styret volumenkontrol samt en effektforstærker. Gennem rapporten vil der blive gjort brug af simuleringværktøjet SPICE, for at efterprøve om de enkelte delenheder af forstærkeren opfører sig som beregnet. Ligeledes udføres målinger i laboratoriet for at dokumentere forstærkerens virkemåde.

Det viser sig, at det er muligt at opbygge en forstærker, der kan benyttes med en højttaler impedans på  $4\Omega$  og med en udgangseffekt på  $10W$ , som opfylder de fastsatte krav.

## Resumé

This report is the result of a third semester project at the Institute of Electronic Systems at Aalborg University. The object of the project is to evaluate the courses in Digital electronics, Analog electronics, Feedback theory and Measuring technics, through the construction of a Hi-Fi amplifier. This includes constructing a preamplifier, some signal processing and a power amplifier. In this context the signal processing is a tone and a volume control. In order to incorporate the knowledge from the courses in digital electronics, the volume control is made digital.

The input signals is the output of a standard CD-player and a record-player. Due to this fact the preamplifier contains a circuit to compensate for the RIAA-recording method, which is used in the recording process of a standard record. This means, that only the signal from the record-player is amplified through the preamplifier. The amplification is made with two Bipolar Junction Transistor circuits.

The tone-control is designed as a two channel unit. It contains a bass and a treble control which is adjusted with two potentiometers. It's a 100% analog design incorporating operational amplifiers.

The volume control is designed with digital control, which means the level of the output is adjusted with two pushbuttons and displayed on a display. The construction is made with CMOS technology and includes counters with stops and digital controlled switches.

The poweramplifier is made with Power MOSFET transistors coupled as a class AB-amplifier. It drives a  $4\Omega$  loudspeaker with an output power above  $10W$ .

This report documents the work of the projectgroup and shows the process of constructing the amplifier described above. The performance of the constructed amplifier is documented in the back of this report.

# Forord

Denne rapport er resultatet af gruppe 310's arbejde på 3. semester ved Aalborg Universitets Institut for Elektroniske Systemer. Rapporten omhandler dimensionering og konstruktion af en Hi-Fi forstærker. Rapporten danner baggrund for en evaluering af kurserne: Analog elektronik, Digital teknik, Tilbagekoblingsteori og Måleteknik og indeholder derfor væsentlige elementer fra disse kurser. Et fuldt udbytte af rapportens indhold opnås ved kendskab til de ovenstående områder på 3. semesters niveau.

Rapporten indeholder flere beregninger af komponentværdier. Alle disse udregninger er først angivet med deres beregnede resultat, hvorefter  $\approx$  angiver, at den nærmeste komponent i standardrækken er valgt. Modstande er valgt efter 1%-rækken og keramiske kondensatorer er såvidt muligt valgt efter 10%-rækken. Fravigelser fra denne vælgemåde vil være angivet i teksten.

Referencer vil være angivet i teksten ved [nr.] signaturen, hvor nr. angiver kildens nummer i kildelisten på side 129. Tabeller og figurer vil alle være nummereret fortløbende, imens kun vigtige formler er nummereret. Formelnummeret er placeret i den højre margin med (kap.nr.) signaturen, hvor kap. refererer til kapitelnummeret, som formlen er placeret i, og nr. angiver formelens nummer i dette kapitel.

Kravene er delt op så (G) står for krav i forbindelse med grænseflader imellem de forskellige trin, (E) står for egne og (D) står for DIN norm krav.

Rene DC-værdier betegnes med stort bogstav og stort index ( $V_{DC}$ ), rene AC-værdier betegnes med lille bogstav og lille index ( $i_{ac}$ ). Amplitudeværdier angives med en "hat" ( $\hat{V}$ ), og rms-værdier angives med ( $V_{rms}$ ).

Bagest i rapporten er diagrammerne vedlagt. De kan foldes ud, så de kan bruges til supplement under læsning.

Mikkel Borch-Jensen

---

Johnny Jensen

---

Jørgen Friss

---

Steffen Præstholm

---

Søren Skak

---

Michael Pedersen

---

# Indhold

<b>1</b>	<b>Indledning</b>	<b>8</b>
1.1	Problemformulering . . . . .	8
1.1.1	Kravspecifikation . . . . .	9
1.2	Overordnet opbygning af forstærkeren . . . . .	10
<b>2</b>	<b>Forforstærker</b>	<b>14</b>
2.1	Indledning . . . . .	14
2.2	Kravspecifikation . . . . .	14
2.3	Princip opbygning . . . . .	17
2.3.1	De enkelte blokke . . . . .	17
2.4	Første transistortrin . . . . .	18
2.5	RIAA . . . . .	27
2.6	Andet Transistortrin . . . . .	30
2.7	Højfrekvensknæk . . . . .	35
2.8	Båndbredde krav . . . . .	38
2.9	THD i forforstærker . . . . .	38
2.10	Simulering . . . . .	42
2.11	Delkonklusion . . . . .	43
<b>3</b>	<b>Tonekontrol</b>	<b>44</b>
3.1	Indledning . . . . .	44
3.2	Kravspecifikation . . . . .	44
3.3	Opbygning . . . . .	45

<i>INDHOLD</i>	5
3.4 Bufferen . . . . .	46
3.5 Inverterende operationsforstærkerkobling . . . . .	47
3.6 Baskontrol . . . . .	51
3.7 Diskantkontrollen . . . . .	54
3.8 Simulering . . . . .	58
3.9 Delkonklusion . . . . .	58
<b>4 Volumenkontrol</b>	<b>60</b>
4.1 Indledning . . . . .	60
4.2 Kravspecifikation . . . . .	60
4.3 Volumenkontrollens elementer . . . . .	61
4.3.1 Modstandsnetværk . . . . .	62
4.3.2 Den digitale styring . . . . .	65
4.3.3 Udlæsning af volumentrin . . . . .	71
4.4 Delkonklusion . . . . .	71
<b>5 Effektforstærker</b>	<b>73</b>
5.1 Indledning . . . . .	73
5.2 Kravspecifikation . . . . .	73
5.3 Opbygning . . . . .	74
5.4 Realisering . . . . .	77
5.4.1 Dimensionering . . . . .	78
5.4.2 Stabilitet af tilbagekobling . . . . .	86
5.4.3 Termisk Run-away . . . . .	90
5.5 Simulering . . . . .	92
5.6 Delkonklusion . . . . .	92
<b>6 Konklusion</b>	<b>93</b>
<b>7 Målerapport</b>	<b>95</b>
7.1 Måling på CD-afspiller . . . . .	95
7.2 Måling på pladespiller . . . . .	97

7.3	Forforstærker . . . . .	99
7.3.1	DC-arbejdspunkter . . . . .	99
7.3.2	Indgangsmodstand . . . . .	100
7.3.3	Forstærkning . . . . .	102
7.3.4	Forvrængning . . . . .	104
7.3.5	Frekvensplot . . . . .	105
7.4	Tonekontrol . . . . .	107
7.4.1	Indgangsmodstand . . . . .	107
7.4.2	Forstærkning . . . . .	109
7.4.3	Forvrængning . . . . .	110
7.4.4	Frekvensplot . . . . .	111
7.5	Volumenkontrol . . . . .	112
7.5.1	Indledende målinger . . . . .	112
7.5.2	Indgangsmodstand . . . . .	113
7.5.3	Forstærkning . . . . .	115
7.5.4	Forvrængning . . . . .	116
7.6	Effekttrin . . . . .	118
7.6.1	Arbejdspunkt . . . . .	118
7.6.2	Forstærkning . . . . .	119
7.6.3	Udgangsmodstand . . . . .	120
7.6.4	Forvrængning . . . . .	122
7.6.5	Kølepladetemperatur . . . . .	124
7.7	Samlet forstærker . . . . .	126
7.7.1	Forvrængning . . . . .	126
7.7.2	Forstærkning . . . . .	127

<b>A Forforstærker</b>	<b>130</b>
A.1 Tommelfingerregler . . . . .	130
A.2 Bodeplot . . . . .	131
A.3 Udledning af RIAA-overføringsfunktion . . . . .	132
<b>B Tonekontrol</b>	<b>133</b>
B.1 Impedanser . . . . .	133
B.2 Stabilitet . . . . .	134
<b>C Volumenkontrol</b>	<b>137</b>
C.1 Oscillator . . . . .	137
C.2 $\pm 9V$ 's forsyning. . . . .	140
C.3 Praktik i volumenkontrollen . . . . .	141
<b>D Grafer</b>	<b>143</b>
D.1 Forforstærker-SPICE . . . . .	143
D.2 Tonekontrol-SPICE . . . . .	144
D.3 Effekttrin-SPICE . . . . .	145
D.4 Forforstærker-Målt . . . . .	146
D.5 Tonekontrol-Målt . . . . .	147
<b>E Diagrammer</b>	<b>148</b>
E.1 Forforstærker . . . . .	148
E.2 Tone . . . . .	150
E.3 Volumenkontrol . . . . .	152
E.4 Effekttrin . . . . .	154
<b>F Noter</b>	<b>156</b>
F.1 Note om THD . . . . .	156
F.2 Note om modforvrængning . . . . .	157
F.3 MOSFET-overføringskurver . . . . .	158



# Kapitel 1

## Indledning

Med udgangspunkt i ønsket om at kunne gemme lyd til senere afspilning er der udviklet forskellige lagermedier. Som eksempler kan nævnes LP-pladen (LP: Long Playing), magnetbånd, CD'en (Compact Disc) og Mini-disc'en. Signalerne fra afspillerne af disse medier er svage og det er derfor nødvendigt at forstærke signalerne, før de kan transmitteres via et par højttalere. Til dette formål bruges en High Fidelity (herefter benyttes forkortelsen Hi-Fi) forstærker. Hi-Fi forstærkerer forstærker og tilpasser indgangssignalet fra CD-afspillere, pladespillere og andre signalkilder.

Det er nødvendigt at kunne justere lydstyrken, så den kan tilpasses de forhold, under hvilke afspilningen finder sted. Det kan også være nødvendigt at styre forstærkningen af forskellige frekvenser (tonekontrol). Volumenkontrol og tonekontrol er blokke, som kan indarbejdes i forstærkeren.

Udover de foregående krav kan der f.eks. stilles krav til, hvor meget støj udgangssignalet fra forstærkeren må indeholde, og inden for hvilket frekvensområde forstærkeren skal virke. For at opnå en vis standard er der nationalt og internationalt sat nogle minimumskrav til Hi-Fi forstærkere. Disse krav er samlet i et norm sæt; DIN 45 500 (Deutsche Industrie Norm) af Januar 1973 [5]. Der er som følge af udviklingen kommet nye normer og tillæg. Det er valgt at benytte denne gamle norm som reference, fordi målet med dette projekt er at inddrage grundlæggende elementer fra den analoge og digitale elektronik og ikke at skabe et konkurrencedygtigt produkt.

### 1.1 Problemformulering

Formålene med dette projekt er følgende:

- At dimensionere og konstruere en Hi-Fi forstærker, ud fra en række specificerede krav.
- At integrere væsentlige elementer fra PE-kurserne: Analog elektronik, Digitalteknik, Tilbagekoblingsteori og Måleteknik i projektet.

### 1.1.1 Kravspecifikation

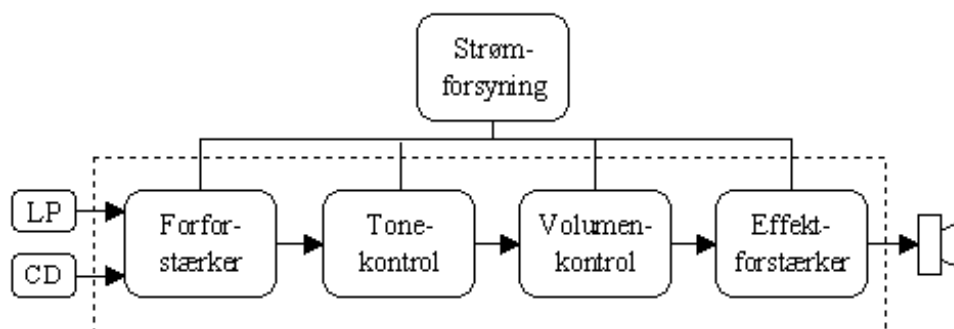
Som udgangspunkt opstiller gruppen følgende rammer for hele forstærkeren:

- Hi-Fi forstærkeren skal indeholde en forforstærker der kan forstærke signaler fra en pladespiller og en CD-afspiller.
- Hi-Fi forstærkeren skal indeholde en tonekontrol.
- Hi-Fi forstærkeren skal indeholde en digitalt styret volumenkontrol.
- Hi-Fi forstærkeren skal indeholde et effekttrin.
- Frekvensområdet skal være fra  $20Hz$  til  $20kHz$ , med maksimalt  $3dB$ 's afvigelse ved de to grænsefrekvenser.

Desuden har gruppen valgt, at Hi-Fi forstærkeren i sin helhed skal opfylde nedenstående punkter fra DIN 45 500.

- Harmonisk forvrængning: For forforstærker eller effektforstærker:  $0,5\%$ , for hele forstærkeren:  $0,7\%$ .
- Udgangseffekten skal være mindst  $10W$  mono.
- Dæmpningsfaktor (forhold mellem udgangsmodstand og belastning) på mindst 3.
- Belastningsimpedansen er  $4\Omega$  eller  $8\Omega$  for en højttaler.

Det er valgt at benytte en  $4\Omega$  højttaler med en udgangseffekt på  $10W$ .



Figur 1.1: Blokdiagram over Hi-Fi forstærkeren med eksterne enheder. Den stiplede kasse er gruppens problemstilling.

## 1.2 Overordnet opbygning af forstærkeren

Forstærkeren kan overordnet deles op i fire blokke: Forforstærker, tonekontrol, volumenkontrol og effektforstærker (Se figur 1.1).

Signalstørrelsen gennem blokkene er som følger: Pladespillersignalet forstærkes i forforstærkeren til signalstørrelsen fra CD-afspilleren ( $2V_{rms}$ ). I tonekontrollen forstærkes/dæmpes signalerne op til 4 gange, hvilket betyder at signalstørrelsen maksimalt er  $8V_{rms}$ . I volumenkontrollen justeres signalet fra  $-46,5dB$  til  $0dB$ . Derved bliver signalet ikke forstærket. Effektforstærkeren forstærker signalet 3, 16 gange.

Forvrængningskravet på maksimalt  $3dB$ 's fald ved  $20Hz$  og  $20kHz$  deles således, at hver af blokkene maksimalt må have et fald på  $\frac{3}{4}dB$ 's ved de angivne frekvenser.

### Forforstærker

Forforstærkeren skal tilpasse de signaler, den får fra CD-afspiller og pladespiller. Følgende krav stilles til forforstærkerkassen:

- Frekvensafhængig forstærkning efter RIAA-karakteristikken, hvor den maksimale skal forstærke 3530 gange ved lave frekvenser og 350 gange ved mellemfrekvenser.(G)
- Knækfrekvenserne for forstærkerkurven skal ligge i hhv.  $50Hz$ ,  $500Hz$  og  $2122Hz$ .(G)
- Indgangsmodstand:  $\geq 47k\Omega$  [15].(G)

- Belastningsmodstand:  $1M\Omega$ .(G)
- Indgang for både plade og CD-afspiller.(E)
- Frekvensområdet skal være fra  $20Hz$  til  $20kHz$ , med maksimalt  $\frac{3}{4}dB$ 's afvigelse ved de to grænsefrekvenser.(E)
- Forforstærkeren skal have en forsyning på  $30V$ .(E)
- Forvrængning:  $THD_{max} \leq 0,5\%$ .(D)

### Tonekontrol

Tonekontrollen har til formål at forstærke eller dæmpe toner med bestemte frekvenser. Den regulerer de høje og de lave frekvenser, mens de midterste frekvenser går upåvirket igennem. Tonekontrollen er placeret før volumenkontrollen, fordi det derved er det fulde signal der reguleres. Dette sker fordi, støjkluder får mindre betydning desto større signalet er.

- Tonekontrollen skal kunne klare et indgangssignal på  $V_{rms} = 2$ .(G)
- Tonekontroltrinnet skal have en konstant indgangsmodstand på minimum  $1M\Omega$ .(G)
- Tonekontrollen skal virke ved en belastning på  $10k\Omega$  eller derover.(G)
- Baskontrollen skal påvirke frekvenser fra  $20Hz$  op til maksimalt  $200Hz$ .(E)
- Diskantkontrollen skal påvirke frekvenser fra  $20kHz$  ned til maksimalt  $2kHz$ .(E)
- Tonekontrollen skal kunne dæmpe/forstærke  $12dB$ .(E)
- Tonekontrollen skal kunne klare en forsyningsspænding på  $\pm 15V$ .(E)
- Tonekontrollen skal have et frekvensområdet fra  $20Hz$  til  $20kHz$ , med maksimalt  $\frac{3}{4}dB$ 's afvigelse ved de to grænsefrekvenser.(E)

## Volumenkontrol

Volumenkontrollen har til formål at regulere signalet fra fuld udstyring til fuld dæmpning. Denne del vil blive konstrueret og realiseret med analog og digital elektronik.

- Volumenkontrollen skal have en indgangsmodstand på minimum  $10k\Omega$ .(G)
- Trinnet skal kunne håndtere signaler fra tonekontrollen. Signaler med en amplitude på  $2 \cdot \sqrt{2}V$  gange den maksimale forstærkning i tonekontrollen ( $12dB = 4$  gange)  $= 11,3\hat{V} \approx 12\hat{V}$ .(G)
- Trinnets frekvensområdet skal være fra  $20Hz$  til  $20kHz$ , med maksimalt  $\frac{3}{4}dB$ 's afvigelse ved de to grænsefrekvenser.(E)
- Lydniveauet skal kunne dæmpes fra  $0dB$  til  $-46,5dB$  ( $\frac{1}{200}$  af fuld udstyring).(E)
- Lydniveauet styres med to trykknapper.(E)
- Lydniveauet ændres i spring på  $1,5dB$ , hvilket giver 32 trin fra  $0dB$  til  $-46,5dB$ .(E)
- Ved fortsat ændring af lydniveauet skal ændringen ske med en hastighed på  $250 \frac{ms}{trin}$ , således at det tager ca.  $8s$  at komme fra den ene yderstilling til den anden.(E)
- I tilfælde af at lydniveauet kommer op på  $0dB$  eller ned på  $-46,5dB$  skal styringen blive i yderstillingen ved tryk på henholdsvis op- ( $0dB$ ) og nedknappen ( $-46,5dB$ ). (E)
- Det aktuelle lydniveau trin skal vises på to syv-segmentdisplays. 0 på displayet skal svare til  $46,5dB$ 's dæmpning og 31 svarer til  $0dB$ 's dæmpning.(E)
- Når forstærkeren tændes skal volumenkontrollen antage et forudbestemt trin. Opstartstrinnet (presetværdien) skal være trin 10 (dæmpning på  $31,5dB$ ). (E)
- Når begge trykknapper aktiveres samtidigt skal styringen blive i det aktuelle trin.(E)

### Effektforstærker

Efter volumenkontrollen skal signalets effekt forøges, således at signalet kan blive omsat til lyd med en effekt på op til  $10W$  i en  $4\Omega$ -højttaler.

- Effektforstærkerens indgangsmodstand skal være over  $10k\Omega$ .(G)
- Effekttrinnet skal levere  $10W$  i en  $4\Omega$  højttaler, når tonekontrollen står i neutral position og volumenkontrollen er i maksimal position.(E)
- Trinnets båndbredde skal være  $20Hz$  til  $20kHz$ . Ved de to grænsefrekvenser må der maksimalt være et fald på  $\frac{3}{4}dB$ .(E)
- Trinnet skal have en "høj" nyttevirkning.(E)
- Trinnet skal forsynes af en  $\pm 15V$ ,  $3A$  strømforsyning.(E)
- Effekttrinnets varmeudvikling skal overholde de i stærkstrømsbekendtgørelsens stillede krav: Tilgængelige dele må højst stige  $40^\circ C$  fra omgivelsestemperaturen der maximalt er  $35^\circ C$  i tempereret klima. (E)
- Dæmpningsfaktoren: forholdet mellem trinnets udgangsmodstand og højttalermodstanden skal være over 3.(D)
- Effekttrinnet skal forvrænge under  $0,5\%$  THD.(D)

### Strømforsyning

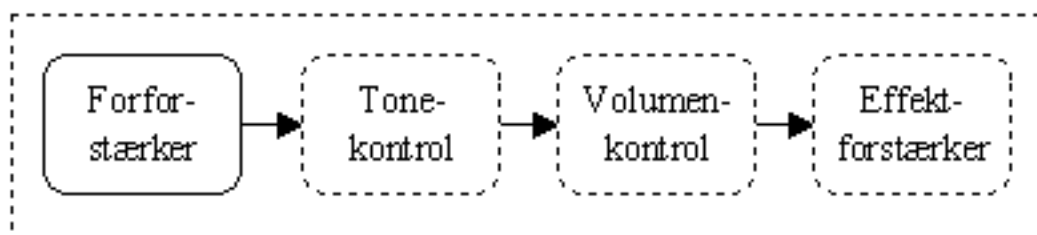
Gruppen har valgt ikke at opbygge en strømforsyning og istedet benyttes laboratoriestrømforsyninger. Forforstærkeren forsynes med en  $30V$ 's strømforsyning. De tre resterende trin får strøm fra en strømforsyning på  $\pm 15V$  og  $3A$ . Med denne strømforsyning kan effektkravet på  $10W$  opfyldes.

# Kapitel 2

## Forforstærker

### 2.1 Indledning

På figur 2.1 ses forforstærkerens placering i forstærkeren.



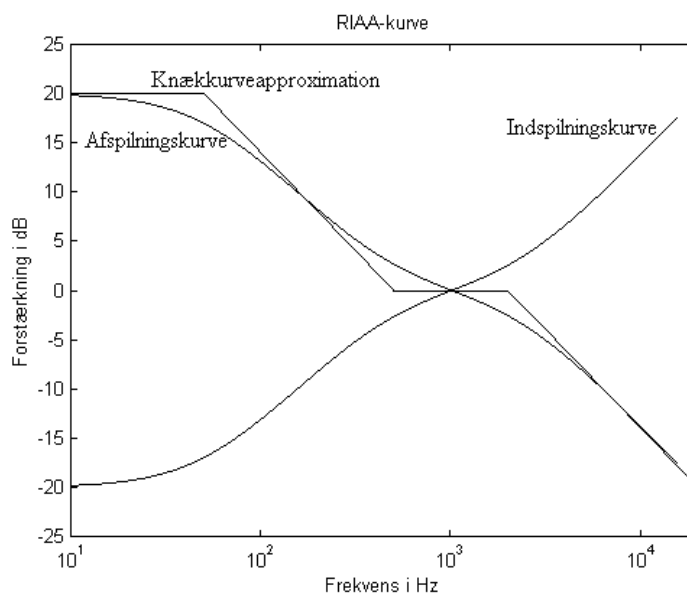
Figur 2.1: *Blokdiagram for Hi-Fi forstærkeren. Forforstærkeren behandles.*

Dette kapitel starter med en kort gennemgang af, hvilke krav der stilles til forforstærkeren. På den baggrund vil det være muligt at opstille den principielle opbygning af denne. Opbygningen vil derefter danne grundlag for den efterfølgende dimensionering, simulering og realisering af forforstærkeren.

### 2.2 Kravspecifikation

Forforstærkerens opgave er, at sørge for at signalet fra pladespillerens udgang får samme størrelse som udgangssignalet fra CD-afspilleren. Signalets størrelse afhænger af frekvensen, hvilket ses på figur 2.2. Karakteristikken er en

RIAA-karakteristik<sup>1</sup> og den viser at lave frekvenser er dæmpet i forhold til høje under indspilningen af pladen. Karakteristikken er lavet således, fordi rillerne i pladen ellers bliver for store ved indspilning af dybe toner, hvilket medfører, at pladen ikke kan indeholde lige så mange spilleminutter som med RIAA. Dertil kommer, at pickup'en er følsom og derfor ikke tåler de store basudsving på pladen. Karakteristikken er dermed en type komprimering af signalet.



Figur 2.2: En RIAA-karakteristik og tilhørende omvendte karakteristisk, som viser hvilken frekvensgang en pladespillerforstærker skal have [4].

Forforstærkeren skal tage højde for denne indspilningsform, ved at forstærke indgangssignalet efter den omvendte kurve. Ud fra målinger på pladespilleren (Afsnit 7.2 på side 97), er det muligt at udregne forstærkningen, der er krævet ved de forskellige frekvenser, for at pladespillersignalet opnår en størrelse på  $2V_{rms}$ . Signalets størrelse svarer derefter til udgangssignalet fra CD-afspilleren.

Fra målerapporten vides det, at udgangssignalet for pladespilleren ved midelfrekvens ( $1kHz$ ) er  $V_{plade, rms} = 0,45mV$ . Med et CD signal på  $V_{CD, rms} = 2V$  udregnes midelfrekvensforstærkningen som:

$$A_{mid} = \frac{V_{CD}}{V_{plade} \cdot K} \Rightarrow A_{mid} = \frac{2}{0,45 \cdot 10^{-3} \cdot 12,6} = 353$$

<sup>1</sup>RIAA: Standard fra Recording Industry Association of America.



hvor korrektionskonstanten  $K = 10^{\frac{22}{20}}$  skyldes, at den benyttede plade er indspillet med en dæmpning på  $22dB$ . Ifølge RIAA-karakteristikkens knækkurveapproximation (Figur 2.2) ses det, at mellemfrekvensområdet er dæmpet  $20dB$  i forhold til de laveste frekvenser. Dette medfører en lavfrekvensforstærkning på  $A_{lav} = 3530$ . Ud fra litteratur om RIAA-netværk [4] kendes de tre tidskonstanter, der hører til de tre  $3dB$  knækkfrekvenser. De er givet som  $\tau_1 = 3180 \cdot 10^{-6}s$ ,  $\tau_2 = 318 \cdot 10^{-6}s$  og  $\tau_3 = 75 \cdot 10^{-6}s$ . Disse omregnes til frekvenser ved at benytte følgende formel:

$$2 \cdot \pi \cdot f_n = \frac{1}{\tau_n} \Leftrightarrow f_n = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau_n}$$

Ved at indsætte de tre ovenstående værdier for  $\tau$  fås følgende knækkfrekvenser:

$$\begin{aligned} f_1 &= 50Hz \\ f_2 &= 500Hz \\ f_3 &= 2122Hz \end{aligned}$$

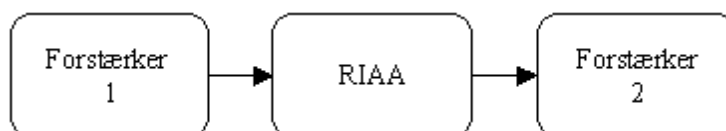
Det skal her bemærkes, at den søgte forstærkning på 3530 (20 dB over middel) ved  $20Hz$  ikke er den eksakte forstærkning. Den søgte forstærkning er udregnet efter knækkurveapproximationen, men da der ligger et knæk ved  $50Hz$  vil den eksakte forstærkning være 3146 (19 dB over middelfrekvens aflæst på figur 2.2) ved  $20Hz$ . I de videre udregninger er det knækkurveapproximationens værdi, der bruges, mens der ved målingerne sammenlignes med den eksakte værdi. Dette, og de generelle krav, giver sammenfattet følgende krav til forforstærkeren:

- Frekvensafhængig forstærkning efter RIAA-kurven, med maksimal forstærkning på 3530 gange ved lave frekvenser og 350 gange ved mellemfrekvenser.(G)
- Knækkfrekvenserne for forstærkerkurven skal ligge i hhv.  $50Hz$ ,  $500Hz$  og  $2122Hz$ .(G)
- Indgangsmodstand:  $\geq 47k\Omega$  [15].(G)
- Indgang for både plade og CD-afspiller.(E)
- Frekvensområdet skal være fra  $20Hz$  til  $20kHz$ , med maksimalt  $\frac{3}{4}dB$ 's afvigelse ved de to grænsefrekvenser.(E)
- Forforstærkeren skal have en forsyning på  $30V$ .(E)
- Forvrængning:  $THD_{max} \leq 0,5\%$ .(D)

## 2.3 Princip opbygning

På baggrund af de krav der blev præsenteret i afsnit 2.2, er det muligt at opstille en principskitse for forforstærkeren (Figur 2.3). For at opnå den ønskede forstærkning sammen med den krævede frekvensgang, vælges en opbygning med to forstærkertrin og et passivt frekvenskorrigerende led.

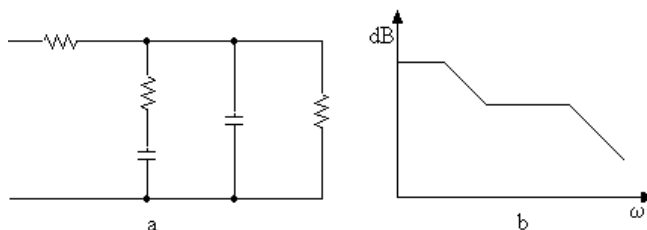
Ved at lade det første forstærkertrin levere så kraftig en forstærkning som muligt, bliver den støj der eventuelt opstår i det første trin forstærket mindst muligt i det andet trin. Det passive frekvenskorrigerende netværk placeres mellem de to forstærkertrin og skal opbygges således, at det regulerer hele frekvensgangen.



Figur 2.3: Blokdiagram over forforstærkeren.

### 2.3.1 De enkelte blokke

Den midterste blok består af et passivt netværk, der skal give den ønskede frekvensgang. Ved at se på RIAA-kurvens knækkurveapproximation, figur 2.2, ses det, at dette netværk skal have en overføringsfunktion indeholdende to poler og et nulpunkt. Et sådant net kan se ud som på figur 2.4a, hvor b viser den tilhørende knækkurve.



Figur 2.4: a. Det frekvenskorrigerende RIAA-netværk mellem trin 1 og trin 2 i forforstærkeren. b viser netværkets frekvensafhængige forstærkning.

## Forstærkerne

Kravet til de to transistortrin er, at de tilsammen skal levere en forstærkning på 3530 gange ved lave frekvenser. For at opnå den krævede forstærkning vælges to forstærkertrin indeholdende Bipolær Junction Transistorer (BJT). Som udgangspunkt ønskes det, at hovedparten af forstærkningen skal ligge i det første trin, således at signalet er så stort som muligt, inden det dæmpes gennem det passive net. Dermed vil dimensioneringen af dette trin tage udgangspunkt i, at det skal forstærke så meget som muligt. Yderligere kræves det, at det første trin skal have høj indgangsmodstand (Se kravspecifikation, afsnit 1.1.1). For at vælge en passende transistorkobling til denne opgave, benyttes følgende tabel (Tabel 2.1) fra Analog elektronik ([6] mm.7):

Parameter/Kobling	CE	CE+ $R_e$	CC	CB
$R_{iB}$	Høj	Højere	Højest	Lav
$A_V$	Høj	Høj	$\simeq 1$	Høj
$R_O$	Høj	Højere	Lav	Højest
$A_{VS}$	?	Høj	?	Lav

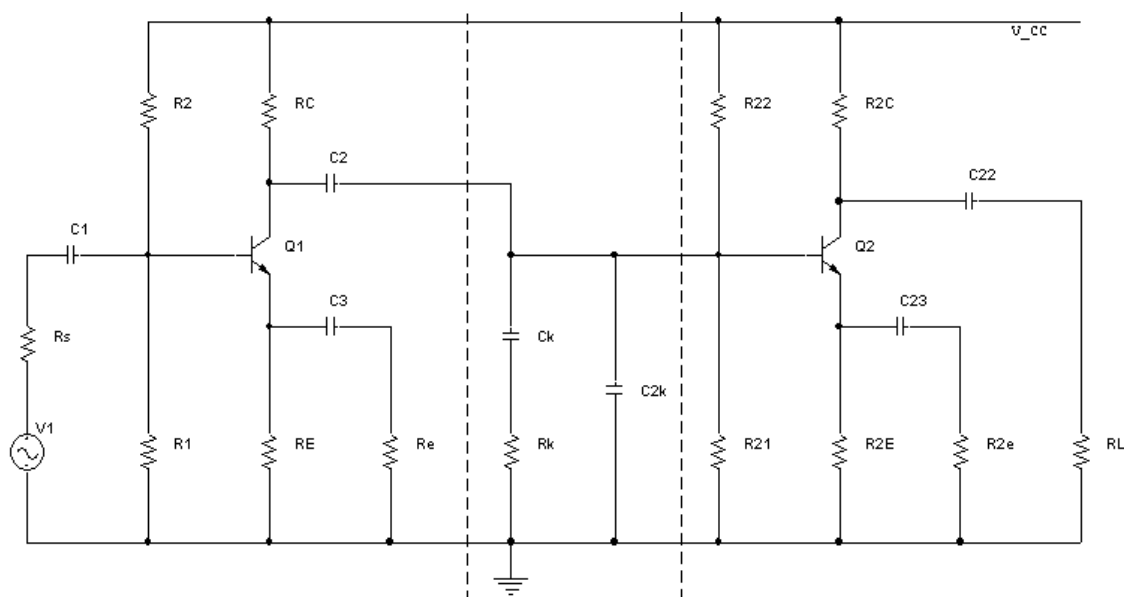
Tabel 2.1: Tabel over de forskellige transistortrins egenskaber.

Udfra tabel 2.1 ses at den opkobling der leverer en høj forstærkning samt en stor indgangsmodstand er en Common emitter med uafkoblet emittermodstand (CE+ $R_e$ ). Derfor vælges denne opkobling i de to transistortrin. Dermed kan kredsløbet for forforstærkeren opstilles, hvorefter der i de følgende afsnit udregnes størrelser for de enkelte komponenter. Kredsløbet kan ses på figur 2.5.

## 2.4 Første transistortrin

Det første forstærkertrin i forforstærkeren består af en CE+ $R_e$  transistorkobling. For at lette beregningerne for transistortrin 1, regnes forstærkeren belastet med  $R_{2i}$ , som er indgangsmodstanden i transistortrin 2.

Til beregningerne på transistortrinene benyttes følgende metode: Først vælges størrelser for:  $I_C$ ,  $R_{2i}$  og ønsket  $A_{VS}$ . Derefter bruges den indsamlede information omkring pladespilleren (Målerapport i afsnit 7.2), samt tommelfingerreglerne i bilag A.1 til at beregne og vælge:  $V_{RC}$ ,  $V_{CE}$ ,  $V_{RE}$ ,  $V_{BE}$ ,  $R_C$ ,  $R_E$  og  $R_B$ . Til sidst ses på småsignalforholdene ved hjælp af hybrid- $\pi$ -modellen for at kunne bestemme:  $R_i$ ,  $R_e$  og  $A_{VS}$ .



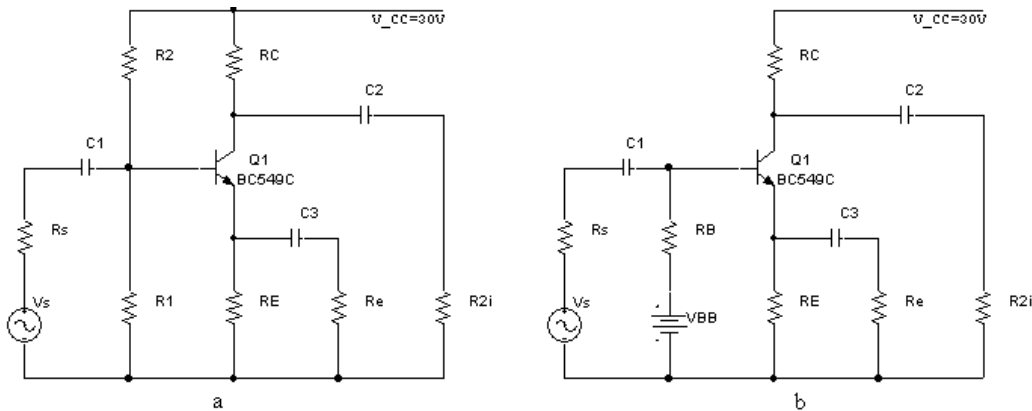
Figur 2.5: Det samlede kredsløb for forforstærkeren med de to transistortrin og det frekvenskorrigerende net.

Collectorstrømmen ( $I_C$ ) vælges til  $1\text{mA}$  og  $R_{2i}$  vælges til  $50\text{k}\Omega$ . For at muliggøre en høj forstærkning samt høj udgangsmodstand ved en lav collectorstrøm, benyttes en transistor af typen BC549C. BC549C har, ifølge databladet, en  $\beta$ -værdi på 500 ved  $I_C = 1\text{mA}$  [7].  $V_{CC}$  er  $30\text{V}$ ,  $V_{BE}$  antages at være  $0,7\text{V}$  og  $R_s$  er ifølge målerapporten (Afsnit 7.2 på side 97) givet til  $3,6\Omega$ . Det betyder at der kan opstilles et kredsløbsdiagram som på figur 2.6a.

### DC-udregninger

For at udregne de forskellige modstandes størrelser vælges nogle spændingsfald. Ifølge kurset i analog elektronik mm.5, gælder at  $2,5\text{V} \leq V_{RE} \leq 3\text{V}$  (Se bilag: A.1). Udfra dette vælges  $V_{RE} = 3\text{V}$ .

Det kan bestemmes hvor meget spænding, der skal ligge over collector-emitter på transistoren ( $V_{CE}$ ). Som udgangspunkt skal spændingsfaldet være så stort, at der er plads til det forstærkede signal, så klipping undgås. Målingerne viser, at pladespillerens største signal er  $V_{plade, rms} = 4,5\text{mV}$ . Derudfra foretages en overslagsberegning, hvor det antages, at det første transistortrin i forforstærkeren har en forstærkning på 90 gange. Der skal foretages en kontrolberegning, når forstærkningen er beregnet, for at undersøge om signalet går i klipping. For at få  $V_{plade, rms}$  omregnet til en peakværdi benyttes følgende



Figur 2.6: *a*: Storsignalmodel af forforstærkerens første transistortrin.  $R_{2i}$  er indgangsmodstanden til andet trin. *b*: Samme som *a*, men hvor  $R_B$  og  $V_{BB}$  er Theveninækvivalent af  $V_{CC}$ ,  $R_2$  og  $R_1$ .

udtryk:

$$\begin{aligned} V_{\text{signal, peak}} &= V_{\text{plade, rms}} \cdot 14 \cdot \sqrt{2} \cdot 90 \Rightarrow \\ V_{\text{signal, peak}} &= 4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 14 \cdot \sqrt{2} \cdot 90 = 8,0V \end{aligned} \quad (2.1)$$

hvor faktoren  $\sqrt{2}$  benyttes til at omregne fra rms værdi til amplitudeværdi og faktoren 14 skyldes, at den benyttede testplade er indspillet ved  $-22dB \pm 1dB$  (Se målerapport i afsnit 7.2). Derfor vælges  $V_{CE} = 9V$ , således at der er plads til signalerne. At der ikke vælges en større, værdi skyldes at  $V_{CE}$  ikke bør være større end nødvendigt da den hænger direkte sammen med råforstærkningen:

$$|A| = \frac{I_C}{V_T} \cdot R_C \Leftrightarrow |A| = \frac{V_{RC}}{V_T}$$

Det betyder at råforstærkningen bliver mindre hvis  $V_{RC}$  mindskes, hvilket er tilfældet hvis  $V_{CE}$  forøges.

Den resterende del af  $V_{CC}$  ligger over  $R_C$ , hvilket giver  $V_{RC} = 18V$ . Da strømmen igennem collectormodstanden er  $I_C = 1mA$ , kan størrelsen af  $R_C$  bestemmes ud fra Ohms lov, hvilket giver  $R_C = 18k\Omega \approx 18,2k\Omega$ . Så bliver  $V_{RC} = 18,2V \Rightarrow V_{CE} = 8,8V$ . På tilsvarende vis kan størrelsen af  $R_E$  bestemmes til  $R_E = 3k\Omega \approx 3,01k\Omega$ .

Ved at erstatte bias-modstandene  $R_1$  og  $R_2$  med deres Theveninækvivalente modstand  $R_B$  (Se figur 2.6b), kan følgende tommelfingerregel fra analog elek-

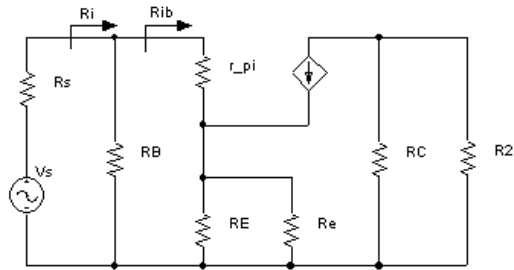
tronik mm.5 benyttes til at bestemme  $R_B$  (Se bilag A.1):

$$R_B = \frac{\beta \cdot R_E}{10} \Rightarrow$$

$$R_B = \frac{500 \cdot 3,01 \cdot 10^3 \Omega}{10} \approx 150 k\Omega$$

### Småsignalforhold

Der kan opstilles en hybrid- $\pi$ -model for transistortrinnet som på figur 2.7.



Figur 2.7: Småsignaldiagram for det første transistortrin.  $R_i$  er indgangsmodstanden til hele trin 1, mens  $R_{ib}$  er indgangsmodstanden set ind i basis.

I dette signaldiagram er  $r_o$  ikke medtaget, da det antages at  $r_o \gg R_C \parallel R_{2i}$ . Transkonduktansen ( $g_m$ ) og modstanden  $r_\pi$  udregnes ([1] tabel 4,3 side 271):

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \Rightarrow g_m = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} = \frac{1}{26} \Omega^{-1}$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} \Rightarrow r_\pi = \frac{500}{\frac{1}{26}} = 13 k\Omega$$

hvor  $V_T$  er termospændingen i transistoren, der er ca.  $26 mV$  ved stuetemperatur. Dernæst bestemmes  $R_e$  ud fra følgende ligning:

$$R_{ib} = r_\pi + \beta \cdot R_e' \quad (2.2)$$

hvor  $R_e' = R_e \parallel R_E$ . For at kunne benytte ligning 2.2 er det nødvendigt at udregne indgangsmodstanden til basis ( $R_{ib}$ ). Ved inspektion af kredsløbet på figur 2.7, kan følgende ligning opskrives:

$$R_i = R_B \parallel R_{ib} = R_B \parallel (r_\pi + \beta \cdot R_e') \quad (2.3)$$

hvor  $R_i$  er indgangsmodstanden set fra kilden:

$$R_i = \frac{R_{ib} \cdot R_B}{R_{ib} + R_B} \Leftrightarrow R_{ib} = \frac{R_i \cdot R_B}{R_B - R_i} \quad (2.4)$$

Idet kravet til  $R_i$  er  $\geq 47k\Omega$  kan dette omskrives til:

$$R_{ib} = \frac{R_i \cdot R_B}{R_B - R_i} \Rightarrow R_{ib} = \frac{47 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3}{150 \cdot 10^3 - 47 \cdot 10^3} = 68,4k\Omega$$

Ved at benytte ligning 2.2 fås følgende:

$$R'_e = \frac{68,4 \cdot 10^3 - 13 \cdot 10^3}{500} = 111\Omega$$

Derefter kan  $R_e$  udregnes som:

$$R'_e = R_e \parallel R_E \Leftrightarrow R_e = \frac{R_E}{\frac{R_E}{R'_e} - 1} \Rightarrow R_e = \frac{3 \cdot 10^3}{\frac{3 \cdot 10^3}{111} - 1} = 115\Omega \approx 130\Omega$$

Der vælges en standardværdi på  $130\Omega$ . Dette er ikke den nærmeste værdi i 1 %-rækken. Den vælges større for at sikre at  $R_i$  ikke bliver mindre end kravet på  $47k\Omega$  og for at mindske forstærkerens forvrængning. Med den valgte værdi for  $R_e$  kan  $R_i$  beregnes ud fra ligning 2.3 til:

$$R_i = R_B \parallel (r_\pi + \beta \cdot (R_e \parallel R_E)) \Rightarrow \\ R_i = 150 \cdot 10^3 \parallel (13 \cdot 10^3 + 500 \cdot (130 \parallel 3 \cdot 10^3)) = 50,1k\Omega$$

## Forstærkning

Efter ovenstående udregninger er det muligt at beregne trinnets forstærkning fra kilden ( $A_{VS}$ ) og undersøge om den antagede forstærkning er opnået. Til beregning af  $A_{VS}$  benyttes følgende ligning ([6] mm.7):

$$A_{VS} = \frac{-R_C \parallel R_{2i}}{\frac{R'_S}{\beta} + \frac{1}{g_m} + (R_E \parallel R_e)} \quad (2.5)$$

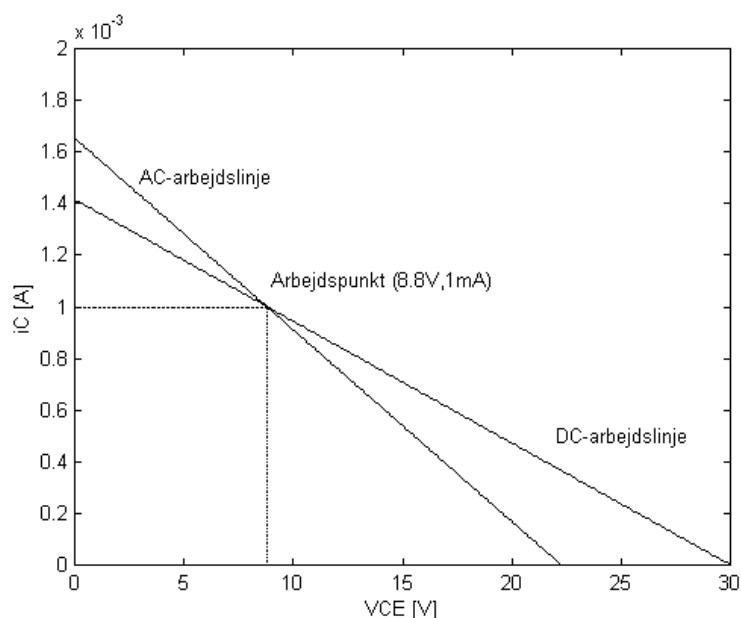
hvor  $R'_S = R_S \parallel R_B \approx R_S = 3,6\Omega$  og  $R_{2i}$  er indgangsmodstanden på næste transistortrin. Ved at indsætte de omtalte talstørrelser i ligning 2.5 fås:

$$A_{VS} = \frac{-18,2 \cdot 10^3 \parallel 50 \cdot 10^3}{\frac{3,6}{500} + 26 + 3 \cdot 10^3 \parallel 130} = 88,6$$

Dermed lever resultatet ikke helt op til det antagede, men det kan skyldes, at der er valgt en større  $R_e$  end beregnet. Resultatet er brugbart, da det er muligt at flytte noget af forstærkningen videre til næste transistortrin. Ydermere kan det ses, udfra forstærkningen på 88,6, at signalerne over transistoren ikke går i klipning, da forstærkningen er mindre end de 90, der først blev antaget.

### Arbejds punkt

For at kontrollere om de udregnede komponenter giver anledning til det ønskede arbejds punkt, laves en grafisk analyse. Dette sker ved først at indtegne DC-arbejds linjen (Se figur 2.8).



Figur 2.8: DC- og AC-arbejds linjerne for det første transistortrin.

Linjen er indtegnet således, at den forbinder punktet  $\frac{V_{CC}}{R_E + R_C}$  på  $i_C$ -aksen og  $V_{CC}$  på  $V_{CE}$ -aksen. DC-arbejds linjen får derfor følgende forskrift:

$$i_C = \frac{1}{(R_E + R_C)} \cdot V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_E + R_C} \quad (2.6)$$

Med talstørrelser indsat giver det følgende:

$$i_C = -4,72 \cdot 10^{-5} \cdot V_{CE} + 1,415 \cdot 10^{-3}$$



Derpå udregnes hvilken  $V_{CE}$ , der svarer til en  $i_C = 1\text{mA}$ , ved at indsætte i forskriften.

$$1 \cdot 10^{-3} = -4,7 \cdot 10^{-5} \cdot V_{CE} + 1,42 \cdot 10^{-3} \Leftrightarrow V_{CE} = 8,8\text{V}$$

$V_{CE}$  stemmer således overens med den først beregnede værdi (Se afsnit 2.4). Udfra dette arbejds punkt indtegnes nu AC-arbejdslinjen, som er den linje, indgangssignalet vil bevæge sig på. Hædningskoefficienten  $\alpha$  kan bestemmes udfra følgende udtryk ([6] mm.5):

$$\alpha = \frac{-1}{(R_C \parallel R_{2i}) + (R_E \parallel R_e)} \Rightarrow$$

$$\alpha = \frac{-1}{(18,2 \cdot 10^3 \parallel 50 \cdot 10^3) + (3 \cdot 10^3 \parallel 130)} = -7,43 \cdot 10^{-5}$$

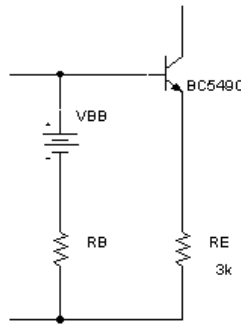
Det giver dermed følgende forskrift for AC-arbejdslinjen:

$$i_C = -7,4 \cdot 10^{-3} \cdot V_{CE} + 1,65 \cdot 10^{-3}$$

Ud fra grafen ses det, at der er plads til det ønskede signal, i både positiv og negativ retning.

### Forspændingskredsen

De resterende modstande, der skal bestemmes, er de to forspændings- (bias) modstande  $R_1$  og  $R_2$ . Udfra opstille bias-kredsen på figur 2.9 ses det, ved at



Figur 2.9: *Biaskredsen til det første transistortrin.*

bruge KVL <sup>2</sup>, at spændingsfaldene er følgende:

$$V_{BB} = V_{BE} + V_{RE} + R_B \cdot \frac{I_C}{\beta}$$

<sup>2</sup>Kirchhoff's spændings lov.

Dette giver følgende størrelser for  $V_{BB}$ :

$$V_{BB} = 3 + 0,7 + 150 \cdot 10^3 \cdot \frac{1 \cdot 10^{-3}}{500} = 4V$$

Ved dernæst at bruge:

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

og

$$V_{BB} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$

kan følgende udtryk for bias-modstandene opstilles:

$$R_1 = \frac{-R_B}{\frac{V_{BB}}{V_{CC}} - 1} \quad (2.7)$$

og

$$R_2 = \frac{R_B \cdot R_1}{R_1 - R_B} \quad (2.8)$$

Dette giver følgende størrelser for  $R_1$  og  $R_2$ :

$$R_1 = \frac{-150 \cdot 10^3}{\frac{4}{30} - 1} = 173,1k\Omega \approx 174k\Omega$$

$$R_2 = \frac{150 \cdot 10^3 \cdot 174 \cdot 10^3}{174 \cdot 10^3 - 150 \cdot 10^3} = 1,125M\Omega \approx 1,13M\Omega$$

### Kondensatorberegninger

Efter beregning af samtlige modstande i forstærkertrin 1, er der tilbage at bestemme de tre kondensatorer. Da det ikke ønskes, at transistortrinnene skal bidrage med nogle af de dominerende knæfrekvenser, i overføringsfunktionen for den samlede forforstærker, skal de tre kondensatorer vælges således, at deres knæfrekvenser ligger langt fra de ønskede knæk (yderligere omtalt i bilag A.2). Kondensatorernes knæfrekvenser dimensioneres til at ligge lavt, så de ikke får indflydelse på frekvensområdet over  $20Hz$ . Den eneste begrænsning, er de fysiske størrelser af kondensatorerne. For at beregne størrelserne af kondensatorerne benyttes tidskonstantmetoden [1]:

$$\omega_L = \frac{1}{C_i \cdot R_{C_i}} \quad (2.9)$$

I ligning 2.9 er modstanden  $R_{C_i}$  den modstand, som den  $i$ 'te kondensator "ser", når de øvrige kondensatorer i kredsen er kortsluttet. Det betyder at

den modstand hver kondensator "ser" skal bestemmes for at kunne benytte metoden.

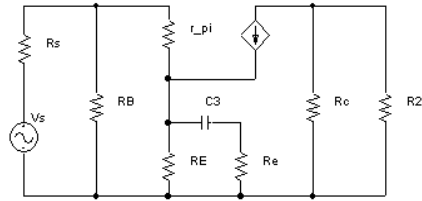
Modstanden  $R_{C_1}$  kan bestemmes ved at undersøge diagrammet på figur 2.6a. Den modstand som  $C_1$  "ser", er modstanden på signalkilden i serie med indgangsmodstanden på transistortrinet. Dette giver:

$$R_{C_1} = R_s + R_i \Rightarrow R_{C_1} = 3,6 + 50,1 \cdot 10^3 = 50,1k\Omega$$

På tilsvarende vis kan modstanden  $C_2$  "ser" findes:

$$R_{C_2} = R_C + R_{2i} \Rightarrow R_{C_2} = 18,2 \cdot 10^3 + 50 \cdot 10^3 = 68,2k\Omega$$

For at kunne bestemme  $R_{C_3}$  skal småsignaldiagrammet figur 2.10 benyttes, da størrelsen af modstanden også afhænger af nogle modstande internt i transistoren.



Figur 2.10: Småsignaldiagram for trin 1, med kondensatoren  $C_3$  indtegnet.

Ud fra figuren ses det at  $C_3$  ser alle modstande til venstre for strømgeneratoren. Det giver følgende udtryk:

$$R_{C_3} = R_e + R_E \parallel \left( \frac{r_\pi + R_B \parallel R_S}{\beta} \right) \Rightarrow$$

$$R_{C_3} = 130 + 3 \cdot 10^3 \parallel \left( \frac{13 \cdot 10^3 + (150 \cdot 10^3 \parallel 3,6)}{500} \right) = 156\Omega$$

Som det ses af ovenstående udregning, er  $R_{C_3}$  klart den mindste modstand, hvilket betyder, at  $C_3$  skal være stor, for at knækfrekvensen herfra ligger under  $20Hz$ . Derfor spiller den fysiske størrelse en rolle i de videre beregninger. Den største kondensator, som er umiddelbart tilgængelig, er en elektrolytkondensator på  $1mF$ .

Først udregnes knækfrekvensen fra  $C_3$ , hvorefter de to øvrige knæk indrettes. Knækfrekvensen for  $C_3 = 1mF$  beregnes efter ligning 2.9 som:

$$f_{LC_3} = \frac{1}{1 \cdot 10^{-3} \cdot 156 \cdot 2\pi} = 1,0Hz$$

En kondensator på  $1mF$  er, dermed tilstrækkelig for at lægge knækfrekvensen over en dekade under  $20Hz$ , og får derved ingen indflydelse på forstærkningen ved lave frekvenser (Se afsnit A.2). Derfor vil der ikke være over  $3/4dB$  dæmpning ved  $20Hz$ .

Derefter vælges det, at de to knæk fra hhv.  $C_1$  og  $C_2$  lægges i  $f = 0,01Hz$ . Dette sker for at minimere deres indflydelse yderligere.

For  $C_1$ :

$$f_{LC_1} = \frac{1}{C_1 \cdot R_{C_1} \cdot 2\pi} \Rightarrow C_1 = \frac{1}{0,01 \cdot 50,1 \cdot 10^3 \cdot 2\pi} = 3,18 \cdot 10^{-4} \approx 330\mu F$$

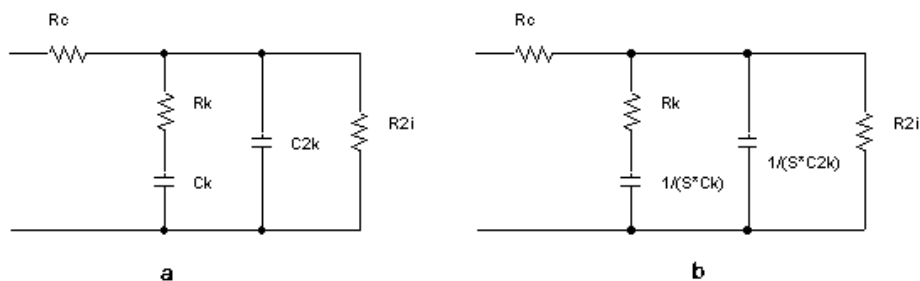
og for  $C_2$ :

$$f_{LC_2} = \frac{1}{C_2 \cdot R_{C_2} \cdot 2\pi} \Rightarrow C_2 = \frac{1}{0,01 \cdot 68,2 \cdot 10^3 \cdot 2\pi} = 2,33 \cdot 10^{-4} \approx 270\mu F$$

## 2.5 RIAA

RIAA-netværket mellem de to transistortrin, skal dæmpe signalet således, det modsvarer pladespillerens indspilningskurve. Frekvenserne er defineret ud fra RIAA-kurven på figur 2.2, hvor frekvenser under  $50Hz$  er lavfrekvens, frekvenser mellem  $500Hz$  og  $2122Hz$  er mellemfrekvens og frekvenser over  $2122Hz$  er højfrekvens. Overføringskurven kan ses på figur 2.2. Denne har knæk i frekvenserne  $50Hz$ ,  $500Hz$  og  $2122Hz$ .

Kredsløbsdiagrammet kan opstilles (Se figur 2.11a), hvor modstandene  $R_C$  og  $R_{2i}$  er henholdsvis udgangsmodstanden på transistortrin 1 og indgangsmodstanden på transistortrin 2.



Figur 2.11: a: Kredsløbsdiagram for RIAA. b: Billedkredsløbet for a.

Kredsen skal dimensioneres således, at kondensatorerne er afbrudt ved frekvenser under  $50Hz$ , så der ved frekvenser derunder er en spændingsdeling mellem  $R_C$  og  $R_{2i}$ . Ved mellemfrekvenser skal kondensatoren  $C_k$  lede, så der bliver en spændingsdeling mellem  $R_C$  og  $R_k \parallel R_{2i}$ . Kondensatoren  $C_{2k}$  skal lede ved frekvenser over  $2122Hz$ , og derved levere en stigende dæmpning af højere frekvenser. Der er her tale om et andenordens system med et nulpunkt og to poler, der på generel form ser ud som følger:

$$H(s) = K \cdot \frac{1 + \frac{s}{N}}{(1 + \frac{s}{P_1})(1 + \frac{s}{P_2})} = K \cdot \frac{1 + s\frac{1}{N}}{s^2 \cdot \frac{1}{P_1 P_2} + s(\frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2}) + 1} \quad (2.10)$$

hvor  $K$  er DC-forstærkningen,  $N$  er nulpunktet, med knækket ved  $500Hz$ ,  $P_1$  er en pol med knækket ved  $50Hz$  og  $P_2$  polen med knæk ved  $2122Hz$ . Ud fra kredsløbet på figur 2.11a ønskes en ligning på denne form. Først laves diagrammets komponenter om til impedanser som på figur 2.11b, hvorefter overføringsfunktionen opstilles:

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{(R_k + \frac{1}{C_k s}) \parallel \frac{1}{C_{2k} s} \parallel R_{2i}}{R_C + (R_k + \frac{1}{C_k s}) \parallel \frac{1}{C_{2k} s} \parallel R_{2i}}$$

Ligningen omskrives så den kommer på samme form som ligning 2.10 (omskrivningen kan ses i bilag A.3):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_{2i}}{R_C + R_{2i}} \cdot \frac{1 + sR_k C_k}{s^2 \left( \frac{R_C R_k R_{2i} C_k C_{2k}}{R_C + R_{2i}} \right) + s \left( \frac{R_k R_{2i} C_k + R_C R_{2i} C_k + R_C R_{2i} C_{2k} + R_C R_k C_k}{R_C + R_{2i}} \right) + 1} \quad (2.11)$$

Leddene fra de to overføringsfunktioner i henholdsvis ligning 2.10 og ligning 2.11 sammenlignes for at finde komponentværdier, så de rette frekvensknæk opnås. Leddet  $R_k C_k$  repræsenterer  $\frac{1}{N}$  i ligning 2.10, hvilket medfører:

$$R_k C_k = \frac{1}{N} \quad (2.12)$$

I ligning 2.11 kan leddet  $\frac{R_C R_k R_{2i} C_k C_{2k}}{R_C + R_{2i}}$  identificeres som leddet  $\frac{1}{P_1 P_2}$  i ligning 2.10. Ud fra dette isoleres  $C_{2k}$ :

$$\frac{R_C R_k R_{2i} C_k C_{2k}}{R_C + R_{2i}} = \frac{1}{P_1 P_2} \Leftrightarrow C_{2k} = \frac{R_C + R_{2i}}{R_C R_k R_{2i} C_k P_1 P_2}$$

$R_k C_k$  fra ligning 2.12 indsættes:

$$C_{2k} = \frac{R_C + R_{2i}}{R_C R_{2i} P_1 P_2 \frac{1}{N}} \quad (2.13)$$

Alle de tilbageværende værdier i ligningen er kendte, hvor  $R_C = 18,2k\Omega$  er udgangsmodstanden fra trin 1.  $R_{2i}$  er indgangsmodstanden i trin 2, der i kravspecifikationen er sat til  $50k\Omega$ . De tre knækfrekvenser har værdier som følger (Se evt. figur 2.2 på side 15):

$$N = 500Hz \Rightarrow N = 2\pi \cdot 500 = 1000\pi s^{-1}$$

$$P_1 = 50Hz \Rightarrow P_1 = 2\pi \cdot 50 = 100\pi s^{-1}$$

$$P_2 = 2122Hz \Rightarrow P_2 = 2\pi \cdot 2122 = 4244\pi s^{-1}$$

Disse værdier indsættes i ligning 2.13 og  $C_{2k}$  findes:

$$C_{2k} = \frac{18,2 \cdot 10^3 + 50 \cdot 10^3}{18,2 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 100\pi \cdot 4244\pi \cdot \frac{1}{1000\pi}} = 56,7nF \approx 56nF$$

Leddene  $\frac{R_k R_{2i} C_k + R_C R_{2i} C_k + R_C R_{2i} C_{2k} + R_C R_k C_k}{R_C + R_{2i}}$  fra ligning 2.11 og  $\frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2}$  fra ligning 2.10 sættes lig hinanden og  $R_k C_k = \frac{1}{N}$  fra ligning 2.12 indsættes:

$$\begin{aligned} \frac{R_k R_{2i} C_k + R_C R_{2i} C_k + R_C R_{2i} C_{2k} + R_C R_k C_k}{R_C + R_{2i}} &= \frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2} \Leftrightarrow \\ \frac{R_{2i} \frac{1}{N} + R_C R_{2i} C_k + R_C R_{2i} C_{2k} + R_C \frac{1}{N}}{R_C + R_{2i}} &= \frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2} \end{aligned}$$

Herefter isoleres  $C_k$ , hvilket giver følgende udtryk:

$$C_k = \frac{(\frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2})(R_C + R_{2i}) - R_{2i} \frac{1}{N} - R_C R_{2i} C_{2k} - R_C \frac{1}{N}}{R_C R_{2i}}$$

Der indsættes værdier og  $C_k$  udregnes.

$$C_k = 163nF \approx 162nF$$

For at få knækket til at ligge så præcis som muligt afrundes  $C_k$  ikke til en standardværdi.  $C_k$  afrundes til  $162nF$ , som laves ved at parallelkoble to kondensatorer på henholdsvis  $150nF$  og  $12nF$ . Den sidste modstand  $R_k$  regnes ud fra ligning 2.12, hvor  $R_k$  isoleres:

$$R_k C_k = \frac{1}{N} \Leftrightarrow R_k = \frac{1}{C_k N} \Rightarrow R_k = \frac{1}{162 \cdot 10^{-9} \cdot 1000\pi} = 1,95k\Omega \approx 1,95k\Omega$$

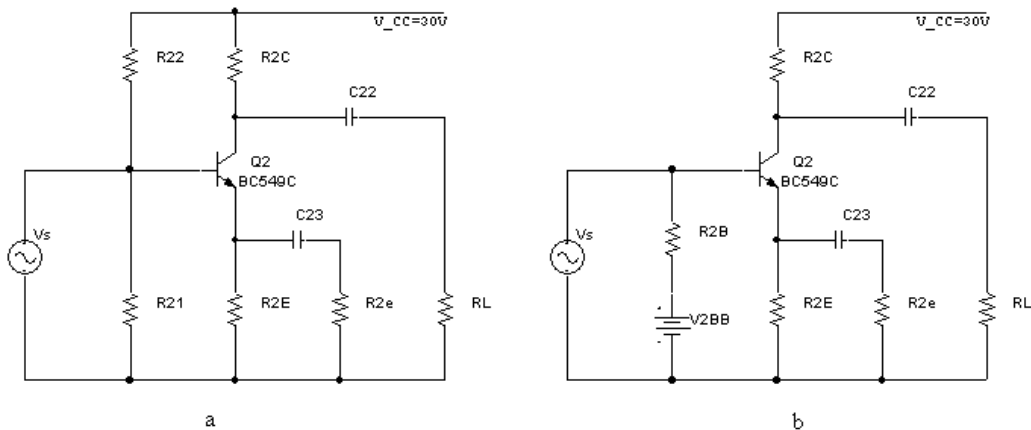
DC-forstærkningen  $\frac{R_{2i}}{R_C + R_{2i}}$  er en spændingsdeling mellem  $R_C$  og  $R_{2i}$ . Da trin 1 blev regnet belastet med en modstand på  $R_{2i}$ , er DC-forstærkningen allerede medregnet i trin 1.

## 2.6 Andet Transistortrin

I trin 2 bruges næsten samme metode for udregninger som på trin 1: Først vælges størrelser for:  $I_{2C}$ ,  $R_L$  og ønsket  $A_{VS}$ . Derefter gøres der brug af information fra trin 1, samt tommelfingerreglerne i bilag A.1 til at beregne og vælge:  $V_{R2E}$ ,  $R_{2E}$  og  $R_{2B}$ . Dernæst ses på småsignalforholdene ved hjælp af hybrid- $\pi$ -modellen for at bestemme  $R_{2e}$  og  $V_{R2C}$ .  $V_{2CE}$  og  $R_{2C}$  bestemmes udfra  $A_{VS}$ , der her er bestemt på forhånd. Til sidst undersøges om  $V_{2CE}$  er stor nok, så signalet ikke går i klipning.

Det andet transistortrin skal levere den resterende forstærkning, fra 88,6 gange i trin 1 til den ønskede forstærkning på 3530, hvilket giver en forstærkning på 39,8 gange i transistortrin 2. Trinnet belastes med en modstand på  $R_L = 1M\Omega$ , som er indgangsmodstanden i tonekontrollen. Der bruges samme forsyningsspænding  $V_{CC}$  som i trin 1 på 30V og en transistor af typen BC549C. Som tidligere nævnt bruges en kobling af typen  $CE + R_e$  og ud fra dette opstilles et kredsløbsdiagram som på figur 2.12a.

### DC-udregninger



Figur 2.12: a: Storsignaldiagram for trin 2. b:  $R_{2B}$  og  $V_{2BB}$  er Theveninækvivalentet af  $V_{CC}$ ,  $R_{21}$  og  $R_{22}$ .

De indledende antagelser gøres som i trin 1, dvs. at  $V_{BE} = 0,7V$  og  $V_{R2E} = 3V$ . Der vælges en  $I_{2C} = 2mA$ , hvorfra  $R_{2E}$  kan beregnes ud fra Ohms lov:  $R_{2E} = \frac{V_{R2E}}{I_{2C}} = 1,5k\Omega$ . Ved en  $I_{2C}$  på  $2mA$  har transistoren en  $\beta$ -værdi på 525 [7]. For at forenkle de videre beregninger erstattes  $R_{21}$  og  $R_{22}$  med

deres ækvivalente Theveninkobling, som på figur 2.12b, hvorefter følgende tommelfingerregel bruges.

$$R_{2B} = \frac{\beta \cdot R_{2E}}{10}$$

hvilket giver en størrelse for  $R_{2B}$  på:

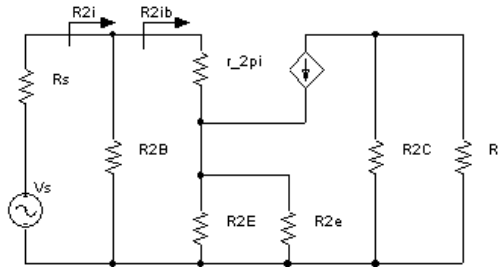
$$R_{2B} = \frac{525 \cdot 1,5 \cdot 10^3}{10} = 78,8k\Omega$$

### Småsignalforhold

Herefter opstilles hybrid- $\pi$ -modellen (Figur 2.13). Som i trin 1 er  $r_o$  ikke medtaget, da denne regnes meget stor og derfor uden betydning. Transkonduktansen  $g_{2m}$  og modstanden  $r_{2\pi}$  udregnes som i trin 1:

$$g_{2m} = \frac{I_{2C}}{V_T} \Rightarrow g_{2m} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} = \frac{1}{13} \Omega^{-1}$$

$$r_{2\pi} = \frac{\beta}{g_{2m}} \Rightarrow r_{2\pi} = \frac{525}{\frac{1}{13}} = 6,83k\Omega$$



Figur 2.13: Småsignaldiagram for trin 2.

$R_{2ib}$  er indgangsmodstanden set ind i basis,  $R_{2i}$  er i trin 1 bestemt til  $R_{2i} = 50k\Omega$ ,  $R_{2ib}$  kan nu beregnes ud fra ligning 2.4:

$$R_{2ib} = \frac{R_{2i} \cdot R_{2B}}{R_{2B} - R_{2i}} \Rightarrow R_{2ib} = \frac{50 \cdot 10^3 \cdot 78,8 \cdot 10^3}{78,8 \cdot 10^3 - 50 \cdot 10^3} = 137k\Omega$$

$R'_{2e}$  er den samlede modstand på emitteren, som ud fra se på figur 2.12a kan beskrives som:

$$R'_{2e} = R_{2e} \parallel R_{2E} = \frac{R_{2e} \cdot R_{2E}}{R_{2e} + R_{2E}}$$



Dernæst bestemmes  $R_{2e}$  ud fra følgende formel:

$$R_{2ib} = r_{2\pi} + \beta \cdot R'_{2e} \quad (2.14)$$

Ved at indsætte  $\frac{R_{2e} \cdot R_{2E}}{R_{2e} + R_{2E}}$  i ligning 2.14 kan  $R_{2e}$  findes:

$$R_{2ib} = r_{2\pi} + \beta \cdot \frac{R_{2e} \cdot R_{2E}}{R_{2e} + R_{2E}} \Leftrightarrow \frac{R_{2ib} - r_{2\pi}}{\beta} \cdot (R_{2e} + R_{2E}) = R_{2e} \cdot R_{2E} \Leftrightarrow$$

$$R_{2e} = \frac{\frac{R_{2ib} - r_{2\pi}}{\beta} \cdot R_{2E}}{R_{2E} - \frac{R_{2ib} - r_{2\pi}}{\beta}} \Rightarrow R_{2e} = \frac{\frac{137 \cdot 10^3 - 6,83 \cdot 10^3}{525} \cdot 1,5 \cdot 10^3}{1,5 \cdot 10^3 - \frac{137 \cdot 10^3 - 6,83 \cdot 10^3}{525}} = 297 \approx 301 \Omega$$

Ud fra formelen for forstærkningen  $A_{VS}$  (Se ligning 2.5) kan  $R_{2C}$  beregnes.

$$A_{VS} = -\frac{R_{2C} \parallel R_L}{\frac{R'_S}{\beta} + \frac{1}{g_{2m}} + R_{2E} \parallel R_{2e}} \quad (2.15)$$

Da trin 1 blev beregnet belastet, skal der i dette trin ikke medregnes en  $R_S$ , hvilket medfører at  $R'_S = R_S \parallel R_{2B} = 0$ . Herved bortfalder leddet  $\frac{R'_S}{\beta}$ . Ved at isolere  $R_{2C}$  i ligning 2.15 fremkommer:

$$\frac{R_{2C} \cdot R_L}{R_{2C} + R_L} = A_{VS} \cdot \left( \frac{1}{g_{2m}} + R_{2E} \parallel R_{2e} \right) \Leftrightarrow R_{2C} = \frac{R_L \cdot A_{VS} \cdot \left( \frac{1}{g_{2m}} + R_{2E} \parallel R_{2e} \right)}{R_L - A_{VS} \cdot \left( \frac{1}{g_{2m}} + R_{2E} \parallel R_{2e} \right)}$$

Ved indsættelse af værdier fås  $R_{2C} = 10,6 k\Omega \approx 10,5 k\Omega$ .

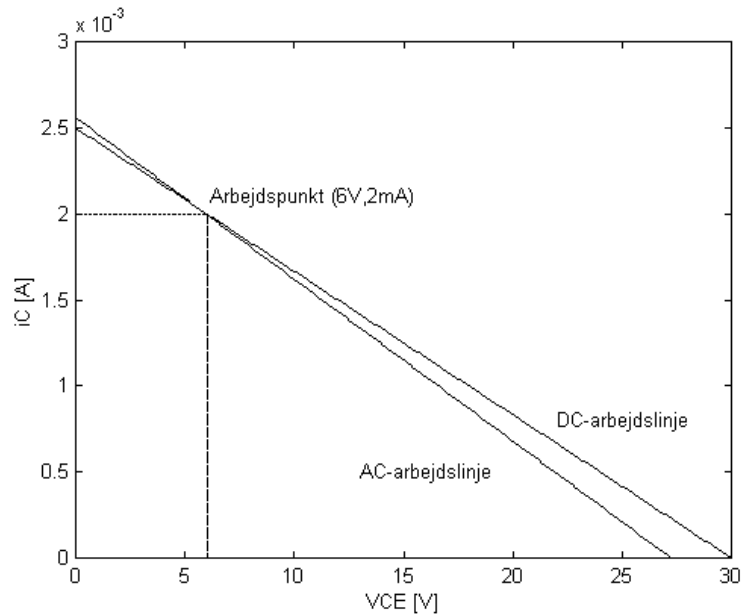
### Arbejds punkt

Arbejds punktet findes som i trin 1 ved at lave en grafisk analyse. Dette sker ved først at indtegne DC-arbejds linjen (Se figur 2.14). DC-arbejds linjen får derfor følgende forskrift ud fra ligning 2.6:

$$i_C = -8,33 \cdot 10^{-5} \cdot V_{2CE} + 2,5 \cdot 10^{-3}$$

Derpå udregnes det hvilken  $V_{2CE}$ , der svarer til en  $i_{2C} = 2 mA$ , ved at indsætte i forskriften.

$$2 \cdot 10^{-3} = -8,33 \cdot 10^{-5} \cdot V_{2CE} + 2,5 \cdot 10^{-3} \Leftrightarrow V_{2CE} = 6,00 V$$



Figur 2.14: DC- og AC-arbejdslinjerne for det andet transistortrin.

Ud fra dette arbejds punkt indtegnes nu AC-arbejdslinjen. Hædningskoefficienten  $\alpha$  kan bestemmes ud fra følgende udtryk:

$$\alpha = \frac{-1}{(R_{2C} \parallel R_L) + (R_{2E} \parallel R_{2e})} \Rightarrow$$

$$\alpha = \frac{-1}{(10,5 \cdot 10^3 \parallel 1 \cdot 10^6) + (1,5 \cdot 10^3 \parallel 301)} = -9,40 \cdot 10^{-5}$$

Det maksimale signaludsving i trin 2 er det samme som signalet på udgangen på forforstærkeren. Da udgangssignalet på forforstærkeren i kravspecifikationen er bestemt til  $2V_{rms}$ , bliver det maksimale signalsving:

$$\hat{V}_{signal, trin2} = 2 \cdot \sqrt{2} = 2,83V$$

Ud fra dette kan det konkluderes, at der er plads til signalet.

Til sidst bestemmes de to bias-modstande  $R_{21}$  og  $R_{22}$  (Se figur 2.12a). Til bestemmelse af disse findes først  $V_{2BB}$  som i trin 1.

$$V_{2BB} = V_{R_{2E}} + V_{BE} + R_{2B} \cdot \frac{I_{2C}}{\beta} \Rightarrow V_{2BB} = 3 + 0,7 + 78,8 \cdot 10^3 \cdot \frac{2 \cdot 10^{-3}}{525} = 4V$$

De opstillede udtryk for biasmodstandene i trin 1 bruges (Se ligning 2.7 og 2.8):

$$R_{21} = \frac{-R_{2B}}{\frac{V_{2BB}}{V_{CC}} - 1} \Rightarrow R_{21} = \frac{-78,8 \cdot 10^3}{\frac{4}{30} - 1} = 90,9 k\Omega$$

og

$$R_{22} = \frac{R_{2B} \cdot R_{21}}{R_{21} - R_{2B}} \Rightarrow R_{22} = \frac{78,8 \cdot 10^3 \cdot 90,9 \cdot 10^3}{90,9 \cdot 10^3 - 78,8 \cdot 10^3} = 592 k\Omega \approx 590 k\Omega$$

### Kondensatorberegninger

De to knækfrekvenser, der bliver frembragt af kondensatorene  $C_{22}$  og  $C_{23}$  (Se evt. diagram på figur 2.12a), skal ligge langt under arbejdsområdet for forstærkeren, at de ikke har nogen indflydelse. Da arbejdsområdet er valgt fra  $20 Hz$  til  $20 kHz$ , er de to knækfrekvenser valgt til  $0,1 Hz$  og  $0,5 Hz$ . Grunden til at det sidste knæk vælges højere, skyldes at der ellers bliver problemer med kondensatorstørrelsen. De to kondensators størrelser regnes ud fra tidskonstantmetoden i ligning 2.9 på side 25). For at benytte metoden skal de modstande kondensatorene "ser" beregnes. Den modstand, kondensatoren  $C_{22}$  "ser", er en serieforbindelse mellem  $R_{2C}$  og  $R_L$ , som giver en modstand på:

$$R_{C_{22}} = R_{2C} + R_L \Rightarrow R_{C_{22}} = 10,5 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^6 = 1,01 M\Omega$$

Modstanden  $C_{23}$  ser er følgende:

$$R_{C_{23}} = R_{2e} + R_{2E} \parallel \left( \frac{r_{2\pi} + R_{2B} \parallel R_{2C}}{\beta} \right)$$

Ved indsættelse af værdier giver det en modstand på  $R_{C_{23}} = 341 \Omega$

Ligningerne for knækfrekvenserne opstilles og løses med hensyn til kondensatorerne.

$$f_{L,Ci} = \frac{1}{C_i R_{C_i} \cdot 2\pi} \Leftrightarrow$$

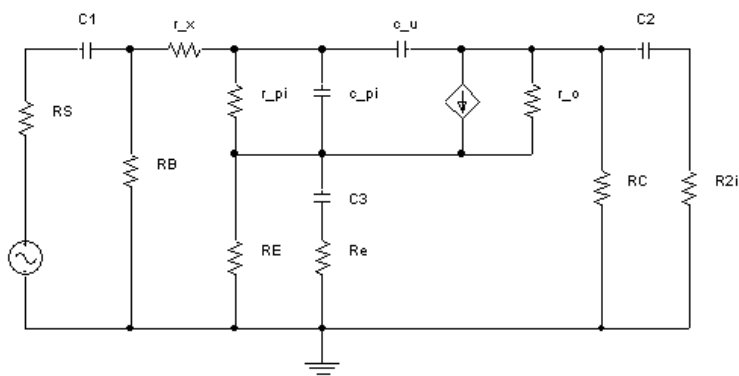
$$C_{22} = \frac{1}{R_{C_{22}} \cdot f_L \cdot 2\pi} \Rightarrow C_{22} = \frac{1}{1,01 \cdot 10^6 \cdot 0,1 \cdot 2\pi} = 1,58 \mu F \approx 2 \mu F$$

$$f_{L,C_{23}} = \frac{1}{C_{23} R_{C_{23}} \cdot 2\pi} \Rightarrow C_{23} = \frac{1}{341 \cdot 0,5 \cdot 2\pi} = 933 \mu F \approx 1 mF$$

Den endelige forforstærker kan ses på bilag E.1 på side 148

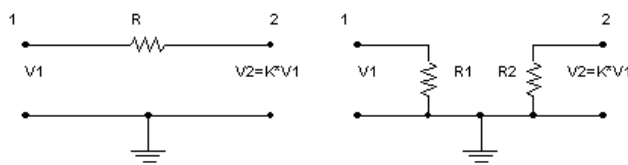
## 2.7 Højfrekvensknæk

Ifølge kravspecifikationen skal eventuelle øvre  $3dB$  knækfrekvenser ligge langt over  $20kHz$ . I de transistorer, der bruges til forforstærkeren (BC549C), er der meget små kondensatorer, der vil lave knæk ved en bestemt frekvens. I det følgende afsnit udregnes disse knæk. På figur 2.15, ses højfrekvens-hybrid- $\pi$ -modellen for trin 1.



Figur 2.15: Højfrekvens-småsignaldiagram af trin 1, hvor de indre kapaciteter er medtaget.  $R_{2i}$  er indgangsmodstanden i trin 2.

Det er kompliceret at udregne  $c_\mu$ 's knækfrekvens, idet den sidder direkte fra indgang til udgang i transistoren. For at lette beregningerne bliver  $c_\mu$  Miller-transformeret til stel. Ved Miller-transformation (Se figur 2.16) forstås en erstatning af en passiv komponent over en forstærkning mellem to knudepunkter til to komponenter, fra hvert sit knudepunkt til stel.



Figur 2.16: Miller-transformation af modstanden  $R$  til  $R_1$  og  $R_2$ , forudsat systemet indeholder en forstærkning  $K$ .

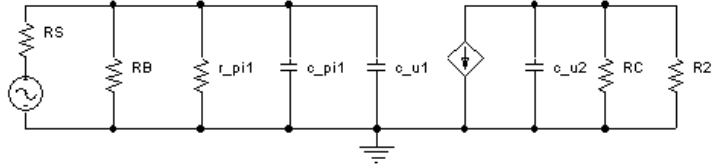
Ved transformation af kondensatorer bliver udregningerne anderledes end for modstande. I ligning 2.16 og 2.17 er  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  og  $C_2$  givet for henholdsvis modstande og kondensatorer:

$$R_1 = \frac{R}{1 - K} \quad ; \quad C_1 = C \cdot (1 - K) \quad (2.16)$$

$$R_2 = \frac{R}{1 - 1/K} \quad ; \quad C_2 = C \cdot (1 - 1/K) \quad (2.17)$$

hvor  $K$  svarer til forstærkningen  $\frac{V_2}{V_1}$  ([1] side 614).

Ved at Miller-transformere  $c_\mu$ ,  $c_\pi$  og  $r_\pi$  til stel fås figur 2.17.



Figur 2.17: Småsignaldiagram for trin 1 hvor  $c_\mu$ ,  $c_\pi$  og  $r_\pi$  er Miller-transformeret til stel.  $r_o$  er udeladt da denne er meget større end  $R_{2i}$ .  $r_x$  er ligeledes udeladt, idet den er meget lille og sidder i serie med meget større modstande.

$c_\mu$  er ifølge datablad for BC549C [7]:  $c_\mu = 9pF$ .  $c_\pi$  er ikke givet i databladet, men kan findes vha:  $c_\pi + c_\mu = \frac{g_m}{\omega_T}$  [6].  $f_T$  er i databladet opgivet til  $300MHz \Rightarrow \omega_T = 600 \cdot 10^6 \cdot \pi$ .  $c_\pi$  bliver dermed:

$$c_\pi = \frac{g_m}{\omega_T} - c_\mu \Rightarrow c_\pi = \frac{1}{600 \cdot 10^6 \cdot \pi} - 9 \cdot 10^{-12} = 11,4pF$$

Forstærkningen, fra basis til collector ( $K_{BC}$ ) og fra basis til emitter ( $K_{BE}$ ), skal bruges ved udregning af Miller-transformationen. Disse er givet ved:

$$K_{BC} = \frac{V_C}{V_B} = \frac{g_m \cdot v_\pi \cdot R'_{2i}}{v_\pi + g_m \cdot v_\pi \cdot R'_e} = -\frac{R'_{2i}}{1/g_m + R'_e}$$

$$K_{BE} = \frac{V_E}{V_B} = \frac{g_m \cdot v_\pi \cdot R'_e}{v_\pi + g_m \cdot v_\pi \cdot R'_e} = \frac{g_m \cdot R'_e}{1 + g_m \cdot R'_e}$$

Idet

$$R'_e = R_E \parallel R_e \Rightarrow R'_e = 3000 \parallel 130 = 124,6\Omega$$

$$R'_{2i} = R_{2i} \parallel R_C \Rightarrow R'_{2i} = 50 \cdot 10^3 \parallel 18,2 \cdot 10^3 = 13,4k\Omega$$

i værste tilfælde. Ved høje frekvenser leder  $C_{2k}$  og  $R'_{2i} = 0\Omega$  Derved bliver  $K_{BC}$  og  $K_{BE}$ :

$$K_{BC} = -\frac{13,4 \cdot 10^3}{26 + 124,6} = -88,9 \frac{V}{V}$$

$$K_{BE} = \frac{1/26 \cdot 124,6}{1 + 1/26 \cdot 124,6} = 827 \cdot 10^{-3} \frac{V}{V}$$

Ifølge ligning 2.16 kan følgende ligninger opstilles:

$$r_{\pi 1} = \frac{r_{\pi}}{1 - K_{BE}} \Rightarrow r_{\pi 1} = \frac{13 \cdot 10^3}{1 - 827 \cdot 10^{-3}} = 75,3k\Omega$$

$$c_{\mu 1} = c_{\mu} \cdot (1 - K_{BC}) \Rightarrow c_{\mu 1} = 9 \cdot 10^{-12} \cdot (1 - (-88,9)) = 809,8pF$$

$$c_{\pi 1} = c_{\pi} \cdot (1 - K_{BE}) \Rightarrow c_{\pi 1} = 11,4 \cdot 10^{-12} \cdot (1 - 827 \cdot 10^{-3}) = 1,97pF$$

Den samlede indgangskapacitet  $C_{in}$  er:

$$C_{in} = c_{\mu 1} + c_{\pi 1} \Rightarrow C_{in} = 809,8 \cdot 10^{-12} + 1,97 \cdot 10^{-12} = 811,8pF$$

Modstanden  $R_{C_{in}}$ , som  $C_{in}$  "ser", er givet ved:

$$R_{C_{in}} = R_B \parallel r_{\pi 1} \parallel R_S \Rightarrow R_{C_{in}} = 150,8 \cdot 10^3 \parallel 75,3 \cdot 10^3 \parallel 3,6 = 3,6\Omega$$

Den samlede udgangskapacitet  $C_o$  er:

$$C_o = c_{\mu 2} = c_{\mu} \cdot \left(1 - \frac{1}{K_{BC}}\right) \Rightarrow C_o = 9 \cdot 10^{-12} \cdot \left(1 - \frac{1}{-88,9}\right) = 9,1pF$$

Modstanden  $R_{C_o}$ , som  $C_o$  "ser", er  $R'_{2i}$  på  $13,4k\Omega$ .  $3dB$  knækfrekvensen udregnes efter tidskonstantmetoden [1]:

$$\omega_H = \frac{1}{\sum_{i=1}^n C_i \cdot R_i} \Leftrightarrow f_H = \frac{1}{\sum_{i=1}^n C_i \cdot R_i \cdot 2\pi}$$

Det øvre knæk i transistor 1 er således:

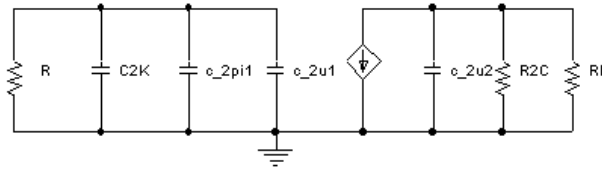
$$f_H = \frac{1}{(C_{in} \cdot R_{C_{in}} + C_o \cdot R_{C_o}) \cdot 2\pi} \Rightarrow$$

$$f_H = \frac{1}{(811,8 \cdot 10^{-12} \cdot 3,6 + 9,1 \cdot 10^{-12} \cdot 13,4 \cdot 10^3) \cdot 2\pi} = 1,27MHz$$

## Højfrekvensknæk i trin 2

I det andet transistortrin er der ligeledes små kapaciteter, som ved transistoren i det første trin. Her er blot den forskel, at der sidder en kondensator  $C_{2k}$  i det passive RIAA-korrektionsled, der kommer til at sidde parallelt med  $c_{2\pi 1}$  og  $c_{2\mu 1}$  (Se figur 2.18).

Ved at foretage de samme udregninger på  $c_{2\pi 1}$  og  $c_{2\mu 1}$  som ved trin 1 giver:  $c_{2\pi 1} = 3pF$  og  $c_{2\mu 1} = 364pF$ . Disse kapaciteter skal adderes til  $C_{2k}$ , hvorved de får indflydelse på dennes knækfrekvens.  $C_{2k}$  er  $56nF$  og dermed væsentlig større end  $c_{2\pi 1}$  og  $c_{2\mu 1}$ . Deres indflydelse på  $C_{2k}$ 's knæk bliver derfor næsten ubetydeligt og de frembringer ikke endnu et knæk.



Figur 2.18: Småsignaldiagram for trin 2, hvor  $C_{2k}$  sidder parallelt med  $c_{\pi 1}$  og  $c_{\mu 1}$ .  $R$  er en samling af modstandene:  $R_c$ ,  $R_k$ ,  $R_B$  og  $r_{2\pi 1}$ .  $R_L$  er indgangsmodstanden i næste trin og er  $1M\Omega$ .

## 2.8 Båndbredde krav

Kravet til forforstærkeren, med hensyn til båndbredden, er defineret, så der maksimalt må være en  $\frac{3}{4}dB$  afvigelse fra den valgte forstærkning ved de to grænsefrekvenser på  $20Hz$  og  $20kHz$ . Da alle uønskede knæk, i forhold til båndbredden, er fastlagt, er det muligt ved overslagsberegning at afgøre om kravet er opfyldt. Se bilag A.2 på side 131.

Ifølge afsnit 2.7 ligger de højfrekvente knæk over  $1MHz$ , hvilket er langt over en decade fra  $20kHz$ . Dvs. at påvirkningen fra disse knæk ikke vil komme op på  $\frac{3}{4}dB$ .

De lavfrekvente knæk ligger under  $1Hz$  og ligger altså også over en dekade fra de i kravspecifikationen angivne grænsefrekvenser, hvilket medfører at kravet om en maksimal afvigelse på  $\frac{3}{4}dB$  er overholdt.

Da kravet til både den høje og lave grænsefrekvens er overholdt må båndbreddekravet være opfyldt.

## 2.9 THD i forforstærker

I kredsløb med ulineære elementer forvrænges sinussignaler på en sådan måde, at der udover signaler med den oprindelige tone/frekvens også fremkommer såkaldte overtoner. Overtoner er signalkomponenter med frekvenser, der er et helt multiplum af den påtrykte frekvens, kaldet grundfrekvensen. I forforstærkeren ønskes så lidt forvrængning som muligt, da det kan høres.

Total harmonisk distortion forkortet THD er defineret som:

$$THD = \sqrt{(2HD^2 + 3HD^2 + 4HD^2 + \dots + NHD^2)}$$

I dette udtryk er  $2HD$  forholdet mellem amplituderne på signalkomponenten

med grundfrekvensen og signalkomponenten med den dobbelte frekvens:

$$2HD = \frac{\hat{V}_{2f}}{\hat{V}_f}$$

På samme måde defineres  $3HD$  osv.

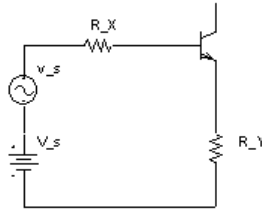
I forforstærkeren er transistoren det eneste ulineære element. Indgangskaraktistikken er beskrevet som en eksponentialfunktion.

$$f(v_{BE}) = i_c = I_S \cdot e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

For at beregne forvrængningen opskrives funktionen vha. en taylorrække ud fra arbejds punktet  $I_C, V_{BE}$ :

$$f(v_{BE}) = i_c(v_{BE}) = i_c(V_{BE}) + f'(v_{BE}) \cdot (v_{BE} - V_{BE}) + \frac{1}{2} \cdot f''(v_{BE}) \cdot (v_{BE} - V_{BE})^2 + \dots +$$

Med  $v_{be} = v_{BE} - V_{BE} = \hat{V} \cos(\omega t)$  som signalet og med seriemodstande som i figur 2.19 fås:



Figur 2.19: Diagram over  $R_X$  og  $R_Y$ .

$$2HD = \frac{\frac{1}{4} \cdot \frac{\hat{V}}{V_t}}{F^2} \quad (2.18)$$

$$3HD = \left| \frac{3 - 2F}{24F^4} \right| \cdot \left( \frac{\hat{V}}{V_t} \right)^2 \quad (2.19)$$

hvor  $F$  er givet som (Se bilag F.1):

$$F = g_m \cdot \left( \frac{R_X}{\beta} + R_Y \right) + 1 \quad (2.20)$$

De højere harmoniske har mindre betydning så THD kan i dette tilfælde beregnes som:

$$THD = \sqrt{2HD^2 + 3HD^2}$$



## Beregning

De præsenterede ligninger for forvrængningen gælder for et transistortrin. I forforstærkeren er der to sådanne trin koblet sammen, hvilket besværliggør forvrængningsberegningerne. Derfor er der lavet beregninger på forvrængningen af de to trin hver for sig. Resultatet giver ikke den faktiske forvrængning, men et fingerpeg om, hvilken størrelsesorden forvrængningen har.

Ud fra de foregående ligninger ses det, at forvrængningen afhænger af amplituden af indgangssignalet. Da forforstærkeren har forskellige indgangsamplituder ved forskellige frekvenser, skal forvrængningen også beregnes ved forskellige frekvenser.

### Trin 1

Fra de foregående afsnit vides det, at det approksimerede indgangssignal har 3 spændingsniveauer ved lav, mellem og høj frekvens:

$$20Hz : \hat{V} = 0,045mV \cdot \sqrt{2} \cdot 22dB = 0,8mV$$

$$1kHz : \hat{V} = 0,45mV \cdot \sqrt{2} \cdot 22dB = 8mV$$

$$21,2kHz : \hat{V} = 4,5mV \cdot \sqrt{2} \cdot 22dB = 80mV$$

De to serie modstande er givet ved:  $R_X = R_s \parallel R_B$ ,  $R_Y = R_E \parallel R_e$ . Udtrykket for  $R_Y$  fremkommer, fordi kondensatoren  $C_2$  er stor ( $1mF$ ), hvilket gør, at den betragtes som kortsluttet ved vekselspænding.

Herefter kan faktoren  $F$  for trin 1 beregnes:

$$F = \frac{1}{26} \cdot \left( \frac{3,6 \parallel 150 \cdot 10^3}{500} + 3 \cdot 10^3 \parallel 130 \right) + 1 = 5,79$$

Med de oplyste amplitudeværdier fås:

$$2HD_{20Hz} = \frac{\frac{1}{4} \cdot \frac{0,8 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}}}{5,79^2} = 0,023\%$$

$$3HD_{20Hz} = \left| \frac{3 - 2 \cdot 5,79}{24 \cdot 5,79^4} \right| \cdot \left( \frac{0,8 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} \right)^2 = 0,00003\%$$

$$THD_{20Hz} = \sqrt{(0,023^2 + 0,00003^2)} = 0,023\%$$

På samme måde findes de øvrige forvrængninger fra trin 1:

$f$	$2HD$	$3HD$	$THD$
$20Hz$	$0,023\%$	$0,00003\%$	$0,023\%$
$1kHz$	$0,23\%$	$0,003\%$	$0,23\%$
$21,2kHz$	$2,3\%$	$0,3\%$	$2,3\%$

Tabel 2.2: Forvrængning for transistortrin 1.

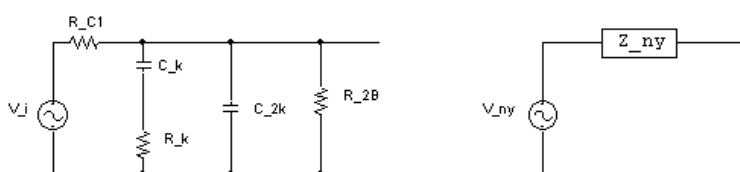
Resultatet viser, at forvrængningen ikke opfylder kravet til forforstærkeren ved høje frekvenser. Af tabel 2.2 ses det, at  $2HD$  udgør hele THD. Ved at isolere  $\hat{V}$  i ligning 2.18 og indsætte kravet for maks forvrængning fås max signal med  $0,5\%$  forvrængning:

$$\hat{V} = 4 \cdot F^2 \cdot V_t \cdot 0,5\% \Rightarrow \hat{V} = 4 \cdot 5,79^2 \cdot 0,25 \cdot 0,5\% = 17,4mV$$

Den approksimerede RIAA-kurve har  $8mV$  ved knækket i  $2,12kHz$ . I forhold til dette er  $17,4mV$  en stigning på  $2,17 = 6,8dB$ . Dette svarer til, at  $17,4mV$  findes ved  $6,8dB/20dB = 0,34$  dekade. Frekvensen med  $0,5\%$  THD bliver:  $10^{0,34} \cdot 2,12kHz = 4,6kHz$ . Ud fra disse betragtninger ses det, at kravet om max THD på  $0,5\%$  er overholdt i båndet fra  $20Hz$  til  $4,6kHz$ . over  $7,2kHz$  er

## Trin 2

Med  $R_{2X}$  til trin 2 består af RIAA netværket. For at ækvivalere dette netværk til en serieimpedans beregnes impedansen ved  $20Hz$ ,  $1kHz$  og  $21,2kHz$ . Hvorefter  $R_{2X}$  er længden af impedansen  $Z_{2X}$ .

Figur 2.20: Diagram over netværk der giver  $R_{2X}$  i transistortrin 2.

Af 2.20 ses at impedansen fås ved parallelkoblinger:

$$Z = R_{C1} \parallel \left( R_k + \frac{1}{j\omega C_k} \right) \parallel \frac{1}{j\omega C_{2k}} \parallel R_{2B}$$

Ved  $20Hz$  fås

$$Z_{2X, 20Hz} = 18,2 \cdot 10^3 \parallel \left( 1,95 \cdot 10^3 + \frac{1}{20 \cdot 2\pi j \cdot 162 \cdot 10^{-9}} \right) \parallel \frac{1}{20 \cdot 2\pi j \cdot 56 \cdot 10^{-9}} \parallel 78,7 \cdot 10^3 \Rightarrow$$

$$Z_{2X, 20Hz} = 1,26 \cdot 10^4 - j \cdot 5,05 \cdot 10^3$$

og

$$|Z_{2X, 20Hz}| = \sqrt{(1,26 \cdot 10^4)^2 + (5,05 \cdot 10^3)^2} = 13,6k\Omega$$

på samme måde fås  $|Z_{X, 1kHz}| = 1,36k\Omega$  og  $|Z_{2X, 21,2kHz}| = 2,1\Omega$

Fordi kondensatoren  $C_{23}$  er stor er modstanden  $R_{2Y} = 1,5 \cdot 10^3 \parallel 300 = 250\Omega$  i alle 3 tilfælde. Ifølge teorien om RIAA-netværket dæmpes signaler sådan at indgangssignalerne til trin 2 er i samme niveau. Herfra fås:  $\hat{V}_{signal} = 88 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3} = 70,4mV$  ved alle 3 frekvenser.

F faktoren beregnes efter ligning 2.20.  $2HD$  og  $3HD$  beregnes ud fra formlerne 2.18 og 2.19 med  $I_c = 2mA$  og  $\beta = 525$ , hvilket giver resultatet i tabel 2.3:

$f$	$R_{2X}$	$R_{2Y}$	$F_2$	$2HD$	$3HD$	$THD$
$20Hz$	$13,6k\Omega$	$250\Omega$	21,2	0,15%	0,006%	0,15%
$1kHz$	$1,36k\Omega$	$250\Omega$	19,4	0,18%	0,007%	0,18%
$21,2kHz$	$2,1\Omega$	$250\Omega$	19,2	0,18%	0,008%	0,18%

Tabel 2.3: Forvrængning for trin 2. Af tabellen ses det at seriemodstanden  $R_{2X}$  har mindre betydning end  $R_{2Y}$ , hvilket ses af faktoren  $F_2$ .

Af tabel 2.3 ses, at forvrængningen på transistortrin 2 er mindre ved høje frekvenser end på trin 1. Det kan vises, at to transistortrin modforvrænger hinanden således, at den samlede forvrængning mindskes (Se bilag F.2).

## 2.10 Simulering

Efter alle beregningerne er afsluttet på forforstærkeren, er der foretaget en simulering af kredsløbet i SPICE, inden det er realiseret. Dette vælges, for at undersøge om kredsløbet opfører sig som ventet og for at kunne sammenligne de efterfølgende målte værdier. Outfilen kan findes på vedlagte diskette. Den benyttede transistormodel er lavet af gruppen selv, for at simuleringerne lettere kan sammenlignes med beregningerne. Ved at se på et AC-sweep kan det ses, om forstærkeren har den ønskede frekvenskorrektion, forstærkning og de ønskede knækfrekvenser. I bilag D.1 på side 143 ses det, at der er opnået den ønskede frekvenskorrektion og de ønskede knækfrekvenser.

Resultaterne af simuleringerne kan ses sammenlignet med beregningerne og målingerne i målerapporterne (Se afsnit 7.3).

## 2.11 Delkonklusion

Sammenfattende om hele forforstærkeren kan der i henhold til kravspecifikationen siges følgende: Forforstærkeren opfylder de stillede krav om en frekvensafhængig forstærkning, der følger RIAA-kurven figur D.4. Der er opnået de ønskede frekvensknæk og forstærkningen er ifølge målerapporten den ønskede.

Ved at benytte de karakteristikker, der er tegnet ved forsøgene, kan de forskellige knækfrekvenser aflæses. Ved aflæsning af grafen er det muligt, at se at knækkene ligger på de beregnede steder.

Målingen af indgangsmodstanden viser at forstærkeren lever op til de stillede krav. Målingen gav en gennemsnitsværdi for  $R_i = 50,9k\Omega$ , som er større end den krævede  $47k\Omega$ .

Kravet om forvrængning foreskriver, at den ikke overstiger 0,5%. Målingerne viste, at dette krav ikke opfyldes ved en frekvens på  $21,2kHz$ , hvor målingerne gav 1,02%. En mulig forklaring på denne store forvrængning kan være, at der er valgt en opbygning, hvor hele signalet tages ind på den første transistor. Alternativt kunne der vælges en opbygning, hvor der lægges et indgangsled ind, der dæmper diskanten fra starten. På den måde vil der være mere plads til at lave en stor forstærkning i det første trin, så der kan opnås en ideel modforvrængning. Yderligere bliver indgangssignalet mindre, hvilket også giver en mindre forvrængning. En anden løsning er at lave trinnet med operationsforstærkere, som er mere lineære og derfor forvrænger mindre.

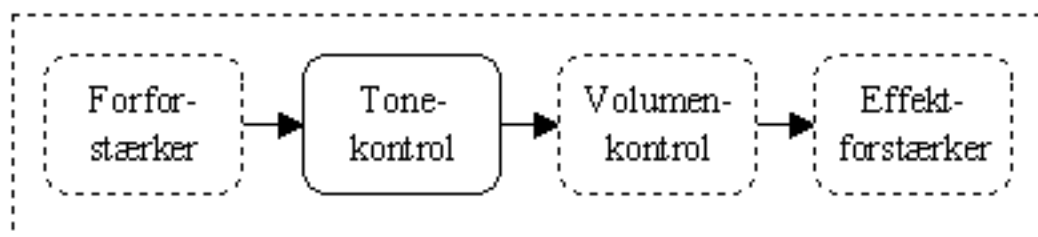
Båndbreddekravet kan eftervises ved aflæsning af forforstærkerens faktiske frekvenskurve (Se bilag D.4) og målerapporten. Det kan herudfra ses at beregningerne har givet det rigtige resultat i praksis.

Sammenfattende kan det konkluderes at det har været muligt at opbygge en forforstærker der på nær et punkt lever op til de fastsatte krav.

# Kapitel 3

## Tonekontrol

### 3.1 Indledning



Figur 3.1: *Blokdiagram for Hi-Fi forstærkeren. Tonekontrollen behandles.*

Hi-Fi forstærkerens andet trin er en tonekontrol. Tonekontrollen får sit input fra forforstærkeren og sender outputtet videre til volumenkontrollen som illustreret på figur 3.1. Tonekontrollen har til formål, at forstærke/dæmpe forskellige toneområder<sup>1</sup>. Det kan f.eks. være at bastonerne i et signal skal dæmpes uden hele signalet dæmpes.

I det følgende kapitel regnes numeriske værdier i  $dB$  medmindre andet opgives. Regneregler, for værdier regnet i  $dB$ , kan findes i kilde [2].

### 3.2 Kravspecifikation

Tonekontrollen bygges ud fra følgende krav:

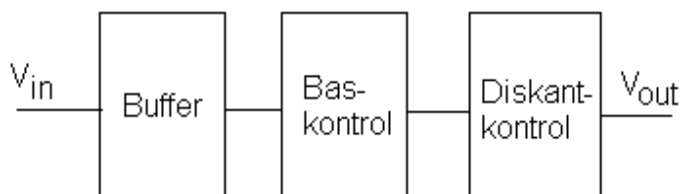
---

<sup>1</sup>Ordet toneområde dækker over signaler med frekvenser inden for et afgrænset område af frekvensspektrummet.

- Den skal kunne klare et indgangssignal med en effektivværdi på  $2V$ .(G)
- Den skal have en indgangsmodstand på minimum  $1M\Omega$ .(G)
- Den skal virke ved en belastning på  $10k\Omega$  eller derover.(G)
- Den skal indeholde en baskontrol og en diskantkontrol.(E)
- Den skal dæmpe/forstærke med  $12dB$ .(E)
- Den skal forsynes med en forsyningsspænding på  $\pm 15V$ .(E)
- Den skal have en båndbredde fra  $20Hz$  til  $20kHz$  og forstærkningen må falde med  $\frac{3}{4}dB$  ved de to grænsefrekvenser.(E)
- Baskontrollen skal påvirke frekvenser fra  $20Hz$  op til maksimalt  $200Hz$ .(E)
- Diskantkontrollen skal påvirke frekvenser fra  $20kHz$  ned til maksimalt  $2kHz$ .(E)

### 3.3 Opbygning

Overordnet set kan tonekontrollen opbygges på blokdiagramform som vist på figur 3.2.



Figur 3.2: Blokdiagram for tonekontrollen, bestående af en buffer, en baskontrol og en diskantkontrol.

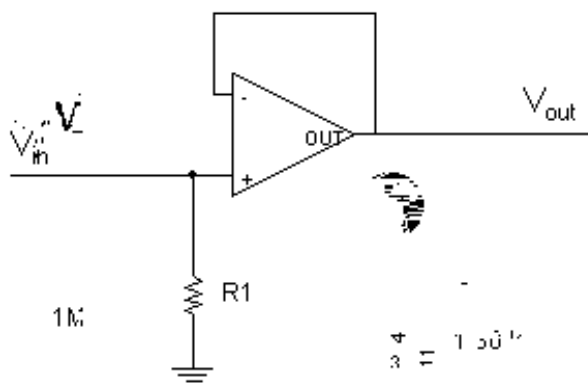
Indgangssignalet til tonekontrollen sendes først igennem en buffer, som skal sørge for at kravet om en høj indgangsmodstand opfyldes. Formålet med den høje belastning er at opnå uafhængighed for det foregående trin, forstået på den måde, at det foregående trins funktion ikke påvirkes af, hvordan tonekontrollen er indstillet.

Næste blok består af baskontrollen, der regulerer de lave frekvenser. Reguleringen sker i form af en forstærkning eller dæmpning af de lave frekvenser.

Herefter sidder diskantkontrollen, der udfører en regulering, svarende til den baskontrollen udfører, men til forskel fra baskontrollen, udfører diskantkontrollen reguleringen på de høje frekvenser. Diskantkontrollen er den sidste blok og det er fra diskantkontrollen, at udgangssignalet fra tonekontrollen udtages.

### 3.4 Bufferen.

Bufferen laves ved hjælp af en spændingsfølger, som ses på figur 3.3. Spændingsfølgeren



Figur 3.3: Bufferen, med den ikkeinverterende indgang koblet til stel gennem en modstand.

er en operationsforstærker, der får et signal ind på den ikkeinverterende indgang og har udgangssignalet koblet tilbage til den inverterende indgang. Ved denne opkobling forstærkes indgangssignalet 1 gang og der opnås en høj indgangsmodstand. Bufferen indholder også en modstand fra operationsforstærkerens ikkeinverterende indgang til stel. Funktionen af denne modstand forklares i forbindelse med valg af komponenter.

Ved valg af operationsforstærker er det vigtigt at sikre, at den kan klare de krav der stilles i forbindelse med funktionen, den skal udføre. I forbindelse med bufferen skal operationsforstærkeren kunne klare en forsyningspænding på  $\pm 15V$ . Den skal kunne levere  $\pm 3V$ , da amplitudeværdien af den spænding, som bufferen modtager, maksimalt er  $\hat{V} = 2 \cdot \sqrt{2} = 2.83V \approx 3V$ . Herudover stilles der krav til operationsforstærkerens slewrate (SR). Slewrate er et udtryk for, hvor hurtigt spændingen på operationsforstærkerens

udgang kan ændre sig. Den SR som operationsforstærkeren skal kunne klare findes ud fra følgende formel:

$$SR = \frac{dv}{dt}$$

Ved et sinussignal findes SR som:

$$SR = \omega \cdot A \quad (3.1)$$

hvor  $\omega$  er sinussignalets vinkelhastighed og  $A$  er signalets amplitude. Ifølge de stillede krav er den højeste interessante frekvens for bufferen  $20\text{kHz}$ , hvilket svarer til en vinkelhastighed på  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3 = 0,125 \frac{\text{rad}}{\mu\text{s}}$ . Amplitudeværdien er ca.  $3\text{V}$ . Ligning 3.1 giver da

$$SR = 3 \cdot 0,125 = 0,375 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

Operationsforstærkeren *TLE2071* er valgt til bufferen, da den opfylder de krav, der stilles. Med slewrate på  $SR = 30 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ , kan den klare forsyningsspændingen og kan give op mod  $\pm 15\text{V}$  på udgangen. Betingelsen for at operationsforstærkeren kan klare  $\pm 15\text{V}$ , er at den ikke skal levere en for stor strøm. Ved en strøm på  $20\text{mA}$  kan operationsforstærkeren klare  $\pm 12,3\text{V}$  på udgangen. Data er aflæst af databladet [9]. Modstanden  $R_1$  fra den ikkeinverterende indgang til stel har to formål. For det første skal den sørge for, at den ikkeinverterende indgang ikke er DC svævende. Dette kan ske, hvis modstanden ikke er der, da udgangen på forforstærkeren er DC afkoblet.

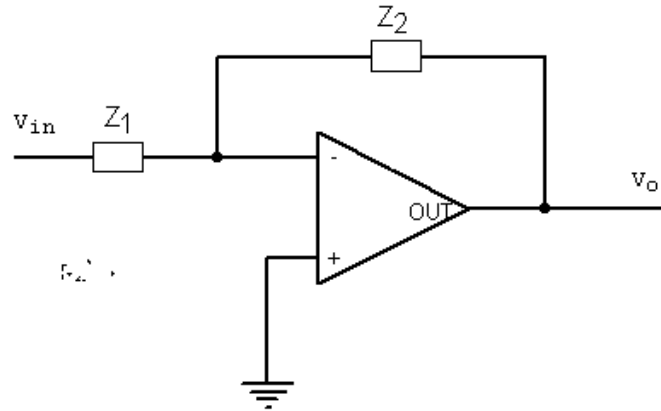
Det andet formål er at opfylde kravet om en indgangsmodstand på minimum  $1\text{M}\Omega$ . Det foregående trin vil kun se  $R_1$ , så ved at vælge en modstand på  $1\text{M}\Omega$  opfyldes dette krav.

### 3.5 Inverterende operationsforstærkerkobling.

Følgende afsnit er skrevet med udgangspunkt *Microelectronic circuits* [1] afsnit 8,6 side 698. Bas- og diskantkontrollen opbygges efter princippet for en inverterende operationsforstærkerkobling.

På diagrammet figur 3.4 ses det, at den ikkeinverterende indgang er forbundet til stel. Operationsforstærkeren får indgangssignalet ind på den inverterende indgang via impedansen  $Z_1$  og operationsforstærkerens udgangssignal tilbagekobles til den inverterende indgang via impedansen  $Z_2$ . Den inverterende operationsforstærkeropkobling (herefter IOF) kan karakteriseres





Figur 3.4: Diagram for den inverterende operationsforstærkeropkobling.

som en "shunt-shunt feedback amplifier". Shunt-shunt modellen beskriver en strøm til spændingsforstærker. For at beskrive indgangssignalet ved en indgangsstrøm skal indgangsspændingen  $V_{in}$  og impedansen  $Z_1$  ækvivaleres med en Norton ækvivalent. Det giver følgende strøm:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{Z_1} \quad (3.2)$$

samt Norton parallel impedansen  $Z_1$ .

På figur 3.5 ses en "shunt-shunt feedback amplifier" model af IOF, som er delt op i et A-kredsløb (a) og et  $\beta$ -kredsløb (b). Impedanserne  $Z_{11} = Z_2$ ,  $Z_{22} = Z_2$  og  $\beta = \frac{1}{Z_2}$  findes ud fra  $\beta$ -netværket, der består af impedansen  $Z_2$ .  $\mu$  er råforstærkningen af operationsforstærkeren.  $I'_i$  er en strømgenerator. Parallel impedansen  $Z_1$  fås ud fra Norton ækvivalenten af spændingskilden  $V_{in}$  og serieimpedansen  $Z_1$  se ligning.  $r_o$  er operationsforstærkerens udgangsmodstand og  $R_L$  er belastningsmodstanden.

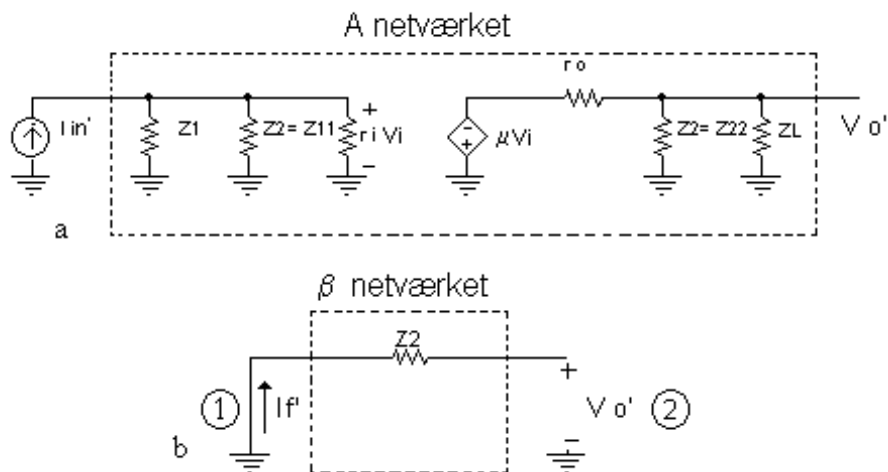
I første omgang er det interessant at finde transresistansen  $A$  for A-kredsløbet:

$$A = \frac{V'_o}{I'_i}$$

Ud fra figur 3.5 fås følgende udtryk for transresistansforstærkningen:

$$A = -\mu(Z_1 \parallel Z_2 \parallel r_i) \cdot \frac{Z_L \parallel Z_2}{Z_L \parallel Z_2 + r_o}$$

Da  $r_o$  regnes for meget mindre end parallelforbindingen af  $Z_L$  og  $Z_2$  og  $r_i$  er



Figur 3.5: Shunt-shunt feedback amplifier model af den inverterende operationsforstærkeropkobling. Modstandene  $Z_{11} = Z_2$ ,  $Z_{22} = Z_2$  og  $\beta$  findes ud fra  $\beta$ -netværket.  $\mu$  er råforstærkningen af operationsforstærkeren,  $r_o$  er operationsforstærkerens udgangsmodstand,  $Z_L$  er loadmodstanden. Transresistansen  $A$  findes ud fra  $A$ -netværket.

meget større reduceres udtrykket for transresistansforstærkningen til:

$$A = -\mu(Z_1 \parallel Z_2)$$

$\beta$  findes ud fra figur 3.5b. Ved at sætte spændingen  $V_o'$  på indgang 2 og kortslutte indgang 1 kan  $\beta$  findes ud fra følgende ligning:

$$\beta = \left. \frac{I_f}{V_o'} \right|_{V_1=0} \Leftrightarrow \beta = -\frac{1}{Z_2}$$

Det er nu muligt at finde transresistansen  $A_f$  for det tilbagekoblede netværk som:

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$

Hvis  $A\beta$  er stor fås:

$$A_f = \frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{1}{\beta} = -Z_2 \tag{3.3}$$

Da der i det følgende arbejdes med spændinger findes spændingsforstærkningen givet ved ligning 3.4.

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (3.4)$$

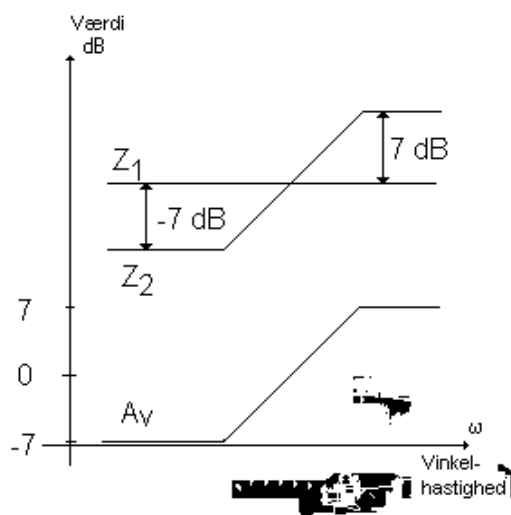
Sammenhængen mellem indgangsstrømmen  $I_{in}$  og indgangsspændingen  $V_{in}$  kendes fra ligning 3.2, som kan omskrives til:

$$V_{in} = I_{in} \cdot Z_1 \quad (3.5)$$

samlet giver ligning 3.4, 3.5 og udtrykket for den tilbagekoblede transresistans i ligning 3.3 spændingsforstærkningen:

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{V_o}{I_{in} \cdot Z_1} = \frac{A_f}{Z_1} \Leftrightarrow \\ A_v &= -\frac{Z_2}{Z_1} \end{aligned} \quad (3.6)$$

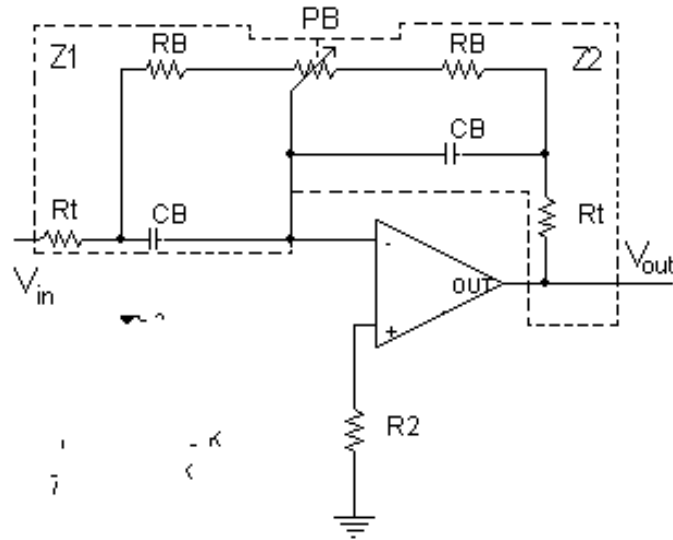
Grafisk kan spændingsforstærkningen findes ved at indtegne impedanskaraktistikker for  $|Z_1|$  og  $|Z_2|$  som funktion af vinkelhastigheden  $\omega$ . Spændingsforstærkningen  $|A|$  findes som differensen mellem  $|Z_2|$  og  $|Z_1|$  som funktion af  $\omega$ . Princippet er illustreret på figur 3.6.



Figur 3.6: Grafisk bestemmelse af spændingsforstærkningen. Spændingsforstærkningen  $|A_v|$  svarer til differensen mellem impedanserne  $|Z_2|$  og  $|Z_1|$  som funktion af vinkelhastigheden.

### 3.6 Baskontrol

Baskontrollen laves ved at bruge den inverterende operationsforstærkerkobling, hvor impedanserne  $Z_1$  og  $Z_2$  er givet ved impedansen  $Z_{sB}$ . Størrelsen af  $Z_{sB}$  afhænger af indstillingen af et potentiometer, hvorved  $Z_1$  og  $Z_2$  kan antage forskellige værdier. Diagrammet ses på figur 3.7.



Figur 3.7: Baskontrol. konstrueres med en inverterende operationsforstærker opkobling, hvor impedanserne  $Z_1$  og  $Z_2$  er lig impedansen  $Z_{sB}$ .

Ud fra figur 3.7 ses det, at impedans  $Z_{sB}$  fås ud fra ligning 3.7,

$$Z_{sB} = (R_t + P_B + R_B) \cdot \frac{(R_B + P_B) \cdot R_t \cdot C_B \cdot j\omega + 1}{(P_B + R_B) \cdot C_B \cdot j\omega + 1} \quad (3.7)$$

hvor  $C_B$  er en kondensator,  $R_B$  og  $R_t$  er to modstande og  $P_B$  er et potentiometer (For udledning se bilag B.1).  $R_t$  er teoretisk set ikke nødvendig, men dens funktion vil blive forklaret under valg af komponenter.

Ved lave frekvenser ( $\omega \rightarrow 0$ ) reduceres impedansudtrykket i ligning 3.7 til:

$$Z_{sB} = (R_t + P_B + R_B)$$

Ved høje frekvenser fås for  $Z_{sB}$ :

$$Z_{sB} = Z_1 = Z_2 = R_t \quad (3.8)$$

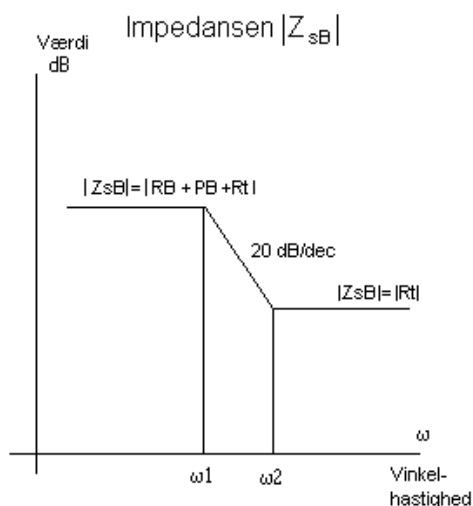
Impedansen begynder at falde ved  $3dB$  polknækket  $\omega_1$ :

$$\omega_1 = \frac{1}{(R_B + P_B) \cdot C_B}$$

og den stabiliseres igen ved  $3dB$  nulpunktsknækket  $\omega_2$ :

$$\omega_2 = \frac{1}{\frac{(R_B + P_B)}{(R_t + P_B + R_B)} \cdot R_t \cdot C_B}$$

På figur 3.8 ses  $|Z_{sB}|$  som funktion af  $\omega$ .



Figur 3.8: Den samlede impedans  $|Z_{sB}|$  som funktion af vinkelhastigheden.

Det blev tidligere vist, at forstærkningen for den inverterende operationsforstærker er givet ved  $-\frac{Z_2}{Z_1}$ . Ved lave frekvenser og potentiometret i yderstilling ( $Z_2$  indeholder hele modstanden) fås derfor spændingsforstærkningen:

$$A_v = -\frac{(R_t + P_B + R_B)}{(R_t + R_B)}$$

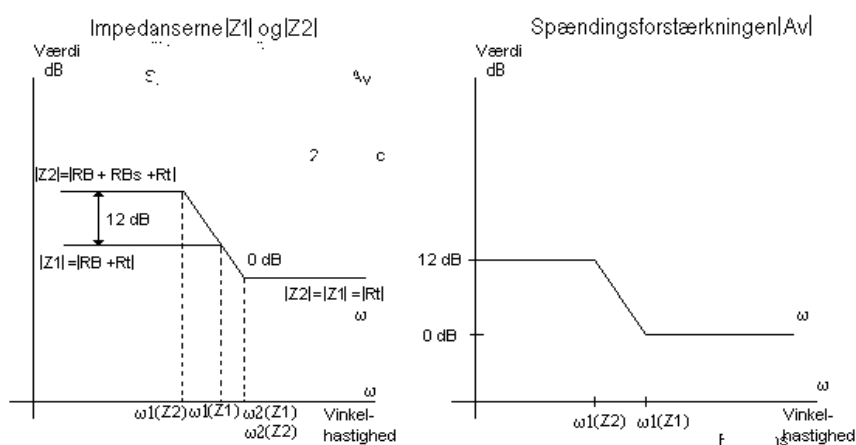
Ved lave frekvenser er der stillet krav om en spændingsforstærkning på  $12dB$ , svarende til 4 gange. Det medfører at der ved yderstilling for potentiometret gælder følgende:

$$\begin{aligned} R_B + P_B + R_t &= 4 \cdot (R_B + R_t) && \Leftrightarrow \\ P_B &= 3 \cdot (R_B + R_t) && (3.9) \end{aligned}$$

Hvis ligning 3.9 er opfyldt gælder der tilsvarende at  $12\text{dB}$  dæmpning er opnået, hvis hele potentiometermodstanden er indeholdt i  $Z_1$ . Dette skyldes symmetrien i koblingen.

Ved høje frekvenser fås en forstærkning på 1, da både  $Z_1$  og  $Z_2$  er lig  $R_t$  (Se ligning 3.8).

Grafisk kan forstærkningen som funktion af  $\omega$  findes som illustreret på figur 3.9. På figuren er forstærkningen valgt illustreret for hele potentiometermodstanden indeholdt i  $Z_2$ , dvs. maksimal forstærkning. Princippet følger af figur 3.6



Figur 3.9: Spændingsforstærkning for baskontrollen. Spændingsforstærkningen findes ud fra princippet illustreret på figur 3.6

$P_B$  vælges til  $0 - 220\text{k}\Omega$ .  $P_B$  vælges stor så  $R_t$ , der vælges senere, ikke bliver for lille. Ved maksimal forstærkning findes  $R_B + R_t$ , ved at omskrive ligning 3.9 til:

$$R_B + R_t = \frac{P_B}{3} \Rightarrow$$

$$R_B + R_t = \frac{(220 \cdot 10^3)}{3} = 73,3\text{k}\Omega$$

$R_B$  vælges til  $73,2\text{k}\Omega$ .

$R_t$  vælges til  $1,30\text{k}\Omega$ .

$R_B$  er valgt stor, så  $R_t$  får mindre betydning i forhold til knæfrekvenser.  $R_t$  er valgt i  $\text{k}\Omega$  klassen, for at bufferoperationsforstærkeren ikke går i strøm-mætning ved høje frekvenser. Ved lave frekvenser vil belastningsmodstanden

være større. Bufferoperationsforstærkeren kan maksimalt levere  $20mA$  og udgangsspændingen ligger på  $\pm 3V$  se afsnit 3.4. Ved ohm's lov fås:

$$R_t \geq 150\Omega$$

For at bestemme størrelsen af kondensatoren  $C_B$  er det nødvendigt at se på knækfrekvenser for spændingsforstærkningen. Kravet er, at baskontrollen ikke må påvirke frekvenser over  $200Hz$ . For at dette er opfyldt, skal polen for  $Z_1$  ligge ved  $200Hz$  eller  $\omega = 1,26 \frac{rad}{ms}$  ved  $12dB$  forstærkning (Se figur 3.9). Dvs. at  $C_B$  kan findes ud fra følgende ligning:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{(R_B + P_B) \cdot C_B} \Leftrightarrow \\ C_B &= \frac{1}{(R_B + P_B) \cdot \omega_1} \Rightarrow \\ C_B &= \frac{1}{(73,2 \cdot 10^3 + 0) \cdot 1,26 \cdot 10^3} = 10,8 \approx 10,82nF \end{aligned} \quad (3.10)$$

Operationsforstærkeren er valgt så den kan klare SR problemer. Operationsforstærkeren i baskontrollen vil ved høje frekvenser have et udgangssignal, der svarer til udgangssignalet fra bufferen. Det vil derfor også være det samme krav der stilles til operationsforstærkerens SR se afsnit 3.4. Det vides at operationsforstærkeren TLE 2071 opfylder disse krav som derved vælges.

### 3.7 Diskantkontrollen.

Diskantkontrollen laves ved brug af IOF-koblingen med impedanserne  $Z_1$  og  $Z_2$  givet ved impedansen  $Z_{sD}$ . Diagrammet kan ses på figur 3.10.

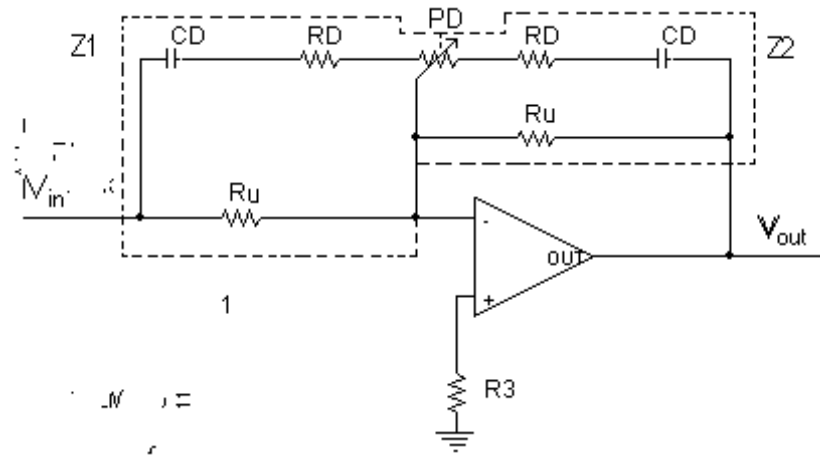
Ud fra figur 3.10 ses det, at  $Z_{sD}$  er givet ved følgende ligning.

$$Z_{sD} = R_u \cdot \frac{C_D \cdot j\omega(P_D + R_D) + 1}{C_D \cdot j\omega(P_D + R_D + R_u) + 1} \quad (3.11)$$

hvor  $C_D$  er en kondensator,  $R_D$  og  $R_u$  er to modstande og  $P_D$  er et potentiometer.  $R_u$  er medtaget for at undgå DC afkobling af operationsforstærkerens ikkeinverterende indgang.

Af ligning 3.11 ses det, at impedansen  $Z_{sD}$  ved lave frekvenser ( $\omega \rightarrow 0$ ) reduceres til

$$Z_{sD} = Z_1 = Z_2 = R_u \quad (3.12)$$



Figur 3.10: Diskantkontrollen opbygges ved hjælp af en inverterende operationsforstærkerkobling. Impedanserne  $Z_1$  og  $Z_2$  er givet ved impedansen  $Z_{sD}$

Mens den ved høje frekvenser reduceres til:

$$Z_{sD} = (P_D + R_D) \quad (3.13)$$

hvor det forudsættes, at  $R_u$  er meget større end  $R_D + P_D$ . Pol og nulpunkt-sknækkene findes ud fra følgende ligninger:

$$\omega_1 = \frac{1}{(R_D + P_D + R_u) \cdot C_D}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{(P_D + R_D) \cdot C_D} \quad (3.14)$$

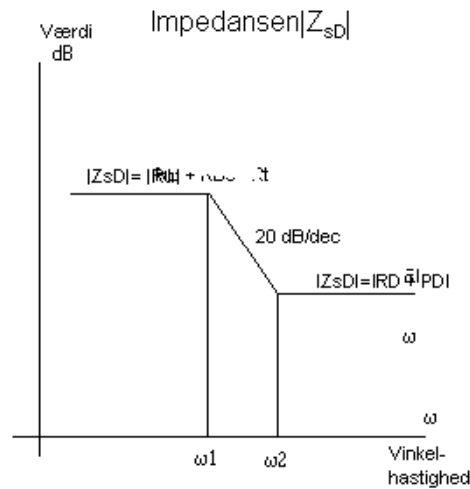
$\omega_1$  er polknækket og  $\omega_2$  er nulpunktsknækket. På figur 3.11 ses størrelsen af  $Z_{sD}$  som funktion af  $\omega$ .

Ved lave frekvenser vil diskantkontrollen have en forstærkning på  $0dB$  svarende til en faktor 1. Dette gælder, fordi både  $Z_1$  og  $Z_2$  er lig  $R_u$  ved lave frekvenser (Se ligning 3.12).

Ved høje frekvenser afhænger forstærkningen af potentiometret indstillingen. Maksimal forstærkning forekommer, når potentiometret er indstillet, så hele potentiometremodstanden er indeholdt i  $Z_2$ . Maksimal spændingsforstærkning er (se ligning 3.13 og 3.6):

$$A_v = -\frac{R_D + P_D}{R_D} \quad (3.15)$$





Figur 3.11: Impedansen  $|Z_{sD}|$  som funktion af vinkelhastigheden.

Ud fra kravspecifikationen skal diskantkontrollen dæmpe/forstærke høje frekvenser  $12 \text{ dB}$  (4 gange). Sammen med ligning 3.15 findes følgende sammenhæng:

$$4 \cdot R_D = R_D + P_D \Leftrightarrow 3 \cdot R_D = P_D \quad (3.16)$$

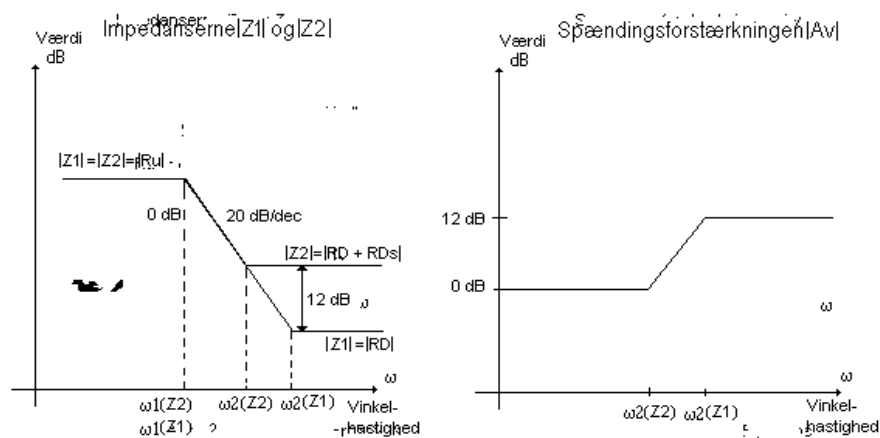
Fuld dæmpning opnås, når potentiometeret er indstillet således, at hele potentiometermodstanden er indeholdt i  $Z_1$ . Hvis ligning 3.16 er opfyldt vil der ved fuld dæmpning opnås den ønskede  $12 \text{ dB}$  dæmpning. Grafisk kan spændingsforstærkningen findes ud fra figur 3.12.

Potentiometeret  $P_D$  vælges til  $4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_D$  vælges lille så  $R_u$  ikke skal vælges meget stor.  $R_D$  kan findes ud fra ligning 3.16:

$$R_D = \frac{4,7 \cdot 10^3}{3} = 1,57 \text{ k}\Omega \approx 1,58 \text{ k}\Omega$$

Ligning 3.16 er udledt på baggrund af, at  $R_u$  antages meget større end  $R_D$  og  $P_D$ .  $R_u$  vælges derfor til  $300 \text{ k}\Omega$ .

Valget af  $R_D$  påvirkes af det foregående trin. Ved høje frekvenser er  $R_D$  belastningsmodstanden for baskontrollen, hvis hele  $P_D$  er indeholdt i  $Z_2$ . Operationsforstærkeren i baskontrollen kan give en strøm på  $20 \text{ mA}$  og udgangsspændingen er  $\pm 3 \text{ V}$  ved høje frekvenser. Udgangsspændingen skal divideres med belastningsmodstanden i parallel med tilbagekølingsmodstanden for at finde den strøm  $I_o$ , som operationsforstærkeren skal levere. Tilbagekoblings-



Figur 3.12: Grafisk afbilledning af spændingsforstærkningen. Spændingsforstærkningen findes ud fra princippet illustreret på figur 3.6.

modstanden for baskontrollen ved høje frekvenser er  $R_t = 1,3k\Omega$  og hvis  $R_D$  er  $1,58k\Omega$  fås:

$$I_o = \frac{3}{1,3 \cdot 10^3 \parallel 1,58 \cdot 10^3} \approx 4,2mA \quad (3.17)$$

Heraf ses det, at baskontrollen er sikret mod den signalklipning der er foresat af strømmætning.

$C_D$  bestemmes på baggrund af knækfrekvenser. Diskantkontrollen skal ved fuld forstærkning/dæmpning påvirke frekvenser over  $2kHz$ . Frekvenser herunder skal ikke påvirkes. For at opfylde det, skal nulpunktet for  $Z_2$  ligge ved  $2kHz \Rightarrow \omega_2 = 12,6 \frac{rad}{ms}$  ved fuld forstærkning (Se figur 3.12). Ved at indsætte værdier i ligning 3.14 fås følgende udtryk for  $C_D$

$$\omega_2 = \frac{1}{(R_D + P_D) \cdot C_D} \Rightarrow$$

$$C_D = \frac{1}{(1,58 \cdot 10^3 + 4,7 \cdot 10^3) \cdot 12,6 \cdot 10^3} = 12,7nF \approx 12,5nF$$

Diskantkontrollen belastes med en modstand på  $10k\Omega$  eller derover. For at kontrollere om det er tilstrækkeligt, undersøges det om operationsforstærkeren i diskantkontrollen går i strømmætning. Ved høje frekvenser og fuld forstærkning fås en tilbagekoblingsmodstand på  $4 \cdot 1,58k\Omega = 6,32k\Omega$  og et udgangssignal på  $V_{udgang, rms} = 8V$ . Ved at bruge samme princip som i

ligning 3.17 fås:

$$I_o = \frac{8V \cdot \sqrt{2}}{10,0k\Omega \parallel 6,32k\Omega} \approx 2,9mA$$

Med den valgte operationsforstærker er en strøm i denne størrelse ikke noget problem og belastningsmodstanden er tilpas stor nok.

Den endelige tonekontrol kan ses på bilag E.2.

### 3.8 Simulering

For at lave en fuldstændig undersøgelse af stabiliteten for de to kontroltrin er det nødvendigt at foretage en analyse, hvor kontroltrinene står i yderstillinger. Et eksempel på stabilitetsanalyse kan ses på bilag B.2. Den fulde analyse undlades og istedet undersøges stabiliteten ved hjælp af simuleringsprogrammet SPICE. Spice simulerer et AC-sweep for forskellige indstillinger af de to potentiometre. Graferne for denne simulering kan ses på bilagene D.2. Graferne viser, at tonekontrollen har den ønskede effekt, idet de lave og de høje frekvenser kan forstærkes/dæmpes op imod  $12dB$ . Graferne viser også at tonekontrollen er stabil for frekvenser op til  $100MHz$ . Derudover er båndbreddekravet opfyldt. Det ses, fordi  $0dB$  forstærkningen for baskontrollen og diskantkontrollen er konstant i intervallet fra  $20Hz$  til  $20kHz$ .

### 3.9 Delkonklusion

Det er lykkedes at dimensionere en tonekontrol, der lever op til de stillede krav.

Forsyningsspændingen er  $\pm 15V$ , og ved denne forsyningsspænding kan tonekontrollen klare signaler på  $V_{signal, rms} = 2V$  som krævet. Dimensioneringen er foretaget på baggrund af, at tonekontrollen er belastet med en modstand på  $10k\Omega$  eller derover. Det eneste, der ikke helt, er opfyldt er kravet om en indgangsmodstand på  $1M\Omega$  (Se målerapporten afsnit D.5). Teoretisk set er kravet opfyldt, men i praksis viser målingerne, at indgangsmodstanden er for lille ved høje frekvenser.

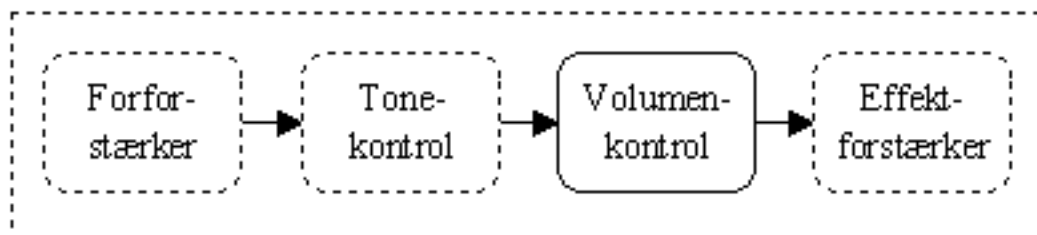
Tonekontrollen består af en baskontrol, der påvirker frekvenser op til  $200Hz$  og en diskantkontrol, der påvirker frekvenser fra  $2kHz$ . Den samlede båndbredde er fra  $20Hz$  til  $20kHz$ , hvor afvigelsen fra det ønskede i de to grænsefrekvenser er under  $\frac{3}{4}dB$ . Bas- og diskantkontrollen kan forstærke eller dæmpe

op til  $12dB$ . At det virker understøttes af SPICE simulering og målte resultater.

# Kapitel 4

## Volumenkontrol

### 4.1 Indledning



Figur 4.1: *Blokdiagram for Hi-Fi forstærkeren. Volumenkontrollen behandles.*

I dette kapitel dimensioneres volumenkontrollen, ud fra de specificerede krav (Se figur 4.1). Volumenkontrollen gør det muligt at indstille lydstyrken til det ønskede niveau. Denne styring kan laves på mange måder. Opgaven løses med analog- og digitalteknik.

### 4.2 Kravspecifikation

Følgende krav er betinget af Hi-Fi forstærkerens andre trin og de overordnede krav:

- Volumenkontrollen skal have en indgangsmodstand på minimum  $10k\Omega$ .(G)
- Trinnet skal kunne håndtere signalerne fra tonekontrollen. Signaler med en amplitude på  $2 \cdot \sqrt{2}V$  gange den maksimale forstærkning i tonekon-

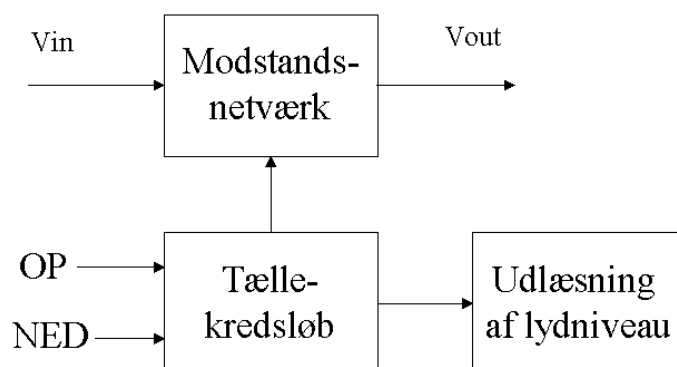
trollen ( $12dB = 4$  gange) =  $11,3\hat{V} \approx 12\hat{V}$ .(G)

- Trinnets frekvensområdet skal være fra  $20Hz$  til  $20kHz$ , med maksimalt  $\frac{3}{4}dB$ 's afvigelse ved de to grænsefrekvenser.(E)
- Lydniveauet skal kunne dæmpes fra  $0dB$  til  $-46,5dB$  ( $\frac{1}{200}$  af fuld udstyring).(E)
- Lydniveauet styres med to trykknapper.(E)
- Lydniveauet ændres i spring på  $1,5dB$ , hvilket giver 32 trin fra  $0dB$  til  $-46,5dB$ .(E)
- Ved fortsat ændring af lydniveauet skal ændringen ske med en hastighed på  $250 \frac{ms}{trin}$ , således at det tager ca.  $8s$  at komme fra den ene yderstilling til den anden.(E)
- I tilfælde af at lydniveauet kommer op på  $0dB$  eller ned på  $-46,5dB$  skal, styringen blive i yderstillingen ved tryk på henholdsvis op- ( $0dB$ ) og nedknappen ( $-46,5dB$ ). (E)
- Det aktuelle lydniveautrin skal vises på to syv-segmentdisplays. 0 på displayet skal svare til  $46,5dB$ 's dæmpning og 31 skal svare til  $0dB$ 's dæmpning.(E)
- Når forstærkeren tændes skal volumenkontrollen antage et forudbestemt trin. Opstartstrinnet (presetværdien) skal være trin 10 (dæmpning på  $31,5dB$ ). (E)
- Når begge trykknapper aktiveres samtidigt skal styringen blive i det aktuelle trin.(E)

$46,5dB$ 's maksimal dæmpning er valgt, fordi  $\frac{1}{200}$  af fuld udstyring antages at være tilstrækkeligt, til at lyden er helt dæmpet. Lydniveauet skal ændres i spring, således at et trins ændring ikke opleves tydeligt. Afstanden mellem de enkelte trin er sat til  $1,5dB$ , fordi ændringer et menneske normalt kan observere er  $3dB$  [6].

### 4.3 Volumenkontrollens elementer

Volumenkontrollen opdeles i tre mindre elementer, som angivet på figur 4.2. Modstandsnetværket består af en række modstande der kobles, i forskellige

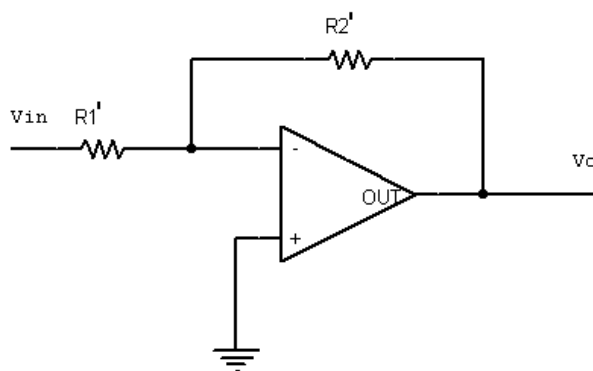


Figur 4.2: Blokdiagram over den digitale styring med tilhørende modstandsnetværk og udlæsning.

kombinationer, omkring en inverterende operationsforstærker. Derved kan signalet dæmpes fra  $0dB$  til  $-46,5dB$ . Ved hjælp af multiplexere (digitalt styrede analoge kontakter) kan den digitale styring styre operationsforstærkerkoblingen. Styringen får input fra to trykknapper. Det binære signal der styrer multiplexerne, sendes også til en udlæseenhed, der omsætter det binære signal således, at det vises på to syvsegmenter.

### 4.3.1 Modstandsnetværk

Signalet fra tonekontrollen dæmpes, med et netværk af modstande, to multiplexere og en operationsforstærker, fra  $0dB$  til  $-46,5dB$ . Operationsforstærkeren kobles i en inverterende kobling (Figur 4.3).



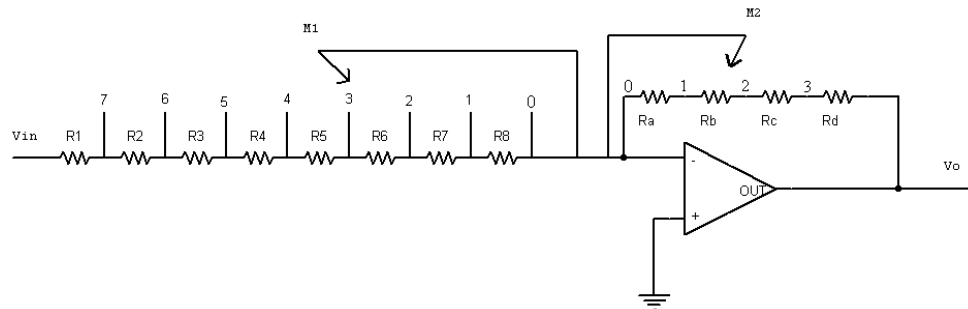
Figur 4.3: Inverterende operationsforstærker kobling.

For en inverterende operationsforstærkerkobling gælder, at forstærkningen er

$-\frac{R'_2}{R'_1}$ . Det er et krav, at lydniveauet skal kunne justeres i 32 trin. Hvis kun  $R'_2$  eller  $R'_1$  kan ændres, skal der bruges 32 modstande og en multiplexer med 32 udgange. Alternativt kan både  $R'_2$  og  $R'_1$  ændres. Der fås 32 forskellige niveauer ved at have 8 forskellige modstande istedet for  $R'_1$  og 4 forskellige modstande istedet for  $R'_2$  (Figur 4.4). Ved hjælp af de første 8 modstande ønskes 8 trin med  $6dB$ 's mellemrum. Det giver følgende ligning for modstandene:

$$R_n = R_1 \cdot 2^{n-2} \quad \text{for } n \text{ i intervallet}[2;8] \quad (4.1)$$

De udregnede modstande er vist i 4.1. Såfremt  $R'_2$  sættes lig  $R_1$ , vil signalet, med multiplexer 1 (M1) i position 7, blive forstærket  $0dB$ . Hvis M1 flyttes en position ad gangen mod højre bliver signalet dæmpet i intervaller på  $6dB$  fra  $0dB$  til  $-42dB$ .  $R_1$  bliver trinnets mindste indgangsmodstand og dens værdi er, jvf. kravspecifikationen, sat til  $10k\Omega$ .  $R'_2$  erstattes med 4 modstande og ved hjælp af multiplexer 2 (M2) kan dæmpningsintervallet derved sænkes til  $1,5dB$  ( $\frac{6}{4} = 1,5dB$ ): (Figur 4.4):



Figur 4.4: Modstandsnetværk med to multiplexere og operationsforstærker.

Sammenhængen mellem  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$ ,  $R_d$  og  $R_1$  (M1 i position 7) er givet ved følgende ligninger:

$$-\frac{R_a + R_b + R_c + R_d}{R_1} = 1,000 = 0dB \quad (\text{Position 1})$$

$$-\frac{R_b + R_c + R_d}{R_1} = 0,841 = -1,5dB \quad (\text{Position 2})$$

$$-\frac{R_c + R_d}{R_1} = 0,710 = -3dB \quad (\text{Position 3})$$

$$-\frac{R_d}{R_1} = 0,596 = -4,5dB \quad (\text{Position 4})$$



Modstandsnr.	Modstandsværdi [ $k\Omega$ ]
$R_1$	10,0
$R_2$	10,0
$R_3$	20,0
$R_4$	40,2
$R_5$	80,6
$R_6$	162
$R_7$	324
$R_8$	634

Tabel 4.1: Værdier for  $R_n$  fra  $R_1$  til  $R_8$  efter 1% rækken. (Ligning 4.1)

Ved at løse fire ligninger med fire ubekendte med hensyn til  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$  og  $R_d$  fås:

$$R_a = 1,59k\Omega \approx 1,58k\Omega$$

$$R_b = 1,33k\Omega \approx 1,33k\Omega$$

$$R_c = 1,12k\Omega \approx 1,13k\Omega$$

$$R_d = 5,96k\Omega \approx 5,90k\Omega$$

### Valg af operationsforstærker

Kravene til operationsforstærkeren i volumenkontrollen svarer til kravene for operationsforstærkeren i diskantdelen af tonekontrollen og derfor bruges den samme operationsforstærker, TLE2071.

Signalerne gennem volumenkontrollen har en maksimal størrelse efter tonekontrollen på ca.  $\pm 12V$ . Operationsforstærkeren kan ifølge datablad [9] maksimalt levere  $20mA$  ved denne spænding. Belastningsmodstanden fra operationsforstærkeren skal derfor mindst være:  $\frac{12}{20 \cdot 10^{-3}} = 600\Omega$ . Strømmen fra operationsforstærkeren går til tilbagekoblingsmodstanden og indgangsmodstanden i effekttrinnet. Da indgangsmodstanden i effekttrinnet og tilbagekoblingsmodstanden sidder parallelt, bliver kravet til indgangsmodstanden i effekttrinnet:

$$R_d \parallel R_{i_{eff}} \geq 600\Omega \Rightarrow R_{i_{eff}} \geq 668\Omega$$

Der vælges et krav til indgangsmodstanden i effekttrinnet på  $10k\Omega$ , for ikke at trække så store strømme.

### Valg af multiplexere

Der er i kredsløbet brug for 2 multiplexere; en 4 kanals og en 8 kanals. Multiplexerne CD4051BC (8 kanals, [8]) og CD4052BC (2× 4 kanals, [8]) er de eneste egnede CMOS-multiplexere komponentudleveringen råder over. Antallet af kanaler er den eneste forskel på de to multiplexere. Multiplexerne kan klare en forsyningsspænding på +18V og en maksimal forskel mellem - og + forsyning på 18,5V. Hi-Fi forstærkerens strømforsyning er på ±15V og dermed er det ikke muligt at koble multiplexerne til forsyningsspændingen. For at minimere risikoen for forvrængning og klipning forsynes multiplexerne med ±9V. ±9V forsyningen er lavet med to spændingsregulator kredse; en LM317L og en LM337L (Bilag C.2).

Signalerne på ind og udgangen af modstandsnetværket har en maksimal amplitude på  $\hat{V} = 8\sqrt{2}V$  og signalet kan derfor ikke umiddelbart sendes igennem multiplexerne, fordi amplituden er for stor. Multiplexerne placeres som angivet på figur 4.4 i virtuelt nul. På dette sted er signalernes amplitude givet ved:

$$\hat{V}_{maks./multi.} = \frac{1}{A_{20kHz}} \cdot \hat{V}_{maks} \Rightarrow$$

$$\hat{V}_{maks./multi.} = \frac{1}{316} \cdot 8 \cdot \sqrt{2} = 0,036V$$

Råforstærkningen ved 20kHz ( $A_{20kHz}$ ) er den mindst mulige i denne opkobling og er ifølge datablad 50dB svarende til 316 gange [9].

Som det ligeledes fremgår af figur 4.4, er multiplexerne opkoblet serielt. Fordelen ved at lave serielkoblinger frem for parallelkoblinger er, at der ikke, i samme omfang, er problemer med lækstrømme i multiplexerne. Endvidere afbrydes signalet ikke når der sker skift på en multiplexer, det bliver blot dæmpet.

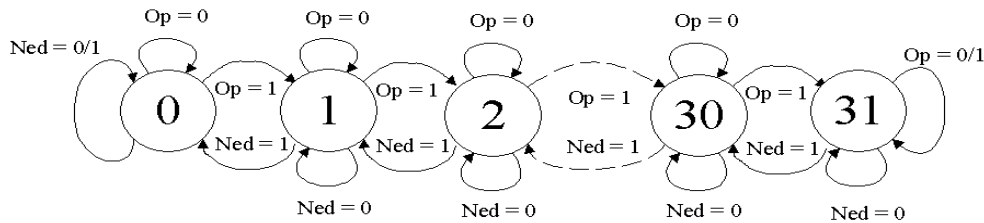
#### 4.3.2 Den digitale styring

Den digitale styring skal jævnfør kapitlets kravspecifikation opfylde følgende krav:

- Der skal være to input, der kommer fra en op- og en nedknap.
- Der skal være 32 trin/states i styringen.
- Ved trin 0 skal styringen blive i trin 0, hvis "ned" aktiveres. Ligeledes skal styringen i trin 31 blive i dette trin såfremt "op" aktiveres.

- Hvis begge knapper holdes nede, skal styringen blive i den aktuelle tilstand.
- Idet styringen skal kunne antage 32 trin, skal outputtet være et binært signal på 5 bit ( $2^5 = 32$ ).
- Når systemet startes, skal det antage en forudbestemt værdi (Preset). Preset er trin 10.
- Styringen skal skifte trin med  $250 \frac{ms}{trin} / 4 \frac{trin}{s}$ .

Styringen er grafisk illustreret på figur 4.5.



Figur 4.5: Statediagram over de 32 states/trin volumenkontrollen kan antage. Der gælder at styringen bliver i den aktuelle tilstand såfremt op og ned begge er 0 eller 1 samtidig.

Problemstillingen kan løses ved hjælp af en tællekreds med tilhørende logik. Tællekredsen skal kunne tælle op og ned og være på 5 bit. Det har ikke været muligt at skaffe en egnet tællekreds på 5 bit eller derover. Problemet kan løses ved at sætte to 4 bit tællere i en kaskadekobling. En kaskadekobling er en kobling, hvor to eller flere kredse er sat efter hinanden, således at næste kreds tæller en op, når den første kreds skifter fra  $1111_b$  til  $0000_b$ . HCF4516B er en 4 bit tællekreds, som opfylder de stillede krav og derfor er denne valgt. Alternativt kan en tællekreds opbygges med flipflops og gates. Et tredje alternativ er en kombination af en færdig tællekreds, flipflops og gates.

### Opkobling af tællekredsene

Tællekredsen skal forsynes med et clock-signal for at tælle. I dette tilfælde, skal clock-signalet have en frekvens på  $4Hz$  ( $\sim \frac{1}{0,25}$ ). Clock-signalet er et firkantsignal, der for hver impuls skal være høj i minimum  $60ns$  og have en frekvens på maksimalt  $5,5MHz$  ved en forsyningspænding på  $15V$  (se [8]).

Endvidere gælder det, at tiden det tager clocksignalet at gå fra høj til lav og lav til høj ikke må overskride  $5\mu s$ . De to første krav er opfyldt (C.1), og det sidste krav forventes ikke at give problemer. Hvorvidt denne antagelse er korrekt vil vise sig ved test af styringen. Tællekredsen tæller op, hvis der er et højt signal på Up/Down indgangen og ned ved et lavt signal. Up/Down indgangen bliver styret af logik ud fra følgende boolske udtryk:

$$U_p = O$$

Der gælder for kredsen, at den kun tæller når signalet på CarryIn1 (CI1) er 1. Denne egenskab kan udnyttes til at sørge for, at kredsen kun tæller, når den skal og ikke kontinuerligt 4 gange i sekundet. CI1 skal være 1, hvis der tælles ned eller op og styringen ikke er i henholdsvis trin 0 eller 31. Såfremt styringen er i trin 0 og nedknappen (N) aktiveres skal CI1 være 0. Hvis styringen er i trin 31 og opknappen (O) aktiveres skal CI1 igen være 0. På baggrund af den foregående verbale kravspecifikation kan en tilstandstabel (Tabel 4.2) og karnaughkort (Figur 4.6) opstilles. Der gælder at bund (B) trin 0, og top (T) trin 31, er 1 når styringen er i yderstilling.

Ned	Op	Top	Bund	CI1
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	0

Tabel 4.2: Sandhedstabel for CI1.

Følgende ligning for CarryIn1 kan udledes af karnaughkortet for CI1:

$$CI1 = \overline{B} \cdot \overline{O} \cdot N + \overline{T} \cdot O \cdot \overline{N}$$

		BT			
ON \		00	01	11	10
	00	0	0	0	0
	01	1	1	0	0
	11	0	0	0	0
	10	1	0	0	1

Figur 4.6: Karnaughkort for  $CI1$  ud fra sandhedstabel: Tabel 4.2.

$CI1$	$CO1$	$CI2$
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Tabel 4.3: Sandhedstabel for  $\overline{CI2}$ 

Idet  $CI1$  indgangen er inverteret (aktiv lav) skal  $CI1$  inverteres.

CarryIn2 ( $CI2$ ) er bestemmende for, hvornår tællekreds nr. 2 tæller. Denne tæller når  $CI2$  er 1. Det gælder at  $CI2$  kun kan blive 1, såfremt  $CI1$  og  $CO1$  er 1. Ud fra denne verbale formulering kan sandhedstabel (Tabel 4.3) og karnaughkort (figur 4.7) opstilles:

		CI1	
CO1 \		0	1
	0	0	0
	1	0	1

Figur 4.7: Karnaughkort ud fra sandhedstabel for  $CI2$ : Tabel 4.3.

Ud fra karnaughkortet kan følgende ligning udledes:

$$CI2 = CI1 \cdot CO1$$

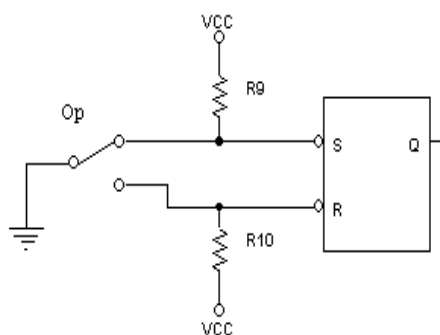
$CI2$ -indgangen er ligeledes inverteret (aktiv lav) og derfor skal  $CI2$  inverteres:

$$\overline{CI2} = \overline{CI1 \cdot CO1} = \overline{CI1} + \overline{CO1}$$

Den endelige opkobling af tællekredsene kan ses på diagrammet E.3.

## Input

De to input kommer fra to trykknapper: en knap til at forøge lydniveauet op og en knap til at dæmpe lydniveauet med. For at fjerne kontaktstøj, der kan fremkomme når kontakten åbnes og lukkes, er det nødvendigt at indsætte en prelfjerner mellem kontakten og styringen. En  $\overline{S}$ - $\overline{R}$  latch ved hver kontakt løser problemet (Se figur 4.8).



Figur 4.8:  $\overline{S}$  –  $\overline{R}$  latch med inverterede indgange.

$R9$  og  $R10$  dimensioneres efter, hvor stor en strøm kontakten kan holde til og under hensyntagen til lækstrømme i  $\overline{S}$  –  $\overline{R}$ -latchen.  $R$  vælges til  $6,4k\Omega$ , fordi denne værdi ikke skaber problemer hverken for kontakter eller latch.

## Top og Bund

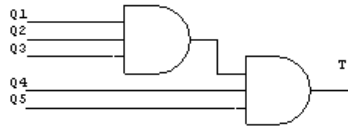
Ved Bund (B) og Top (T) skal logik gå høj, så disse output kan indgå i styrelogikken, der sørger for, at der ikke kan tælles ned i bund og op i top. Det løses ved at konstruere to kredsløb (Figur 4.9 og figur 4.10):



Figur 4.9: Logik der går høj når styringen er i trin 0.

$$B = \overline{Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4 + Q_5}$$

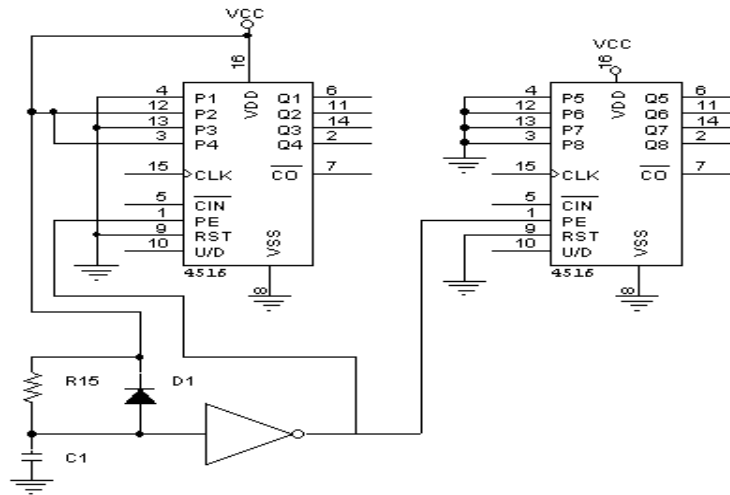
$$T = Q_1 \cdot Q_2 \cdot Q_3 \cdot Q_4 \cdot Q_5$$



Figur 4.10: Logik der går høj når styringen er i trin 31.

### Forudindstilling af tællekredsen

Det er bestemt, at kredsen ved start af systemet skal antage et forudbestemt trin, også kaldet en presetværdi. Værdien er valgt til trin 10 og en løsning er angivet på figur 4.11.



Figur 4.11: Presetkredsløb.

Trin 10 ( $01010_2$ ) er bestemt til volumenkontrollens presetværdi og derfor er  $P1$ ,  $P3$  og  $P5$  sat til lav og  $P2$  og  $P4$  til høj. Når forsyningsspændingen tilsluttes er spændingen over kondensatoren,  $v_C = 0$  og inverteren er høj på udgangen, hvorved kredsen presettes. Kredsen er preset så længe udgangen på inverteren er høj. Idet  $v_C$  overstiger  $2,5V$  ( $V_{Høj}$ ) [8] går inverteren lav og kredsen er nu operativ.  $v_C$  er givet ved ligning 4.2, der er generel for alle 1. ordens systemer.

$$v_C(t) = V_{DD} - (V_{DD} - V_{0+}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \Leftrightarrow t = \ln \frac{V_{DD} - V_{Høj}}{V_{DD} - 0} \cdot (-\tau) \quad (4.2)$$

$$t = \ln \frac{15 - 2,5}{15 - 0} \cdot (-\tau)$$

$$t = 0,18 \cdot \tau = 0,18 \cdot C \cdot R$$

Den valgte  $t$  skal som minimum være den maksimale tid det tager kredsen at antage presetværdien ( $t_{preset}$ ) minus den korteste tid det tager inverteren at skifte tilstand ( $t_{skift}$ ):

$$\begin{aligned} t &\geq t_{preset} - t_{skift} \\ t &\geq 160ns - 15ns = 145ns \end{aligned}$$

$t$  vælges til  $1ms$ , fordi denne værdi ikke giver problemer med resettiden og  $1ms$  er i denne ingen nævneværdig forsinkelse.  $C$  vælges til  $1\mu F$

$$\begin{aligned} t = 0,18 \cdot C \cdot R &\Leftrightarrow R = \frac{t}{0,18 \cdot C} \Rightarrow \\ R_{15} &= \frac{1 \cdot 10^{-3}}{0,18 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 5,48k\Omega \approx 5,49k\Omega \end{aligned}$$

Dioden på figur 4.11 er nødvendig, fordi kredsen ikke kan holde til, at spændingen på Preset-indgangen bliver væsentligt højere end forsyningsspændingen  $V_{CC}$ . Efter at forsyningsspændingen er afbrudt aflades kondensatoren gennem modstanden  $R_{15}$ .

Reset er sat permanent lav, hvorved denne mister sin betydning. Reset er i praksis en preset der presetter kredsen til trin 0.

### 4.3.3 Udlæsning af volumentrin

Tællekredsen HEF4029B svarer i høj grad til HEF4516B, den eneste forskel er at HEF4029B både er en binær og en titæller. I denne opkobling bruges de 2 HEF4029B-kredse som titællere, hvor den ene tæller fra 0 til 9 og den anden tæller fra 0 til 30 i trin på 10. HEF4029B-kredsene får de samme input som HEF4516B-kredsene og deres output sendes til to dekoderkredse HEF4511B der styrer hver deres syvsegmentdisplay, hvorpå lydniveauet udlæses. De opkobles som vist på det færdige diagram for volumenkontrollen (Se figur E.3 på side 152 i bilag).

Alternativt kunne tællekredsene erstattes med logik til styring af dekoederne, så det binære output til multiplexerne kunne bruges.

## 4.4 Delkonklusion

Volumenkontrollen er dimensioneret og konstrueret og virker stort set som forventet.



Grænsefladekravene er til dels opfyldt: Indgangsmodstanden er på minimum  $10k\Omega$  og trinnets båndbredde er større end  $20Hz$  til  $20kHz$  ( $\frac{3}{4}dB$ 's fald ved de to grænsefrekvenser).

Signaler, der er større end  $9,2V$ , kan ikke passere igennem volumenkontrollen uden forvrængning og dermed er kravet om at signaler med en størrelse på  $12V_p$  skal kunne passere ikke opfyldt.

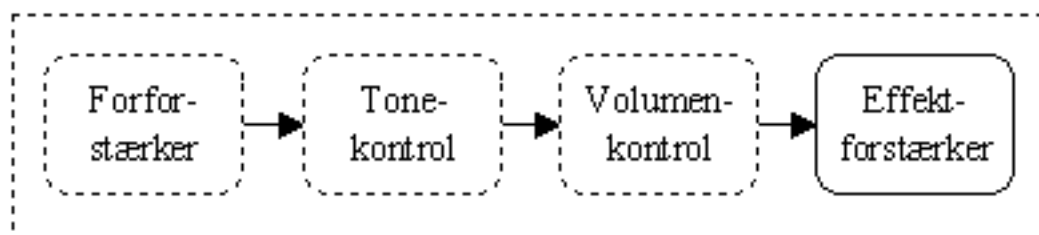
Lydniveauet kan dæmpes fra  $0dB$  til  $-46,5dB$  i trin på  $1,5dB$  og i yderstillingerne bliver styringen i det aktuelle trin, hvis der trykkes op (trin 31) og ned (trin 0).

Det tager  $8s$  at komme fra yderstilling til yderstilling ved kontinuerligt input og ved opstart antager styringen trin 10. Det aktuelle lydniveau kan aflæses på to syvsegmentdisplays.

# Kapitel 5

## Effektforstærker

### 5.1 Indledning



Figur 5.1: Blokdiagram over forstærker. Effektforstærkeren behandles.

Det sidste trin i Hi-Fi forstærkeren er effekttrinnet (Se figur 5.1), der har til formål at levere den ønskede effekt til højttaleren. For at levere et acceptabelt lydtryk skal effekttrinnet levere effekt i watt klassen.

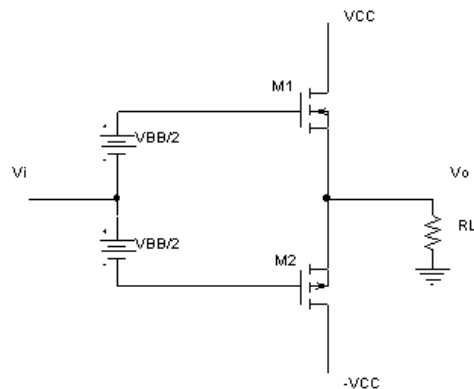
### 5.2 Kravspecifikation

- Indgangsmodstand over  $10k\Omega$ .(G)
- Effekttrinnet skal levere  $10W$  i en  $4\Omega$  højttaler, når tonekontrollen står i neutral og volumenkontrollen er i maksimal position.(E)
- Trinnets båndbredde skal være  $20Hz$  til  $20kHz$ . Ved de to grænsefrekvenser må der maksimalt være et fald på  $\frac{3}{4}dB$ .(E)
- Trinnet skal have en "høj" nyttevirkning.(E)

- Effekttrinnets varmeudvikling skal overholde de i stærkstrømsbekendtgørelsens stillede krav: Temperaturen for tilgængelige dele må højst stige  $40^{\circ}\text{C}$  fra omgivelsestemperaturen, der maksimalt er  $35^{\circ}\text{C}$  i tempereret klima([14] afsnit 101).(E)
- Trinnet skal forsynes med en  $\pm 15\text{V}$ ,  $3\text{A}$  strømforsyninger.(E)
- Dæmpningsfaktoren: Forholdet mellem trinnets udgangsmodstand og højttalerimpedans skal være over 3.(D)
- Effekttrinnet skal have en  $THD$  under  $0,5\%$ .(D)

### 5.3 Opbygning

For at opnå lav forvrængning og høj nyttevirkning vælges en klasse AB push-pull løsning med power MOSFET transistorer. Nytttevirkningen af et AB-effekttrin er maksimalt  $78,5\%$  ([1] side 760). Power MOSFET transistorer har to fordele fremfor power BJT: Ideelt set skal power MOSFET ikke have gate-strøm, hvilket, gør at effekttrinnet ikke skal have et kredsløb til at "føde" transistorerne. Derudover har power MOSFET transistorer ikke den samme tendens til at gå i termisk runaway som power BJT (Se evt. underafsnit 5.4.3). En ulempe ved power MOSFET i forhold til power BJT er at de skal have en højere gate-source-spændning.



Figur 5.2: *Generel opbygning af Klasse AB push-pull trin med power MOSFET transistorer.*

Figur 5.2 viser den generelle opbygning af et AB push-pull trin med to power MOSFET transistorer, hvor den øverste er en N-kanal og den nederste

en P-kanal. I hvile ( $V_i, V_o = 0$ ) løber der en hvilestrøm gennem de to transistorer skabt af de to konstante spændinger  $\frac{V_{BB}}{2}$ . Generelt gælder følgende sammenhæng mellem gate-source spændingen og drainstrømmen for en power MOSFET transistor i strømmætningsområdet:

$$i_D = k(v_{GS} - V_t)^2, \quad v_{GS} \geq V_t \quad (5.1)$$

I ligning 5.1 er  $k$  en transistorkonstant og  $V_t$  er transistorens tærskelspænding. I hvile løber den samme strøm igennem de to transistorer:

$$I_{h,M1} = I_{h,M2} = k \cdot \left( \frac{V_{BB}}{2} - V_t \right)^2 \quad (5.2)$$

Det er hvilestrømmen, der eliminerer "crossover" forvrængningen, hvilket er nødvendigt for at opnå lav THD.

I positiv halvperiode stiger gate-source spændingen over  $M1$  mens den falder tilsvarende over  $M2$ , således at det kun er  $M1$  der leder (Se figur 5.3). Det omvendte gør sig gældende i negativ halvperiode. Dvs. i positiv halvperiode skubber (push)  $M1$  strøm ud i belastningen, mens  $M2$  trækker (pull) strøm fra belastningen i negativ halvperiode.

Peakværdien for udgangsstrømmen  $\hat{I}_L$  er givet ved:

$$\hat{I}_L = \frac{\hat{V}_o}{R_L}$$

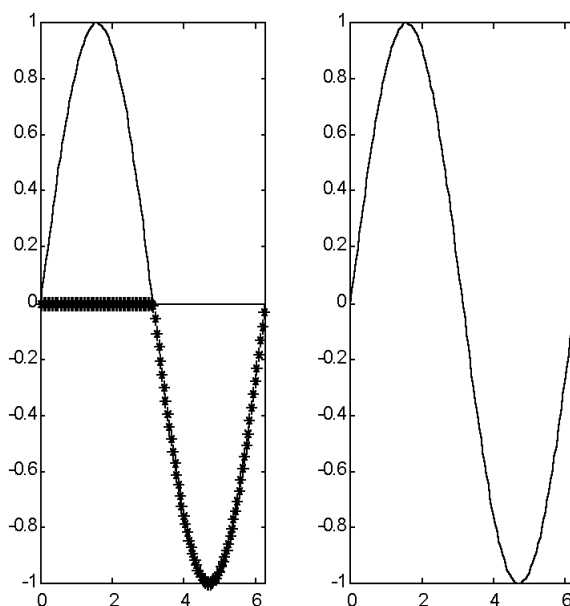
Strømmen gennem  $M1$  leveres fra den positive forsyning  $V_{CC}$ , hvormed den tilførte gennemsnitseffekt fra  $V_{CC}$  er givet ved:

$$P_{S, V_{CC}} = P_{S, -V_{CC}} = I_{M2, avg} \cdot V_{CC} = \frac{\hat{V}_o}{\pi \cdot R_L} \cdot V_{CC}$$

Den negative forsyning leverer den samme effekt i den negative halvperiode. Samlet tilført effekt over en hel periode giver:

$$P_S = \frac{2 \cdot \hat{V}_o}{\pi \cdot R_L} \cdot V_{CC}$$

Gennemsnitseffekten afsat i belastningen over en hel periode er givet som:



Figur 5.3: Grafen til venstre viser strømmen i M1 (Den fuldt optrukne linje) og strømmen i M2 (Den punkterede linje) i en hel periode. Grafen til højre viser strømmen i belastningen, som er sammensat af de to strømme i transistorerne.

$$P_L = \frac{V_{L, rms}^2}{R_L} = \frac{\hat{V}_o^2}{2 \cdot R_L}$$

Overskudseffekten afsættes i transistorerne og er givet ved:

$$P_D = P_S - P_L = \frac{2 \cdot \hat{V}_o}{\pi \cdot R_L} \cdot V_{CC} - \frac{\hat{V}_o^2}{2 \cdot R_L} \quad (5.3)$$

Ved at differentiere dette udtryk med hensyn til  $\hat{V}_o$  og sætte denne differentialkoefficient lig 0, findes den udgangsspænding, der giver det maksimale effekttab ([1] side 761):

$$\hat{V}_{o, maxtab} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{CC} \quad (5.4)$$

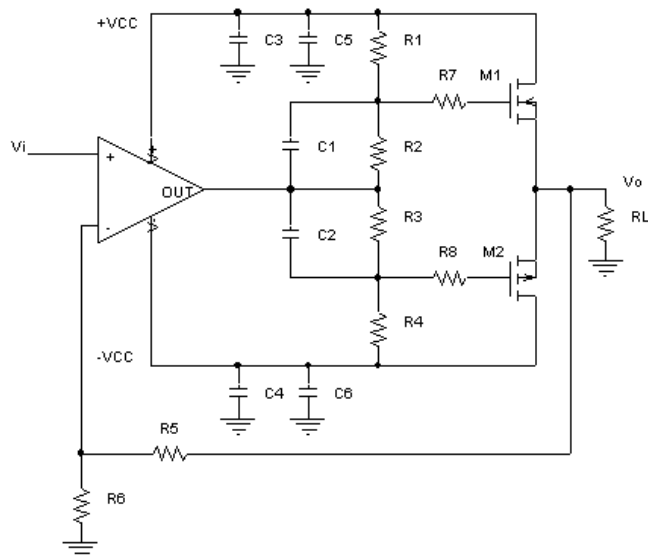
Ved at indsætte resultatet af ligning 5.4 i ligning 5.3 fås den maksimale afsatte effekt som:

$$P_{D, \max, \text{total}} = \frac{4 \cdot V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R_L} - \frac{4 \cdot V_{CC}^2}{2 \cdot \pi^2 \cdot R_L} = \frac{2 \cdot V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R_L}$$

Og for hver transistor

$$P_{D, \max} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R_L} \Rightarrow P_D = \frac{15^2}{\pi^2 \cdot 4} = 5,7W \quad (5.5)$$

## 5.4 Realisering



Figur 5.4: Klasse AB effekttrin med bias kredsløb og tilbagekobling.

Figur 5.4 viser hvordan effekttrinnet opbygges. Biaskredsløbet med de 4 modstande og 2 kondensatorer er af den såkaldte "bootstrapping" type. I hvile løber en strøm gennem modstandene  $R_1 - R_4$ , hvilket skaber en forspænding over gate-source på transistorerne. Denne forspænding giver hvilestrømmen i transistorerne. Kondensatorerne overfører signalet og holder samtidig spændingen over  $R_2$  og  $R_3$  konstant, således at de fungerer som spændingsgeneratorerne  $\frac{V_{BB}}{2}$  i figur 5.2.

Tilbagekoblingsnetværket er af serie-shunt typen. Det er indbygget i kredsløbet for at mindske forvrængning og nedsætte udgangsmodstanden ([1] side 762). Derudover kan tilbagekoblingsmodstandene  $R_5$  og  $R_6$  bruges til at regulere forstærkningen i effekttrinnet.

### 5.4.1 Dimensionering

Før dimensioneringen vælges transistortype, biasstrøm og hvilestrøm. Som transistor vælges to standard komplementære power MOSFET-transistorer der findes i laboratoriet. Biasstrømmen, der løber gennem modstandene  $R_{1-4}$ , vælges lav for ikke at have unødvendigt effekttab i biaskredsen. Hvilestrømmen vælges meget mindre end spidsstrømmen, for at køre i klasse AB. Herefter fremkommer følgende valg:

- N-MOSFET: IRF510
- P-MOSFET: IRF9520
- Biasstrøm:  $I_b = 1mA$
- Hvilestrøm:  $I_h = 10mA$
- $V_{CC} = 15V$

#### Transistorbegrænsninger

For at være operativ skal power MOSFET-transistorerne være i strømmætningsområdet, hvor sammenhængen mellem drainstrøm og gate-source spænding er givet ved 5.1 som:

$$i_D = k \cdot (v_{GS} - V_t)^2$$

For at afgøre om power MOSFET-transistoren befinder sig i strømmætning eller i modstandsområdet undersøges udgangskaraktistikken, hvor der i strømmætningsområdet skal gælde at  $v_{DS} > (v_{GS} - V_t)$ :

Først bestemmes den maximale gate-source spænding, der fås i positiv og negativ spids. I det følgende undersøges positiv spids.

Fra bilag F.3 findes  $k = 0,4A/V^2$  og  $V_t = 3,3V$  for IRF510 og IRF9520 ved  $25^\circ C$

Af kravsspecifikationen vides det, at effekttrinet skal give  $10W$  i en  $4\Omega$  højttaler, hvilket giver et udgangssignal på:

$$V_{O, rms} = \sqrt{P \cdot R} \Rightarrow V_{O, rms} = \sqrt{10 \cdot 4} = 6,32V \Rightarrow \hat{V}_O = 8,93V \quad (5.6)$$

Ved positiv peak er belastningsstrømmen

$$\hat{I}_L = \frac{\hat{V}_O}{R} \Rightarrow \hat{I}_L = \frac{8,93}{4} = 2,23A$$

Denne strøm trækkes gennem M1. Ved at isolere  $V_{GS}$  i ligning 5.1 findes den maksimale gate-source spænding:

$$v_{GS, max} = \sqrt{\frac{\hat{I}_L}{k}} + V_t \Rightarrow v_{GS, max} = \sqrt{\frac{2,23}{0,4}} + 3,3 = 5,66V \quad (5.7)$$

Dvs.  $v_{DS, min} > (v_{GS, max} - V_t) \Rightarrow v_{DS, min} > (5,66 - 3,3) \Leftrightarrow v_{DS, min} > 2.36V$

Den minimale spænding for  $v_{DS}$  findes ved peakværdien:

$$v_{DS, min} = V_{CC} - \hat{V}_O \Rightarrow v_{DS, min} = 15V - 8,93V = 6,07V$$

Herfra kan ses at  $v_{DS, min}$  er stor nok, til at transistoren arbejder i det ønskede strømmætningsområde.

### Dimensionering af biaskredsløb

Ved at isolere  $\frac{V_{BB}}{2}$  i formel 5.2 fås:

$$\frac{V_{BB}}{2} = \sqrt{\frac{I_b}{k}} + V_t \Rightarrow \frac{V_{BB}}{2} = \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-3}}{0,4}} + 3,3 = 3,46V$$

Med  $I_b = 1mA$  fås  $R_2$  og  $R_3 = 3,46 \cdot 10^3 \approx 3,48k\Omega$ . Spændingen over  $R_1$  fås som:  $V_{R_1} = 15 - 3,48 = 11,52V$ , hvorefter  $R_1, R_4 = 11,52k\Omega \approx 11,5k\Omega$

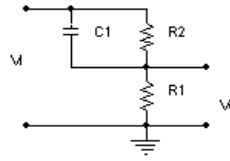
### Kondensatorere

Kondensatorerne  $C_1$  og  $C_2$  dimensioneres således, at signalerne overføres ved frekvenser over  $20Hz$ , dvs. kondensatorerne er kortsluttede for frekvenser over  $20Hz$ .

Figur 5.5 viser kondensatoren  $C_1$  samt de modstande den ser. Ud fra dette kan overføringsfunktionen for koblingen regnes som:

$$H(s) = \frac{V_O}{V_I} = \frac{R_1}{\frac{1}{R_2 + C_1 s} + R_1} \Leftrightarrow H(s) = \frac{R_1}{\frac{R_2}{1 + R_2 C_1 s} + R_1} \Leftrightarrow$$





Figur 5.5: Småsignaldiagram til dimensionering af kondensatoren  $C_1$ .

$$H(s) = \frac{R_1 \cdot (1 + R_2 C_1 s)}{R_1 + R_2 + R_1 R_2 C_1 s} \Leftrightarrow H(s) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} C_1 s}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 s}$$

For at have fuld gennemgang i kondensatoren ved  $20\text{Hz}$  vælges pol-knækket en dekade under  $f_p = 2\text{Hz} \Leftrightarrow \omega_p = 4\pi \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ . Hvilket medfører:

$$\omega_p = \frac{1}{C_1 \cdot (R_1 \parallel R_2)} \Leftrightarrow C_1 = \frac{1}{\omega_p \cdot R_1 \parallel R_2} \Rightarrow$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi \cdot (3,48 \cdot 10^3 \parallel 11,5 \cdot 10^3)} = 29,8\mu\text{F} \approx 33\mu\text{F}$$

Kondensatoren  $C_2$  har samme værdi som  $C_1$ .

De øvrige 4 kondensatorer, på figur 5.4 der sidder fra forsyningen til 0, har til formål at kompensere for eventuelle svingninger i forsyningen såsom rippel. Kondensatorerne  $C_3$  og  $C_4$  vælges store for at tage rippel ved lave frekvenser, de vælges til  $1\text{mF}$ . Modsat skal kondensatorerne  $C_5$  og  $C_6$  tage støj ved høje frekvenser, og de vælges derfor til  $C_5, C_6 = 100\text{pF}$

### Krav til operationsforstærker

Der stilles krav til 4 faktorer ved operationsforstærkeren:

- Forsyningsspænding ( $V_{CC}$ )
- Maksimal udgangssignal ( $\hat{V}_{oa}$ )
- Maksimal udgangsstrøm ( $\hat{I}_{oa}$ )
- Slewrate (SR)

Fra kravsspecifikationen findes det første krav:  $V_{CC} = \pm 15\text{V}$  Maksimal udgangsstrøm og udgangsspænding undersøges i positiv spids

Fra ligning 5.6 og 5.7 findes den maksimale gate spænding ved  $M1$ :  $V_{G, M1, max} = 8,93 + 5,66V = 14,59V$ . Da spændingen over  $R_2$  holdes konstant af kondensatoren  $C_1$ , er den maksimale spænding på operationsforstærkeren udgang:

$$\hat{V}_{oa} = 14,59 - 3,48 = 11,11V \quad (5.8)$$

Når  $V_{G, M1}$  er  $14,59V$  i positiv peak er spændingen over  $R_1 = 0,41V$  og spændingen over  $R_4$ :  $V_{R_4} = 30V - 0,41V - 2 \cdot 3,48V = 22,63V$ , hvilket giver

$$I_{R_4} = \frac{V_{R_4}}{R_4} \Rightarrow I_{R_4} = \frac{22,63}{11,5 \cdot 10^3} = 1,97mA$$

Denne strøm leveres ikke af strømforsyningen og må derfor leveres af operationsforstærkeren:

$$\hat{I}_{oa, max} = I_{R_4} = 1,97mA$$

Den maksimale slewrate udregnes udfra ligning 3.1 som:

$$SR_{max} = \omega_{max} \cdot \hat{V}_{OA, max} \Rightarrow SR_{max} = 20 \cdot 10^3 \cdot 2\pi \cdot 11,11 = 1,40 \frac{V}{ms}$$

Ud fra de 4 krav vælges operationsforstærkeren TLE2071, der med  $\pm 15V$  forsyning kan levere  $2mA$  med et outputsignal på  $13,5V$  og med en slewrate på  $23 \frac{V}{\mu s}$ . Yderligere fastsætter den en indgangsmodstand for effektforstærkeren på  $R_{in} = 1 \cdot 10^{12}\Omega$ .

### Dimensionering af tilbagekoblingsnetværk

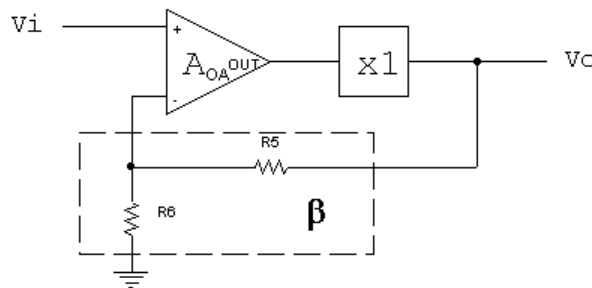
Fra tone- og volumenkontrollkapitlerne vides det, at indgangssignalet til effekttrinnet ved neutralinstillet tonekontrol og maksimum volumen (trin 31) er  $V_{rms} = 2V$ . Fra ligning 5.6 vides det at udgangsspændingen skal være  $\hat{V}_{rms} = 6,32V$  når effekttrinnet skal levere  $10W$ . Derfor skal forstærkningen i effekttrinnet være:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{6,32}{2} = 3,16$$

Fra tilbagekoblingsteorien vides, at forstærkningen i et tilbagekoblet system er givet som:

$$A_{eff} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

I dette tilfælde er åbensløjfe forstærkningen ( $A$ ) givet ved operationsforstærkerens forstærkning ( $A_{OA}$ ) og transistortrinnets forstærkning. Ud fra ligning 5.6 og 5.8 fås forstærkningen i transistortrinnet som  $\frac{8,93}{11,13} = 0,8$ , i det følgende antages transistortrinnet værende en gange 1 forstærker, hvilket resulterer i en tilbagekoblingsstruktur som vist på figur 5.6



Figur 5.6: *Simpelt diagram over effektforstærker med tilbagekobling.*

Herefter er åbensløjfe forstærkningen givet som  $A_{OA}$ . Ifølge databladet [9] er DC forstærkningen 109dB svarende til en faktor 282000. Herefter kan forstærkningen skrives som:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{\beta}$$

Med den udregnede forstærkning fås:

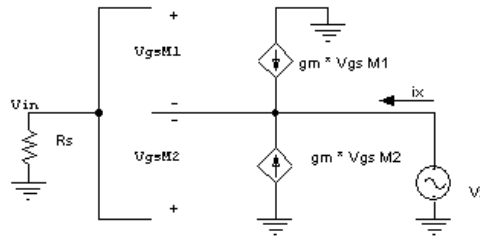
$$\beta = \frac{1}{3,16} \quad (5.9)$$

$\beta$ -netværket laves som en spændingsdeling mellem  $R_5$  og  $R_6$  således at  $\beta = \frac{R_6}{R_6 + R_5}$ . For ikke at trække meget strøm vælges  $R_6 = 10k\Omega$ , hvorefter:

$$R_5 = \frac{R_6 - \beta \cdot R_6}{\beta} \Rightarrow R_5 = \frac{10 \cdot 10^3 - \frac{1}{3,16} \cdot 10 \cdot 10^3}{\frac{1}{3,16}} = 21,65k\Omega \approx 21,5k\Omega$$

### Udgangsmodstand

I kravspecifikationen er et af kravene en dæmpningsfaktor over 3, hvilket betyder, at forholdet mellem belastningsmodstanden og udgangsmodstanden er større end 3. Da belastningen på effekttrinnet er  $4\Omega$ , vil kravet til udgangsmodstanden være  $\frac{4\Omega}{3} = 1,33\Omega$ . For at beregne udgangsmodstanden opstilles et småsignaldiagram for effekttrinnet (Se figur 5.7).



Figur 5.7: Småsignaldiagram over effekttrin.

For at bestemme udgangsmodstanden  $r_o$  påføres udgangstrinnet en testgenerator  $V_x$  og indgangen føres til stel. Hvor det ses på figuren at  $V_x$  gate-source-spændingen på transistorene.

$$V_x = -V_{gsM1} = -V_{gsM2}$$

Udgangsstrømmen fra testgeneratoren  $i_x$  ses ud fra diagrammet:

$$i_x = -g_{mM1}V_{gsM1} - g_{mM2}V_{gsM2}$$

Udgangsmodstanden er bestemt ud fra testgeneratorens udgangsstrøm og spænding:

$$r_o = \frac{V_x}{I_x} = \frac{1}{g_{mM1} + g_{mM2}}$$

Da de to transistorer er komplementære, har de en transkonduktans  $g_m$  på samme værdi, som i strømmætning er bestemt af:

$$g_m = \left. \frac{di_{DS}}{dv_{GS}} \right|_{V_{GS}} \Leftrightarrow g_m = 2k(V_{GS} - V_t) = 2k\sqrt{\frac{I_D}{k}}$$

For at finde den maksimale udgangsmodstand findes  $g_m$  ved  $I_h$ .

$$g_m = 2 \cdot 0,4 \cdot \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-3}}{0,4}} = 0,127 A/V$$

Udgangsmodstanden bliver derfor:

$$r_o = \frac{1}{2 \cdot g_m} \Rightarrow r_o = \frac{1}{2 \cdot 0,127} = 3,94 \Omega$$

Den udregnede modstand er uden tilbagekobling. For at beregne den endelige udgangsmodstand opstilles småsignaldiagrammet på figur 5.8. Indgangsmodstanden antages værende uendelig, da den er bestemt af operationsforstærkerens indgangsmodstand, som er ca.  $10^{12} \Omega$ . Power MOSFET-trinnet er inkluderet i småsignaldiagrammet, hvor den regnes som en x1 forstærker. Power MOSFET-trinnet er det sidste led i effektforstærkeren og bestemmer derfor udgangsmodstanden  $r_o$ . Tilbagekoblingsmodstandene  $R_5$  og  $R_6$  er medtaget som belastning.

Figur 5.8: Diagram over A-kredsløb i effekttrin

Ud fra figur 5.8 findes forstærkningen  $A_O = \frac{V'_o}{V'_i}$ . Operationsforstærkerens forstærkning  $A_{OA}$  er frekvensafhængig og kan i datablad [9] aflæses til  $A_{OA} = 109 dB = 282000$  ved  $20 Hz$  og  $A_{OA} = 50 dB = 316$  ved  $20 kHz$ . Belastningen  $R_L$  er i kravspecifikationen bestemt til  $4 \Omega$ . Den belastede forstærkning kan altså regnes som:

$$A_{O_{20Hz}} = \frac{V'_o}{V'_i} = A_{20Hz} \cdot \frac{R_L \parallel (R_5 + R_6)}{(R_L \parallel (R_5 + R_6)) + r_o} \Rightarrow$$

$$A_{O_{20Hz}} = 282000 \cdot \frac{4 \parallel (10 \cdot 10^3 + 21,5 \cdot 10^3)}{4 \parallel (10 \cdot 10^3 + 21,5 \cdot 10^3) + 3,94} = 142000 \quad (5.10)$$

ved samme udregning findes  $A_O$  ved  $20 kHz$

$$A_{O_{20kHz}} = 316 \cdot \frac{4 \parallel (10 \cdot 10^3 + 21,5 \cdot 10^3)}{4 \parallel (10 \cdot 10^3 + 21,5 \cdot 10^3) + 3,94} = 159$$

For at finde den største og mindste udgangsmodstand regnes  $A_O$  i yderkanten af frekvensbåndet.

Udgangsmodstanden for den belastede forstærker må, set ud fra figur 5.8, være:

$$R_O = r_o \parallel R_L \parallel (R_5 + R_6) \Rightarrow$$

$$R_O = 3,94 \parallel 4 \parallel (10 \cdot 10^3 + 21,5 \cdot 10^3) = 1,98\Omega$$

Denne modstand bliver reduceret med tilbagekoblingsfaktoren,  $1 + \beta A([1]$  side 709), hvor  $\beta = \frac{1}{3,16}$ . Modstanden bliver ved de to frekvenser følgende:

$$R_{of} = \frac{R_O}{1 + A_O \cdot \beta}$$

$$R_{of, 20Hz} = \frac{1,98}{1 + \frac{1}{3,16} \cdot 142000} = 44\mu\Omega$$

$$R_{of, 20kHz} = \frac{1,98}{1 + \frac{1}{3,16} \cdot 159} = 39m\Omega$$

Dette er modstanden set ind i den belastede forstærker, hvorved udgangsmodstanden set fra  $R_L$  må være følgende:

$$R_{out, 20Hz} = \frac{1}{\frac{1}{R_{of, 20Hz}} - \frac{1}{R_L}} \Rightarrow R_{out, 20Hz} = \frac{1}{\frac{1}{44 \cdot 10^{-6}} - \frac{1}{4}} = 44\mu\Omega$$

$$R_{out, 20kHz} = \frac{1}{\frac{1}{R_{of, 20kHz}} - \frac{1}{R_L}} \Rightarrow R_{out, 20kHz} = \frac{1}{\frac{1}{39 \cdot 10^{-3}} - \frac{1}{4}} = 39,4m\Omega$$

Ud fra de to udgangsmodstande beregnes dæmpningsfaktoren ved de to frekvenser til følgende:

$$\text{Dæmpningsfaktor}_{20Hz} = \frac{4}{44 \cdot 10^{-6}} = 91000 \text{ gange}$$

$$\text{Dæmpningsfaktor}_{20kHz} = \frac{4}{78 \cdot 10^{-3}} = 51 \text{ gange}$$

Kravet om en dæmpningsfaktor over 3 er opfyldt.

### Båndbredde krav

Fra databladet for operationsforstærkeren findes:  $A_{OA, 20Hz} = 109dB$  og  $A_{OA, 20kHz} = 50dB$ , da udgangsmodstanden er meget lille og derfor ikke medregnet bliver forstærkningen ved høj- og lavfrekvens:

$$A_{20Hz} = \frac{A_{OA, 20Hz}}{1 + A_{OA, 20Hz} \cdot \beta} \Rightarrow A_{20Hz} = \frac{282000}{1 + 282000 \cdot \frac{1}{3,16}} = 3,16$$

$$A_{20kHz} = \frac{316}{1 + 316 \cdot 3,16^{-1}} = 3,13$$

Dette resultat svarer til et forhold på  $0,08dB$ , hvilket opfylder kravet om maksimal dæmpning, på  $\frac{3}{4}dB$ .

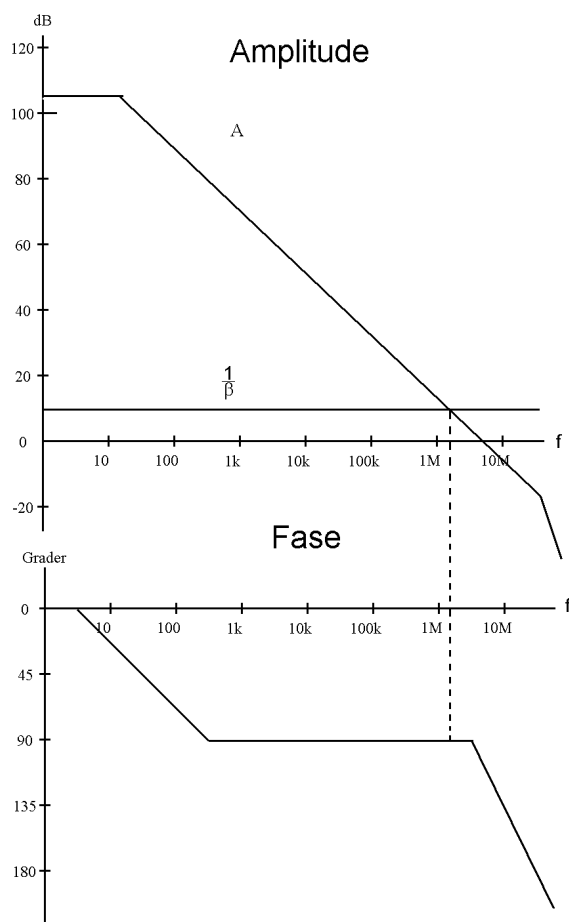
### 5.4.2 Stabilitet af tilbagekobling

Modstandene  $R_5$  og  $R_6$  udgør sammen med operationsforstærkeren en modkobling af effektforstærkeren. Der kommer altså et signal fra udgangen tilbage til indgangen på operationsforstærkeren, som gør at kredsen kan gå i selvsving. For at undgå dette, må det tilbagekoblede signal, ikke være i modfase med indgangssignalet, idet modkoblingen bliver en medkobling. For at undgå selvsving ønskes en fasemargin mellem udgang og indgang på ca.  $45^\circ$ . For at finde fasemarginen regnes på et forsimplet diagram (Se figur 5.6), hvor  $x1$  forstærkeren repræsenterer, power MOSFET-trinnet. For at lette beregningerne, antages at power MOSFET-trinnets knækfrekvens ligger højere end det øverste knæk for operationsforstærkeren, som ligger omkring  $20MHz$

Den nemmeste måde at undersøge fasemarginen på er ved at tegne et bodeplot for den belastede effektforstærkerens overføringsfunktion  $A_O$  (beregnet ud fra ligning 5.10), og den reciprokke værdi af tilbagekoblingsnettets overføringsfunktion  $\frac{1}{\beta}$ . Overføringsfunktionen for operationsforstærkeren kan findes i datablad [9]. Af databladet ses, at der er en pol i ca.  $30Hz$  og en dobbeltpol i ca.  $20MHz$ . Disse er indtegnet i figur 5.9. Ud fra ligning 5.9 kan det ses at  $\beta = \frac{1}{3,16}$ .

I bodeplottet skal funktionen  $\frac{1}{\beta}$  afbildes, denne er  $3,16$ . Før den indtegnes i bodeplottet skal den omregnes til  $dB$  som giver:

$$\frac{1}{\beta} = 3,16 = 10dB$$



Figur 5.9: Bodeplot over effektrin.

I bodeplottet, figur 5.9, aflæses frekvensen, hvor operationsforstærkerens overføringsfunktion skærer kurven for  $\frac{1}{\beta}$ . Ved at aflæse fasedrejningen for henholdsvis  $\frac{1}{\beta}$  og  $A$ , ved samme skæringsfrekvensen, kan fasemarginen beskrives som forskellen.  $\beta$ -nætværket er opbygget med modstande og  $\frac{1}{\beta}$  har en fasedrejning på  $0^\circ$ , så fasemarginen kan beskrives som fasemarginen i operationsforstærkeren, hvilket giver en fasedrejning på  $90^\circ$ . Det er rigeligt til at effektrinnet ikke går i selvsving. På grafen ses at operationsforstærkerens dobbeltpol ligger over en dekade væk fra det kritiske skæringspunkt. Det tilnærmes at forstærkerens overføringsfunktion kan beskrives med en pol i  $30Hz$  med følgende ligning:



$$H(j\omega) = A_O \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_k}}$$

Skæringen kan hermed findes som:

$$\left| A_O \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega_s}{\omega_k}} \right| = \left| \frac{1}{\beta} \right| \Leftrightarrow \sqrt{1^2 + \frac{\omega_s^2}{\omega_k^2}} = A_O \cdot \beta \Leftrightarrow \omega_s = \sqrt{((A_O \cdot \beta)^2 - 1)\omega_k^2} \Rightarrow$$

$$\omega_s = \sqrt{\left( (141000 \cdot \frac{1}{3,16})^2 - 1 \right) \cdot 2\pi \cdot 30} = 8,36 \text{ Ms}^{-1} \Rightarrow f_s = 1,33 \text{ MHz}$$

Den aflæste fasemargin gælder, hvis knækfrekvensen for power MOSFET-transistorene ligger en dekade over den beregnede frekvens. Så længe knækket er over den fundne knækfrekvens undgås oscillation.

Det viser sig under opbygningen af effektforstærkeren, at der er tegn på oscillation, derfor er modstandene  $R_7$  og  $R_8$  indsat for at modvirke dette. En anden mulighed for at hindre oscillation er at sætte en kondensator i parallel med modstanden  $R_5$ , for derved at lave en pol-nulpunkts kompensation.

### Dimensionering af køleplade

Da der afsættes effekt i transistorerne, er det nødvendigt med køling, fordi de ellers bliver for varme. Kølepladen er en tilgængelig del af forstærkeren og derfor er der sat krav for, hvor varm kølepladen må blive ([14] afsnit 101). Kravene er stillet med en omgivelsestemperatur på  $35^\circ\text{C}$ , hvor kølepladens temperatur ikke må blive højere end  $40^\circ\text{C}$  over omgivelsestemperaturen. For at beregne kølepladens temperaturen, skal den maksimale effekt, der bliver afsat i de enkelte transistorer beregnes. Denne effekt er for et klasse AB trin udregnet i ligning 5.5 til:

$$P_{M1, \max} = P_{M2, \max} = 5,7 \text{ W}$$

Køleplade beregningerne gør brug af Ohms lov, hvor temperatur målt i  $^\circ\text{C}$  svarer til spænding målt i  $V$ , effekt målt i  $W$  svarer til strøm målt i  $A$  og termisk modstand målt i  $^\circ\text{C}/W$  svarer til Ohmsk modstand. Følgende formel kan opstilles ud fra Ohms lov:

$$T = \theta \cdot P$$

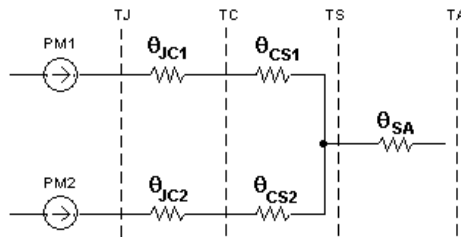
Da det ønskes, at begge transistorer skal sidde på samme køleplade, kan kredsløbet figur 5.10 opstilles. Konstanterne  $\theta_{JC}$ ,  $\theta_{CS}$ ,  $\theta_{SA}$  betegner den termiske modstand mellem henholdsvis junction-case, case-sink og sink-ambient målt i  $^{\circ}C/W$ . Temperaturforskellen mellem omgivelser og køleplade skal findes for at beregne kølepladens størrelse. Til dette kan følgende konstanter findes i datablade for henholdsvis  $M1$  og  $M2$ :

$$M1 : \quad \theta_{JC1} = 3,5^{\circ}C/W, \quad \theta_{CS1} = 0,5^{\circ}C/W$$

$$M2 : \quad \theta_{JC2} = 2,5^{\circ}C/W, \quad \theta_{CS2} = 0,5^{\circ}C/W$$

Den maksimale junctiontemperatur for begge transistorer er

$$T_{Jmax} = 175^{\circ}C$$



Figur 5.10: Kredsløbsækvivalent for køleberegninger.

På figur 5.10 ses at den afsatte effekt i kølepladen må være den samlede effekt, der bliver afsat i de to transistorer. Effekten der skal afsættes i kølepladen bliver altså  $P_{tot} = 2 \cdot 5,7 = 11,4W$ . Ud fra den afsatte effekt og temperaturforskellen,  $(T_A - T_S)$  kan den termiske modstand for kølepladen beregnes.  $T_A$  er omgivelsestemperaturen og  $T_S$  er kølepladetemperaturen, hvor forskellen mellem dem er bestemt til  $40^{\circ}C$  ([14] afsnit 101), dette giver:

$$\theta_{SA} \leq \frac{T_A - T_S}{P_{tot}} \Rightarrow \theta_{SA} \leq \frac{40}{11,4} = 3,51^{\circ}C/W$$

Kølepladen er en WA131, der fås i forskellige standard længder. På databladet for kølepladen kan det ses, at der skal bruges en køleplade med længden 10cm. Denne køleplade har en termisk modstand på  $3^{\circ}C/W$ . Det skal nu undersøges om kølepladen har en størrelse så transistorenes junctiontemperatur  $T_J$  bliver under de opgivne  $175^{\circ}C$ . Dette skal undersøges for hver transistor, da de ikke

har samme termiske modstand. Temperaturen på kølepladen  $T_S$  bliver, set ud fra figur 5.10, følgende:

$$T_S = T_A + P_{tot} \cdot \theta_{SA} \Rightarrow T_S = 35 + 11,4 \cdot 3 = 69,2^\circ C$$

Temperaturen i henholdsvis M1 og M2 bliver således:

$$\begin{aligned} T_{JM1} &= T_S + P_{M1} \cdot (\theta_{JC1} + \theta_{CS1}) \Rightarrow \\ T_{JM1} &= 69,3 + 5,7 \cdot (2,5 + 0,5) = 86,3^\circ C \end{aligned} \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} T_{JM2} &= T_S + P_{M2} \cdot (\theta_{JC} + \theta_{CS}) \Rightarrow \\ T_{JM2} &= 69,3 + 5,7 \cdot (3,5 + 0,5) = 92^\circ C \end{aligned} \quad (5.12)$$

Kølepladen er valgt tilstrækkelig stor, da de stillede krav er opfyldt, og transistorernes junctiontemperatur er under det tilladte.

### 5.4.3 Termisk Run-away

Power MOSFET transistorens indgangskaraktistik er afhængig af temperaturen, som det ses af figur 5.11. Det ses at  $V_t$  mindskes ved højere transistortemperatur.

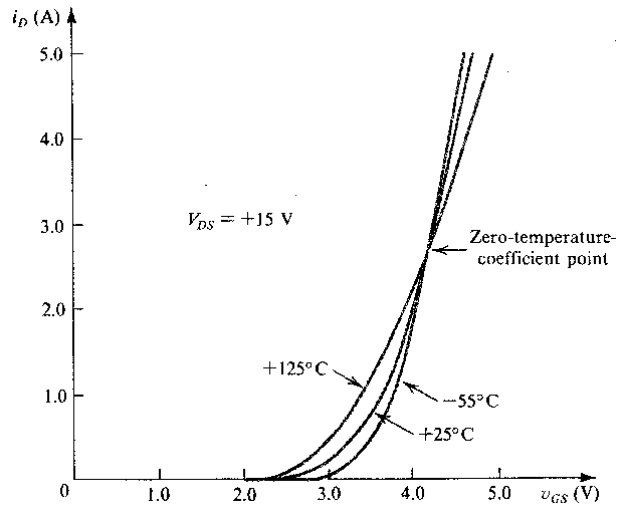
Denne forskydning af tærskelspændingen, kan give problemer i en klasse AB push-pull forstærker, fordi transistoren i hvile er påtrykt en konstant spænding  $\frac{V_{BB}}{2}$  således, at der løber en større hvilestrøm i en varm transistor. Termisk run-away fremkommer i hvile, hvis transistorens temperatur er stigende. I dette tilfælde startes en proces, hvor effekten og temperaturen stiger; illustreret ved figur 5.12.

For at kontrollere om der fremkommer termisk run-away, undersøges det om transistorens temperatur er stigende, når effekttrinnet overgår til hvile, dvs. signalet tages fra. Stigende temperatur fremkommer, hvis den afsatte effekt i hvile er større end effekten, afsat når effekttrinnet er i funktion.

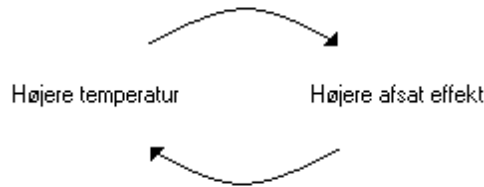
$$\frac{dT_j}{dt} > 0 \Rightarrow P_{max, hvile} > P_{max, signal}$$

Af ligning 5.5 findes den maksimale afsatte effekt som:

$$P_{max, signal} = 5,7W$$



Figur 5.11: Temperaturafhængighed af power MOSFET-transistor[1]



Figur 5.12: Kædereaktion der forårsager termisk run-away

Ved denne afsatte effekt stiger transistortemperaturen ifølge ligning 5.11 og ligning 5.12 til henholdsvis  $86,3^\circ\text{C}$  og  $92^\circ\text{C}$ . Med en negativ temperaturkoefficient på  $-6,7\text{mV}/\text{C}^1$  svarer dette til  $V_{t, \text{varm}} = 3,3 - (92 - 25) \cdot 6,7 \cdot 10^{-3} = 2,85\text{V}$ , udregnet ved den højeste temperatur. Slukkes signalet ved denne effekt fås hvilestrømmen med  $\frac{V_{BB}}{2} = 3,48\text{V}$  som:

$$I_{h, \text{varm}} = k \cdot \left( \frac{V_{BB}}{2} - V_{t, \text{varm}} \right)^2 \Rightarrow I_{h, \text{varm}} = 0,4 \cdot (3,48 - 2,85)^2 = 0,16\text{A}$$

Denne hvilestrøm svarer, til at der afsættes følgende effekt i transistoren:

<sup>1</sup>Det værste tilfælde aflæst på datablad [13]:  $V_{t, 25^\circ\text{C}} = 2,3$  og  $V_{t, 175^\circ\text{C}} = 3,3$

$$P_{hvile, max} = 15 \cdot 0,16 = 2,4W$$

Da  $P_{hvile, max} < P_{signal, max}$  er der ikke fare for termisk runaway i effekttrinnet, og transistoren følger en stabil nedkøling.

Det samlede diagram for effekttrinnet kan ses i bilag E.4.

## 5.5 Simulering

Ved hjælp af SPICE simuleres udgangseffekten se bilag D.3. Fra bilag D.3 ses at kravet om en udgangseffekt på  $10W$  er opfyldt i det ønskede frekvensbånd.

Outfilen til simuleringen er vedlagt på diskette.

## 5.6 Delkonklusion

Det er lykkedes at konstruere en effektforstærker, der lever op til de opstillede krav.

Idet indgangen til effekttrinnet består af en operationsforstærker med en indgangsmodstand i  $T\Omega$  klassen er kravet om en indgangsmodstand over  $1k\Omega$  opfyldt. Effekttrinnet er dimensioneret således, at den leverer  $10W$  i en  $4\Omega$  modstand. Denne effekt svarer til, at der ligger  $6,32V$  over højttaleren, hvilket stemmer overens med målingerne i målerapporten afsnit 7.6.2. Båndbredden fra  $20Hz$  til  $20kHz$  har ved beregning et fald på  $0,08dB$  ved  $20kHz$ . Ved målinger på båndbredden var der et fald på  $0,005dB$  ved  $20Hz$  og et fald på  $0,04dB$ . I begge tilfælde er kravet om maksimal  $\frac{3}{4}dB$  dæmpning opfyldt.

Eftersom effekttrinnet er af klasse-AB typen er det et standard effekttrin med en god nyttevirkning, så kravet om høj nyttevirkning er opfyldt. Kølepladen til effekttrinnet er dimensioneret til, at have en maksimal temperaturstigning på  $40^{\circ}C$ . Måling af temperaturen stemmer overens med denne dimensionering. Dæmpningsfaktoren er udregnet til at ligge mellem 51 og 91000 og målt til 31 (denne afvigelse er kommenteret i målerapporten). Kravet om en dæmpningsfaktor over 3 er overholdt i alle tilfælde.

Forvrængningen af effekttrinnet er ikke udregnet i kapitlet, men effekttrinnets opbygning er valgt ud fra målet om lav forvrængning. Ved måling måles forvrængning fra  $0,008\%$  til  $0,13\%$  ved  $10W$  og  $0,03\% - 0,06\%$  ved  $0,2W$ . Kravet om maksimalt  $0,5\%$  forvrængning er opfyldt i begge tilfælde.

# Kapitel 6

## Konklusion

Konklusionen tager udgangspunkt i to overordnede formål og den overordnede kravspecifikation fra indledningen.

Hi-Fi forstærkeren indeholder de krævede delelementer: forforstærker med indgang for pladespiller og cd-afspiller, tonekontrol, digitalt styret volumenkontrol og effektforstærker.

Den ønskede båndbredde fra  $20\text{Hz}$  til  $20\text{kHz}$  er opfyldt, idet der er mindre end  $3\text{dB}$ 's fald ved grænsefrekvenserne.

Den harmoniske forvrængning i forforstærkeren lever ikke op til kravet på maksimalt  $0,5\%$ . En alternativt løsning med aktivt filter er foreslået for at mindske forvrængningen. Den harmoniske forvrængning i effekttrinnet lever op til kravet om maksimalt  $0,5\%$  forvrængning. Forvrængningen fra hele forstærkeren overholder ikke kravet på  $0,7\%$ , hvilket skyldes den føromtalte forvrængning i forforstærkeren. Derudover opstår der en del forvrængning i volumenkontrollen, når tonekontrollen forstærker maksimalt. Problemet kan løses med bedre multiplexere.

På baggrund af de antagelser der er foretaget omkring signalstørrelserne lever forstærkeren op til kravet om en udgangseffekt på  $10\text{W}$ .

Med en belastning på  $4\Omega$  opfylder forstærkeren kravet om en dæmpningsfaktor over 3.

Grundlæggende transistorteori er brugt i forforstærkeren og effektforstærkeren.

Volumenkontrollen er konstrueret med digitalteknik ved hjælp af de i digitalkurset lærte metoder.

I tonekontrollen, volumenkontrollen og effekttrinnet er der benyttet grundlæggende tilbagekoblingsteori.

De fire trin er blevet testet og resultaterne er anført og behandlet i fire må-

lerapporter. Såvidt muligt er der udført simuleringer til sammenligning med beregnede og målte værdier. Ligeledes er den samlede Hi-Fi forstærker testet og resultaterne sammenlignet med de forventede værdier.

Samlet set kan det konkluderes at de opstillede mål for projektet er nået i en sådan grad at projektets formål er opfyldt.

# Kapitel 7

## Målerapport

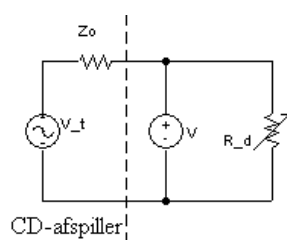
### 7.1 Måling på CD-afspiller

#### Formål

Formålet er at måle tomgangsspændingen og udgangsimpedansen i CD-afspilleren. Målingen foretages ved to frekvenser, for at afgøre om impedansen er reel eller kompleks.

#### Forsøgsbeskrivelse

Måleopstilling er vist på figur 7.1



Figur 7.1: Måling af  $V_t$  og  $Z_o$

Følgende udstyr er brugt:

CD-afspiller:	Sony model CDP-591 (LBNR. 33054)
Voltmeter( $V$ ):	Fluke 37 multimeter (LBNR. 08180)
Dekademodstand( $R_d$ ):	Danbridge (LBNR. 07536)



Test-CD: Fra Hi-Fi & Elektronik

Ved måling af tomgangsspænding  $V_t$  indsættes multimeteret direkte på udgangen (med  $R_d$  afkoblet). Der måles på venstre udgang. Ved forsøget bruges en test-CD fra Hi-Fi & Elektronik. Denne CD indeholder bl.a. to spor indspillet med henholdsvis  $440Hz$  (dæmpet  $10dB$ ), og  $1000Hz$  ved fuld amplitude.

For at beregne udgangsimpedansen ( $Z_o$ ), belastes udgangen på CD-afspilleren med en dekademodstand ( $R_d$ ) (Se figur: 7.1). Spændingsfaldet over modstanden måles med multimeter. Dekademodstanden indstilles, så voltmeteret viser den halve tomgangsspænding, derved bliver  $R_d = |Z_o|$ .

## Behandling

Måleresultater er indført i tabel 7.1.

Frekvens[Hz]	$V_t[V_{rms}]$	$Z_o[k\Omega]$
440 – 10dB	0,657	2,494
1000	1,99	2,465

Tabel 7.1: Resultater fra måling af  $V_t$  og  $Z_o$ .

## Vurdering

$10dB$  svarer til en forstærkning på:  $10^{\frac{10}{20}} = 3,16$  gange.  $V_t$  bliver derfor ved  $440Hz$  :  $3,16 \cdot 0,657 = 2,08V$ . Tomgangsspændingen afviger  $0,092V$ , svarende til ca. 5% ved de to frekvenser. Forskellen i den indre impedans er  $0,029\Omega$ (1%). Den indre impedans sættes til gennemsnittet af de to beregnede impedanser svarende til  $2,48k\Omega$ .

## Konklusion

Udgangsimpedansen måles ved to frekvenser og afvigelserne er acceptable. Usikkerheden kan mindskes ved at bruge en test-CD med flere frekvenser. Hvis  $Z_o$  er kompleks vil denne være forskellig ved  $1000Hz$  og  $440Hz$ . Idet dette ikke er tilfældet, kan det konkluderes, at der er tale om en ren ohmsk modstand i dette frekvensområde. Herefter antages det, at udgangsmodstanden er reel i hele båndbredden. Tomgangsspændingen er forbundet med usikkerhed, da CD'en er indspillet med en usikkerhed på  $\pm 1dB$ .

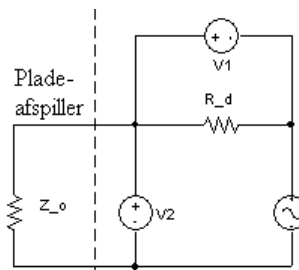
## 7.2 Måling på pladespiller

### Formål

At måle udgangsimpedansen og udgangsspændingen i plade-afspilleren. Ligesom ved CD-afspilleren skal det afgøres om udgangsimpedansen er reel eller kompleks.

### Forsøgsbeskrivelse

Måleopstilling ses på figur 7.2.



Figur 7.2: Måling af  $Z_o$  i pladespiller.

Følgende udstyr er brugt:

Voltmeter(1):	Fluke 37 multimeter (LBNR. 8517)
Voltmeter(2):	Fluke 37 multimeter (LBNR. 8182).
Dekademodstand:	Danbridge (LBNR. 07499)
Tonegenerator:	TG7 B&O (LBNR. 08494)
Pladespiller:	B&O Beogram RX2, MMC5
Plade:	Brüel & Kjær Testplade QR2011

Udgangsspændingen måles ved afspilning af en testplade. Der er brugt en testplade fra Brüel & Kjær (QR2011 side B spor 3). Dette spor er et frekvenssweep fra  $20\text{Hz}$  til  $20\text{kHz}$ , indspillet over  $150\text{s}$ . Der sættes et voltmeter over udgangen, som ved CD-afspilleren (Figur 7.1 ( $R_d$  er afkoblet)). Udgangsimpedansen måles aktivt ved at sende et signal gennem en modstand  $R_d$  ind på udgangen af pladespilleren (Se figur 7.2). Signalets amplitude er ikke større end pladespillerens udgangssignaler. Pladespilleren er koblet af lysnettet. Ved

at måle spændingen over  $R_d$  og over udgangen, kan  $Z_o$  udregnes. Der måles ved 3 frekvenser.

### Behandling

Idet pladen er indspillet efter RIAA-karakteristikken er udgangsspændingen højest ved høje frekvenser. Derfor er målingen foretaget i slutningen af sweepet. Her måles  $4,5mV$ , og idet pladen er indspillet med  $22dB$ 's dæmpning ( $\pm 1dB$ ), svarer det til en maksimal udgangsspænding på:

$$v_{o_{max}} = 4,5 \cdot 10^{23/20} \cdot \sqrt{2} = 90mV$$

Måledata for måling af  $Z_o$  ses i tabel 7.2

$R_d[\Omega]$	$V_{1, rms}[mV]$	$V_{2, rms}[mV]$	$f[Hz]$
1000	251	0,9	100
1000	251	0,9	1K
1000	251	0,9	10K

Tabel 7.2: Resultater fra måling af  $Z_o$

### Vurdering

Den indre modstand beregnes ved brug af spændingsdelingsprincippet:

$$|Z_o| = \frac{V_2}{V_1} \cdot R_d \Rightarrow$$

$$|Z_o| = \frac{0,9}{251} \cdot 1000 = 3,6\Omega$$

### Konklusion

$V_1$  og  $V_2$  varierer ikke når frekvensen ændres og det kan deraf konkluderes, at impedansen er reel. Værdien af den indre modstand,  $3,6\Omega$ , er beregnet med en i dette tilfælde tilfredsstillende præcision.  $V_o$  følger RIAA-karakteristikken og den er beregnet ved høje frekvenser til ca  $90mV$ .

## 7.3 Forforstærker

### 7.3.1 DC-arbejdspunkter

#### Formål

Formålet med denne måling er at undersøge, om transistorerne har de rette arbejdsbetingelser. Dvs. om  $V_{CE}$  og  $V_{2CE}$  er store nok, så signalet ikke klippes og om  $I_C$  og  $I_{2C}$  er som forventet. Resultater fra SPICE-simuleringen, og udregningerne, er medtaget til sammenligning.

#### Forsøgsbeskrivelse

Til øvelsen er brugt følgende udstyr:

Voltmeter: Fluke 37 Lbnr. 8517  
 Strømforsyning ( $V_{CC}$ ): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183

Der sættes forsyningspænding på forstærkeren, og  $V_{RE}$ ,  $V_{RC}$  og  $V_{CE}$  måles med voltmeteret.

#### Behandling

Resultater er opstillet i tabel 7.3.

	Trin 1			Trin 2			
	Udregnet	Målt	SPICE	Udregnet	Målt	SPICE	
$V_{RE}$	3,0V	3,08V	2,9V	$V_{2RE}$	3,0V	3,26V	2,9V
$V_{RC}$	18,2V	18,8V	17,8V	$V_{2RC}$	21,0V	22,7V	20,4V
$V_{CE}$	8,8V	8,25V	9,29V	$V_{2CE}$	6,0V	4,3V	6,66V

Tabel 7.3: DC-arbejdspunkter for transistorerne.

#### Vurdering

Ifølge simuleringen er  $V_{CE}$  9,29V. Men ifølge målingen er  $V_{CE}$  8,25V. Ifølge ligning 2.1 på side 20, skal der være 8,0V, for at man kan være sikker på, at signalet ikke går i klipning og det er opfyldt.  $I_C$  udregnes efter Ohm's

lov:  $I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} \Rightarrow I_C = \frac{18,8}{18,2 \cdot 10^3} = 1,03 \text{mA}$ .  $I_C$  er udregnet til  $1 \text{mA}$ .  $I_{2C}$ :  $\frac{22,7}{10,5 \cdot 10^3} = 2,16 \text{mA}$ .  $I_{2C}$  er udregnet til  $2 \text{mA}$ . Collectorstrømmene er dermed tæt på de udregnede værdier. Usikkerheden på  $I_C$  er udregnet i bilag A.1 på side 130 til 6%. Det medfører at  $I_{2C}$  kan være:  $2 \cdot 1,06 = 2,12 \text{mA}$ , som er tæt på det målte  $2,16 \text{mA}$ . Ved simuleringen er  $V_{2CE}$   $6,66 \text{V}$ , og den målte værdi er  $4,3 \text{V}$ , så der er plads nok til signalet, som her ikke vil overstige amplituden  $2 \cdot \sqrt{2} = 2,83 \text{V}$  på udgangsspændingen som er.

## Konklusion

Spændingerne over collector-emitter på transistorerne i begge trin er store nok til, at signalet kan være der uden at blive klippet.  $I_{2C}$  er meget tæt på det udregnede, så derfor må dimensionering såvel som opbygningen være tilfredsstillende.

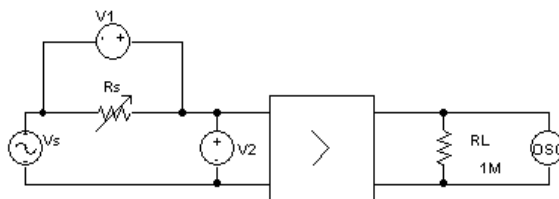
## 7.3.2 Indgangsmodstand

### Formål

Som omtalt i kapitlet om forforstærkeren er et af kravene en indgangsmodstand over  $47 \text{k}\Omega$ . Formålet med denne måling er at måle indgangsmodstanden i forforstærkeren.

### Forsøgsbeskrivelse

Den anvendte opstilling er vist på figur 7.3.



Figur 7.3: Måleopstilling til måling af indgangsmodstand.

Til øvelsen er brugt følgende udstyr

Voltmeter 1 ( $V_1$ ):	Fluke 37 Lbnr. 8518
Voltmeter 2 ( $V_2$ ):	Fluke 37 Lbnr. 8515

Dekademodstand ( $R_s$ ): Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7533  
 Dekademodstand ( $R_L$ ): Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538  
 Strømforsyning ( $V_{CC}$ ): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183  
 Oscilloskop (*osc*): Philips PM 3215 Lbnr. 8081  
 Tonegenerator ( $v_s$ ): B&O RC-oscilator tg 7 Lbnr. 7993

Målingerne foregår ved at der påtrykkes et signal på indgangen. På oscilloskopet vises signalet, for at se om udgangssignalet er klippet eller transistoren er gået i mætning. Herefter aflæses værdier for  $V_1$  og  $V_2$ .

Ud fra opstillingen kan forforstærkerens indgangsmodstand findes ved formlen:

$$R_i = \frac{V_2}{I_s} = \frac{V_2}{V_1} \cdot R_s$$

I formlen ses bort fra indgangsmodstanden i voltmeteret  $V_1$ , fordi den ifølge manualen er  $10M\Omega$ .

## Behandling

Resultater er indført i tabel 7.4.

	$V_1$	$V_2$	$R_i$
20Hz	5,2mV	27,0mV	51,9k $\Omega$
1kHz	1,9mV	9,5mV	50,0k $\Omega$
20kHz	8,6mV	43,6mV	50,7k $\Omega$

Tabel 7.4: Måleværdier ved forskellige frekvenser.  $R_L = 1M\Omega$ ,  $R_s = 10k\Omega$  og måleområdet for  $V_1$  og  $V_2$  er  $mV \sim$ .

Gennemsnitsværdien for  $R_i$  er beregnet til  $R_{i, mid} = 50,9k\Omega$

## Vurdering

Ifølge kapitlet om forforstærkeren er den beregnede indgangsmodstand  $50,1k\Omega$ . Den højeste afvigelse på målingerne er ved 20Hz hvor  $R_i = 51,9k\Omega$ , hvilket svarer til en afvigelse på 4%

Der er to aspekter, der kan forklare de små afvigelser:

1) Parameterspredning på transistorens  $\beta$  værdi: Ifølge rapporten er indgangsmodstanden givet ved ligning 2.3:

$$R_i = R_B || (r_\pi + \beta \cdot R_E || R_e)$$

Ved at isolere  $\beta$  fås:

$$\beta = \frac{\frac{R_i \cdot R_B}{R_B - R_i} - r_\pi}{R_E \parallel R_e}$$

Indsættes de teoretiske værdier for  $r_\pi = 13k\Omega$ ,  $R_E = 3k\Omega$ ,  $R_e = 130\Omega$ ,  $R_B = 150k\Omega$  og indsættes  $R_i = 51,9k\Omega$  fås  $\beta = 532$ . Sammenlignet med den opgivne  $\beta$  på 500 giver det en afvigelse på 6,4%, hvilket er realistisk

2) Usikkerheder på voltmeter:

Der er i manualen angivet usikkerheder ved mV-Ac på 0,5% fra 40Hz – 2kHz, 2% fra 2kHz – 10kHz og 4% fra 10kHz – 30kHz. Det er ved målinger ved 20kHz, der er størst usikkerhed. Ud fra disse betragtninger udregnes den mindste værdi af  $R_i$ , for at finde ud af om der i det værste tilfælde opnås en indgangsmodstand under 47k $\Omega$ .

$$R_{i_{min}20kHz} = \frac{V_2 - 4\% \cdot V_2}{V_1 + 4\% \cdot V_1} \cdot R_s = \frac{43,6 \cdot 10^{-3} - 4\%}{8,6 \cdot 10^{-3} + 4\%} \cdot 10 \cdot 10^3 \Omega = 46,8k\Omega$$

Heraf ses det at måleusikkerhederne på voltmeterene har indflydelse på usikkerhederne på målingerne af indgangsmodstanden ved høje frekvenser. Det er sandsynligvis usikkerhederne på instrumenterne, der er skyld i afvigelserne.

## Konklusion

Ud fra målingen kan det konkluderes at kravet om en indgangsmodstand over 47k $\Omega$  er overholdt og, at de målte værdier stemmer godt overens med den, i rapporten, beregnede værdi. Den i vurderingen udregnede værdi på 46,8k $\Omega$ , er udregnet i det værste tilfælde af usikkerhed, og lægger meget tæt på 47k $\Omega$ .

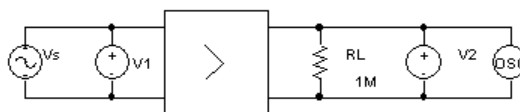
### 7.3.3 Forstærkning

#### Formål

Det er væsentligt, at undersøge om forforstærkeren forstærker som ønsket ved de forskellige frekvenser. Formålet med denne måling, er at vise hvad den praktiske forstærkning er. Endvidere er resultater fra SPICE-simuleringen, samt beregningsresultaterne, medtaget for at sammenligne disse med målingerne.

#### Forsøgsbeskrivelse

Den anvendte forsøgsopstilling er vist på figur 7.4.



Figur 7.4: Måleopstilling til måling af forstærkning.

Følgende udstyr er brugt:

Voltmeter 2 ( $V_2$ ): Fluke 37 Lbnr. 8515  
 Dekademodstand ( $R_L$ ): Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538  
 Strømforsyning ( $V_{CC}$ ): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183  
 Oscilloskop (*osc*): Philips PM 3215 Lbnr. 8081  
 Tonegenerator ( $v_s$ ): Brüel & Kjær Sine generator Type 1051  
 med indbygget voltmeter ( $V_1$ ) Lbnr. 8449

Indgangsmodstanden  $R_s$  er ikke medtaget, idet den er meget lille ( $3,6\Omega$ ).  
 Forstærkningen  $A_{VS}$  regnes ud som:  $\frac{V_2}{V_1}$ .

## Behandling

Måleresultater ses i tabel 7.5.

Frekvens	$V_1$	$V_2$	Målt $A_{VS}$	SPICE $A_{VS}$	Ønsket $A_{VS}$
$20Hz$	$550\mu V$	$1,673V$	3042	3218	3146
$1kHz$	$6,80mV$	$2,369V$	348,4	351,5	353
$21,2kHz$	$56mV$	$1,936V$	34,6	34,4	35,3

Tabel 7.5: Måleresultater af forstærkningen  $A_{VS}$  i forstærkeren.

## Vurdering

Der er en lille forskel på den målte, simulerede og ønskede værdi. Den største afvigelse mellem målte og ønskede værdier er  $0,3dB$ , hvilket må anses for at være acceptabelt, usikkerheden taget i betragtning.

## Konklusion

Resultatet må siges at være tilfredsstillende, idet den ønskede RIAA-approximation er opnået.



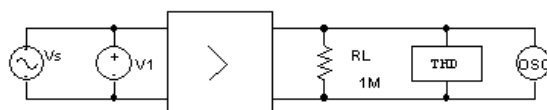
### 7.3.4 Forvrængning

#### Formål

I kravspecifikationen er der stillet krav om at forvrængningen i forforstærkeren ikke må overstige 0,5%. Formålet med denne måling er at måle forvrængningen ved forskellige frekvenser, for at se om det er i overensstemmelse med de udregnede værdier. Desuden måles forvrængningen for det første transistortrin alene, for at sammenligne med beregningerne.

#### Forsøgsbeskrivelse

Måleopstilling ses på figur 7.5.



Figur 7.5: Måleopstilling til måling af forvrængningen

Følgende udstyr er brugt:

Voltmeter 1 ( $V_1$ ):	Fluke 37 Lbnr. 8515
Dekademodstand ( $R_L$ ):	Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538
Strømforsyning ( $V_{CC}$ ):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183
Oscilloskop ( <i>osc</i> ):	Philips PM 3215 Lbnr. 8081
Tonegenerator ( $V_s$ ):	B & O Low Distortion oscilator TG8 Lbnr.8261
Distortionmeter ( <i>THD</i> ):	Textronix TM503A med indbygget voltmeter ( $V_2$ ) Lbnr. 8650

Forvrængningen for kredsløbet er direkte aflæselig på distortionmeteret (indstillingen står under resultater). Ved måling er et  $400\text{Hz}$  HI-pass filter aktiveret til at fjerne en evt.  $50\text{Hz}$  grundtone- og  $100\text{Hz}$  1.overtone-støj. Måling ved  $20\text{Hz}$  kan derfor ikke foretages.

#### Behandling

Måleresultater er vist i tabel 7.6.

	f [kHz]	$V_1$	$V_2$	Indstilling	THD <sub>m</sub>	THD <sub>b</sub>
Hele forfor- stærkeren	1	5,7mV	1,84V	2V	0,25%	
	21,2	57mV	1,7V	2V	1,02%	
1. tran- sistortrin	1	5,6mV	0,44V	600mV	0,35%	0,23
	21,2	55mV	3,81V	6V	2,13%	2,3

Tabel 7.6: Den målte forvrængning ved to frekvenser. De øverste to rækker er for den samlede forstærker, mens de to nederste rækker kun er for transistortrin 1.

### Vurdering

Målingerne på trin 1 passer godt sammen med de beregnede værdier på 0,23% og 2,3%.

Envidere ses det af tabel 7.6, at der er mere end de tilladte 0,5% forvrængning i forforstærkeren. Som i teorien findes den største forvrængning ved høje frekvenser, hvilket er acceptabelt, fordi overtonerne ligger oppe i et område, hvor det menneskelige øre ikke længere kan høre.

Ved middelfrekvens ligger forvrængningen under de tilladte 0,5%. Det ses også af tabellen at de to transistortrin modforvrænger hinanden, da forvrængningen i trin 1 er større end på udgangen.

### Konklusion

De forvrængninger der er i forforstærkeren må siges at være acceptable, idet det kun er ved meget høje frekvenser, der måles forvrængninger over det tilladte.

### 7.3.5 Frekvensplot

#### Formål

For at undersøge om forforstærkeren har den rigtige frekvenskorrektio n bruges et Brüel & Kjær instrument, der tegner frekvensgangen.

Formålet er at sammenligne grafen direkte med den simulerede, der er vist på figur D.1 på side 143.

## Forsøgsbeskrivelse

Disse instrumenter er brugt til målingen:

Dekademodstand ( $R_L$ ):	Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538
Strømforsyning ( $V_{CC}$ ):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183
Oscilloskop ( $osc$ ):	Philips PM 3215 Lbnr. 8081
Tonegenerator ( $v_s$ ):	Brüel & Kjær Sine generator Type 1051 med indbygget voltmeter ( $V_1$ ) Lbnr. 8449
Forstærker:	Brüel & Kjær Measuring amplifier Type 2636 Lbnr. 8451
Skriver:	Brüel & Kjær X-Y Recorder Type 2308 Lbnr. 8450

Brüel & Kjær instrumentet består af en tonegenerator, der kan køre et frekvenssweep. Tonegeneratoren sender signal ind i forforstærkeren, hvorefter udgangssignalet føres gennem en forstærker, der sender signalet til skriveren, som tegner frekvensplottet. Forstærkeren kobles direkte på udgangen af forforstærkeren og tonegeneratoren sættes til at køre et frekvenssweep fra  $20Hz$  til  $20kHz$ . Fra  $20Hz$  til  $1kHz$  køres med en spænding på  $560\mu V$ . Her stoppes sweepet, og spændingen ændres til  $5,6mV$ , inden sweepet fortsætter til  $20kHz$ . Hvis hele sweepet køres igennem med  $560\mu V$ , bliver apparatet meget følsomt overfor støjkluder ved høje frekvenser og der er derfor stor usikkerhed på disse målinger.

## Behandling

Frekvenskarakteristikken er vedlagt i bilag D.4

## Vurdering

Sammelingen mellem grafen fra SPICE og den målte graf foretages visuelt. Der er en del usikkerhed forbundet med denne måling, idet det mest optimale ville være at køre sweepet med samme amplitude, men det kan ikke lade sig gøre, da spændinger over  $560\mu V_{rms}$  medfører klipning ved lave frekvenser.

## Konklusion

Idet akserne ikke har helt samme målestoksforhold, er det ikke muligt at sammenligne de to grafer nøjagtigt. Et skøn er foretaget og det kan ses, at de to grafer har samme knækkurveapproximation.

## 7.4 Tonekontrol

### 7.4.1 Indgangsmodstand

#### Formål

Kravet til indgangsmodstanden i tonekontrollen er, at den skal være  $1M\Omega$ . Formålet med denne måling er at måle indgangsmodstanden i tonekontrollen.

#### Forsøgsbeskrivelse

Den anvendte opstilling er den samme som ved måling på forforstærkeren, som vist på figur 7.3.  $R_L$  er kun  $10k\Omega$ , da indgangsmodstanden i volumenkontrollen mindst er  $10k\Omega$ . Til målingen er brugt følgende udstyr.

Voltmeter 1 ( $V_1$ ):	Fluke 37 Lbnr. 8518
Voltmeter 2 ( $V_2$ ):	Fluke 37 Lbnr. 8515
Dekademodstand ( $R_s$ ):	Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7533
Dekademodstand ( $R_L$ ):	Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538
Strømforsyning (+15V):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183
Strømforsyning (-15V):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501
Oscilloskop ( <i>osc</i> ):	Philips PM 3215 Lbnr. 8081
Tonegenerator ( $v_s$ ):	B & O Low-distortion oscilator TG8 Lbnr. 8261

Målingerne foretages på samme måde som ved målingen på forforstærkeren.

#### Behandling

Resultater er indført i tabel 7.7 og 7.8.

Frekvens	$V_1$	$V_2$	$R_i$
20Hz	21,6mV	1,992V	922k $\Omega$
1kHz	22,9mV	1,993V	870k $\Omega$
20kHz	137,4mV	1,958V	143k $\Omega$

Tabel 7.7: Måleværdier ved forskellige frekvenser og  $R_L = 10k\Omega$ ,  $R_s = 10k\Omega$ . Måleområdet for  $V_1$  er  $mV \sim$  og for  $V_2$  er  $V \sim$ .

Frekvens	$V_1$	$V_2$	$R_i$
20Hz	0,196V	1,189V	928k $\Omega$
1kHz	0,206V	1,814V	881k $\Omega$
20kHz	0,768V	1,420V	185k $\Omega$

Tabel 7.8: Måleværdier ved forskellige frekvenser.  $R_L = 10k\Omega$ ,  $R_s = 100k\Omega$ . Måleområdet for  $V_1$  og  $V_2$  er  $V \sim$ .

## Vurdering

Der er stor forskel på indgangsmodstanden ved forskellige frekvenser. Dette skyldes formentlig, at der er en kondensatoreffekt (svarer til at der sidder en kondensator over indgangsmodstanden), hvorved der opstår et frekvensknæk. Frekvensknækket kan findes ved følgende formel

$$\omega = \frac{1}{R_i \cdot C} \Leftrightarrow C = \frac{1}{\omega \cdot R_i}$$

hvor  $R_i$  er indgangsmodstanden og  $C$  er kapacitansen. Indgangsimpedansen ved 20kHz er 5 gange lavere end det forventede. Dette svarer til at der ligger et knæk ved 4kHz  $\Rightarrow \omega = 25 \frac{\text{rad}}{\text{ms}}$ . Kondensatoreffektens størrelse kan nu findes ud fra ligningen ovenover.

$$C = \frac{1}{1 \cdot 10^6 \cdot 25} \Leftrightarrow C = 40\text{pF}$$

En kapacitans af denne størrelse er ikke usandsynlig, men det vides ikke hvor kondensatoren sidder. Den kan evt. sidde i operationsforstærkeren, dekademodstanden eller voltmeteret.

## Konklusion

Ud fra målerapporten kan det konkluderes, at kravet, om at indgangsmodstanden skal være 1M $\Omega$ , ikke er opfyldt ved høje frekvenser. Denne iagttagelse har indflydelse på forforstærkerens forstærkning, fordi indgangsmodstanden sidder parallelt med udgangsmodstanden i transistortrin 2, som er  $R_{2C} = 10,5k\Omega$ . Ved udregningen fås, at forstærkningen ved høje frekvenser falder 6%, fordi indgangsmodstanden ændres fra 1M $\Omega$  til 185k $\Omega$ .

### 7.4.2 Forstærkning

#### Formål

Formålet med denne måling er at undersøge bas- og diskantkontrollens forstærkning, ved såvel maksimal dæmpning som maksimal forstærkning. Endvidere er resultater fra SPICE-simuleringen, samt resultater fra udregningerne, medtaget for at sammenligne med de målte resultater.

#### Forsøgsbeskrivelse

Den anvendte forsøgsopstilling er den samme som ved måling på forforstærkeren. (Figur 7.4 på side 103).

Følgende udstyr er brugt:

Voltmeter 1 ( $V_1$ ):	Fluke 37 Lbnr. 8515
Voltmeter 2 ( $V_2$ ):	Fluke 37 Lbnr. 33049
Dekademodstand ( $R_L$ ):	Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538
Strømforsyning (+15V):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183
Strømforsyning (-15V):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501
Oscilloscop ( $osc$ ):	Philips PM 3215 Lbnr. 8081
Tonegenerator ( $v_s$ ):	B&O Low-distortion oscillator Lbnr. 8261

Forstærkningen  $A_{VS}$  regnes som:  $\frac{V_2}{V_1}$ .

#### Behandling

Måleresultater ses i tabel 7.9 og 7.10.

Bas indst.	$V_1$	$V_2$	Målt $A_{VS}$	Målt [dB]	SPICE [dB]	Ønsket [dB]
Top	2,015V	8,07V	4,00	12	11,3	12
Bund	2,016V	0,506V	0,24	-12	-11,3	-12

Tabel 7.9: Måleresultater af forstærkningen  $A_{VS}$  ved 20Hz, hvor diskant er i neutral indstilling.

#### Vurdering

Ifølge SPICE er det ikke helt lykkedes at opnå  $\pm 12dB$  ved 20Hz og 20kHz. Det er det derimod ved målingen ved 20Hz. Ved måling ved 20kHz er der

Dis indst.	$V_1$	$V_2$	Målt $A_{VS}$	Målt [dB]	SPICE [dB]	Ønsket [dB]
Top	2,011V	7,16V	3,57	11,4	11,3	12
Bund	2,011V	0,577V	0,29	-10,8	-11,3	-12

Tabel 7.10: Måleresultater af forstækningen  $A_{VS}$  ved 20kHz, hvor bas er i neutral indstilling.

stor afvigelse (1,2dB). Ved høje frekvenser er der som tidligere nævnt store usikkerheder på voltmetrene (4%). Herfra fås:  $A_{VS} = \frac{0,577-0,577 \cdot 0,04}{2,011+2,011 \cdot 0,04} = 0,26 = -11,5dB$ . Af denne ligning ses det, at usikkerheden på voltmetrene kan være skyld i afvigelserne på målingerne.

## Konklusion

Det er lykkedes at opnå den ønskede dæmpning og forstærkning ved lave frekvenser. Ved de høje frekvenser er den ønskede dæmpning og forstærkning ikke helt opnået, men er resultatet tilfredsstillende.

### 7.4.3 Forvrængning

#### Formål

Formålet med denne måling er at måle forvrængningen i tonekontrollen ved forskellige frekvenser.

#### Forsøgsbeskrivelse

Måleopstillingen er den samme som ved forforstærkermålingen (Figur 7.5 på side 104), hvor  $R_L$  er 10kΩ.

Følgende udstyr er brugt:

Voltmeter 1 ( $V_1$ ):	Fluke 37 Lbnr. 8515
Dekademodstand ( $R_L$ ):	Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538
Strømforsyning ( $V_{CC}$ ):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183
Oscilloskop ( <i>osc</i> ):	Philips PM 3215 Lbnr. 8081
Distortionmeter ( <i>THD</i> ):	Textronix TM503A med indbygget voltmeter ( $V_2$ ) Lbnr. 8650
Tonegenerator ( $V_s$ ):	Indeholdt i distortionmeter

Forvrængningen måles ved tre frekvenser, med et indgangssignal på  $2V_{rms}$ . Distortionmeteret aflæses direkte.

### Behandling

Måleresultater er vist i tabel 7.11.

20Hz (diskant neutral)				20kHz (bas neutral)			
Bas	$V_2$	Indstilling	THD	Dis	$V_2$	Indstilling	THD
<i>Ned</i>	500mV	600mV	0,04%	<i>Ned</i>	500mV	600mV	0,008%
<i>Neu</i>	2V	6V	0,007%	<i>Neu</i>	2V	6V	0,003%
<i>Op</i>	7,9V	20V	0,002%	<i>Op</i>	7,9V	20V	0,004%

Tabel 7.11: Den målte forvrængning i tonekontrollen.

### Konklusion

Som forventet er forvrængningen minimal i tonekontrollen.

#### 7.4.4 Frekvensplot

##### Formål

For at tegne frekvenskorrektionen for tonekontrollen bruges Brüel & Kjær instrumentet som i afsnit 7.3.5. Formålet er at sammenligne grafen direkte med den simulerede, der er vist i bilag D.2.

##### Forsøgsbeskrivelse

Følgende instrumenter er brugt til målingen:

Dekademodstand ( $R_L$ ):	Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538
Strømforsyning (+15V):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183
Strømforsyning (-15V):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501
Oscilloskop ( <i>osc</i> ):	Philips PM 3215 Lbnr. 8081
Tonegenerator ( $v_s$ ):	Brüel & Kjær Sine generator Type 1051 med indbygget voltmeter ( $V_1$ ) Lbnr. 8449
Forstærker:	Brüel & Kjær Measuring amplifier Type 2636 Lbnr. 8451
Skriver:	Brüel & Kjær X-Y Recorder Type 2308 Lbnr. 8450



Forstærkeren kobles direkte på udgangen af volumenkontrollen og tonegeneratoren sættes til at køre et frekvenssweep fra  $20Hz$  til  $20kHz$ . Hele sweepet køres med en spænding på  $2V_{rms}$ . Der laves ialt 4 målinger. I to af målingerne sættes baskontrollen i neutral, mens diskant er skruet henholdsvis helt op og helt ned. I de to andre målinger sættes diskantkontrollen i neutral, mens baskontrollen er skruet henholdsvis helt op og helt ned.

## Behandling

Frekvenskarakteristikken er vedlagt i bilag D.5

## Konklusion/vurdering

Denne måling viser, at der i praksis er en dæmpning og en forstærkning på  $12dB$  ved  $20Hz$  i modsætning til SPICE, der kun viste  $11,3dB$ . Ved  $20kHz$ , er der kun en dæmpning og forstærkning på ca.  $11dB$ , hvilket svarer til SPICE's resultater. Det kan også læses af frekvenskarakteristikken, at der ved maks dæmpning/forstærkning i både bas og diskantområdet ikke ændres betydeligt på mellemtonerne. Ved  $700Hz$  er der således kun  $1dB$  forstærkning, når der er max. forstærkning på bas og diskant.  $3dB$  knækfrekvenserne kan aflæses på grafen til at være:  $190Hz$  for bas, og  $2,1kHz$  for diskant. Tonekontrollen virker som dimensioneret både ved bas og diskant, hvor afvigelser kan skyldes valg af standartværdier ved opbygningen.

## 7.5 Volumenkontrol

### 7.5.1 Indledende målinger

#### Formål

Formålet med denne måling er at se, hvorledes clockfrekvensen stemmer med det udregnede, samt at undersøge om tælleren tæller korrekt.

#### Forsøgsbeskrivelse

Først undersøges om tælleren tæller korrekt. Dernæst tages der tid med stopur, for at undersøge om det tager 8 sek. at nå fra trin 0 til trin 31, og omvendt. Til målingen er brugt følgende udstyr.

Strømforsyning (+15V): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183  
Strømforsyning (-15V): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501  
Ur: Casio dualtime 1737 AQ - 140 W

### Behandling

Tælleren tæller rigtig fra 00 til 31, og det tager 8,1 sek. (Gennemsnit af to målinger (7,9 og 8,3 sek.)) at nå fra trin 00 til 31.

### Konklusion

Det digitale tæller kredsløb og den digitale udlæsning virker som dimensioneret. 555'er kredsløbet har den ønskede frekvens på  $4Hz$ .

## 7.5.2 Indgangsmodstand

### Formål

Kravet til indgangsmodstanden i volumenkontrollen er sat til  $10k\Omega$ . Formålet med denne måling er, at måle om kravet til indgangsmodstanden er opfyldt.

### Forsøgsbeskrivelse

Den anvendte opstilling er den samme som ved måling på forforstærkerens indgangsmodstand (Figur 7.3 på side 100).  $R_L$  er  $1M\Omega$ , da indgangsmodstanden i effektforstærkeren mindst er  $1M\Omega$ . Til målingen er brugt følgende udstyr.

Voltmeter 1 ( $V_1$ ): Fluke 37 Lbnr. 8520  
Voltmeter 2 ( $V_2$ ): Fluke 37 Lbnr. 8517  
Dekademodstand ( $R_s$ ): Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7533  
Dekademodstand ( $R_L$ ): Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538  
Strømforsyning (+15V): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183  
Strømforsyning (-15V): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501  
Oscilloskop (*osc*): Philips PM 3215 Lbnr. 8081  
Tonegenerator ( $v_s$ ): B&O Low-distortion oscillator TG8 Lbnr. 8261

Målingerne foretages på samme måde som ved måling på forforstærkeren.

## Behandling

Resultaterne er indført i tabel 7.12.

	Trin	$V_1$	$V_2$	$R_i$
20Hz	0	0,054V	6,16V	1,14M $\Omega$
	16	0,681V	5,44V	79,9k $\Omega$
	31	2,95V	3,02V	10,2k $\Omega$
1kHz	0	0,078V	6,18V	792k $\Omega$
	16	0,686V	5,47V	79,7k $\Omega$
	31	2,98V	3,04V	10,2k $\Omega$
20kHz	0	1,18V	6,74V	57,1k $\Omega$
	16	1,17V	6,15V	52,6k $\Omega$
	31	3,41V	3,47V	10,2k $\Omega$

Tabel 7.12: Måleværdier ved forskellige frekvenser.  $R_L = 1M\Omega$ ,  $R_s = 10k\Omega$  og måleområdet for  $V_1$  er  $V \sim$  og for  $V_2$  er  $V \sim$ .

## Vurdering

Der er stor forskel på indgangsmodstanden ved de forskellige trin. Det er fordi, multiplexerne skaber forbindelse til operationsforstærkeren mellem de serieforbundne modstande, hvilket ikke er uventet. Kravet til indgangsmodstanden er på  $R_i < 10k\Omega$ , og det er opfyldt. Ved de høje frekvenser er indgangsmodstanden i de lave trin ikke som forventet ca. 1,28M $\Omega$ , som er de 8 modstande, der sidder i serie på indgangen, lagt sammen. Grunden til den lavere indgangsmodstand ved høje frekvenser kan skyldes en kondensatoreffekt ligesom ved målingen på tonekontrollen.

## Konklusion

Ud fra målerapporten kan det konkluderes, at kravet om en indgangsmodstand på over 10k $\Omega$  er opfyldt.

### 7.5.3 Forstærkning

#### Formål

Formålet med denne måling er, at undersøge forstærkningen, ved maksimal dæmpning og ingen dæmpning. Endvidere er resultater fra udregningerne medtaget for at sammenligne med målingerne.

#### Forsøgsbeskrivelse

Den anvendte forsøgsopstilling er den samme som ved måling på forforstærkeren. (Figur 7.4 på side 103). Forstærkningen måles i 5 trin (0,7,15,23,31), ved tre frekvenser.

Følgende udstyr er brugt:

Voltmeter 2 ( $V_2$ ):	Fluke 37 Lbnr. 8515
Dekademodstand ( $R_L$ ):	Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538
Strømforsyning (+15V):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183
Strømforsyning (-15V):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501
Oscilloskop ( <i>osc</i> ):	Philips PM 3215 Lbnr. 8081
Tonegenerator ( $v_s$ ):	B&O Low-distortion oscillator Lbnr. 8261

Forstærkningen  $A_{VS}$  beregnes som:  $\frac{V_2}{V_1}$ .

#### Behandling

Måleresultater ses i tabel 7.13. Resultater fra måling ved  $1kHz$  er udeladt, idet de var identiske med måling ved  $20Hz$ .  $V_1$  er konstant  $2V_{rms}$ .

#### Vurdering

I trin 0 er dæmpningen  $46,5dB$  opnået både ved lave og høje frekvenser. I trin 31 dæmper volumenkontrollen for meget. Her skal det fulde signal kunne passere. Det kan skyldes flere ting. Det kan være måleusikkerheder, der som tidligere nævnt er størst ved  $20kHz$  (4%), det kan også skyldes usikkerheder i modstandsværdien, selvom der brugt modstande med en usikkerhed på 1%.

I trin 31 er multiplexer 2 i position 3, hvilket betyder, at der bliver tilbagekoblet med de 4 modstande serieforbundet. Disse 4 modstande er alle

Trin	Frekvens	$V_2$	Målt $A_{VS}$	$A_{VS}[dB]$	Udregnet $A_{VS}[dB]$
0	20Hz	9,4mV	4,7m	-46,6	-46,5
7		31mV	15,5m	-36,2	-36
15		125mV	62,5m	-24,1	-24
23		0,5V	250m	-12	-12
31		1,86V	930m	-0,6	0
0	20kHz	6,7mV	3,35m	-49,5	-46,5
7		27,8mV	13,9m	-37,1	-36
15		121,3mV	60,65m	-24,3	-24
23		0,48V	240m	-12,4	-12
31		1,81V	905m	-0,9	0

Tabel 7.13: Måleresultater af forstærkningen  $A_{VS}$ , ved 5 trin og to frekvenser.

afrundet til nærmeste standardværdi i forhold til udregningerne, og sammenlagt bliver tilbagekoblingsmodstanden 9,94k $\Omega$ . Multiplexer 1 er i position 7, hvilket betyder, at modstanden til operationsforstærkeren bliver  $R_1$ , som er 10,2k $\Omega$  (Se figur 4.4).

Dette giver en forstærkning over operationsforstærkeren på:

$$\frac{R_a + R_b + R_c + R_d}{R_1} = \frac{9,94 \cdot 10^3}{10,2 \cdot 10^3} = 0,97$$

svarende til -0,2dB. Dette, lagt sammen med usikkerhederne i modstandene og voltmetrene, kan være skyld i den forøgede dæmpning. Afvigelser skyldes formentlig valg af komponenter

## Konklusion

Den ønskede dæmpning er opnået i alle trin. Hvor volumenkontrollen ikke skulle dæmpe (Trin 31) bliver signalet dæmpet 7,5% ved lave og næsten 10% ved høje frekvenser. Trinnene ligger fint med step på 1,5dB.

### 7.5.4 Forvrængning

#### Formål

Formålet med denne måling er at måle forvrængningen ved forskellige frekvenser.

### Forsøgsbeskrivelse

Måleopstilling er den samme som målingen på forforstærkeren (Figur 7.5).

Følgende udstyr er brugt:

Voltmeter 1 ( $V_1$ ):	Fluke 37 Lbnr. 8515
Dekademodstand ( $R_L$ ):	Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538
Strømforsyning ( $V_{CC}$ ):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183
Oscilloscop ( <i>osc</i> ):	Philips PM 3215 Lbnr. 8081
Distortionmeter ( <i>THD</i> ):	Textronix TM503A med indbygget voltmeter ( $V_2$ ) Lbnr. 8650
Tonegenerator ( $V_s$ ):	Indeholdt i distortionmeter

Der er brugt de samme filtre som under måling af tonekontrollen. Det er ikke muligt at måle forvrængningen ved maksimal dæmpning, idet udgangssignalet er meget lille.

### Behandling

Måleresultater er vist i tabel 7.14.

Trin	Frekvens	Område	Forvrængning
16	20Hz	200mV	0,06%
31		2V	0,007%
16	1kHz	200mV	0,05%
31		2V	0,007%
16	20kHz	200mV	0,05%
31		2V	0,007%

Tabel 7.14: Den målte forvrængning på volumenkontrollen.

### Konklusion

Som forventet er forvrængningen minimal i volumenkontrollen.

## 7.6 Effekttrin

### 7.6.1 Arbejdspunkt

#### Formål

Formålet er at eftervise det beregnede arbejdspunkt.

#### Forsøgsbeskrivelse

Arbejdspunktet er målt ud fra figur 5.4, hvor indgangssignalet er sat til  $0V$ . Målingerne er foretaget med følgende instrumenter:

Voltmeter ( $V_1$ ): Fluke 37 Lbnr. 8518  
 Strømforsyning ( $+15V$ ): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183  
 Strømforsyning ( $-15V$ ): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501

Der er lavet målinger på spændingen over modstandene  $R_2$  og  $R_3$ , samt fællespunktet for de to modstande. Hvilestrømmen blev målt på source af transistorerne M1 og M2. Strømmen blev i varm tilstand målt til  $16,96mA$ , og for M2 til  $16,81mA$ .

#### Behandling

I tabel 7.6.1 er de målte værdier listet op sammen med de beregnede værdier.

Fællespunkt		$V_{R_2}$		$V_{R_3}$	
Målt	Beregnet	Målt	Beregnet	Målt	Beregnet
$-317mV$	$0V$	$3,577V$	$3,48V$	$3,423V$	$3,48V$

Tabel 7.15: Måleværdier for arbejdspunktet i effekttrinnet.

#### Vurdering

De små afvigelser, der er mellem det målte og beregnede kan skyldes parameterafvigelser. Hvis der er parameterspredninger i transistorerne, vil operationsforstærkeren kompensere for dette og derfor udsende et DC-signal.

## Konklusion

Formålet med målingen er opfyldt, da afvigelserne er små i forhold til det beregnede.

### 7.6.2 Forstærkning

#### Formål

Forstærkningen måles for at vise om effekttrinnet opfylder det stillede krav. Fra rapporten vides det, at effekttrinnet skal forstærke 3,16 gange for at levere  $10W$  ved et indgangssignal på  $2V_{rms}$ .

#### Forsøgsbeskrivelse

Til målingen bruges opstillingen på figur 7.4 hvor forstærkeren bliver belastet med en modstand på  $4\Omega$ . Oscilloskopet er sat på, for at se om udgangssignalet er klippet.

Figur 7.6: *Blokdiagram over måling af effekttrin.*

Til målingen bruges følgende udstyr:

Voltmeter 1( $V_1$ ):	Fluke 37 Lbnr. 06520
Voltmeter 2( $V_2$ ):	Fluke 37 Lbnr. 08517
Strømforsyning (+15V):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183
Strømforsyning (-15V):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501
Tonegenerator ( $V_s$ ):	B&O Low distortion oscillator TG8 Lbnr 08261
Oscilloskop ( <i>osc</i> ):	Phillips PM3215 50MHz Lbnr 06801



## Behandling

Forstærkningen udregnes som  $\frac{V_2}{V_1}$ . De målte værdier, samt forstærkningen, kan ses i tabel 7.16.

Frekvens	$V_1$	$V_2$	Forstærkning
20Hz	2,047V	6,47V	3,161
1kHz	2,052V	6,49V	3,163
20kHz	2,049V	6,46V	3,15

Tabel 7.16: Tabel over målte værdier og forstærkning.

## Konklusion

Målingerne stemmer overens med de beregnede 3,16 gange. Forstærkningen falder ved høje frekvenser, hvilket også er forventet, da forstærkningen i operationsforstærkeren falder ved stigende frekvenser.

### 7.6.3 Udgangsmodstand

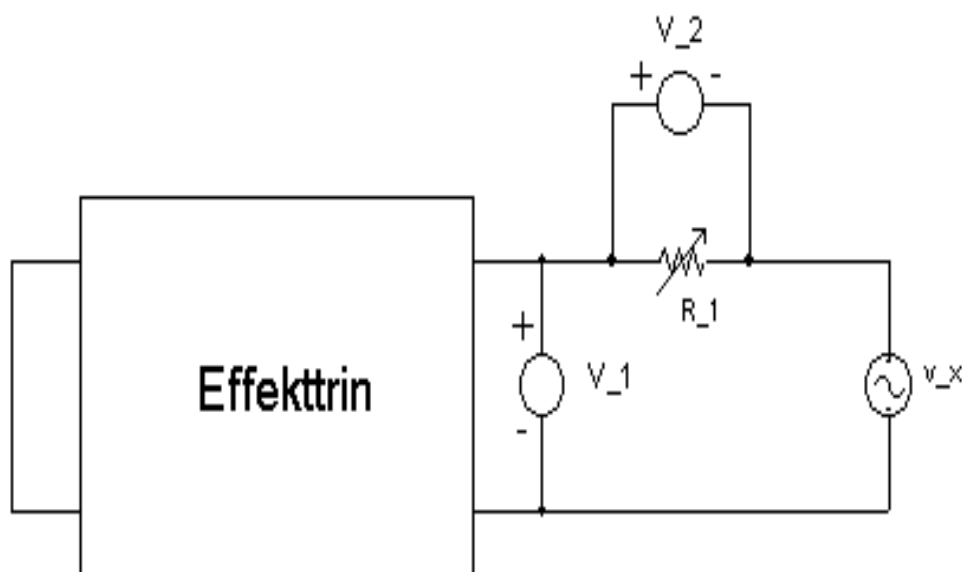
#### Formål

Som omtalt i rapportens indledning er et af kravene til effekttrinnet en dæmpningsfaktor over 3, hvilket betyder, at udgangsmodstanden fra effekttrinnet maksimalt må være  $1,33\Omega$ . Formålet med denne måling er at måle udgangsmodstanden i effekttrinnet.

#### Udførelse

Den anvendte opstilling er vist på figur 7.7. Til øvelsen er brugt følgende udstyr:

Voltmeter 1( $V_1$ ): Fluke 8842A Lbnr. 8468  
 Voltmeter 2( $V_2$ ): Fluke 37 Lbnr. 08517  
 Dekadomodstand ( $R_1$ ): Danbridge DR4/ABCD Lbnr 07451  
 Strømforsyning (+15V): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183  
 Strømforsyning (-15V): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501  
 Tonegenerator ( $V_x$ ): B&O RC-oscillator TG7 Lbnr 07993



Figur 7.7: Forsøgsopstilling til måling af udgangsmodstand af effekttrin

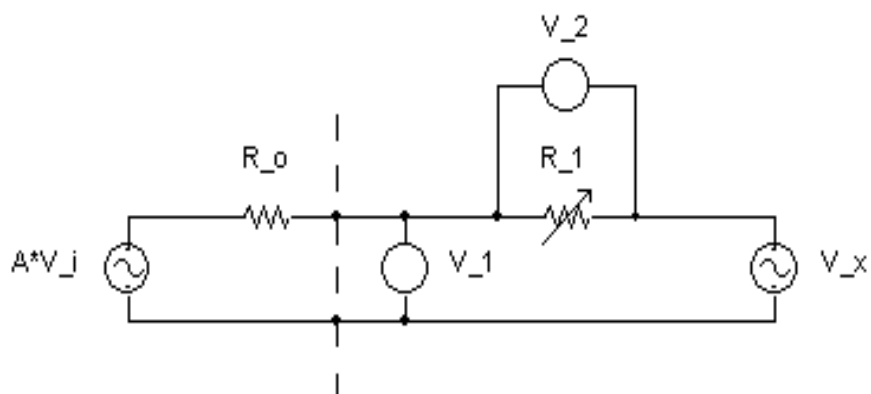
Målingerne foretages med indgangen kortslettet som vist på figur 7.7. Der påtrykkes et signal  $v_x$  på udgangen i serie med en justerbar modstand  $R_1$ , hvorefter voltmetrene  $V_1$ ,  $V_2$  og modstanden  $R_1$  aflæses. Det skal bemærkes at  $V_1$  er et meget fintfølede voltmeter. Det er valgt fordi spændingerne det skal måle er små.

### Behandling

Med måleopstillingen på figur 7.7 kan diagrammet i figur 7.8 opstilles. På figuren er effekttrinnet udskiftet med sin Thevenin ækvivalent, med tomgangsspændingen  $A \cdot v_i$  og udgangsmodstanden  $R_o$ . Da indgangen er kortslettet, er tomgangsspændingen 0, hvilket betyder, at voltmeteret  $V_1$  måler spændingen over udgangsmodstanden. Strømmen, der løber igennem udgangsmodstanden, løber også igennem dekademodstanden  $R_1$ , fordi voltmetrenes indgangsmodstand er meget stor ( $10M\Omega$ ). Herefter kan strømmen igennem udgangsmodstanden findes som:  $i_{R_o} = i_{R_1} = \frac{V_2}{R_1}$ . Derefter kan udgangsmodstanden findes som:

$$R_o = \frac{v_{R_o}}{i_{R_o}} = \frac{V_1}{V_2} \cdot R_1$$

Fra målingerne findes resultatet vist i tabel 7.17: På baggrund af disse målinger er udgangsmodstanden omkring  $R_o = 0,13\Omega$ .



Figur 7.8: Diagram over forsøgsopstillingen, hvor Thevenin ækvivalentet af effekttrinnets udgang er medtaget til venstre for den stiplede linje.

## Vurdering

Af tabel 7.17 ses det, at udgangsmodstanden er uafhængig af frekvensen, hvilket strider imod teorien i effekttrinkapitlet. Det ses også, at den målte udgangsmodstand er meget større end den beregnede (faktor 1000). Disse to observationer kan indikere, at det ikke er udgangsmodstanden, der har det største bidrag til den målte værdi, men derimod modstanden i ledningerne.

## Konklusion

Ud fra målerapporten kan det konkluderes at kravet om en udgangsmodstand under  $1,33\Omega$ . Dermed en dæmpningsfaktor over 3, er overholdt og selvom de målte værdier muligvis medtager modstanden i nogle af de ledninger, der indgår i opstillingen.

### 7.6.4 Forvrængning

#### Formål

Formålet med målingen er, at undersøge om effekttrinnets forvrængning lever op til de stillede krav.

$f$	$R_1$	$V_1(mV)$	$V_2(mV)$	$R_O$	Dæmpningsfaktor $\frac{4\Omega}{R_o}$
20Hz	0,5Ω	0,131mV	0,5mV	0,13Ω	31
20Hz	1Ω	0,130mV	1,0mV	0,13Ω	31
20Hz	5Ω	0,129mV	4,7mV	0,14Ω	29
20Hz	25Ω	0,129mV	25,5mV	0,12Ω	33
20Hz	50Ω	0,131mV	49,0mV	0,13Ω	31
20kHz	0,5Ω	0,144mV	0,7mV	0,10Ω	40
20kHz	1Ω	0,144mV	1,1mV	0,13Ω	31
20kHz	5Ω	0,133mV	5,1mV	0,13Ω	31
20kHz	25Ω	0,131mV	24,8mV	0,13Ω	31
20kHz	50Ω	0,134mV	51,4mV	0,13Ω	31

Tabel 7.17: Måleresultat af effektforstærkerens udgangsmodstand ved  $f = 20Hz$  og  $f = 20kHz$

### Forsøgsbeskrivelse

Den brugte opstilling er vist på figur 7.5. Til øvelsen er brugt følgende udstyr:

Voltmeter ( $V_2$ ): Fluke 37 Lbnr. 08517  
 Oscilloskop: Philips PM 3215 Lbnr 8081  
 Strømforsyning (+15V): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183  
 Strømforsyning (-15V): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501  
 Signalgenerator ( $V_x$ ): B&O RC-oscillator TG7 Lbnr 07993  
 Distortionmeter: Tektronix TM503A distortion analyser Lbnr 08650

Målingerne foregår ved 2 indgangssignaler og 3 forskellige frekvenser. Ifølge DIN-normen skal forvrængningen måles ved fuld udgangseffekt og udgangseffekten 26dB lavere end maksimaleffekten. Maksimaleffekten fås med indgangssignal omkring  $2V_{rms}$ . Udgangsspændingen, hvor effekten er dæmpet med 26dB, fås som:

$$P = \frac{V_o^2}{R} \Leftrightarrow V_o = \sqrt{P \cdot R} \Rightarrow V_o = \sqrt{10/20 \cdot 4} = 1,4V_{rms}$$

Herefter fås indgangssignalet ved:  $V_i = \frac{1,4}{3,16} = 0,44V_{rms}$ . De 3 frekvenser som forvrængningen måles ved, er: 20Hz, 1kHz og 20kHz. Resultatet af THD-målingen aflæses direkte på forvrængningsmåleren. Oscilloskopet bruges til, at kontrollere om signalet er klippet.

## Behandling

Målingerne fremgår af tabel 7.18 og 7.19 kommer følgende resultat:

$f$	$V_i$	Måleområde	$THD$
$20Hz$	$2,018V$	$20V$	$0,008\%$
$1kHz$	$2,018V$	$20V$	$0,04\%$
$21,2kHz$	$2,018V$	$20V$	$0,15\%$

Tabel 7.18: Måleværdier for forvrængningen ved 3 frekvenser og  $10W$  udgangseffekt

$f$	$V_i$	Måleområde	$THD$
$20Hz$	$0,449V$	$2V$	$0,0353\%$
$1kHz$	$0,445V$	$2V$	$0,0284\%$
$21,2kHz$	$0,444V$	$2V$	$0,0547\%$

Tabel 7.19: Måleværdier for forvrængningen ved 3 frekvenser og  $0,2W$  udgangseffekt.

## Vurdering

Af tabel 7.18 ses det, at forvrængningen på effekttrinnet stiger med frekvensen. Dette kan forklares ved, at dæmpningen af forvrængningen er proportional med  $\beta A$ , hvorved dæmpningen af forvrængningen aftager ved større frekvenser, fordi  $A$  aftager [6].

## Konklusion

Effektforstærkeren lever godt op til kravet om maksimal  $0,5\%$  forvrængning ved de 3 frekvenser, både ved maksimal effekt og ved  $26dB$  dæmpning.

### 7.6.5 Kølepladetemperatur

#### Formål

Kølepladetemperaturen måles for at kontrollere om den stemmer overens med de stillede krav. Kravet til kølepladetemperaturen er, at den ikke må blive

varmere end  $40^{\circ}C$  over omgivelsestemperaturen.

### Forsøgsbeskrivelse

Til temperaturmålingerne bruges følgende udstyr:

Termometer: Norma D1401 Lbnr 08175  
 Tonegenerator: B&O RC oscillator TG7  
 Strømforsyning (+15V): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183  
 Strømforsyning (-15V): Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501  
 Voltmeter: Fluke 37 Lbnr 08515

Omgivelsestemperaturen måles i rummet, og aflæses på termometeret, når det viser en stabil temperatur. Temperaturen er målt til  $22,3^{\circ}C$ , dvs. at kølepladetemperaturen ikke må overstige  $22,3 + 40 = 62,3^{\circ}C$ . Før der måles på kølepladen skal den maksimale arbejdstemperatur opnås. Ifølge ligning 5.4 opnås den maksimale effekt, afsat i transistorerne, ved et udgangssignal på:

$$\hat{V}_o = \frac{2}{\pi} \cdot V_{CC} \Rightarrow V_o = \frac{2}{\pi} \cdot 15 = 9,55V$$

Dette svarer til et effektivt indgangssignal på:

$$V_{i, rms} = \frac{V_o}{A_{OA} \cdot \sqrt{2}} \Rightarrow V_{i, rms} = \frac{9,55}{3,16 \cdot \sqrt{2}} = 2,14V$$

hvor  $A_{OA}$  er forstærkningen i effekttrinnet.

Effekttrinnet påføres signalet på  $2,14V$ , og termometer sættes på kølepladen. Transistorerne har opnået den maksimale temperatur, når temperaturmåleren ikke længere stiger. Den maksimale temperatur er målt til  $63,2^{\circ}C$ .

### Konklusion

Resultatet stemmer ikke helt overens med det beregnede, og det opfylder ikke 100% kravet fra Stærkstrømsbekendtgørelsen. Problemet kan løses med en større køleplade, men da forskellen er lille udelades dette.

## 7.7 Samlet forstærker

### 7.7.1 Forvrængning

#### Formål

Formålet med målingen er, at undersøge om den samlede Hi-Fi forstærkers forvrængning lever op til de opstillede krav.

#### Forsøgsbeskrivelse

Den brugte opstilling er vist på figur 7.5. Til øvelsen er brugt følgende udstyr:

Voltmeter 1 ( $V_1$ ):	Fluke 37 Lbnr. 8518
Dekademodstand ( $R_L$ ):	Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538
Strømforsyning ( $V_{CC}$ ):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183
Strømforsyning ( $-V_{CC}$ ):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501
Oscilloskop ( <i>osc</i> ):	Philips PM 3215 Lbnr. 8081
Tonegenerator ( $V_s$ ):	B&O oscillator Tg 7 Lbnr: 07996
Distortionmeter ( <i>THD</i> ):	Textronix TM503A med indbygget voltmeter ( $V_2$ ) Lbnr. 8650

Målingerne foregår gennem pladespillerindgangen ved 3 forskellige frekvenser, med indgangssignalet korrigeret efter RIAA karakteristikken. Resultatet af THD målingen aflæses direkte på forvrængningsmåleren. Oscilloskopet bruges til, at kontrollere om signalet går i klipning.

#### Behandling

Fra målingerne fremkommer følgende resultat:

$f$	$V_i$	Måleområde	<i>THD</i>	THD(-filter)
20Hz	0,6mV	20V	1,4%	
1kHz	5,6mV	20V	1,32%	0,4%
21,2kHz	56mV	20V	2,2% 1,03%	

Tabel 7.20: Måleværdier for forvrængningen ved 3 frekvenser

## Vurdering

Af tabel 7.20 og målerapportenerne (Afsnit 7.3 og afsnit 7.6), ses det, at forvrængningen på den samlede Hi-Fi forstærker passer sammen med målingerne på forforstærkeren og effekttrinnet, der er de dele, der bidrager mest til forvrængningen. På forvrængningsmåleren er det muligt at filtrere indgangssignalet. Med et  $400\text{Hz}$  højpas filter nedsættes forvrængningen ved  $1\text{kHz}$  og  $21,2\text{kHz}$  til henholdsvis  $0,4\%$  og  $1,03\%$ , hvilket tyder på, at en stor del af den målte forvrængning kommer fra  $50\text{Hz}$  støj.

## Konklusion

Af tabel 7.20 ses det at Hi-Fi forstærkeren ikke lever op til kravene om højst  $0,7\%$  forvrængning. En stor del af forvrængningen skyldes  $50\text{Hz}$  støj. Uden denne  $50\text{Hz}$  støj er forvrængningen ved  $1\text{kHz}$  målt til  $0,4\%$  hvilket lever op til kravet.

### 7.7.2 Forstærkning

#### Formål

Formålet med målingen er, at undersøge forstærkerens virkemåde efter sammenkoblingen af de forskellige delelementer, og derved undersøge om grænsefladerne er valgte.

#### Forsøgsbeskrivelse

Den anvendte opstilling er vist på figur 7.4.

Til øvelsen er brugt følgende udstyr:

Voltmeter 1 ( $V_1$ ):	Fluke 37 Lbnr. 8515
Voltmeter 2 ( $V_2$ ):	Textronix TM503A Lbnr. 8650
Dekademodstand ( $R_L$ ):	Danbridge DR4/EFGH Lbnr. 7538
Strømforsyning ( $V_{CC}$ ):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 33183
Strømforsyning ( $-V_{CC}$ ):	Delta Elektronica Power Supply Lbnr. 8501
Tonegenerator ( $V_s$ ):	B&O oscillator Tg 7 Lbnr: 07996



Målingerne foregår med signaler igennem pladespillerindgangen. Signalerne vælges således, at de skal afsætte omkring  $10W$  i udgangsmodstanden. Målingerne foregår ved 3 forskellige frekvenser, hvor indgangssignalerne er korrigerede efter RIAA-karakteristikken.

## Behandling

Fra målingerne fås følgende resultat:

$f$	$V_1(mV \sim)$	$V_2(V \sim)$	Målt forstærkning (A)	Udregnet (A)
$20Hz$	$0,6mV$	$5,94V$	9900	9941
$1kHz$	$5,6mV$	$6,05V$	1080	1116
$21,2kHz$	$56mV$	$5,94V$	106	112

Tabel 7.21: Resultat af måling på forstærkning for hele forforstærkeren.

I tabel 7.21 er den målte forstærkning udregnet som:  $A = \frac{V_2}{V_1}$

Den teoretiske forstærkning når volumenkontrollen er i minimal dæmpning og tonekontrollen i neutralposition, er den samlede forstærkning multipliceret med effekttrinnets forstærkning. Fra kapitel 2 og kapitel 5 fås:

$$A_{20Hz} = A_{for, 20Hz} \cdot A_{eff, 20Hz} = 3146 \cdot 3,16 = 9941$$

$$A_{1kHz} = 353 \cdot 3,16 = 1116$$

$$A_{21, 1kHz} = 35,3 \cdot 3,16 = 112$$

## Vurdering

Ifølge tabel 7.21 ses det at forstærkningen i forstærkeren stemmer overens med den teoretiske værdi. trin:

Afvigelsen ved  $20Hz$  ( $-0,04dB$ ),  $1kHz$  ( $-0,3dB$ ) og  $21,2kHz$  ( $-0,5dB$ ) ligger meget tæt på det beregnede. Disse beregninger skal ses på baggrund af afvigelser på de enkelte trin. For volumenkontrollen er de på mellem  $-0,6dB$  og  $-0,9dB$ .

## Konklusion

Det ses af vurderingen, at fejlen på forstærkningen i den samlede forstærker skyldes fejl på de enkelte blokke og at der ikke kommer yderligere fejl ved at koble forstærkeren sammen. På den baggrund kan det konkluderes, at grænsefladerne er velvalgte.

# Litteratur

- [1] Sedra/Smith: *Microelectronic Circuits*, Fourth edition, 1998.
- [2] Johson, Johnson, Hilburn & Scott: *Electric circuit analysis*, Third edition, 1997.
- [3] John F. Wakerly: *Digital design*, Third edition, 2000.
- [4] K. Blair Benson: *Audio engineering handbook*,??,??
- [5] DIN norm 45500 ??????????,?????,??????
- [6] Kristian Harmark, lektor ved institut 8, AAU.
- [7] Datablad for BC549C
- [8] CMOS-katalog fra Philips, 1998.
- [9] Datablad for TLE2071 fra ??????, hentet hvorfra.
- [10] Datablad for LM555 downloaded fra [www.national.com](http://www.national.com).
- [11] Datablad for LM317 hvorfra.
- [12] Datablad for LM337 hvorfra.
- [13] Datablad for MOSFET
- [14] Stærkstrømsbekendtgørelsen, afsnit 101, 7. udgave, maj 1994.
- [15] Datablad for Bang & Olufsen plagespiller Beogram ?????, fra lab.

# Bilag A

## Forforstærker

### A.1 Tommelfingerregler

Undervejs igennem udledningerne af komponentstørrelserne i transistortrinene er der refereret til nogle tommelfingerregler fra mm.5 i Analog elektronik. Baggrunden for disse regler vil kort blive omtalt her.

Det kan undersøges om de udregnede komponentstørrelser til et givet transistortrin giver anledning til, at  $I_C$  bliver meget følsom overfor parameter-spredning på  $\beta$  og  $V_{BE}$ . Udfra udtrykket

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta}} \quad (\text{A.1})$$

ses det, at  $I_C$  kan stabiliseres hvis:

$$V_{BB} > V_{BE}$$

og

$$R_E > \frac{R_B}{\beta}$$

Følgende tommelfingerregler bruges:

1.  $V_{BB} \approx 5 \cdot V_{BE}$
2.  $R_E \geq \frac{10 \cdot R_B}{\beta}$

Begrundelsen er følgende:  $\beta$  siges at have en usikkerhed på 50% og  $V_{BE}$  en usikkerhed på 10%. Ved at benytte de ovenstående tommelfingerregler bliver

den største værdi  $I_{C, max}$  ud fra formel A.1:

$$I_{C, max} = \frac{5 \cdot V_{BE} - 0,9 \cdot V_{BE}}{\frac{10 \cdot R_B}{\beta} + \frac{R_B}{1,5 \cdot \beta}} = \frac{4,1 \cdot V_{BE}}{\frac{16 \cdot R_B}{1,5 \cdot \beta}}$$

På den baggrund bliver usikkerheden:

$$\frac{I_{C, max}}{I_C} = \frac{\frac{4,1 \cdot V_{BE}}{\frac{16 \cdot R_B}{1,5 \cdot \beta}}}{\frac{4 \cdot V_{BE}}{\frac{11 \cdot R_B}{\beta}}} = \frac{4,1}{4} \cdot \frac{1,5 \cdot \beta \cdot 11 \cdot R_B}{16 \cdot R_B \cdot \beta} = \frac{4,1 \cdot 1,5 \cdot 11}{4 \cdot 16} = 6\%$$

De relativt store usikkerheder på hhv.  $\beta$  og  $V_{BE}$  er på den måde nedbragt til en usikkerhed på 6%.

## A.2 Bodeplot

Til brug for valg af knækfrekvenser i afsnit 2.4, ses her på den metode der benyttes til at konstruere det korrigerede bodeplot ud fra knækkurven. For en pol gælder følgende:

$$A_{(dB)} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{1}{1 + j} \right| = 3dB$$

i selve knækfrekvensen. Udregnes det samme for en frekvens en dekade under knækfrekvensen giver det:

$$A_{(dB)} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{1}{1 + \frac{j}{10}} \right| = -0,043dB$$

To knæks bidrag skal adderes for at få det samlede bidrag. En dekade fra to knæk i samme frekvens, er afvigelsen 0,086dB (en faktor 1,01) fra knækkurveapproximationen. Dette tal anses for at være så lille at der kan ses bort fra det i den samlede forstærkningsberegning.

### A.3 Udledning af RIAA-overføringsfunktion

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{(R_k + \frac{1}{C_k s}) \parallel \frac{1}{C_{2k} s} \parallel R_{2i}}{R_C + (R_k + \frac{1}{C_k s}) \parallel \frac{1}{C_{2k} s} \parallel R_{2i}} \Leftrightarrow$$

$$H(s) = \frac{(\frac{1}{R_k + \frac{1}{C_k s}} + C_{2k} s + \frac{1}{R_{2i}})^{-1}}{R_C + (\frac{1}{R_k + \frac{1}{C_k s}} + C_{2k} s + \frac{1}{R_{2i}})^{-1}} \Leftrightarrow$$

$$H(s) = \frac{1}{R_C \cdot (\frac{1}{R_k + \frac{1}{C_k s}} + C_{2k} s + \frac{1}{R_{2i}}) + 1} \Leftrightarrow$$

$$H(s) = \frac{R_k + \frac{1}{C_k s}}{(R_k + \frac{1}{C_k s}) \cdot R_C \cdot (\frac{1}{R_k + \frac{1}{C_k s}} + C_{2k} s + \frac{1}{R_{2i}}) + (R_k + \frac{1}{C_k s})} \Leftrightarrow$$

$$H(s) = \frac{R_k + \frac{1}{C_k s}}{R_C + R_C R_k C_{2k} s + \frac{R_C C_{2k} s}{C_k s} + \frac{R_C R_k}{R_{2i}} + \frac{R_C}{R_{2i} C_k s} + R_k + \frac{1}{C_k s}} \Leftrightarrow$$

$$H(s) = \frac{R_k C_k s + 1}{R_C C_k s + R_C R_k C_k C_{2k} s^2 + R_C C_{2k} s + \frac{R_C R_k C_k s}{R_{2i}} + \frac{R_C}{R_{2i}} + R_k C_k s + 1} =$$

$$R_i \cdot \frac{R_k C_k s + 1}{R_C R_{2i} C_k s + R_C R_k R_{2i} C_k C_{2k} s^2 + R_C R_{2i} C_{2k} s + R_C R_k C_k s + R_C + R_k R_{2i} C_k s + R_{2i}} =$$

$$R_i \cdot \frac{R_k C_k s + 1}{s^2 (R_C R_k R_{2i} C_k C_{2k}) + s (R_C R_{2i} C_k + R_C R_{2i} C_{2k} + R_C R_k C_k + R_k R_{2i} C_k) + R_C + R_{2i}} \Leftrightarrow$$

$$H(s) = \frac{R_i}{R_C + R_{2i}} \cdot \frac{R_k C_k s + 1}{s^2 \frac{R_C R_k R_{2i} C_k C_{2k}}{R_C + R_{2i}} + s \frac{R_C R_{2i} C_k + R_C R_{2i} C_{2k} + R_C R_k C_k + R_k R_{2i} C_k}{R_C + R_{2i}} + 1}$$

# Bilag B

## Tonekontrol

### B.1 Impedanser

$Z_{sB}$

Ligning 3.7 fås ved at se på impedansnetværket på figur 3.7 (der ses på  $Z_1$ ). Impedansen  $Z_{sB}$  samlet de enkelte impedanser i en impedans. Impedanserne beskrives som funktion af  $j\omega$

$$\begin{aligned} Z_{sB} &= R_t + (R_B + P_B) \parallel \frac{1}{C_B \cdot j\omega} \Leftrightarrow \\ Z_{sB} &= \frac{R_t \cdot (j\omega \cdot C_b \cdot (R_B + P_B) + 1)}{(j\omega \cdot C_b \cdot (R_B + P_B) + 1)} + \frac{(R_B + P_B)}{(j\omega \cdot C_b \cdot (R_B + P_B) + 1)} \Leftrightarrow \\ Z_{sB} &= (R_t + P_B + R_B) \cdot \frac{\frac{(R_B + P_B)}{(R_t + P_B + R_B)} \cdot R_t \cdot C_B \cdot j\omega + 1}{(P_B + R_B) \cdot C_B \cdot j\omega + 1} \end{aligned}$$

$Z_{sD}$

Ligning 3.11 fås ved at se på impedansnetværket figur 3.10 (der ses på  $Z_1$ ). Herefter følges samme princip som under B.1.

$$\begin{aligned} Z_{sD} &= \left( \frac{1}{C_D \cdot j\omega} + R_D + P_D \right) \parallel R_u \Leftrightarrow \\ Z_{sD} &= \frac{R_u \cdot \left( \frac{1}{C_D \cdot j\omega} + R_D + P_D \right)}{R_u + \left( \frac{1}{C_D \cdot j\omega} + R_D + P_D \right)} \Leftrightarrow \end{aligned}$$

$$Z_{sD} = R_u \cdot \frac{C_D \cdot j\omega(P_D + R_D) + 1}{C_D \cdot j\omega(P_D + R_D + R_u) + 1}$$

## B.2 Stabilitet

For at sikre at baskontrollen eller diskantkontrollen ikke går i selvsving, er det nødvendigt at undersøge dem for stabilitet. De er stabile, hvis tilbagekoblingsforstærkningen  $|A \cdot \beta|$  ikke opnår en fasedrejning på  $180^\circ$  i forhold til indgangssignalet, så længe forstærkningen er større end 1.

Ved at indtegne  $\left|\frac{1}{\beta}\right|$  og transresistansforstærkningen  $|A|$  kan stabiliteten undersøges grafisk med et bodeplot.  $\left|\frac{1}{\beta}\right|$  er givet ved følgende ligning:

$$\left|\frac{1}{\beta}\right| = |-Z_2|$$

mens transresistansen fås som:

$$|A| = |-\mu(Z_{1s} \parallel Z_2)|$$

(Se afsnit 3.5)

Stabiliteten undersøges for baskontrollen. For ikke at komplicere udregningerne vælges  $Z_1$  og  $Z_2$  lige store (potentiometer i midterstilling), hvilket medfører at parallelforbindelsen af disse svarer til  $\left|\frac{Z_2}{2}\right|$ . Fra afsnit 3.6 og 3.7 fås formlerne, der er nødvendige for at konstruere bodeplottet for  $|Z_2|$  og  $\left|\frac{Z_2}{2}\right|$ . Værdierne for de enkelte komponenter kendes fra afsnit 3.6.

Knækfrekvenserne for de to impedanser findes: Pol:

$$\omega_1 = \frac{1}{(110 \cdot 10^3 + 73,2 \cdot 10^3) \cdot 10,8 \cdot 10^{-9}} = 505 \frac{rad}{s}$$

Nulpunkt:

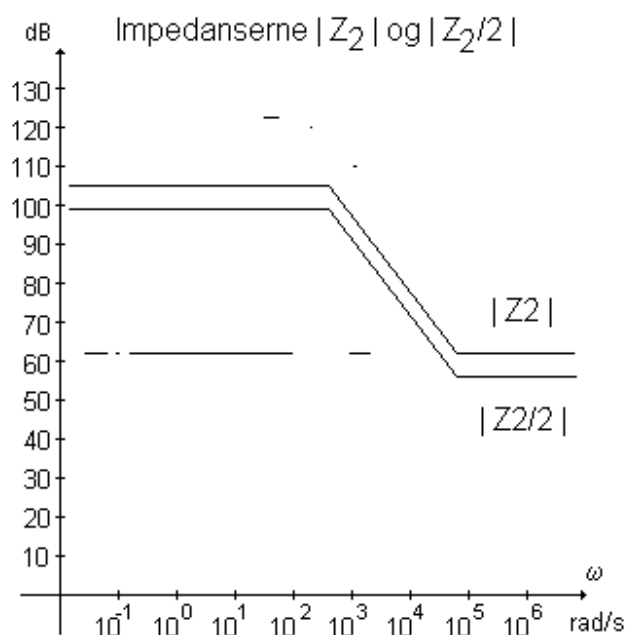
$$\omega_2 = \frac{1}{\frac{(73,2 \cdot 10^3 + 110 \cdot 10^3)}{(1,3 \cdot 10^3 + 110 \cdot 10^3 + 73,2 \cdot 10^3)} \cdot 1,30 \cdot 10^3 \cdot 10,8 \cdot 10^{-9}} = 71,7 \frac{rad}{ms}$$

$Z_2$  er konstant ved lave- og høje frekvenser. Værdierne findes. Lave frekvenser:

$$|Z_2| = |110 \cdot 10^3 + 73,2 \cdot 10^3 + 1,30 \cdot 10^3| = 105 dB$$

Høje frekvenser

$$|Z_2| = |1,30 \cdot 10^3| = 62,3 dB$$



Figur B.1: Impedanserne  $|Z_2|$  og  $\left|\frac{Z_2}{2}\right|$  som funktion af vinkelhastigheden.

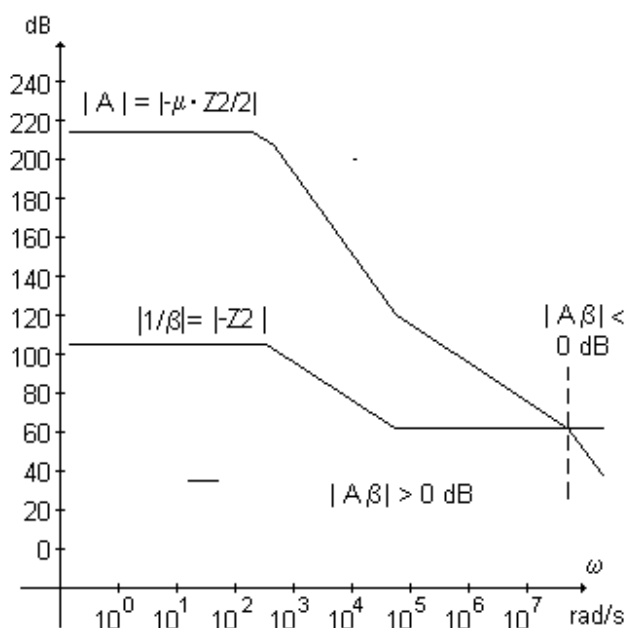
$\left|\frac{Z_2}{2}\right|$  ligger  $6dB$  under disse værdier. De to impedanskarakteristikker kan ses på figur B.1 Transresistansen  $|A|$  findes ved at lægge  $\left|\frac{Z_2}{2}\right|$  sammen med  $|\mu|$ .  $|\mu|$  er operationsforstærkerens grundforstærkning, som kan findes ud fra databladet [9]. Databladet for TLE 2071 opgiver  $f_t = 9,4MHz \Leftrightarrow \omega = 59\frac{rad}{\mu s}$  og DC forstærkningen  $A_{vd} = 109dB$  [9].  $f_t$  angiver den frekvens, hvor grundforstærkningens er  $0dB$ . For hver dekade frekvensen falder vil forstærkningen stige  $20dB$ , indtil  $109dB$  er nået, hvorefter den holder sig konstant. Knækket, hvor forstærkningen stabiliseres, kan findes ved hjælp af følgende formel:

$$\text{Log}\left(\frac{\omega_{hj}}{\omega_{lav}}\right) = \frac{\text{fald i dB}}{20\frac{dB}{dec}} \Rightarrow$$

$$\text{Log}\left(\frac{59\frac{rad}{\mu s}}{\omega_{lav}}\right) = \frac{109dB}{20\frac{dB}{dec}} \Leftrightarrow \omega_{lav} = 224\frac{rad}{\mu s}$$

Det er nu muligt at indtegne transresistansen og  $\left|\frac{1}{\beta}\right|$  (Se figur B.2). For at kunne undersøge stabilitet ud fra figuren er det nødvendigt at vide, at en vandret linie repræsenterer en faseforskydning på  $0^\circ$ , et fald på  $20\frac{dB}{dec}$  repræsenterer en faseforskydning på  $90^\circ$  og et fald på  $40\frac{dB}{dec}$  repræsenterer en





Figur B.2: Karakteristikker for transresistansen  $|A|$  og  $\left|\frac{1}{\beta}\right|$ . Det ses at systemet er stabilt da der ikke opstår en faseforskydning mellem  $|A|$  og  $\left|\frac{1}{\beta}\right|$  på  $180^\circ$ , mens tilbagekoblingsforstærkningen er større end 1.

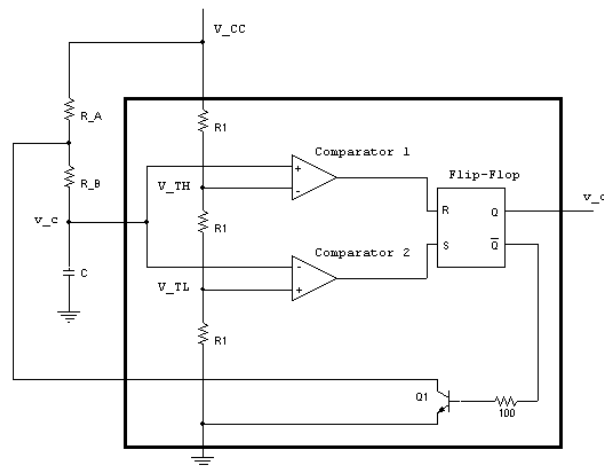
faseforskydning på  $180^\circ$ . Ændringen i faseforskydningen sker ikke momentant og ændringen af faseforskydningen i et knæk regnes for at være halvdelen af den samlede ændring omkring knækket. Faseforskydningen mellem  $A$  og  $\frac{1}{\beta}$  er differensen mellem deres respektive faseforskydning. Af figuren ses det, at denne differens ikke når  $180^\circ$  mens deres samlede tilbagekoblingsforstærkning er større end 1. Tilbagekoblingsforstærkningen findes som differensen mellem  $|A|$  og  $\left|\frac{1}{\beta}\right|$ . Figur B.2 viser også at kravet om en båndbredde fra  $20\text{ Hz}$  til  $20\text{ kHz}$ , med en maksimal afvigelse på  $\frac{3}{4}\text{ dB}$  i de to grænsefrekvenser, er opfyldt. Det ses, at  $\frac{1}{\beta}$  ikke afviger fra den ønskede karakteristik i det fastlagte interval.

# Bilag C

## Volumenkontrol

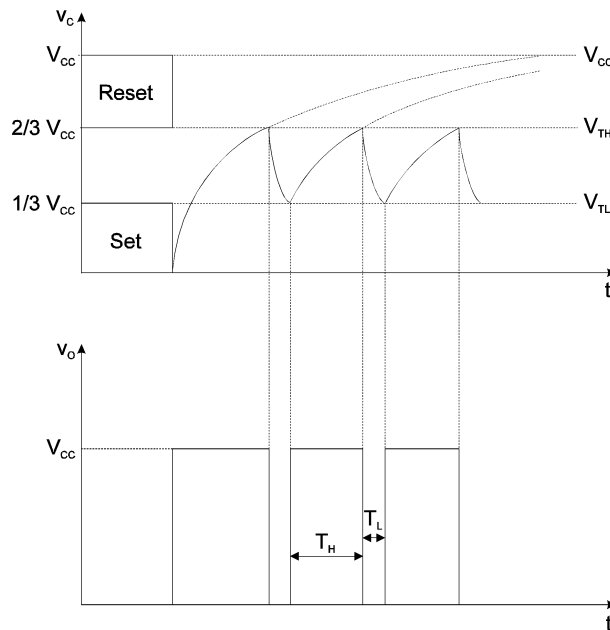
### C.1 Oscillator

Eftersom lydstyrken skal ændres i trin med  $250 \frac{ms}{trin}$ , skal der bruges en oscillator med en clockfrekvens på  $4Hz$ . En sådan oscillator kan konstrueres på flere måder. Her bruges en LM555-oscillatorkreds opkoblet som astabil multivibrator. Kredsløbet er illustreret på figur C.1.



Figur C.1: 555 opkoblet som astabil multivibrator [1].

Til  $t=0$  slutes strømmen. På dette tidspunkt er  $V_{TL} > v_C$  og komparator 2 er høj, hvilket medfører at SR-latchen sættes og  $V_o$  er høj C.2. Når spændingen over kondensatoren,  $v_C$ , stiger og ligger i intervallet  $V_{TL}$  til  $V_{TH}$  er SR-latchen stadig sat. Idet  $v_C$  når  $V_{TH}$  går komparator 1 høj og latchen resetes.  $\overline{Q}$  går høj



Figur C.2: Spændingen over kondensatoren som funktion af tiden [1].

og derved leder transistoren  $Q_1$ . Når  $Q_1$  leder aflades kondensatoren igennem denne og modstanden  $R_B$ . Modstanden i transistoren når den leder, negligeres. Efter tiden  $T_L$  kommer  $v_C$  ned på  $V_{TL}$  og komparator 2 går høj, hvilket bevirker at latches sættes,  $Q_1$  afbrydes og en ny cyklus er begyndt. I det kommende udledes og udregnes komponentværdier.

Opladning af kondensatoren, hvor spændingen over denne stiger fra  $V_{TL}$  til  $V_{TH}$ , tager tiden  $T_H$ :

$$v_c = V_{CC} - (V_{CC} - V_{TL}) \cdot e^{\frac{-T_H}{R_A + R_B}} \quad (\text{C.1})$$

For at finde  $T_H$  substitueres  $v_c$  med  $V_{TH} = \frac{2}{3}V_{CC}$ ,  $V_{TL}$  med  $\frac{1}{3}V_{CC}$  og  $T_H$  isoleres:

$$T_H = C(R_A + R_B) \cdot \ln 2$$

Spændingen under afladningen af kondensatoren er givet ved følgende ligning:

$$v_c = V_{TH} \cdot e^{\frac{-T_L}{C \cdot R_B}} \quad (\text{C.2})$$

$T_L$  findes ved at substituere  $v_c$  med  $V_{TL} = \frac{1}{3}V_{CC}$ ,  $V_{TH}$  med  $\frac{2}{3}V_{CC}$  og isolere:

$$T_L = C \cdot R_B \cdot \ln 2$$

Periodetiden  $T$  bliver derved:

$$T = T_H + T_L = \ln 2 \cdot C(R_A + 2R_B) \quad (\text{C.3})$$

$C$  vælges til  $1\mu F$ , fordi denne kapacitet er den størst mulige for keramiske kondensatorer (ved komponentudleveringen). De tilgængelige keramiske kondensatorer har en usikkerhed på  $\pm 10\%$ , hvorimod elektrolytkondensatorer har en usikkerhed på  $+50\%$  og  $-10\%$ . Som det fremgår af ligning C.3 er usikkerheden på periodetiden ligefrem proportional med usikkerheden på kondensatoren. En usikkerhed på  $\pm 10\%$  er i denne anvendelse acceptabelt, fordi det er uvæsentligt om det tager  $7,2s$ ,  $8s$  eller  $8,8s$  at komme fra yderstilling til yderstilling. Valget af kondensator bevirker, at  $R_A$  og  $R_B$  begge kan blive i  $k\Omega$ -klassen. Derved undgås, det at der afsættes store effekter i kredsen og alligevel er strømmene (i størrelsesordenen af  $0,15mA$ ), under op- og afladning af kondensatoren så store at lækagestrømme ind i de to komparatorer (typ.  $1nA$  og maks.  $100nA$  [10]) ikke skaber nogen nævneværdig usikkerhed. Valget af modstande gør, at modstanden i transistoren, når den leder, ligeledes kan negligeres.  $R_A$  vælges til  $100k\Omega$ :

Periodetiden skal ifølge kravspecifikationen være  $250ms$ :

$$\begin{aligned} T &= \ln 2 \cdot C(R_A + 2R_B) \Leftrightarrow \\ R_A + 2R_B &= \frac{T}{\ln 2 \cdot C} \Leftrightarrow \\ R_B &= 0,5 \cdot \left( \frac{T}{\ln 2 \cdot C} - R_A \right) \Rightarrow \\ R_B &= 0,5 \cdot \left( \frac{0,25}{\ln 2 \cdot 1\mu} - 100k\Omega \right) = 131k\Omega \approx 130k\Omega \end{aligned}$$

Duty cycle'n er defineret ved:

$$DC = \frac{T_H}{T_H + T_L} \Rightarrow DC = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B} \quad (\text{C.4})$$

For dette kredsløb ligger  $DC$  i intervallet  $[0,5;1]$ . I denne anvendelse er kravet til hver impuls, at den skal være høj i  $60ns$ . Med en frekvens på  $4Hz$  og en duty cycle større end  $0,5$  er  $T_H$  minimum  $125ms$  og derfor vil denne begrænsning ikke skabe problemer.

$$DC = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B} \Rightarrow DC = \frac{100k + 130k}{100k + 2 \cdot 130k} = 0,64$$

### Praktiske forhold omkring oscillatorkredsen

Timerkredsen virker udmærket, men under afprøvning af volumenkontrollen, opstod der problemer med tællekredsene. De talte ikke som de skulle og de udgange der skulle være 0, stod og pulserede. Problemet blev i første omgang forsøgt løst ved at indsætte en buffer mellem stel og 555-kredsens stel. Det hjalp, men Q1 ville stadig ikke fungere som den skulle. Ved også at indsætte en buffer mellem forsyningsspændingen og forsyningen på 555-kredsen blev problemet løst.

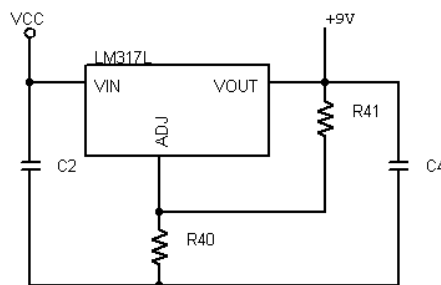
## C.2 $\pm 9V$ 's forsyning.

Den positive forsyningsspænding på  $9V$  laves med en LM317-spændingsregulatorkreds koblet op som vist på figur C.3. Komponentværdierne er beregnet som angivet i ligning C.5 [11].  $I_{adj}$  er opgivet til  $100nA$  og  $R_{41}$  sættes til  $243\Omega$ :

$$v_{out} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_{40}}{R_{41}}\right) + I_{adj} \cdot R_{40} \Leftrightarrow \quad (C.5)$$

$$R_{40} = \frac{\frac{v_{out}}{1,25} - 1}{\frac{1}{R_{41}} + I_{adj}} \Rightarrow$$

$$R_{40} = \frac{\frac{9}{1,25} - 1}{\frac{1}{243} + 100 \cdot 10^{-9}} = 1,49k\Omega \approx 1,47k\Omega$$



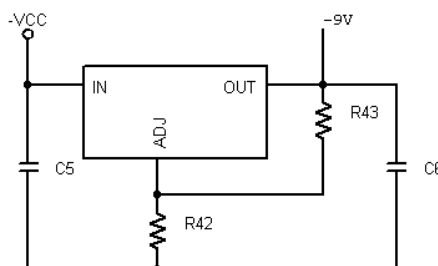
Figur C.3: LM317 opkoblet som spændingsregulator.

Ligeledes fås  $-9V$  forsyningen med en LM337 (Figur C.4) [12], ligning C.2.  $R_{43}$  sættes til  $243\Omega$ .

$$V_{out} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_{42}}{R_{43}}\right) + I_{adj} \cdot R_{42} \Leftrightarrow$$

$$R_{42} = R_{43} \cdot \left( \frac{v_{out}}{1,25} - 1 \right) \Rightarrow$$

$$R_{42} = 243 \cdot \left( \frac{9}{1,25} - 1 \right) = 1,51k\Omega \approx 1,50k\Omega$$



Figur C.4: LM337 opkoblet som spændingsregulator.

Kondensatorerne, på de to spændingsreguleringskredsløb, har til formål at beskytte resten af kredsen mod støj.

### C.3 Praktik i volumenkontrollen

Under afprøvningen af volumenkontrollen observeredes flere fejl:

Det observeres at styresignalerne på 15V tvang  $V_{CC}$  op og dermed blev forskellen mellem -forsyning og +forsyning større end 18,5V. For at undgå risikoen for at ødelægge multiplexerne blev styresignalerne halveret fra 15V til 7,5V. Et styresignal genkendes som højt hvis det er på 7V og +forsyningen er 10V [8]. Styrestrømmen er opgivet til  $1\mu A$  [8] og de 7,5V fås ved spændingsdeling. For at gøre spændingsniveauet uafhængigt af styrestrømmen er det valgt, at der skal løbe en hvilestrøm på 1mA igennem spændingsdelingen.

$$U = R_{samlet} \cdot I \Leftrightarrow R_{samlet} = \frac{U}{I} = 2 \cdot R_{styre} \Leftrightarrow$$

$$R_{styre} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U}{I} \Rightarrow R_{styre} = \frac{1}{2} \cdot \frac{15}{1 \cdot 10^{-3}} = 75k\Omega$$

Hver af de fem styresignaler deles i en spændingsdeling med to  $75k\Omega$  modstande.

Under testen observeredes det ligeledes, at der var forvrængning på udgangssignalet når indgangssignalet var større end  $6,5 \cdot \sqrt{2}V_p = 9,19V_p$  og styringen var under trin 20. I disse situationer er spændingsfaldet ved position 7 meget

tæt på  $v_{in}$ . Multiplexeren forsynes med  $\pm 9V$  og hvis indgangssignalet forsyningspændingen er mere end en diodespænding opstår der forvrængning. Dermed kan det konkluderes, at volumenkontrollen maksimalt kan håndtere signaler med en amplitude på  $9V$ .

Under afprøvningen observeres, at operationsforstærkeren støjede. Støjproblemet blev løst ved at sætte en  $100pF$  kondensator mellem  $V_{in-}$  og  $V_{out}$  på operationsforstærkeren. Det løste problemet, men for at gardere kredsløbet yderligere mod støj, blev + og - forsyningen afkoblet med hver to kondensatorer; en  $100\mu F$  elektrolyt og en  $100nF$  keramisk kondensator i parallel.

# Bilag D

## Grafer

### D.1 Forforstærker-SPICE



## **D.2 Tonekontrol-SPICE**

## **D.3 Effekttrin-SPICE**

## D.4 Forforstærker-Målt

## **D.5 Tonekontrol-Målt**

# Bilag E

## Diagrammer

### E.1 Forforstærker

Komponent	Værdi
$R_1$	$174k\Omega$
$R_2$	$1,13M\Omega$
$R_C$	$18,2k\Omega$
$R_E$	$3,01k\Omega$
$R_e$	$130\Omega$
$R_{21}$	$90,9k\Omega$
$R_{22}$	$590k\Omega$
$R_{2C}$	$10,5k\Omega$
$R_{2E}$	$1,50k\Omega$
$R_{2e}$	$301\Omega$
$R_k$	$1,95\Omega$
$C_1$	$330\mu F$
$C_2$	$270\mu F$
$C_3$	$1mF$
$C_{22}$	$18\mu F$
$C_{23}$	$1mF$
$C_k$	$56nF$
$C_{2k}$	$163nF$
Transistorer	BC549c

## **E.2 Tone**

Komponent	Værdi
$R_1$	$1,0M\Omega$
$R_2$	$90,9k\Omega$
$R_3$	$150k\Omega$
$R_t$	$1,30k\Omega$
$R_B$	$73,2k\Omega$
$R_u$	$300k\Omega$
$R_D$	$1,58k\Omega$
$P_B$	$0 - 220k\Omega$
$P_D$	$0 - 4,7k\Omega$
$C_B$	$10,8nF$
$C_D$	$1nF$
<i>op.amp.</i>	<i>TLE2071</i>



### **E.3 Volumenkontrol**

Komponent	Værdi	Komponent	Betegnelse
$R_A$	$1,58k\Omega$	$U_1$	HFE4075B
$R_B$	$1,33k\Omega$	$U_2$	HFE4075B
$R_C$	$1,13k\Omega$	$U_3$	HFE4073B
$R_D$	$5,9k\Omega$	$U_4$	HFE4071B
$R_1$	$10,2k\Omega$	$U_5$	HFE4073B
$R_2$	$10,2k\Omega$	$U_6$	HFE4073B
$R_3$	$20k\Omega$	$U_7$	HFE4041B
$R_4$	$40,2k\Omega$	$U_8$	HFE4073B
$R_5$	$80,6k\Omega$	$U_9$	HFE4041B
$R_6$	$162k\Omega$	$U_{10}$	HFE4041B
$R_7$	$324k\Omega$	$U_{11}$	HFE4043B
$R_8$	$634k\Omega$	$U_{12}$	HFE4043B
$R_9 - R_{12}$	$6,04k\Omega$	$U_{13}$	HFE4041B
$R_{13}$	$100k\Omega$	$U_{14}$	HFE4516B
$R_{14}$	$130k\Omega$	$U_{15}$	HFE4071B
$R_{15}$	$61,9k\Omega$	$U_{16}$	HFE4041B
$R_{16} - R_{29}$	$1,33k\Omega$	$U_{17}$	HFE4071B
$R_{30} - R_{39}$	$75k\Omega$	$U_{18}$	HFE4029B
$R_{40}$	$243\Omega$	$U_{19}$	HFE4511B
$R_{41}$	$1,47k\Omega$	$U_{20}$	HFE4029B
$R_{42}$	$243\Omega$	$U_{21}$	HFE4511B
$R_{43}$	$1,5k\Omega$	$U_{22}$	TIL313
$C_1$	$1\mu F$	$U_{23}$	TIL313
$C_2$	$1\mu F$	$U_{24}$	CD4052BM
$C_3$	$100pF$	$U_{25}$	CD4051BM
$C_4 - C_7$	$1\mu F$	$U_{26}$	LM317L
$C_8$	$100\mu F$	$U_{27}$	LM337L
$C_9$	$100nF$	$U_{28}$	LM555
$C_{10}$	$100\mu F$	$U_{29}$	HFE4516B
$C_{11}$	$100nF$	$D_1$	Diode

**E.4 Effekttrin**

Komponent	Værdi
$R_1$	$11,5k\Omega$
$R_2$	$3,48k\Omega$
$R_3$	$3,48k\Omega$
$R_4$	$11,5k\Omega$
$R_5$	$21,5k\Omega$
$R_6$	$10k\Omega$
$C_1$	$33\mu F$
$C_2$	$33\mu F$
$C_3$	$1mF$
$C_4$	$1mF$
$C_5$	$100pF$
$C_6$	$100pF\mu F$
<i>Op.amp.</i>	<i>TLE2071</i>
$M1$	<i>IRF510</i>
$M2$	<i>IRF9520</i>

# Bilag F

## Noter

### F.1 Note om THD

## **F.2 Note om modforvrængning**

### **F.3 MOSFET-overføringskurver**