



Title:

Batdetector based on frequency division.

Topic:

Analog and digital electronics

Project period:

3rd Semester 1999.09.02 - 1999.12.21

Project group:

E3-315

Group members:

Lars Klitgaard Jakobsen
Kenneth Kristensen
Peter Ilsøe Nielsen
Jan Ozimek
Thomas Søhus

Supervisor:

Flemming Munk

Number printed: 9

Number of pages: 131

Abstract:

This report describes the construction of a bat detector. The detector transforms bat sounds from the ultrasonic spectrum to the human audible spectrum, by dividing the frequency by ten.

Initially, an analysis of the Danish bat species is made, to determine exactly what type of signals, the detector will have process.

In order to choose a suitable microphone, a study of common types of microphones is made.

Next a microphone preamplifier, based on three transistor stages, is designed to amplify the signal, before it is converted into a square wave, by a Schmitt trigger.

The frequency is then divided by ten by a digital decade counter, of which a logic analysis is made. The square waves are then converted back into sinewaves by a passive R-C low pass filter. To preserve the general structure of the original signal, the divided signal is amplified by an amplifier, whose gain is controlled by the output of the preamplifier.

To make the signal audible, a class AB power amplifier, is designed, to deliver a modest power to the built-in speaker. An analog volume control is implemented in connection with the power amplifier.

To enable recording the sound, or connection of headphones, at different places in the circuit, a number of "line out" connections are made in the device.

A complete device is constructed and tested, and the conclusion is, that it meets the requirements in a satisfactory way.



Titel:

Flagermusdetektor baseret på
frekvensdivision

Tema:

Analog og digital elektronik

Projektperiode:

3. Semester 02.09.1999 - 21.12.1999

Projektgruppe:

E3-315

Gruppemedlemmer:

Lars Klitgaard Jakobsen
Kenneth Kristensen
Peter Ilsøe Nielsen
Jan Ozimek
Thomas Søhus

Vejleder:

Flemming Munk

Oplag: 9

Sideantal: 131

Synopsis:

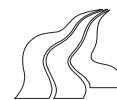
Rapporten omhandler konstruktionen af en flagermusdetektor. Detektoren transformerer flagermusskrig fra ultralydsområdet til det hørbare spektrum ved at dividere frekvensen med ti. Først laves en undersøgelse af de danske flagermus, for at undersøge præcist hvilke signaler, detektoren skal behandle.

Med henblik på at vælge en mikrofon som er egnet til formålet, laves en analyse af en række gængse mikrofontyper.

Dernæst dimensioneres en forforstærker, baseret på tre transistortrin, som forstærker signalet, før det konverteres til et firkantsignal af en schmitttrigger. Frekvensen divideres af en digital dekadetæller, som der laves en logisk analyse af. Firkantsignalet konverteres tilbage til sinus med et passivt RC-lavpasfilter. For at bevare signalstrukturen af det oprindelige signal, forstærkes det dividerede signal af en forstærker, som er styret af amplituden af outputtet på forforstærkeren.

For at omsætte signalet til lyd, dimensioneres en klasse-AB laveffektforstærker, som kan levere en passende effekt til højttaleren. I forbindelse med effekforstærkeren er der konstrueret en analog volumenkontrol.

Desuden er der flere steder i apparatet lavet mulighed for at tage et linesignal ud, således at signalet kan optages af en ekstern båndoptager, eller lyttes til med hovedtelefoner. Der konstrueres og testes et samlet apparat, som på tilfredsstillende vis opfylder de opstillede krav.



Forord

Denne rapport er udarbejdet på Aalborg Universitet, Institut for elektroniske systemer, som 3. semesters projekt i perioden 2. september til 21. december 1999, med temaet “analog og digital elektronik”.

Rapporten henvender sig til studerende på Aalborg Universitet og øvrige som måtte have interesse for de, i rapporten, behandlede problemstillinger.

Kildehenvisninger er angivet ved forfatterens efternavn, udgivelsesår og evt. side i firkantede parenteser som vist: [Efternavn, udg. år, side]. Kilderne er nærmere forklaret i litteraturlisten.

Appendikshenvisninger samt formelhenvisninger er angivet ved et stort bogstav, som henviser til appendiksbogstavet, samt et tal ved formelhenvisninger i runde parenteser; eksempelvis (A.12).

Figurer, tabeller og grafer er nummereret efter hvilket afsnit, de er placeret i, hvor de første tal angiver hvilket hovedafsnit de tilhører, og det sidste tal viser hvilket nummer, de er i afsnittet.

Teksten og layoutet er lavet i Corel WordPerfect 8. Brødteksten er sat i Times New Roman. Figurer og lignende er lavet i CorelDRAW, MATLAB og MicroSim Schematics.

Ved simuleringer er anvendt programmerne MATLAB og MicroSim PSpice.

Der er bagerst i rapporten vedlagt en CD-ROM, som indeholder datablade på de anvendte komponenter, samt den samlede rapport som .pdf-fil. CD'en vil endvidere indholde øvrige projektrelevante data.

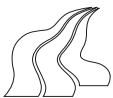
Lars Klitgaard Jakobsen

Jan Ozimek

Kenneth Kristensen

Thomas Søhus

Peter Ilsøe Nielsen



Indholdsfortegnelse

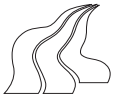
1	Indledning	11
2	Flagermus biologi	13
2.1	Generelt om flagermus	13
2.2	Orientering	13
3	Metoder til flagermusdetektion	17
3.1	Frekvensdivision	17
3.2	Heterodyn	18
3.3	Tidseksponering	19
3.4	Vurdering	20
4	Kravsspecifikation	21
5	Mikrofoner	25
5.1	Mikrofontyper	25
5.2	Mikrofonvalg	26
6	Forforstærker	27
6.1	Krav til forforstærker	27
6.2	Afstandsberregning	28
6.3	Generelle transistorkoblinger	29
6.4	Valg af transistorkoblinger	32
6.5	DC-analyse	34
6.6	AC-analyse	38
6.7	Dimensionering af kondensatorer	39
6.8	Konklusion på forforstærkerdimensionering	43
6.9	Simulering af forforstærker	43
7	Sinus til firkant	51
7.1	Spændingsforsyning	51
7.2	Operationsforstærker som bistabil multivibrator	52
7.3	Tærskelpænding (threshold voltage)	52
7.4	Dimensionering af Schmitttrigger	53
8	Frekvensdivision	57
8.1	Funktionsbeskrivelse	57
8.2	Logisk analyse	58
8.3	Eksterne forbindelser	60
8.4	Frekvens	60
8.5	Opsummering	61
9	Firkant til sinus	63
9.1	Lavpasfilter	63



10	Spændingsstyret forstærker	65
10.1	Dimensionering af diodedetektor	66
10.2	Dimensionering af spændingsstyret forstærker	69
11	Effektforstærker	75
11.1	Sammenligning af BJT og MOS-FET	75
11.2	Beskrivelse af forstærkerklasser	78
11.3	Valg af transistorer	81
11.4	Beregning af komponenter til kredsløb	82
11.5	Krav til signalspænding	85
11.6	Termiske betragtninger	86
11.7	Manuel volumenkontrol	87
12	Diskussion af flagermusdetektor	89
12.1	Konklusion	91
13	Litteraturliste	93

Appendix

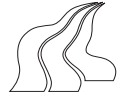
A	Målejournale for Mikrofon	97
A.2	Forsøgsopstilling	97
A.3	Usikkerhed	99
A.4	Konklusion	99
B	Formeludledninger til forforstærkeren	101
B.1	DC-analyse for Common Emitter	101
B.2	Bestemmelse af maksimal forstærkning	102
B.3	DC-analyse fortsat	103
B.4	AC-analyse for Common Emitter med emittermodstand	105
B.5	DC-analyse for Common Collector	106
B.6	Ind- og udgangsmodstand	107
B.7	Nedre knækfrekvens	109
C	Målejournale til forforstærkertrin	115
C.1	Måling af arbejdsstrøm (I_c)	115
C.2	Måling af indgangsmodstanden (Z_i)	116
C.3	Måling af grænsefrekvens	116
C.4	Måling af forstærkningen (A_{vS})	116
C.5	Måling af udgangsimpedansen (Z_o)	117
C.6	Måling af total harmonisk forvrængning (THD)	117
C.7	Måleresultater	118
C.8	Konklusion	120
D	Tabeller for dekadetæller	121
D.1	Transitionstabel	121
D.2	Outputtabel	122



E	Målejournal til effektforstærker	123
E.1	DC-målinger	123
E.2	AC-målinger	124
E.3	Måling af THD	124
E.4	Konklusion	125
F	Samlet diagram	127

Bilag

- 1 Indhold af CD**
- 2 Datablad for BJT (BC547b)**



1 Indledning

I dette afsnit beskrives formålet med projektet, hvorefter der følger en projektbeskrivelse.

Formål

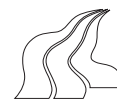
Formålet med dette projekt er, at dimensionere og konstruere et apparat til flagermusdetektion. Endvidere har projektet til formål at underbygge de afholdte kurser på 3. semester, i henhold til følgende krav fra studieordningen:

- At give forståelse for analoge og simple digitale elektroniske komponenter, deres tilhørende ideelle modeller, anvendelser og begrænsninger.
- At give indlæring i grundliggende beregningsmetoder for analoge elektroniske kredsløb på anvendelsesniveau, samt at give forståelse for metodernes gyldighedsområder.
- At give indlæring i metoder til konstruktion af simple kombinatoriske og sekventielle digitale kredsløb på anvendelsesniveau.
- At på anvendelsesniveau give indsigt i målemetoder og måleudstyr, der bruges ved kontrol af og dokumentation for opbygning af elektriske kredsløb.

Projektbeskrivelse

Vi har valgt at beskæftige os med dimensioneringen og konstruktionen af en flagermusdetektor. Apparatets overordnede formål er, at transformere frekvenser i ultralydsområdet fra et flagermusskrig, ned til frekvenser i det menneskeligt hørbare område. Apparatet skal endvidere kunne gengive flagermusskriget i en acceptabel kvallitet, samt fremstilles af standardkomponenter for at sikre en lav produktionspris.

For at opfylde ovenstående mål, vil projektet indeholde dimensioneringer af de indgående delelementer i et sådant apparat. Der vil endvidere blive dokumenteret, målt og konkluderet på de enkelte delelementer.



2 Flagermus biologi

For at bestemme hvilke signaler flagermusdetektoren skal arbejde med, laves her en undersøgelse af de danske flagermusarter, hvori der lægges mest vægt på deres skrig.

2.1 Generelt om flagermus

Flagermus er en dyreart, som adskiller sig fra de andre pattedyr på en række områder. Det mest åbenbare er, at de er i stand til at flyve aktivt. Det vil sige, at de er i stand til at producere en opdrift, og dermed holde sig i luften i længere tid.

Der findes næsten 1000 arter i verden. Heraf lever der 13 i den danske natur, og de er alle småflagermus (under 100 g) fra familien "barnæser". I det følgende behandles kun de danske arter.

Da flagermus lever af insekter, går de i dvale om vinteren, hvor der er meget få aktive insekter. Når flagermus går i dvale nedsættes deres kropstemperatur og stofskifte for at spare på kræfterne. I denne periode må omgivelsernes temperatur helst ikke komme under frysepunktet, da flagermusene så skal bruge energi på at holde kropstemperaturen oppe. Bliver flagermusene forstyrret af f. eks. lys, lyde eller temperaturændringer, kan de vågne fra dvalen. Dette må helst ikke ske for mange gange i løbet af vinteren, da det tærer på den opsparede energi, som er umulig at genopbygge om vinteren. Derfor foretrækker flagermus at overvintre på uforstyrrede steder, hvor temperaturen ikke svinger for meget. Dette er typisk i hule træer, kældre, lofter og især i kalkgruber og lignende underjordiske huler.

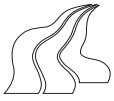
Normalt overvintre flagermusene i kolonier af meget varierende størrelser.

Parringen finder sted om efteråret, men ægløsningen og befrugtningen sker først om foråret, hvor flagermusene begynder at blive aktive igen. Dermed sikres det at ungerne fødes på den tid, hvor der er flest insekter.

2.2 Orientering

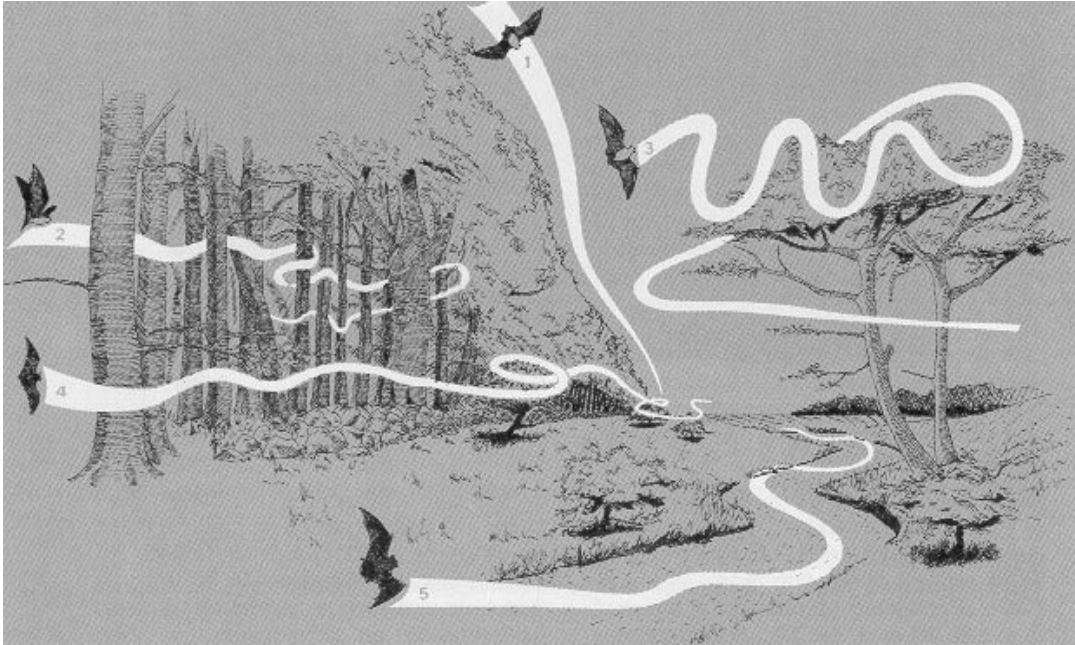
Flagermus er aktive om natten, hvor de jager insekter, som de enten fanger i luften eller på blade og lignende. De orienterer sig ved hjælp af ekkoer fra ultralyde, som de udsender gennem munden eller næsen. Flagermusene er i stand til at omsætte dataene i ekkoet til et lydbillede af omgivelserne. Forsøg har vist, at flagermus har en god rumhukommelse, da de kan flyve rundt i vante omgivelser med relativt få skrig.

Det viser sig at disse ultralydsskrig varierer fra art til art, og at flagermusene benytter forskellige skrig i forskellige situationer.



2.2.1 Lydstyrke

Arter som brunflagermus og skimmelflagermus, der flyver højt og hurtigt under jagten, udsender relativt kraftige skrig.



Figur 2.1 Typiske jagtområder for forskellige arter:

1: Brunflagermus 2: Langøret flagermus 3: Sydflagermus 4: Dværgflagermus 5: Vandflagermus.

Dette kan umiddelbart forklares med, at det ved høj hastighed er nødvendigt at have oplysninger om terrænet længere fremme for at give en rimelig reaktionstid. Desuden er der tale om større afstande, da de som sagt flyver i det åbne rum.

De mindre arter som dværgflagermus, frynseflagermus og den langørede flagermus udsender svagere signaler, som kun kan opfattes på få meters afstand. Disse flagermus flyver ikke så hurtigt, men er meget manøvredegytge. Dværgflagermus jager oftest mellem træer o.l., og den langørede flagermus er i stand til at tage siddende insekter. Disse jagtmetoder kræver stor præcision, hvilket sikkert er grunden til, at de har en begrænset rækkevidde.

Typisk udsender en flagermus skrig med et lydtryksniveau på 110 dB - 120 dB i en afstand af 0,1 m.

2.2.2 Frekvens

Der er stor variation på frekvensen af de enkelte arters skrig. De højeste frekvenser finder man hos de mindre flagermus med korte rækkevidder; Dværgflagermus kan udsende skrig med frekvenser på op til 80 kHz. Omvendt kan de større arter udsende skrig med frekvenser på ned til 20 kHz. (Se figur 2.4)

Skrigene fra den enkelte art kan også variere meget. Oftest er de frekvensmodulerede (FM), men de kan også have en næsten konstant frekvens (CF).

2.2.3 Varighed

Perioden mellem skrigene og selve skrigenes varighed afhænger af situationen.

Et angreb på et insekt kan deles op i tre faser:

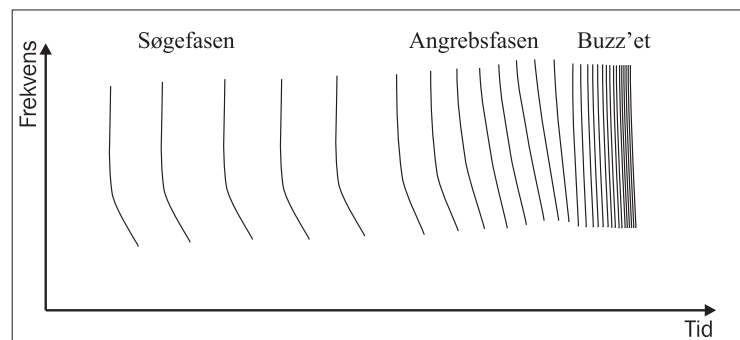
Søgefase: Når flagermusen flyver i mere eller mindre åbent terræn og søger efter insekter, er der langt mellem skrigene som er ret lange.

Angrebsfase: Efter at et insekt er opdaget, og flagermusen nærmer sig, bliver intervallet mellem skrigene gradvist kortere i takt med at skrigene bliver kortere.

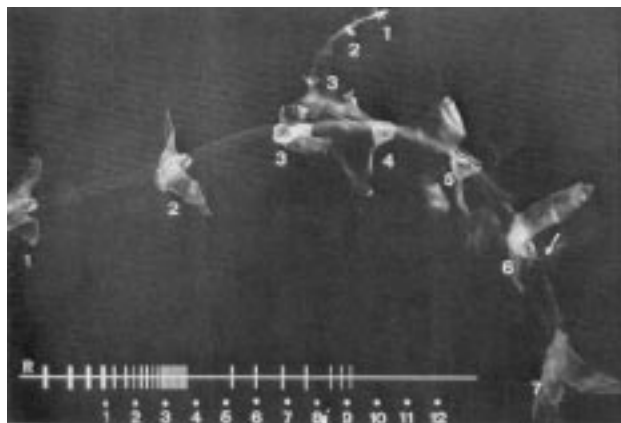
Slutfase: I denne fase kommer skrigene med så korte intervaller, at det giver en summende lyd i flagermusdetektoren, og derfor kaldes denne fase også for buzz'et. (Se figur 2.2)

2.2.4 Opsummering

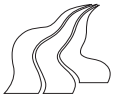
De forskellige arter benytter sig af forskellige skrig, og hvis man er øvet, er det muligt at identificere en flagermus ud fra en række informationer om skriget. En beskrivelse af de forskellige arters skrig er opsummeret i følgende tabel:



Figur 2.2 De forskellige faser ved et typisk jagtmønster.



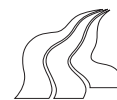
Figur 2.3 Billede taget med flere eksponeringer, hvor en flagermus fanger et insekt i luften. Grafen nederst i billedet viser flagermusens skrig, og tallene under den kan sammenholdes med tallene ved billederne. Det ses tydeligt, at skrigene er mere hyppige idet insektet fanges.



Arternes skrig			
Art	Båndbredde [kHz]	Rækkevidde [m]	Sonar og længde [ms]
Langøret flagermus	83 - 26	< 5	FM 2
Bechsteins flagermus	80 - 32	5 - 10	FM 2
Frynseflagermus	80 - 35	5 - 20	FM 2
Brandts / Skægflagermus	75 - 32	5 - 20	FM 3
Vandflagermus	70 - 25	20 - 40	FM 3-4
Damflagermus	60 - 25	5 - 20	FM-(CF) 5-8
Bredøret flagermus	35 - 28, 43 - 33	5 - 10	CF-FM 4, 5
Nordeuropæriske dværgflagermus	80 - 58	20 - 50	FM-CF 4-6
Troldflagermus	70 - 38	20 - 50	FM-CF 5
Skimmelflagermus	50 - 20	20 - 50	FM-CF 5-8
Sydflagermus	52 - 25	20 - 50	FM-CF 13,5
Brunflagermus	45 - 25, 25 - 19	150	FM-CF 6, 25

Figur 2.4 Karakteristika ved de forskellige danske arters skrig. [Lindhard, 1992, 42]

Den egenskab ved skrigene, som er mest interessant for konstruktionen, er frekvensen, og som det fremgår af skemaet, ligger frekvenserne i danske flagermusskrig mellem 19 kHz og 83 kHz.



3 Metoder til flagermusdetektion

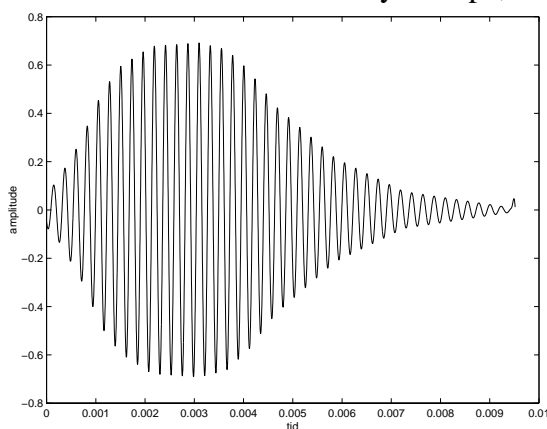
Hvis man ønsker at høre flagermusens skrig, er man nødt til at konvertere skrigene, således at de bliver hørbare for mennesker. Denne konvertering kan foretages på forskellige måder, hvor tre af dem vil blive beskrevet i det følgende. Disse tre metoder er frekvensdivision, heterodyn og tidsekspansion.

3.1 Frekvensdivision

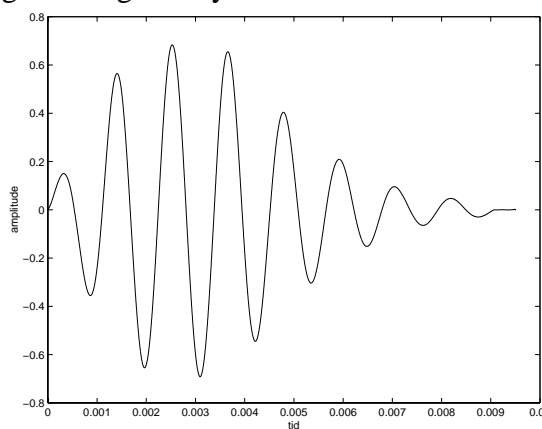
Frekvensdivision betyder, at frekvensen af ultralyden fra flagermusens skrig bliver skaleret ned, med en konstant faktor, således at den bliver hørbar for det menneskelige øre.

Først bliver signalet konverteret til et firkantsignal med samme frekvens som det originale, hvorefter signalets frekvens bliver skaleret ned med en konstant faktor. Skaleringen foregår ved at lade et elektrisk kredsløb ændre signalet, således at det får en rejsende flanke, for hver gang det originale signal har haft eksempelvis 10 rejsende flanker. Firkantsignalet bliver derefter konverteret tilbage til et sinussignal.

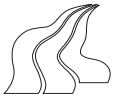
Fordelene ved denne metode er, at den er forholdsvis simpel at implementere, og at konverteringen foregår realtime. En af ulemperne er, at konverteringen af signalet til firkantsignal ikke tager hensyn til signalets amplitude. Det vil sige, at metoden ikke skelner om det er støj eller signal den arbejder med. Dette kan dog løses ved at regulere udgangssignalets amplitude, således at den bliver styret af indgangssignalets amplitude. En anden ulempe er, at signalet ved konverteringen, mister en del frekvensinformation. Det har dog ikke nogen praktisk betydning, idet grundtonen i flagermussignalerne altid er meget kraftigere end overtonerne, og derved har overtonerne ikke så stor indflydelse på, hvordan flagermussignalet lyder.



Figur 3.1 Det originale signal.

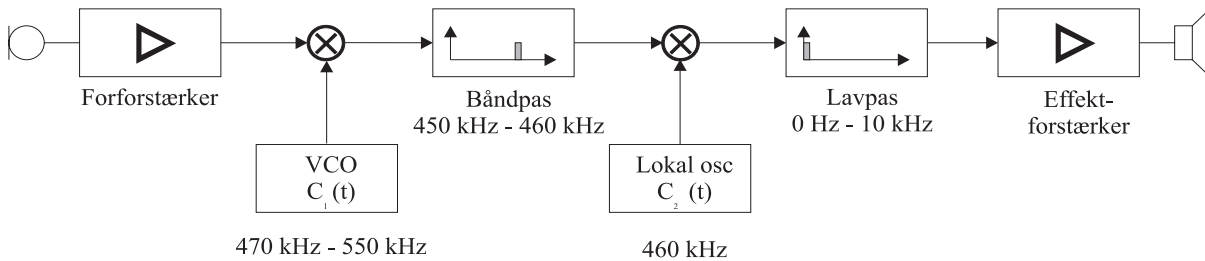


Figur 3.2 Signalet efter frekvensdivision og amplitudetilpasning.



3.2 Heterodyn

Princippet for en heterodyn detektor er det samme som for en AM radio. Metoden går ud på, at flytte et frekvensbånd fra ultralydsområdet ned til det, for mennesker, hørbare område.



Figur 3.3 Blokdiagram der viser princippet for heterodyn.

I den følgende beskrivelse er det et frekvensbånd på 10 kHz i intervallet fra 10 kHz - 100 kHz, som ønskes gjort hørbart ved at flytte det ned i båndet fra 0 Hz - 10 kHz. Princippet er, at flagermusskrigene $x(t)$ bliver mixet med outputtet fra en oscillator $c_1(t) = \cos(t)$, hvis frekvens, der kan indstilles af brugeren, ligger mellem 470 kHz og 550 kHz. Grunden til, at denne frekvens kan indstilles, er, at man herved udvælger det frekvensbånd, man ønsker at lytte på. Mixningen af de to signaler producerer et signal, som består af henholdsvis flagermussignalet minus signalet fra oscillatoren og flagermussignalet plus signalet fra oscillatoren. (Se figur 3.4 på næste side)

$$\mathfrak{F}[c_1(t)] = \mathfrak{F}[\cos(\omega t)] = \pi(\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0))$$

$$\begin{aligned} \mathfrak{F}[x(t) \cdot c_1(t)] &= \frac{1}{2\pi} (X(\omega) \otimes C_1(\omega)) = \\ &= \frac{1}{2\pi} (X(\omega) \otimes \pi(\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0))) = \\ &= \frac{1}{2} \cdot X(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \cdot X(\omega + \omega_0) \end{aligned}$$

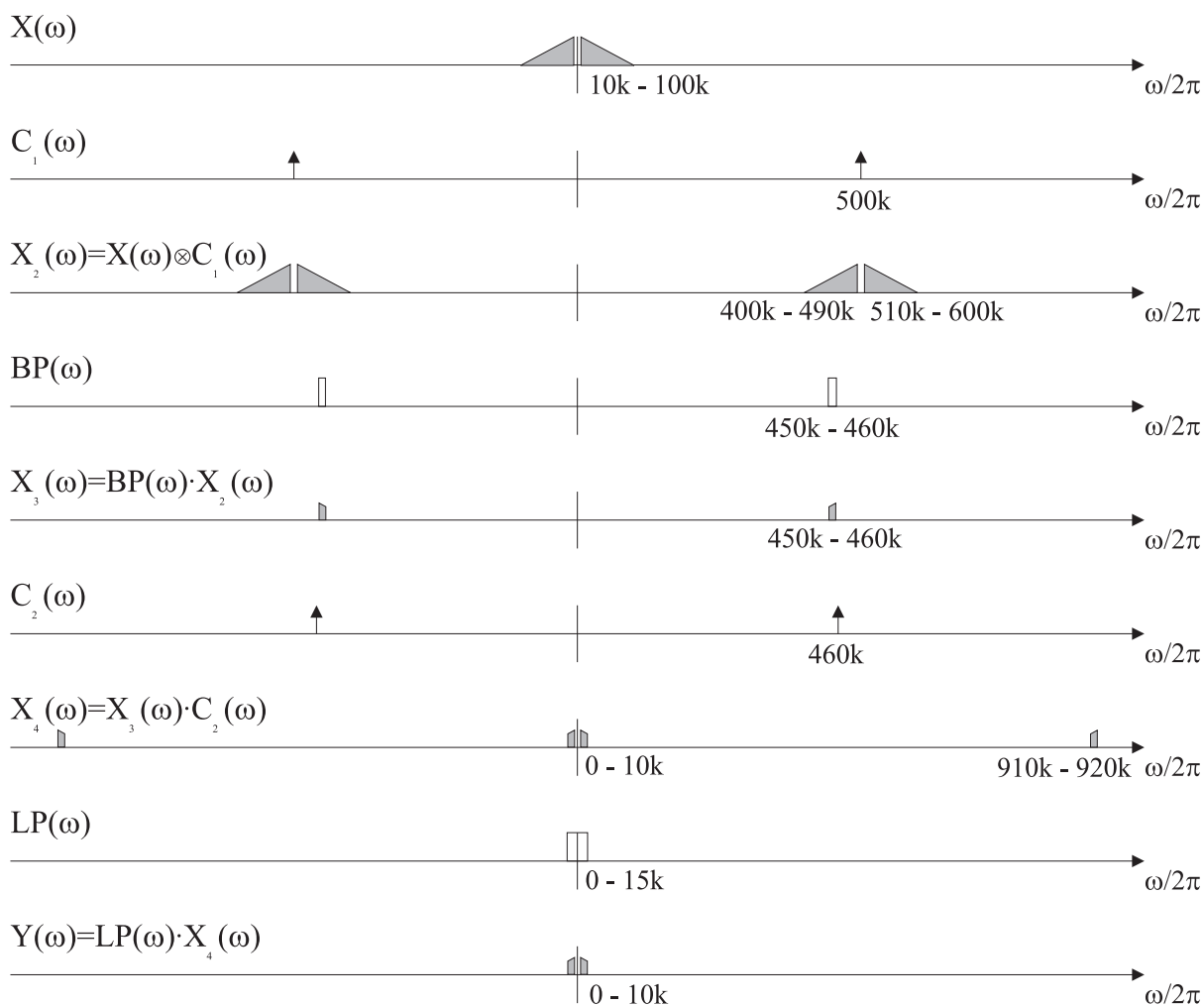
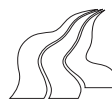
Hvor:

δ er Diracs deltafunktion

\mathfrak{F} er symbolet for Fourier transformation

\otimes er symbolet for foldning

Dette signal bliver sendt gennem et båndpasfilter $BP(\omega)$, der lader frekvensbåndet 450 - 460 kHz passere. Derefter bliver signalet mixet med signalet fra en oscillator $c_2(\omega)$ med en fast frekvens, som svarer til den øverste frekvens for båndpasfilteret. Denne mixning medfører, at den ønskede del af signalet bliver flyttet ned i det hørbare område. Den resterende del fjernes ved at lavpasfiltrere signalet, med $LP(\omega)$. Ved at ændre på frekvensen fra den første oscillator, kan brugeren udvælge det frekvensbånd, som han / hun ønsker at lytte på. Fordelene ved denne metode er, at en frekvens i signalet set i forhold til de andre frekvenser i signalet bliver bevaret, og at konverteringen foregår realtime. Ulemperne er, at der kun kan lyttes på et begrænset frekvensbånd, hvilket kan betyde, at man ikke hører flagermus, hvis skrig ligger udenfor det valgte frekvensbånd.



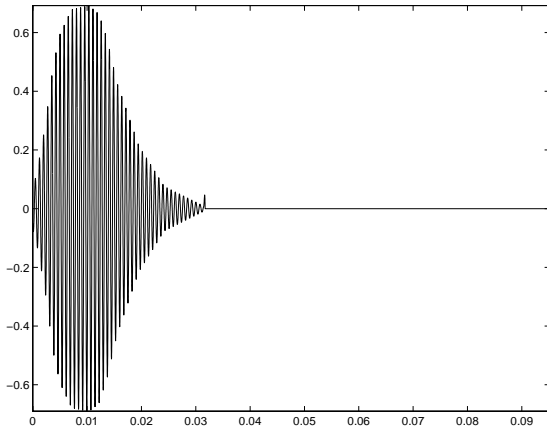
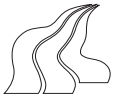
Figur 3.4 Grafisk beskrivelse af heterodyn.

3.3 Tidseksponation

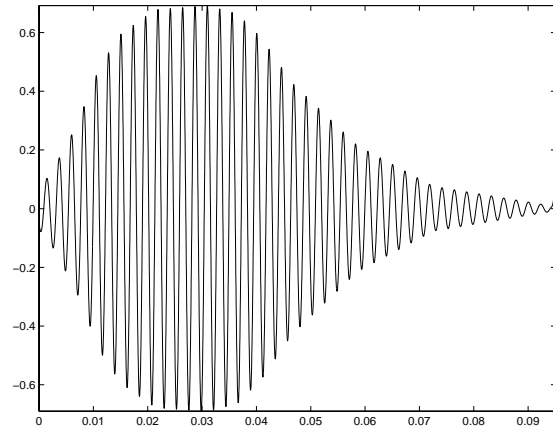
Metoden tidseksponation udnytter, at hvis man afspiller en lyd med en anden hastighed, end den er optaget med, så svarer det til at ændre frekvensen. Hvis man afspiller en lyd med en tiendedel af den hastighed den er optaget med, svarer det til, at frekvenserne er en tiendedel af de oprindelige frekvenser. Dette kan matematisk udtrykkes ved Fourier transformationen:

$$\mathfrak{F}[x(k \cdot t)] = \frac{1}{|k|} \cdot X\left(\frac{\omega}{k}\right)$$

Fordelene ved denne metode er, at alle informationerne i signalet er bevaret, og at den er meget simpel, idet der ikke kræves andet end en båndoptager, der kan optage ultralyd. En væsentlig ulempe er, at det ikke kan foregå realtime.



Figur 3.5 Det originale signal.



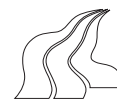
Figur 3.6 Signalet efter det er tidsekspanderet.

3.4 Vurdering

Ved at holde fordelene og ulemperne for de tre metoder op mod hinanden, vælges den metode som apparatet ønskes baseret på. Idet der ønskes et apparat, der arbejder i realtime, kan metoden tidsekspansion fravælges. En af ulemperne ved metoden heterodyn er, at man manuelt skal indtille det frekvensbånd, som man ønsker at lytte på. Dette medfører, at man, ved at indstille båndet forkert, risikerer at overheøre flagermusene.

Der er dog også en række problemer med metoden frekvensdivision, idet den ikke tager hensyn til, om det er signal eller støj, den arbejder med. Dette kan dog undgås ved at lade et kredsløb regulere udgangssignalets amplitude, således at det svarer til indgangssignalets amplitude. En anden ulempe er, at signalet efter konvertering, har mistet en del frekvensinformation. Dette er dog ikke noget større problem, da grundtonen i flagermussignalerne altid er meget kraftigere end overtonerne, og derved har overtonerne ikke så stor betydning for, hvordan signalet lyder.

Ud fra ovenstående betragtninger er metoden frekvensdivision valgt. Desuden kan frekvensdivision implementeres med den simpleste elektronik.

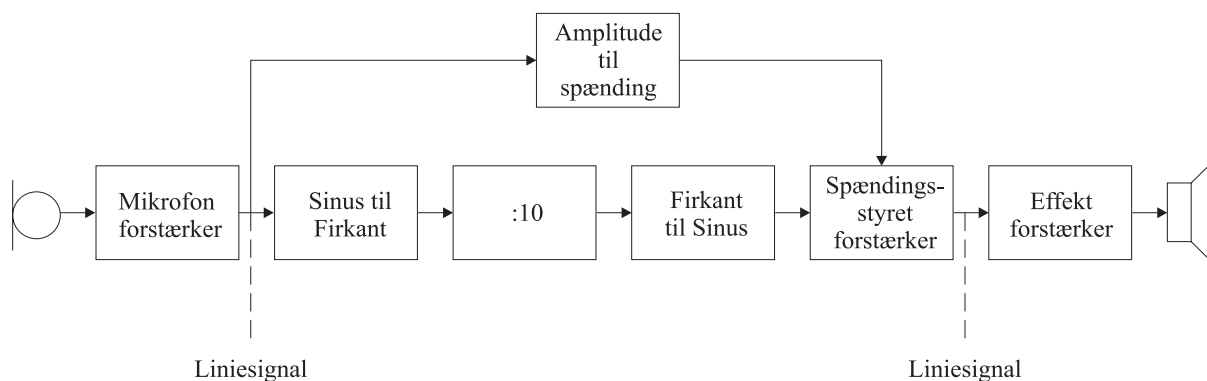


4 Kravsspecifikation

I dette afsnit vil der blive lagt vægt på de krav, som flagermusdetektoren skal opfylde. Der vil blive opstillet rent formelle krav til funktionalitet såvel som specifikke tekniske krav til de enkelte delelementer af detektoren. Kravsspecifikationen tager udgangspunkt i et system baseret på frekvensdivision.

Da flagermusskrig har frekvenser, der ligger i ultralydsområdet, dvs. 20 kHz - 200 kHz, vil det være nødvendigt, at apparatet virker indenfor dette område. Vi har dog, på baggrund af undersøgelsen af danske flagermus valgt, virkeområdet fra 20 kHz - 100 kHz, da disses skrig ligger indenfor dette frekvens-bånd. Da der ligeledes skal være tale om et bærbart apparat, som kan medbringes i felten, kræves det, at strømforbruget svarer til hvad et 9 V batteri kan levere. Apparatet skal endvidere baseres på standardkomponenter. Dette skal sikre, at apparatet ikke bliver for dyrt at fremstille, samtidig med at komponenterne vil være let tilgængelige.

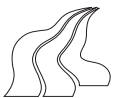
Vi har, som tidligere nævnt, valgt at basere flagemusdetektionen på et apparat, der arbejder med frekvensdivision. På baggrund af dette valg kan der opstilles et blokdiagram, som beskriver apparatets virkemåde. Dette er gjort på nedenstående blokdiagram.



Figur 4.1 Blokdiagram for et apparat til flagemusdetektion, baseret på princippet frekvensdivision.

4.0.1 Mikrofon

For at omsætte de akustiske lydtrykssignaler, fra et flagermusskrig, til elektriske signaler, skal der benyttes en transducer, der kan omsætte frekvenser i ultralydsområdet til elektriske spændinger. Der skal benyttes en mikrofon, som har en kugleformet retningskarakteristik, hvilket gør apparatet tilnærmelsesvis retningsuafhængigt. Der skal ligeledes anvendes en mikrofon med en jævn frekvenskarakteristik, der gør, at ingen frekvenser dæmpes mere end andre. Dermed undgås at der går information tabt på grund af mikrofonen, hvorved det endelige outputsignal bliver så realistisk som muligt.



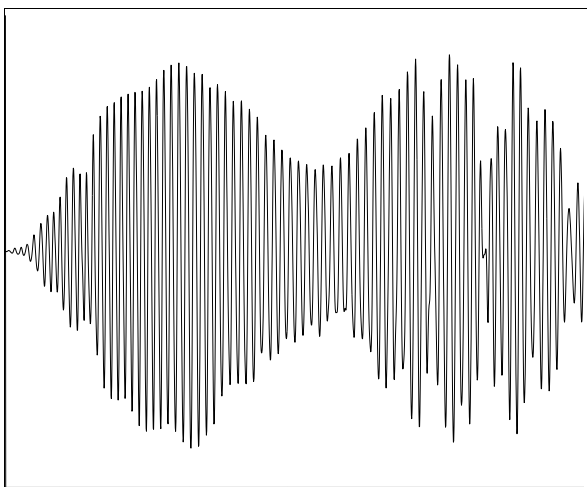
4.0.2 Mikrofonforforstærker

Når signalet kommer fra mikrofonen, er der tale om meget lave spændinger, hvilket betyder, at der er brug for en forforstærker, for at signalet kan bearbejdes. Denne forforstærker kan laves på flere forskellige måder; eksempelvis ved anvendelse af operationsforstærkere eller transistorer. Vi har valgt at basere denne forforstærkerdel på transistorkoblinger med et antal kaskadekoblede forstærkertrin, alt efter hvor meget signalet skal forstærkes. Endvidere skal der vælges en transistorkobling, der ikke introducerer en væsentlig forvrængning, da outputsignalet skal være så realistisk og naturtro som muligt. Outputsignalet fra denne blok er altså et forstærket signal, som stort set er identisk med inputsignalet. Forforstærkeren skal endvidere leve op til lineout standarden i DIN 45.500, da der ønskes et lineoutsignal efter forforstærkeren. Denne grænseflade vil gøre apparatet mere fleksibelt, da det kan benyttes i samspil med f.eks. en ultralydsbåndoptager.

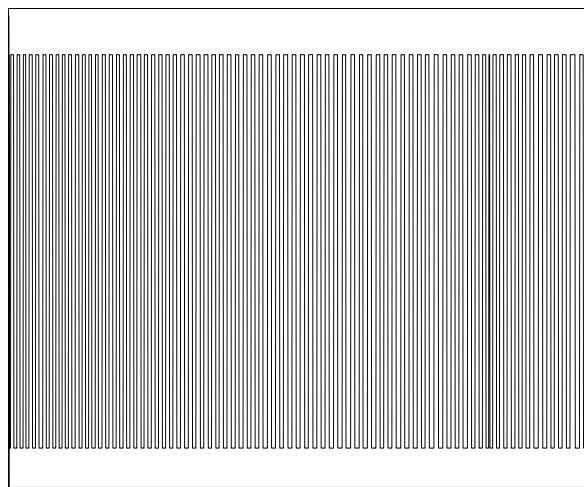
4.0.3 Sinus - firkant

Da inputsignalet skal transformeres ned til frekvenser i det hørbare område (20 Hz - 20 kHz), skal signalet have en form, der gør denne operation lettere. Da denne frekvensdivision skal foretages vha. en digital kreds, skal signalet transformeres til digitale pulser (firkantsignal). Dette gøres ved en 1 bit konvertering, hvilket vil sige, at signalet kun skifter amplitude på de tidspunkter, hvor der er nulpunktsgennemgang. Ved denne operation bliver inputsignalet transformeret fra et sinussignal til et firkantsignal med samme fundamentale frekvens.

Input / output relationerne for denne blok kan illustreres ved nedenstående figur:



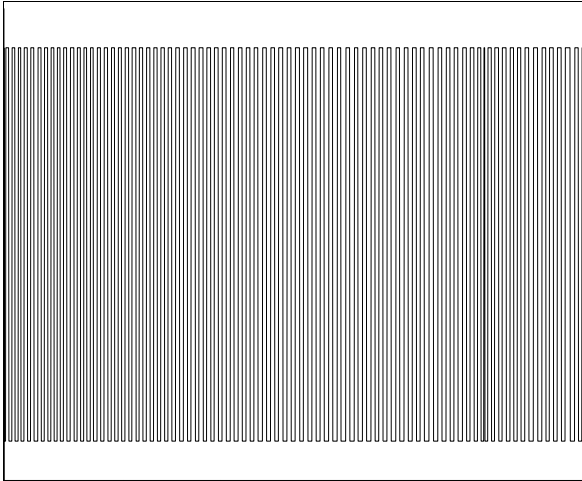
Figur 4.2 Et forstærket flagermuskrig, efter forforstærkeren.



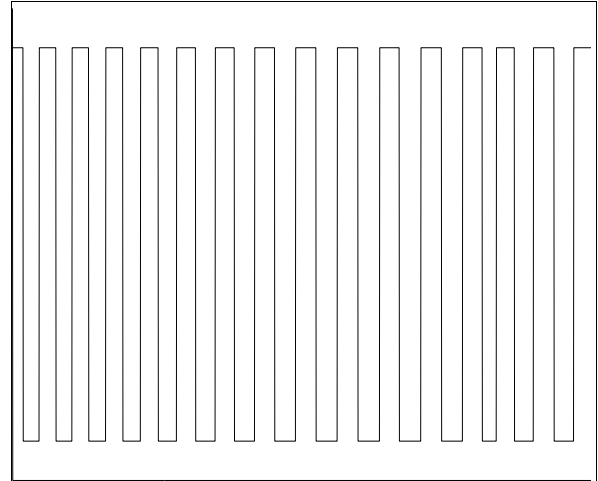
Figur 4.3 Outputsignalet fra sinus - firkantdelen, som har lavet indgangssignalet om til digitale pulser.

4.0.4 Frekvensdivision

For at transformere signalet ned til det hørbare område, skal frekvensen divideres med en konstant faktor; eksempelvis en faktor 10. Dvs. at outputsignalet ikke ændrer værdi, før inputsignalet har ændret sig 10 gange. Dette gøres lettest ved at anvende en digital kreds, som dividerer frekvensen af inputsignalet med 10 (en dekadetæller).



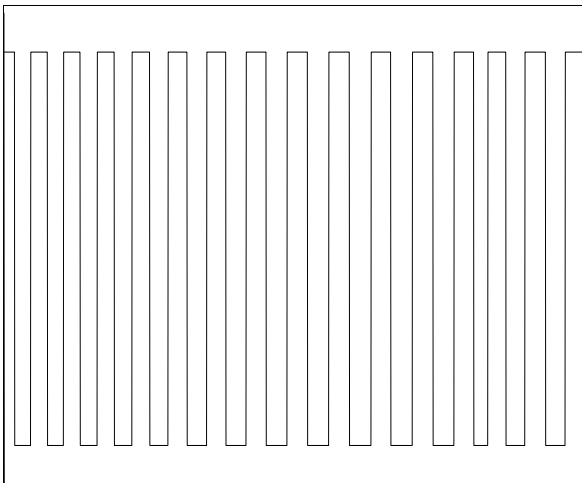
Figur 4.4 Inputsignalet til dekadetælleren.



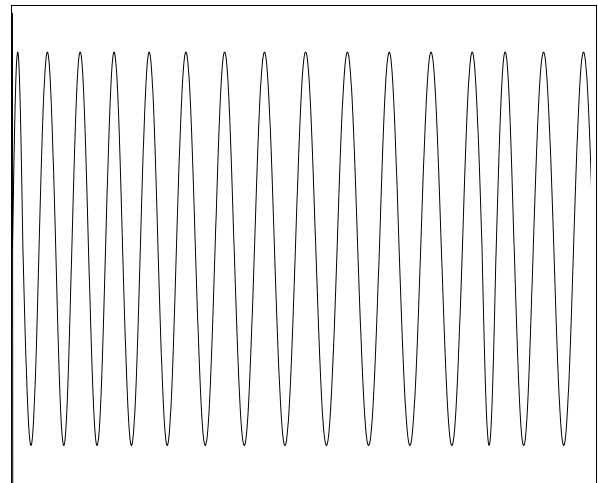
Figur 4.5 Outputsignalet fra dekadetælleren.

4.0.5 Firkant - sinus

Da signalet slutteligt skal benyttes auditivt, er det hensigtsmæssigt, at firkantsignalet ændres til et sinussignal, da det giver en mere behagelig lyd. Dvs. at firkantsignalet transformeres om til et sinussignal med samme fundamentale frekvens. Dette kan gøres ved brug af et lavpasfilter, som filtrerer overtonerne fra og lader den fundamentale frekvens (grundfrekvensen) passere igennem.



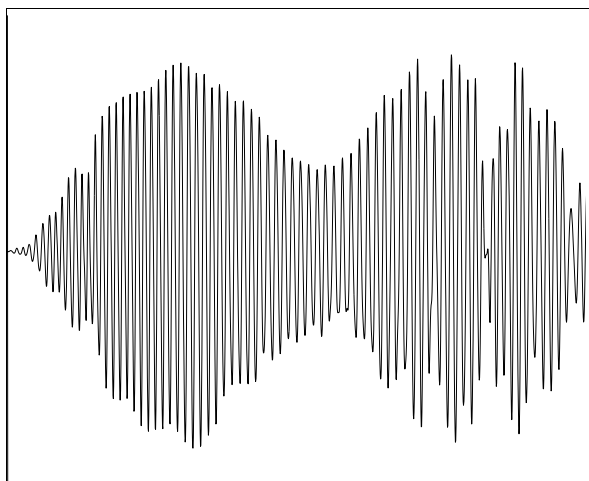
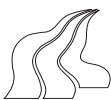
Figur 4.6 Outputsignalet fra dekadetælleren benyttes som input til firkant- sinusdelen.



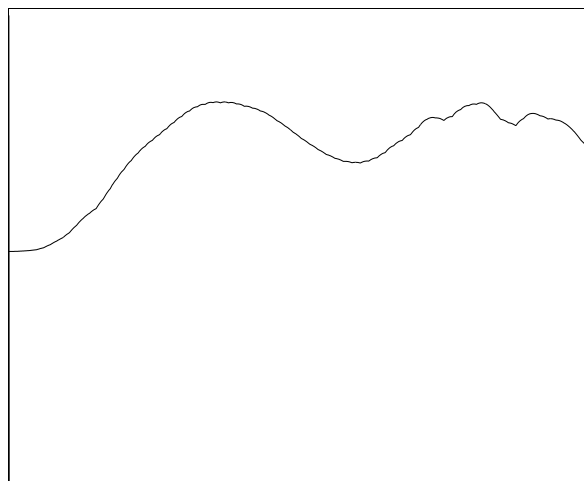
Figur 4.7 Et sinussignal genereret vha. et lavpasfilter.

4.0.6 Amplitude til spænding

For at kunne styre spændingsforstærkningen efter det oprindelige inputsignals amplitude, er det nødvendigt at omsætte denne amplitude til en "DC"-værdi. Til dette formål kan der anvendes en diodedetektor, hvor inputamplituden netop omsættes til en DC-værdi. Endvidere kan der efterfølgende laves en lavpasfiltrering for at glatte amplitudekurven ud.



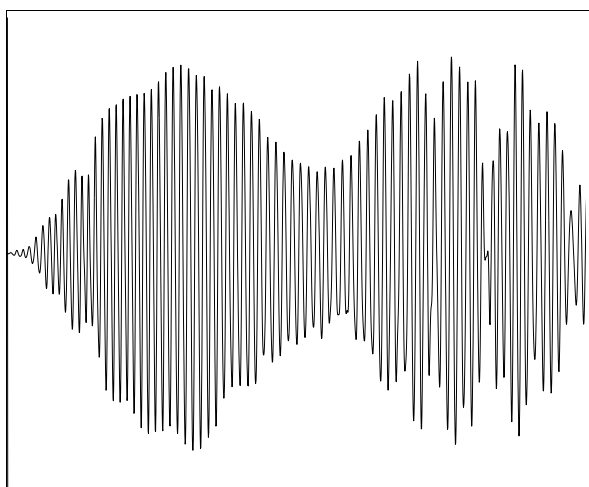
Figur 4.8 Inputsignal til diodedektoren.



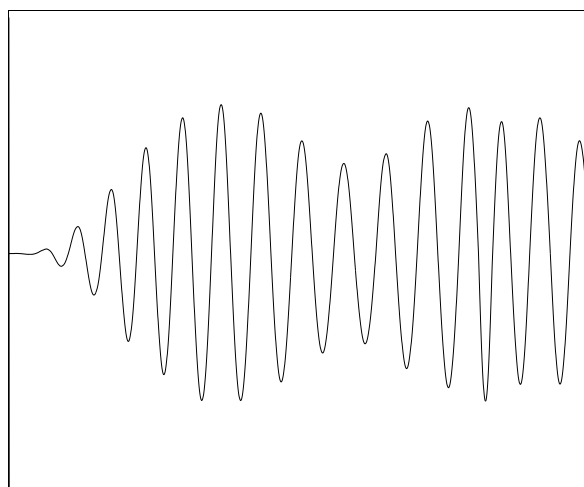
Figur 4.9 Outputsignalet fra diodedektoren

4.0.7 Spændingsstyret forstærkning

Det sinussignal, der er dannet ud fra firkantsignalet, har en fast amplitude, og vil derfor ikke minde om det oprindelige signal. For at forbedre signalet og derved gøre det mere hørevenligt, er det nødvendigt at justere amplituden efter det oprindelige signal. Denne justering tænkes foretaget v.h.a. en forstærkning / dæmpning, som varierer efter spændingsniveauet på det oprindelige inputsignal. Der skal med andre ord konstrueres en spændingsstyret forstærker.



Figur 4.10 Outputsignalet fra forforstærkeren bruges som inputsignal til den spændingsstyrede forstærker.

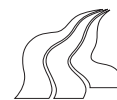


Figur 4.11 Det tilpassede signal fra outputtet af den spændingsstyrede forstærker

For at give mulighed for at optage signalet med en almindelig båndoptager, laves her en line-out forbindelse.

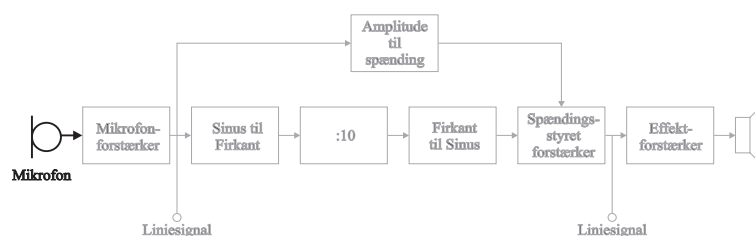
4.0.8 Effektforstærker

Ved almindelig brug af apparatet, tænkes det anvendt ved at lytte til de transformerede flagermussignaler vha. en indbygget højttaler. Af denne grund skal der i apparatet indgå en effektforstærker, som kan levere den ønskede effekt til den indbyggede højttaler. Denne effekt skal endvidere kunne styres ved hjælp af en manuel volumenkontrol. Der kan evt. laves en udgang til høretelefoner efter volumenkontrollen.



5 Mikrofoner

For at opfange lydsignalerne fra flagermusene er det nødvendigt med en mikrofon, som kan omsætte trykbølgerne til elektriske signaler. Det følgende afsnit indeholder en beskrivelse af forskellige typer af mikrofoner, og ud fra disse bestemmes hvilken type mikrofon, der skal anvendes til apparatet.

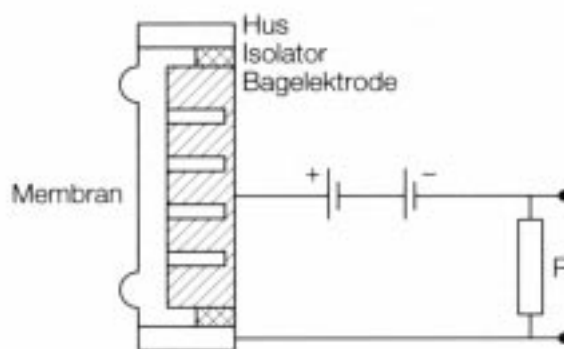


5.1 Mikrofontyper

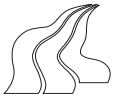
Der findes i hovedtræk tre forskellige klassifikationer af mikrofoner; trykmikrofoner, trykgradientmikrofoner samt kombinerede tryk- og trykgradientmikrofoner.

Trykmikrofon

En trykmikrofon er en mikrofon, hvor lydfeltet kun påvirker den ene side af membranen. Det vil sige, at membranens ene side er placeret i et lukket hulrum, og derved ikke kan påvirkes udefra. Den resulterende kraft på mikrofonen afhænger således kun af membranens areal samt lydfeltets lydtryk. Dette giver en retningsuafhængig følsomhed, hvilket vil sige, at mikrofonen har en kuglekararakteristik. Et eksempel på en trykmikrofon er en *kondensatormikrofon*. Den består af en tynd, elektrisk ledende membran, som er placeret i en



afstand på ca. 5 mm - 20 mm fra en fast bagelektrode. Bagelektroden er isoleret fra membranen og danner sammen med denne, et lukket hulrum. Systemet serieforbindes med en modstand, og påtrykkes en jævnspænding på op til 200 V afhængigt af den enkelt mikrofontype. Mikrofonen udgør derved en kondensator, hvor kapaciteten varierer, når lydtrykket ændres. Kondensatormikrofoner har generelt en jævn frekvenskarakteristik, hvilket vil sige, at alle frekvenser amplitudedæmpes lige meget. Endvidere har mikrofonen en god impulsgengivelse, hvilket betyder, at den kan registrere selv meget korte signaler.



Elektret kondensatormikrofon

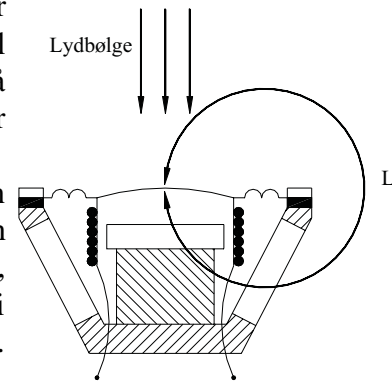
En anden type trykmikrofon er en elektret kondensatormikrofon. Den er opbygget ligesom kondensatormikrofonen, blot med den forskel at den er forpolariseret. En forpolarisering vil sige, at kondensatoren fra starten har en elektrisk ladning, der, gennem en impedanssætter, genererer det spændingsfald over udgangen, der skal til, for at mikrofonen virker. Idet impedanssætteren i mikrofonen, kræver en spændingsforsyning på typisk 1,5 V - 9 V, skal den elektrerede mikrofon forsynes med en ekstern spændingsforsyning.

Trykgradientmikrofon

En trykgradientmikrofon er derimod en mikrofon, hvor membranen frit kan påvirkes fra begge sider. Derfor vil mikrofonen være retningsafhængig pga. trykforskellen på membranens for- og bagside. Dette resulterer i, at mikrofonen får en såkaldt ottetalskarakteristik.

En trykgradientmikrofon kan eksempelvis være en elektrodynamisk mikrofon. Den elektrodynamiske mikrofon virker ved, at der i et permanent magnetfelt er anbragt en spole, som er fastgjort til en membran. Lydtrykket sætter membranen i bevægelse og derved induceres en spænding i spolen. Elektrodynamiske mikrofoner er meget robuste, tåler høje lydtryk, og kræver samtidigt ingen spændingsforsyning. Til gengæld giver de ikke så god en lyd kvalitet som kondensatormikrofoner.

(Se fig. 5.2).

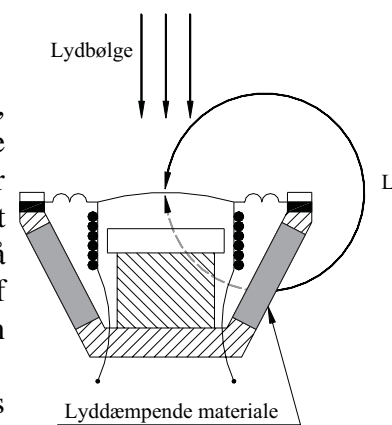


Figur 5.2 Snit af trykgradientmikrofon.

Kombineret tryk- og trykgradientmikrofon

Den kombinerede tryk- og trykgradientmikrofon, er en mikrofon, som ikke umiddelbart kan placeres i en af de tidligere nævnte klassifikationer. Dette kan eksempelvis være en mikrofon, hvor membranens ene side ikke er frit tilgængelig for lydfeltet. Dvs. at membranens ene side er omgivet af et dæmpende materiale. På grund af denne dæmpning vil lydtrykket på begge sider af membranen ikke være lige stort, og dette resulterer i en nyrekarakteristik.

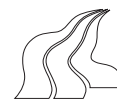
En kombineret tryk- og trykgradientmikrofon kan eksempelvis være en elektrodynamisk mikrofon, hvor bagsiden af mikrofonen er skærmet med et lyddæmpende materiale (Se fig. 5.3). [Rasmussen, 1973]



Figur 5.3 Snit af kombineret tryk- og trykgradientmikrofon.

5.2 Mikrofonvalg

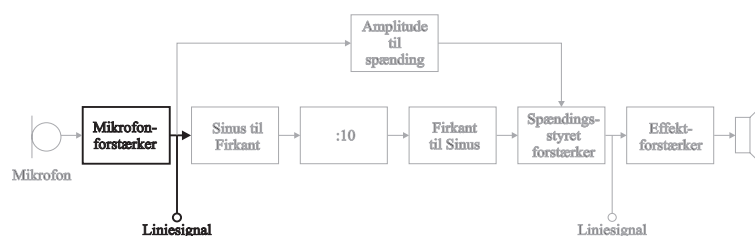
Der anvendes en elektret kondensatormikrofon af typen "MCE-2500" til apparatet. Dette valg er baseret på kondensatormikrofonens jævne frekvenskarakteristik, samt dens gode impulsgengivelse. Endvidere har denne mikrofon en retningskarakteristik, der tilnærmelsesvis er kugleformet ved et bredt frekvensspektrum. Det vil sige at signalet dæmpes lige kraftigt hele vejen rundt om mikrofonen, hvilket gør at den mindre retningsbestemt. Dette kan være en stor fordel med hensyn til apparatet, da det derved ikke er nødvendigt at pege direkte mod flagermusen, for at få et output fra mikrofonen. En ulempe ved denne mikrofon er, at den ikke er dokumenteret til at fungere i ultralydsområdet, og derfor er det nødvendigt at lave en undersøgelse af den pågældende mikrofon, for at finde dens følsomhed i ultralydsområdet.



6 Forforstærker

Dette afsnit indeholder de generelle krav til apparatets forforstærker, samt dimensioneringen af en sådan baseret på transistorer. Der er i afsnittet indeholdt emner som bestemmelse af arbejds punkt, DC-analyse og AC-analyse. Endvidere vil emner som bestemmelse af nedre 3 dB knækfrekvenser berøres.

De, i afsnittet, anvendte formler er udledt i appendix B. Til sidst i afsnittet er der beskrevet en simulering af forforstærkeren, hvor nogle praktiske problemer diskuteres.



6.1 Krav til forforstærker

I kravsspecifikationen blev der opstillet nogle krav, med hensyn til afstandsområde og frekvensrespons, som forforstærkeren skal opfylde. Disse var som følger:

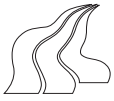
- Afstandsområde: Op til 20 m
- Frekvensområde: 20 kHz - 100 kHz
- Forforstærkeren skal være opbygget af diskrete komponenter

Endvidere blev der stillet krav til, at udgangen skal opfylde mindstekravene for en linieudgang. Disse krav er baseret på DIN 45.500, hvor de væsentligste er nævnt her:

- Frekvensområde: 40 Hz - 16 kHz
- Total harmonisk forvrængning (THD) $\leq 0,7 \%$
- Signal/støjforhold ≥ 50 dB
- Linearitet ved 1 kHz: ± 5 dB
- Udgangsspænding: $V_o \geq 1$ V
- Udgangsmodstand: $R_o \leq 47$ k Ω

Det ses umiddelbart, at der er modstridende krav i de to kravopstillinger ovenfor. Eksempelvis kan kravene til frekvensområdet i DIN 45.500 ikke opfyldes, idet flagermusskrig ligger i frekvensbåndet 20 kHz - 80 kHz. Linieudgangen tænkes anvendt af eksempelvis en ultralydsbåndoptager hvorved DIN 45.500 kravene til frekvensområdet er overflødige. Da kravet til frekvensområdet i DIN 45.500 ikke overholdes, vil kravet til linearitet omkring 1 kHz ligeledes ikke blive overholdt.

På baggrund af disse valg, kan den samlede kravsspecifikation til forforstærkeren opstilles:



- Afstandsområde: Op til 20 meter.
- Frekvensområde: 20 kHz - 100 kHz.
- Forforstærkeren skal være opbygget af diskrete komponenter.
- Total harmonisk forvrængning (THD) $\leq 0,7\%$.
- Signal/støjforhold ≥ 50 dB.
- Udgangsspænding: $V_o \geq 1$ V.
- Udgangsmodstand: $R_o \leq 47$ k Ω .

Disse krav vil danne grundlag for dimensioneringen af forforstærkeren.

6.2 Afstandsberegning

I forrige afsnit blev der ved en laboratorieundersøgelse målt, hvilken følsomhed den anvendte mikrofon har under de valgte betingelser; dvs. med en seriemodstand på 16 k Ω , en 9 V spændingsforsyning, samt ved frekvenser omkring 40 kHz. Disse laboratorieundersøgelser kan, sammen med de stillede krav til virkeområdet, danne grundlag for dimensioneringen af forforstærkeren. De tidligere fundne betingelser bliver opsummeret her:

- Afstandsområde: Op til 20 m.
- Mikrofonens følsomhed (F_{mic}): 6,6 mV/Pa.

Endvidere vides det, at en flagermus typisk udsender et lydtryksniveau på 110 - 120 dB i en afstand på 0,1 m [Møhl, 1987, 326]. Ud fra disse oplysninger kan man, som tidligere nævnt, beregne udgangsspændingen fra mikrofonen. Det minimale og maximale lydtryk kan beregnes ud fra følgende formel:

$$L_p = 20 \cdot \log\left(\frac{P_f}{P_0}\right) \quad \wedge \quad P = \frac{P_f \cdot r_f}{r}$$

⇓

$$P = \frac{P_0 \cdot 10^{\left(\frac{L_p}{20}\right)} \cdot r_f}{r}$$

Hvor : L_p er lydtryksniveauet. [dB]
 P_f er lydtrykket ved flagermusen. [Pa]
 P_0 er det mindste hørbare lydtryk ($20 \cdot 10^{-6}$). [Pa]
 r_f er referenceafstanden hvor P_f er målt. [m]
 r er den ønskede afstand til flagermusen. [m]
 P er lydtrykket i den ønskede afstand fra flagermusen. [Pa]

Ved indsættelse af de tidligere omtalte lydtryksniveauer og afstande fås:

$$P = \frac{P_0 \cdot 10^{\left(\frac{L_p}{20}\right)} \cdot r_f}{r} = \frac{20 \cdot 10^{-6} \text{ Pa} \cdot 10^{\left(\frac{110 \text{ dB}}{20}\right)} \cdot 0,1 \text{ m}}{20 \text{ m}} \approx \underline{3,16 \cdot 10^{-2} \text{ Pa}}$$

Disse lydtryk kan nu omsættes til en effektiv udgangsspænding fra mikrofonen, ved at benytte den tidligere målte mikrofonfølsomhed. Der fås:

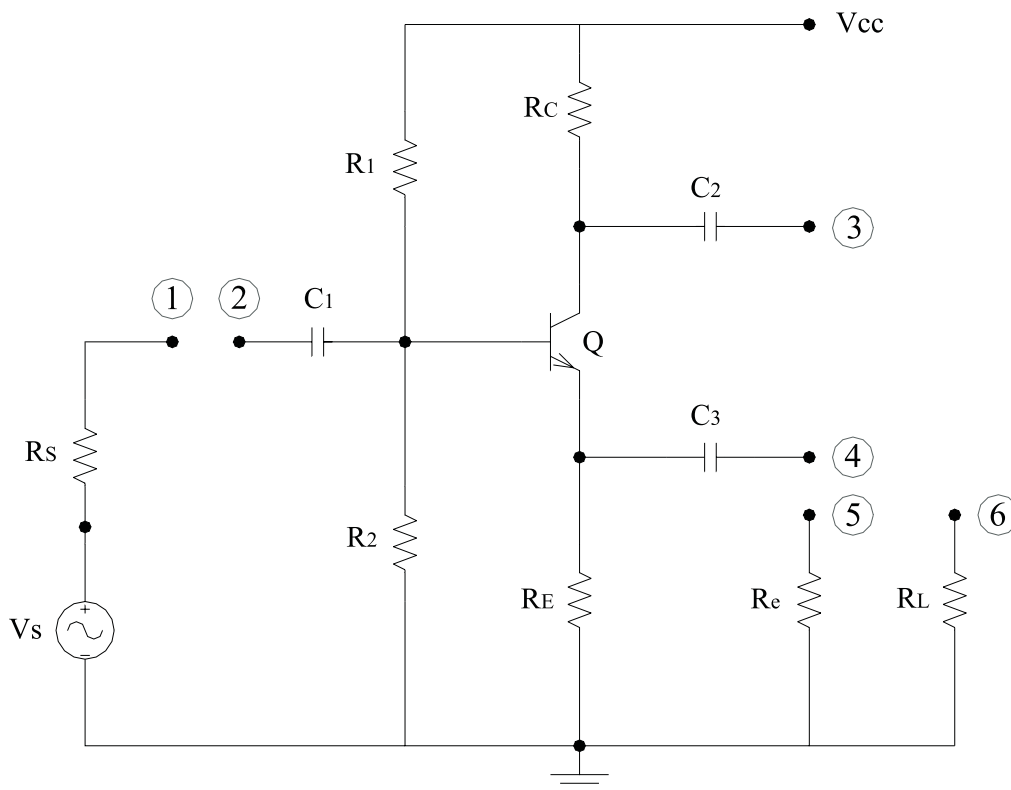
$$V_{eff} = F_{mic} \cdot P = 6,6 \text{ mV/Pa} \cdot 3,16 \cdot 10^{-2} \text{ Pa} \approx \underline{0,209 \text{ mV}}$$

Da forstærkerens indgangsniveau og udgangsniveau er kendt, kan den nødvendige forstærkning beregnes ved følgende:

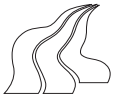
$$A_{v_s} = \frac{v_{o\text{ eff}}}{v_{i\text{ eff}}} = \frac{1 \text{ V}}{0,209 \text{ mV}} \approx \underline{4791 \text{ V/V}}$$

På baggrund af disse beregninger kan den egentlige forstærkerdimensionering foretages. Der vil dog, inden dette, følge en generel beskrivelse af transistortrin og deres forskellige koblingsmuligheder.

6.3 Generelle transistorkoblinger



Figur 6.1 Universalkobling for BJT og FET transistorer hvor de nummererede knudepunkter kan forbindes efter ønsket virkning.



Når man skal beskrive de forskellige måder, hvorpå man kan opkoble transistorer, er det en fordel at have et fælles diagram, som kan repræsentere alle disse opkoblingsformer. Til dette kan man anvende den universalkobling, som ses på figur 6.1. Det skal dog bemærkes, at der findes mange andre måder at opkoble transistorer på, end dem som beskrives i dette afsnit. Denne universalkobling bruges, hvor man kun har een spændingsforsyning, hvilket er tilfældet i denne flagermusdetektor.

Der er tre generelle principper, man benytter ved transistoropkoblinger i forbindelse med forstærkere. Disse er:

- Common emitter og common emitter med emitter modstand (R_e).
- Common collector (emitter følger).
- Common basis.

Det følgende er en beskrivelse af disse tre principper.

6.3.1 Common Emitter

Denne kobling er en ofte benyttet opkoblingsform i forforstærkere, idet denne kobling giver den største råforstærkning. En common emitter kobling opnåes ved at forbinde knudepunkterne 1 og 2, 3 og 6 samt knudepunkt 4 til stel på figur 6.1. Common emitter har en middel indgangsmodstand, som næsten er ækivalent med modstanden set ind i basis på transistoren; typisk mellem 1 k Ω og 50 k Ω afhængigt af det valgte arbejds punkt. Denne kobling har endvidere høj udgangsmodstand. De tre væsentlige egenskaber for denne kobling kan beskrives ved følgende udtryk.

Egenskaber for Common Emitter		
Indgangsmodstand (R_i)	$R_i = r_{\pi} \parallel (R_1 \parallel R_2)$	
Udgangsmodstand (R_o)	$R_o = r_o \parallel R_C$	[S&S, 1998, 284]
Forstærkning (A_{V_s})	$A_{V_s} = \frac{-R_C \parallel R_L}{\frac{1}{g_m} + \frac{R'_S}{\beta}}$	(B.2)

Figur 6.2 Egenskaber ved et common emitter transistortrin. Det ses ud fra formlerne, at indgangsmodstanden er middel, udgangsmodstanden er middel og forstærkningen er høj.

6.3.2 Common Emitter med emittermodstand (R_e)

Denne kobling har mange fælles træk med den "almindelige" common emitter kobling. Koblingen opnåes ved at forbinde knudepunkterne 1 og 2, 3 og 6 samt 4 og 5 på figur 6.1. Common emitter med emittermodstand har den fordel, i forhold til den forrige, at forstærkningen er mere styret; dvs. næsten uafhængig af β . Endvidere sikrer emittermodstanden et stabilt arbejds punkt, idet R_e virker som en lokal tilbagekobling. Dette bevirker dog, at forstærkningen bliver reduceret en anelse i forhold til den almindelige common emitter. For CE med R_e kan de tre væsentligste egenskaber udtrykkes ved følgende.

Egenskaber for Common Emitter med R_e		
Indgangsmodstand (R_i)	$R_i = (r_\pi + \beta \cdot (R_e \parallel R_E)) \parallel (R_1 \parallel R_2)$	(B.17)
Udgangsmodstand (R_o)	$R_o = R_C \parallel \left(r_o + \frac{(R_e \parallel R_E)(\beta \cdot r_o + r_\pi + R_S \parallel (R_1 \parallel R_2))}{r_\pi + R_S \parallel (R_1 \parallel R_2) + R_e \parallel R_E} \right)$	(B.18)
Forstærkning (A_{v_s})	$A_{v_s} = - \frac{R_C \parallel R_L}{\frac{R_S \parallel (R_1 \parallel R_2)}{\beta} + \frac{1}{g_m} + R_e \parallel R_E}$	(B.13)

Figur 6.3 Egenskaberne for et transistortrin med common emitter incl. R_e .

Dette trin har en større indgangsmodstand end den almindelige common emitter og en lidt mindre udgangsmodstand. Til gengæld er forstærkningen reduceret en smule.

6.3.3 Common Collector (emitter følger)

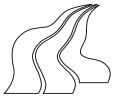
En common collector opnås ved at afkoble R_C og forbinde 1 og 2 samt 4 og 6 på figur 6.1. En transistorkobling med common collector kan ikke benyttes til forstærkning, idet den har en forstærkning, der er ca.1. common collector har dog andre væsentlige fordele, der gør denne kobling interessant. I nedenstående skema ses det eksempelvis, at udgangsmodstanden er meget lille samtidig med at indgangsmodstanden er meget stor. At denne grund er common collector god som en impedansomsætter, hvilket kan være en fordel i mange tilfælde. Denne kobling benyttes ofte som mellemed mellem kaskadekoblede transistortrin og efter generatorer med stor indre modstand.

Egenskaber for Common Collector		
Indgangsmodstand (R_i)	$R_i = (r_\pi + \beta \cdot R_E \parallel R_L) \parallel (R_1 \parallel R_2)$	
Udgangsmodstand (R_o)	$R_o = R_E \parallel \left(\frac{1}{g_m} + \frac{R_S \parallel (R_1 \parallel R_2)}{\beta} \right)$	
Forstærkning (A_{v_s})	$A_{v_s} \approx 1$	[S&S, 1998, 293]

Figur 6.4 Egenskaber for et transistortrin med common collector. Trinet har en meget stor indgangsmodstand og en meget lille udgangsmodstand. Udgangssignalet er stort set lig med indgangssignalet på basis, og har givet denne kobling navnet “emitter følger”.

6.3.4 Common Basis

I modsætning til de tidligere transistorkoblinger bliver signalet på en common basis koblet ind på transistorens emitter. En common basis kobling opnås ved at forbinde knudepunkt 2 til stel, 1 til 4 samt 3 til 6 på figur 6.1. De væsentligste egenskaberne for common basis kan beskrives ved disse tre formler:



Egenskaber for Common Basis		
Indgangsmodstand (R_i)	$R_i = R_E \parallel \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$	[S&S, 1998, 289&271]
Udgangsmodstand (R_o)	$R_o = R_C \parallel r_o + \frac{1}{g_m} \approx R_C$	[S&S, 1998, 290]
Forstærkning (A_{v_s})	$A_{v_s} \approx \frac{R_C \parallel R_L}{\frac{1}{g_m} + R_S}$	

Figur 6.5 Egenskaberne for et transistortrin med common basis.

Dette trin har en lille indgangsmodstand, middel udgangsmodstand og en middel forstærkning. Den lille indgangsmodstand gør common basis uegnet som et forstærkertrin. Common basis kan dog benyttes som en strømbuffer. Til forskel fra de øvrige transistor koblinger, er denne ikke inverterende.

6.3.5 Konklusion

På baggrund af disse generelle transistorbetragtninger, er det muligt at vælge, hvilke koblinger der vil være den bedste løsning i dimensionering af denne forforstærker. Dvs. en transistor kobling som er i stand til at forstærke ca. 5000 gange og samtidig opfylde de tidligere nævnte krav.

Det er på nuværende tidspunkt klart, at der med et enkelt transistortrin ikke kan opnås den forholdsvis store forstærkning, der kræves. En løsning på dette problem er, at kaskadekoble flere transistortrin, hvorved forstærkningerne fra de enkelte trin multipliceres.

Det skal dog bemærkes, at transistorbetragtningerne i dette afsnit, alene, ikke kan danne grundlag for den endelige forstærkerdimensionering, da også frekvensrespons og forvrængning er vigtige parametre i denne sammenhæng.

Betragtningerne i dette afsnit er gjort på den Bipolære Junction Transistor (BJT), men lignende betragtninger kan gøres på Field Effect Transistoren (FET). Universalkoblingen kan bruges til FET'er såvel som BJT'er.

6.4 Valg af transistor koblinger

Ved dimensioneringen af forforstærkeren er det vigtigt hele tiden at holde sig for øje, hvilke krav man ønsker, det skal opfylde. Det vil eksempelvis være fornuftigt at vælge et transistortrin med en stor indgangsmodstand, da dette vil medføre, at mikrofonen ikke belastes unødigt. Samtidig vil en lav udgangsmodstand være at foretrække, hvilket da også er et krav i DIN 45.500. De øvrige krav til forforstærkeren skal naturligvis ligeledes overholdes.

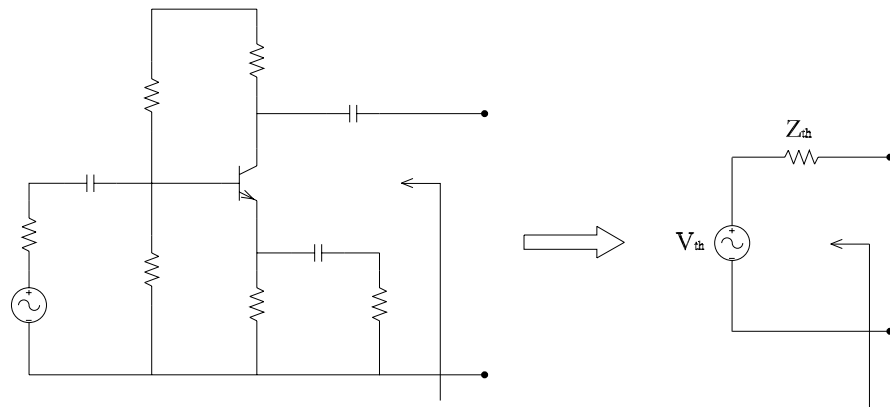
Tidligere blev den nødvendige forstærkning beregnet til ca. 5000 V/V, hvilket ikke kan realiseres vha. ét forstærkertrin. Anvendes der istedet to transistortrin med samme forstærkning, fås den individuelle forstærkning til:

$$A_{v_s1} = \sqrt{A_{v_s}} = \sqrt{5000} \approx \underline{71 \text{ V/V}}$$

For at være sikker på at opfylde DIN 45.500 kravene til udgangsspændingen fra forforstærkeren vælges den individuelle forstærkning til 75 V/V.

En spændingsforstærkning på 75 gange kan opnås ved at benytte en common emitter kobling med emittermodstand. Denne kobling vælges, idet den yder en god forstærkning samtidig med, at forstærkningen er styret (pga. af lokal tilbagekobling i emittermodstanden). Endvidere har denne kobling en større båndbredde end den almindelige common emitter, hvilket er en væsentlig egenskab i denne forforstærker

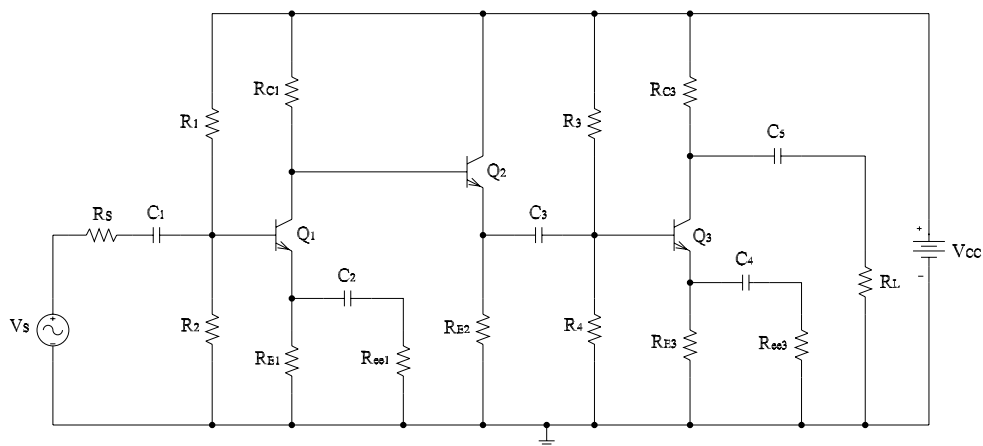
Det har dog vist sig at give problemer, når man kobler to common emitter koblinger sammen. Dette skyldes, at udgangsmodstanden for det første trin bliver for stor, og derved går meget af signalet tabt, inden det kommer til trin 2. Dette er illustreret på figur 6.6.



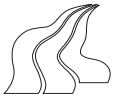
Figur 6.6 Et transistortrin kan ækvivaleres med et Thevenin kredsløb som vist på figuren.

Theveninimpedansen kan ækvivaleres med udgangsmodstanden fra forstærkertrinnet, idet de enkelte kondensatorer anses som kortslutninger. Da udgangsmodstand på et common emitter trin er tilnærmelsesvis lig collectormodstanden, som ofte er stor, vil meget signal gå tabt i denne modstand. For at eliminere dette problem, kan der indsættes et transistortrin med common collector efter det første forstærkertrin, hvilket har en meget lille udgangsmodstand.

På baggrund af disse overvejelser er den overordnede forforstærkerstruktur nu fastlagt, og de enkelte modstande og kondensatorer kan dimensioneres. Modstande, kondensatorer og transistorer vil blive navngivet, og senere benævnt, som på figur 6.7.



Figur 6.7 Strukturen af den samlede forforstærker, som består af tre transistortrin. Det første og det sidste trin er de egentlige forstærkertrin, hvorimod den midterste common collector virker som en impedanssætter.



6.4.1 Transistorerne

I kravsspecifikationen blev det specificeret at apparatet, og derfor også forforstærkeren, skulle baseres på standardkomponenter, som var tilgængelige i laboratoriet. Af denne grund har vi valgt at benytte transistoren bc547b i denne forforstærker. Transistorens egenskaber kan ses på databladet i bilag 1 eller på den vedlagte CD.

6.5 DC-analyse

For at bestemme modstandene i de enkelte transistortrin laves en DC-analyse. Denne analyse er baseret på de udledte formler i appendix B. For en dybere forståelse af de anvendte formler anbefales det at læse appendix B, idet grundlaget for de anvendte formler vil fremgå her.

DC-analysen bliver fortaget særskilt på de enkelte transistortrin, vha. Theveninækvivalenter som illustreret på figur 6.6.

6.5.1 DC-analyse af Common Emitter med emittermodstand (Trin 1)

For at sikre, at der er plads til det ønskede signalsving på udgangen, beregnes hvad det maximale spændingsfald over modstanden R_{C1} må være:

$$\begin{aligned} V_{R_{C1}} &= V_{CC} - \hat{V}_O - V_{SAT} - V_{R_{E1}} && \text{(B.1)} \\ &= 9V - 75 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,21mV - 0,3V - 3V \\ &\approx \underline{5,68V} \end{aligned}$$

Mætningsspændingen V_{SAT} er aflæst i databladet i bilag 1 til max. 250 mV ved en collector-strøm på 1 mA. Der er imidlertid valgt 300 mV for at være sikker på, at transistoren ikke går i mætning. Spændingsfaldet over modstanden R_{E1} er valgt til 3 V for at sikre et stabilt arbejds punkt, som er uafhængig af temperaturen.

Modstanden R_{C1} kan nu bestemmes ved at benytte formlen for maksimal forstærkning. [Harmark, 1999, mm9]

$$R_{C1} = \sqrt{\frac{R_s \cdot R_L \cdot V_{R_{C1}}}{\beta_{DC} V_T}} = \sqrt{\frac{2k\Omega \cdot 1M\Omega \cdot 5,68V}{250 \cdot 25,7mV}} \approx \underline{42,04k\Omega} \quad \text{(B.5)}$$

Kildemodstanden R_s er, ifølge databladet for den anvendte mikrofon, 2 k Ω . Belastningsmodstanden, som er det næste transistortrin, er valgt til 1 M Ω idet indgangsmodstanden i en common collector er meget stor. Endvidere er β_{DC} valgt til 250 som udgangspunkt. Ved iterering af collectorstrømmen kan β vælges mere korrekt. Med en R_{C1} modstand på ca. 42 k Ω fås strømmen til:

$$I_{C1} = \frac{V_{R_{C1}}}{R_{C1}} = \frac{5,68V}{42,04k\Omega} \approx \underline{0,135mA} \quad \text{(B.3)}$$

Ved en collectorstrøm på 0,135 mA kan β_{DC} aflæses til ca. 220 på databladet i bilag 1. Det medfører at R_{C1} nu kan bestemmes igen ud fra den nye β_{DC} værdi.

$$R_{C1} = \sqrt{\frac{R_s \cdot R_L \cdot V_{R_{C1}}}{\beta_{DC} V_T}} = \sqrt{\frac{2k\Omega \cdot 1M\Omega \cdot 5,68V}{220 \cdot 25,7mV}} \approx 44,82k\Omega \approx \underline{47k\Omega}$$

Modstanden vælges ud fra E12 rækken, hvilket de øvrige modstande også vil blive. Når collectormodstanden R_{C1} er fastlagt, kan den endelige collectorstrøm fastlægges.

$$I_{C1} = \frac{V_{R_{C1}}}{R_{C1}} = \frac{5,68V}{47k\Omega} \approx \underline{0,12mA}$$

Og ligeledes kan strømmen i emitteren bestemmes til:

$$I_{E1} = I_C \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta_{DC}}\right) = 0,12mA \cdot \left(1 + \frac{1}{220}\right) \approx \underline{0,12mA} \quad (\text{B.6})$$

På baggrund af strømmen i emitteren kan emittermodstanden R_{E1} bestemmes, idet spændingsfaldet er valgt til 3 V:

$$R_{E1} = \frac{V_{R_{E1}}}{I_{E1}} = \frac{3V}{0,12mA} \approx 24,7k\Omega \approx \underline{24k\Omega} \quad (\text{B.7})$$

Dette bevirker at det reelle spændingsfald over modstanden R_{E1} bliver:

$$V_{R_{E1}} = R_{E1} \cdot I_{E1} = 24k\Omega \cdot 0,12mA \approx \underline{2,91V} \quad (\text{B.7})$$

Modstanden R_{B1} , som er parallelmodstanden af R_1 og R_2 , kan nu bestemmes ved at benytte en tommelfingerregel, som er introduceret i appendix B.

$$R_{B1} = \frac{1}{10} \cdot \beta_{DC} \cdot R_{E1} = \frac{1}{10} \cdot 220 \cdot 24k\Omega = \underline{528k\Omega} \quad (\text{B.8})$$

Her vælges ikke en virkelig modstandsværdi fra E12 rækken, idet R_{B1} er en fiktiv modstand, som R_1 og R_2 kan bestemmes ud fra.

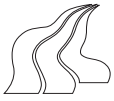
$$R_1 = \frac{V_{CC} \cdot R_{B1}}{V_{R_{E1}} + V_{BE}} = \frac{9V \cdot 528k\Omega}{2,91V + 0,58V} \approx 1,36M\Omega \approx \underline{1,3M\Omega} \quad (\text{B.9})$$

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{V_{CC}}{V_{R_{E1}} + V_{BE}} - 1} = \frac{1,3M\Omega}{\frac{9V}{2,91V + 0,58V} - 1} \approx 824k\Omega \approx \underline{820k\Omega} \quad (\text{B.10})$$

Basis-emitter spændingsfaldet V_{BE} aflæses i databladet i Bilag 1, for den beregnede collectorstrøm, til ca. 0,58V.

Alle modstandsværdierne for det første transistortrin er nu beregnet, og DC-analysen af trinnet er derfor færdig. Vi får imidlertid brug for trinets udgangsmodstand, idet der ønskes lavet et Theveninækvivalent, som illustreret på figur 6.6. Udgangsmodstanden R_{O1} beregnes derfor vha. følgende formel som ligeledes er udledt i appendix B.

$$R_{O1} = R_{C1} \left\| \left(r_{o1} + \frac{R_e' (\beta \cdot r_{o1} + r_{\pi1} + R_S \| R_B)}{r_{\pi1} + R_S \| R_B + R_e'} \right) \right. \quad (\text{B.18})$$



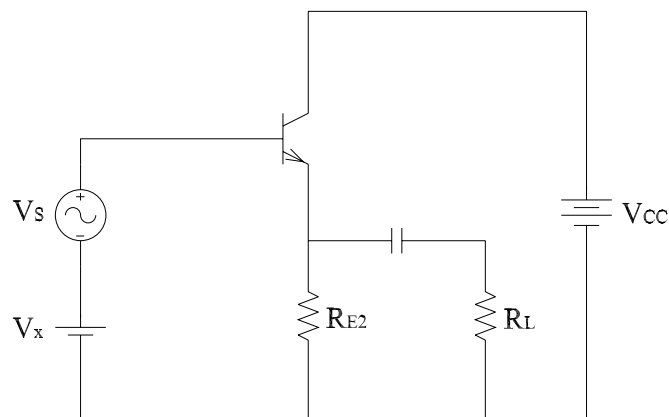
Dette komplicerede udtryk kan dog simplificeres meget, ved at antage at $R_C \ll r_o$, hvor r_o er transistorens indre modstand. Transistorens indre modstand er typisk i megaohms klassen, hvilket gør den tidligere antagelse rimelig. Udgangsmodstanden fås altså ved:

$$R_{o1} = R_{C1} = 47k\Omega$$

Da R_{o1} er forholdsvis stor, understreges nødvendigheden af et common collector trin til at adskille de to egentlige forstærkertrin, og derved gøre den tidligere nævnte udgangsmodstand lille.

6.5.2 DC-analyse af Common Collector (Trin 2)

Ved DC-analysen af transistortrin 2, vil det, for overskuelighedens skyld, være en fordel, at erstatte det første transistortrin med dets Theveninækvivalent. Ved denne transformering fås diagrammet, som er vist på figur 6.8. Belastningsmodstanden (loadmodstanden) som er illustreret på diagrammet, er indgangsmodstanden på det tredje og sidste transistortrin.



Figur 6.8 Et common collector trin hvor DC-niveauet fra det forrige transistortrin er udtrykt ved DC kilden V_x

DC-niveauet V_x på figur 6.8 kommer fra det forrige transistortrin, idet der ikke er placeret en koblingskondensator mellem de to trin. Dette bevirker at V_x er bestemt ved følgende:

$$V_x = V_{CC} - V_{R_{C1}} = 9V - 5,68V \approx \underline{3,32V}$$

Det resterende i dimensioneringen af dette trin, er derfor bestemmelse af modstanden R_{E2} . Denne bestemmelse af emittermodstanden kan gøres ved at fastlægge, eksempelvis en arbejdsstrøm. Collectorstrømmen I_{C2} vælges da til samme værdi som ved det forrige transistortrin.

$$I_{C2} = \underline{0,12mA}$$

Derved kan emittermodstanden R_{E2} bestemmes ved at benytte formel B.16 fra appendix B.

$$R_{E2} = \frac{V_x - V_{BE}}{I_{E2}} = \frac{3,32V - 0,58V}{0,12mA} \approx 22,7k\Omega \approx \underline{22k\Omega} \quad \text{(B.16)}$$

Her er basis-emitter spændingsfaldet V_{BE} og β_{DC} valgt som i forrige transistortrin, idet collectorstrømmen er den samme.

Som i beregningerne på det sidste transistortrin, skal udgangsmodstanden bestemmes, idet denne skal benyttes i den videre dimensionering. Udgangsmodstanden er ifølge appendix B formel (B.20) givet ved:

$$R_{O2} = R_{E2} \left\| \left(\frac{1}{g_{m2}} + \frac{R_{O1}}{\beta_{DC}} \right) \right., \text{ hvor } g_{m2} = \frac{I_{C2}}{V_T} \quad (\text{B.20}), (\text{B.4})$$

Ved denne substitution samt indsættelse af talværdier fås:

$$R_{O2} = 22 \text{ k}\Omega \left\| \left(\frac{25,7 \text{ mV}}{0,12 \text{ mA}} + \frac{47 \text{ k}\Omega}{220} \right) \right. \approx 419 \Omega \quad (\text{B.20})$$

Det fremgår af ovenstående formel, at det ønskede resultat er opnået; nemlig at få næsten samme signal ud, ved en meget lavere impedans. Impedansen er således ændret fra 47 kΩ til 419 Ω. På baggrund af de beregnede værdier, kan det sidste transistortrin nu dimensioneres. Da alle modstandene i koblingen er beregnet og forstærkningen er meget tæt på 1, kan en AC-analyse for dette trin undlades

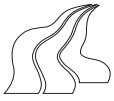
6.5.3 DC-analyse af Common Emitter med emittermodstand (Trin 3)

Det sidste trin skal, lige som det første trin, forstærke 75 gange, blot med et andet inputsignal og en anden kildemodstand. Proceduren for dimensioneringen af dette trin vil derfor være identisk med proceduren i afsnit 1.5.1, hvorfor de beregnede værdier blot vil fremgå af følgende skema:

Beregne værdier på Common Emitter med emittermodstand (Trin 3)			
	Beregnet værdi		Beregnet værdi
V_{RC3}	$\approx 4,04 \text{ V}$	V_{RE3}	$\approx 2,77 \text{ V}$
R_{C3}	$\approx 12 \text{ k}\Omega$	R_{B3}	$\approx 200,9 \text{ k}\Omega$
I_{C3}	$\approx 0,33 \text{ mA}$	R_3	$\approx 510 \text{ k}\Omega$
I_{E3}	$\approx 0,40 \text{ mA}$	R_4	$\approx 300 \text{ k}\Omega$
R_{E3}	$\approx 8,2 \text{ k}\Omega$	R_{O3}	$\approx 12 \text{ k}\Omega$

Figur 6.9 De beregnede værdier på det sidste common emitter trin med emittermodstand. Værdierne er fundet på baggrund af de samme principper, som blev beskrevet i afsnit 6.5.1.

Værdierne i figur 6.9 er alle afrundede værdier, og værdierne fremhævet med fed skrift er modstandsværdier valgt fra E12 rækken. Værdierne R_{C3} og I_{C3} er begge beregnet ved hjælp af iteration lige som i afsnit 6.5.1. Belastningsmodstanden, som er benyttet i beregningerne, er valgt til 470 kΩ, da dette er den minimale indgangsmodstand i en linieindgang (DIN 45.500).

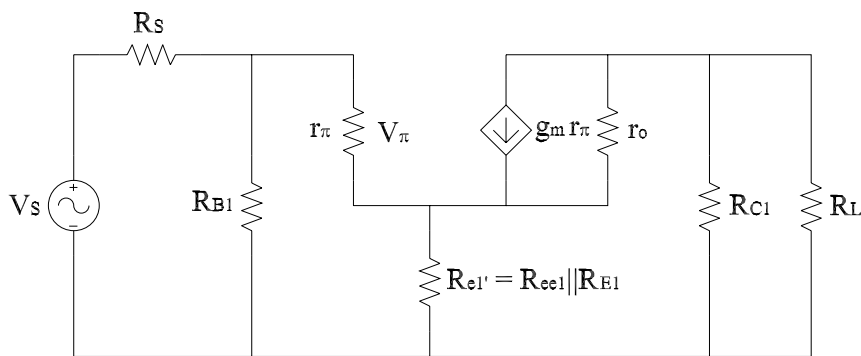


6.6 AC-analyse

Alle modstandsværdier i forforstærkeren er nu fastlagte, bortset fra de to modstande i common emitter trinene, som kun indgår i AC-betragtninger; nemlig R_{ee1} og R_{ee3} . Den kommende AC-analyse vil derfor have til formål bla. at bestemme disse modstande. Endvidere vil der indgå beregninger af indre modstande og lignende, som vil være nødvendige i beregningerne af disse modstande.

6.6.1 AC-analyse af Common Emitter med emittermodstand (Trin 1)

Da formålet med dette afsnit er at bestemme emittermodstanden R_{ee1} , vil AC-modellen for transistortrinnet fremgå i dette afsnit. Der er benyttet den almindelige "hybrid π " model [S&S, 1998, 260] i disse betragtninger, idet denne beskriver transistoren på rimelig vis.



Figur 6.10 AC-modellen for et common emitter transistortrin med emittermodstand. Modstanden r_o som er den indre modstand i transistoren kan ofte undlades i beregningerne, da den er meget stor.

Ifølge appendix B kan R'_{e1} beregnes ud fra følgende formel:

$$R'_{e1} = \frac{R'_{L1}}{A'_{V_{s1}}} - \frac{1}{g_{m1}} - \frac{R'_S}{\beta_{ac}} \quad (\text{B.14})$$

Da nogle af de indgående led er ukendte, er denne formel ikke tilstrækkelig. Alle de ukendte led kan dog beregnes på baggrund af de tidligere beregnede værdier i DC-analysen. Der fås således:

$$R'_{L1} = R_{L1} \parallel R_{C1} = 1 \text{ M}\Omega \parallel 47 \text{ k}\Omega \approx 44,89 \text{ k}\Omega \quad (\text{B.11})$$

$$V'_{s1} = \frac{R_{B1}}{R_S + R_{B1}} \cdot V_S = \frac{528 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega + 528 \text{ k}\Omega} \cdot 0,21 \text{ mV} \approx 0,21 \text{ mV} \quad (\text{B.12})$$

$$A'_{V_{s1}} = \frac{V_o}{V'_S} = \frac{A_{V_S} \cdot V_S}{V'_S} = \frac{75 \cdot 0,21 \text{ mV}}{0,21 \text{ mV}} \approx 75,3 \text{ V/V}$$

$$R'_S = R_S \parallel R_{B1} = 2 \text{ k}\Omega \parallel 528 \text{ k}\Omega \approx 1,99 \text{ k}\Omega$$

Endvidere kan β_{AC} aflæses i databladet i bilag 1 til 270 ved den givne collectorstrøm, som blev beregnet i DC-analysen. På baggrund af disse beregninger kan emittermodstanden R'_{e1} nu beregnes.

$$R'_{e1} = \frac{44,89 k\Omega}{75,3 \text{ V/V}} - \frac{1}{4,7 \text{ mS}} - \frac{1,99 k\Omega}{270} \approx 376 \Omega \quad (\text{B.14})$$

Ved nu at benytte reglen om parallelforbindelse af modstande kan R_{ee1} beregnes.

$$R_{ee1} = \left(\frac{1}{R'_{e1}} - \frac{1}{R_{E1}} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{376 \Omega} - \frac{1}{24 k\Omega} \right)^{-1} \approx 382 \Omega \approx 360 \Omega \quad (\text{B.15})$$

Herved er AC-analysen for det første transistortrin foretaget, og alle modstandsværdierne i dette trin er derved bestemt.

6.6.2 AC- analyse af Common Emitter med emittermodstand (Trin 3)

En AC-analyse på tredje transistortrin kan udføres fuldstændigt analogt til analysen i trin 1, hvorfor der blot i dette afsnit vil fremgå de rent beregningsmæssige resultater.

$$R'_L = R_L \parallel R_{C2} = 470 k\Omega \parallel 12 k\Omega \approx 11,70 k\Omega \quad (\text{B.11})$$

$$V'_S = \frac{R_{B3}}{R_S + R_{B3}} \cdot V_S = \frac{200,9 k\Omega}{423 \Omega + 200,9 k\Omega} \cdot (75 \cdot 0,21 \text{ mV}) \approx 15,62 \text{ mV} \quad (\text{B.12})$$

$$A'_{V_S} = \frac{V_O}{V'_S} = \frac{A_{V_S} \cdot V_S}{V'_S} = \frac{75 \cdot (75 \cdot 0,21 \text{ mV})}{15,62 \text{ mV}} \approx 75,15 \text{ V/V}$$

$$R'_S = R_S \parallel R_{B3} = 423 \Omega \parallel 200,9 k\Omega \approx 418 \Omega$$

Herved fås R'_{e3} til:

$$R'_{e3} = \frac{11,70 k\Omega}{75,15 \text{ V/V}} - \frac{1}{13,1 \text{ mS}} - \frac{418 \Omega}{300} \approx 78 \Omega \quad (\text{B.14})$$

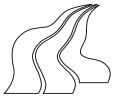
Til sidst kan den reelle modstand R_{ee3} bestemmes.

$$R_{ee3} = \left(\frac{1}{R'_{e3}} - \frac{1}{R_{E3}} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{78 \Omega} - \frac{1}{8,2 k\Omega} \right)^{-1} \approx 78,7 \Omega \approx 75 \Omega \quad (\text{B.15})$$

Da samtlige modstande og transistorer, der indgår i forforstærkeren, som blev afbilledet på figur 6.7, er blevet beregnet og valgt, er den resterende del derfor, at bestemme og dimensionere de tilbageværende kondensatorer.

6.7 Dimensionering af kondensatorer

Før dimensioneringen af kondensatorerne er det fornuftigt at overveje hvilke funktioner, man ønsker kondensatorerne skal opfylde. Hovedformålet med koblingskondensatorerne $C_1 - C_5$, som ses på figur 6.7 er, at de skal adskille DC-niveauerne mellem de delkredsløb, som kondensatorerne forbinder. Endvidere har de en anden meget vigtig funktion; nemlig at bestemme den nedre knækfrekvens for den samlede forforstærker. Denne nedre knækfrekvens er en vigtig egenskab i denne forforstærker, idet frekvenser uden for flagermusenes frekvensbånd ønskes filtreret bort. Det ønskes derfor, at den nedre knækfrekvens ligger omkring 20 kHz, idet den menneskelige tale

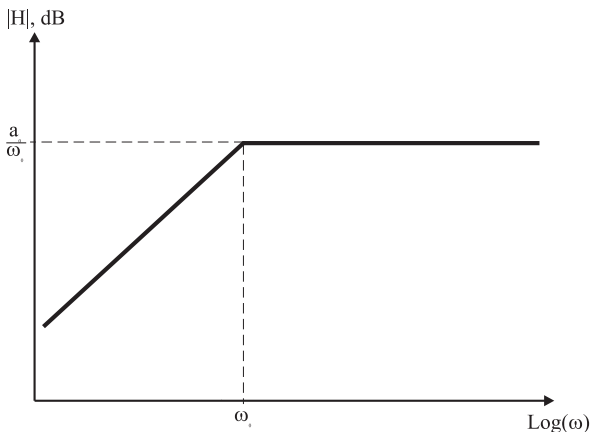


og andet lavfrekvent støj, da filtreres bort.

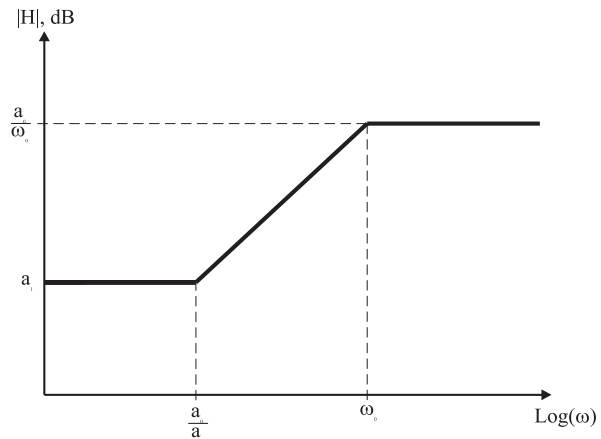
Ved en analyse af forforstærkeren ses det, ifølge appendix B, at samtlige koblings-kondensatorer, giver anledning til en pol, samt i nogle tilfælde et nulpunkt. Overføringsfunktionen ved de forskellige kondensatorer, viser sig at have en form som vist nedenfor.

$$H(S) = \frac{V_o(S)}{V_I(S)} = \frac{a_1 \cdot S}{S + \omega_0}$$

$$H(S) = \frac{V_o(S)}{V_I(S)} = \frac{a_1 \cdot S + a_0}{S + \omega_0}$$



Figur 6.11 Et bodeplot af en overføringsfunktion for et højpasfilter. Dvs. en pol i ω_0 og et nulpunkt for $\omega = 1$.



Figur 6.12 Et bodeplot for en overføringsfunktion med en pol i ω_0 og et nulpunkt i a_0/a_1 .

Det viser sig, at kondensatorerne C_2 og C_4 giver anledning til både et nulpunkt og en pol, hvorimod de øvrige kondensatorer kun giver anledning til en pol.

Det ses endvidere på figurene 6.11 og 6.12, at begge typer overføringsfunktioner giver anledning til en nedre knækfrekvens. I denne henseende er polen derfor den interessante egenskab for overføringsfunktionen. Da overføringsfunktionen indeholder 5 poler og 2 nulpunkter, vil der ske en dæmpning på 60 dB/decade, når alle nulpunkter og poler er trådt i kraft.

Knækfrekvensen (3 dB knækfrekvensen) for det samlede system kan nu beregnes vha. følgende udtryk:

$$\omega_L = \frac{1}{C_1 R_{C_1}} + \frac{1}{C_2 R_{C_2}} + \frac{1}{C_3 R_{C_3}} + \frac{1}{C_4 R_{C_4}} + \frac{1}{C_5 R_{C_5}} \quad (\text{B.26})$$

hvor R_{C_1} til R_{C_5} er modstanden som den enkelte kondensator “kigger” ind i. I appendix B er udtrykket for de enkelte modstande R_{C_1} - R_{C_5} udledt og modstandene fås til:

$$\begin{aligned} R_{C_1} &= R_S + R_{B1} \parallel (r_\pi + \beta_1 \cdot R'_{e1}) \\ &= 2 \text{ k}\Omega + (1,3 \text{ M}\Omega \parallel 820 \text{ k}\Omega) \parallel (46,8 \text{ k}\Omega + 220 \cdot 360 \Omega \parallel 24 \text{ k}\Omega) \\ &= \underline{102 \text{ k}\Omega} \end{aligned} \quad (\text{B.21})$$

På samme måde kan modstanden som C_2 kigger ind i, beregnes.

$$\begin{aligned}
 R_{C_2} &= \frac{R_{E1} + R_{ee1} + g_{m1} \cdot R_{E1} \cdot R_{ee1}}{g_{m1} \cdot R_{E1} + 1} & \text{(B.22)} \\
 &= \frac{24\text{ k}\Omega + 360\Omega + 4,7\text{ mS} \cdot 24\text{ k}\Omega \cdot 360\Omega}{4,7\text{ mS} \cdot 24\text{ k}\Omega + 1} \\
 &\approx \underline{570,9\Omega}
 \end{aligned}$$

Den samlede modstand som C_3 ser ind i, kan ifølge appendix B beregnes vha. følgende formel:

$$R_{C_3} = R_{E2} \left\| \left(\frac{r_{\pi 2} + R_{C1}}{\beta_2} \right) \right\| + R_{B3} \left\| (r_{\pi 3} + \beta_3 \cdot R'_{e3}) \right\| \quad \text{(B.23)}$$

og derved kan modstanden R_{C3} beregnes:

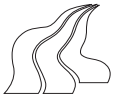
$$\begin{aligned}
 R_{C_3} &= 22\text{ k}\Omega \left\| \left(\frac{46,8\text{ k}\Omega + 47\text{ k}\Omega}{220} \right) \right\| + 188,9\text{ k}\Omega \left\| (18,7\text{ k}\Omega + 245 \cdot 8,2\text{ k}\Omega \parallel 75\Omega) \right\| & \text{(B.23)} \\
 &\approx \underline{31,29\text{ k}\Omega}
 \end{aligned}$$

Modstanden R_{C4} kan beregnes på samme måde som måde som R_{C2} , og der fås:

$$\begin{aligned}
 R_{C_4} &= \frac{R_{E3} + R_{ee3} + g_{m3} \cdot R_{E3} \cdot R_{ee3}}{g_{m3} \cdot R_{E3} + 1} & \text{(B.24)} \\
 &= \frac{8,2\text{ k}\Omega + 75\Omega + 13,1\text{ mS} \cdot 8,2\text{ k}\Omega \cdot 75\Omega}{13,1\text{ mS} \cdot 8,2\text{ k}\Omega + 1} \\
 &\approx \underline{150,6\Omega}
 \end{aligned}$$

Til sidst kan modstanden R_{C5} som C_5 ser ind i beregnes.

$$R_{C_5} = R_{C3} + R_L = 12\text{ k}\Omega + 470\text{ k}\Omega = \underline{482\text{ k}\Omega} \quad \text{(B.25)}$$



For overskuelighedens skyld kan alle modstandene, som kondensatorerne kigger ind i, ses på nedenstående figur.

Modstandsværdier	
Modstand:	Værdi:
R_{C1}	102 k Ω
R_{C2}	570,9 Ω
R_{C3}	31,29 k Ω
R_{C4}	150,6 Ω
R_{C5}	482 k Ω

Figur 6.13 Modstandene som de enkelte kondensatorer ser ind i.

Den enkelte kondensatorværdi kan nu beregnes, ved at benytte den tidligere nævnte knækfrekvens på 20 kHz.

$$C_1 = \frac{1}{R_{C_1} \cdot \omega_L} = \frac{1}{R_{C_1} \cdot 2\pi \cdot f_L}$$

Derved fås følgende kondensatorværdier:

$$C_1 = \frac{1}{102 \text{ k}\Omega \cdot 2\pi \cdot 20 \text{ kHz}} \approx \underline{78 \text{ pF}}$$

$$C_2 \approx \underline{13,9 \text{ nF}}$$

$$C_3 \approx \underline{254,3 \text{ pF}}$$

$$C_4 \approx \underline{52,8 \text{ nF}}$$

$$C_5 \approx \underline{16,5 \text{ pF}}$$

De to største kondensatorværdier bibeholdes nu, mens de øvrige små kondensatorværdier øges med en faktor 1000. Dette gør, at disse kondensatorers knækfrekvens flyttes ned til omkring 20 Hz. Derved får disse kondensatorer ikke betydning for den nedre 3dB knækfrekvens som ønskes fastlagt ved 20 kHz. De enkelte kondensatorværdier bliver nu, ved samtidig at benytte E6 rækken, som følgende:

$$C_1 \approx \underline{68 \text{ nF}}$$

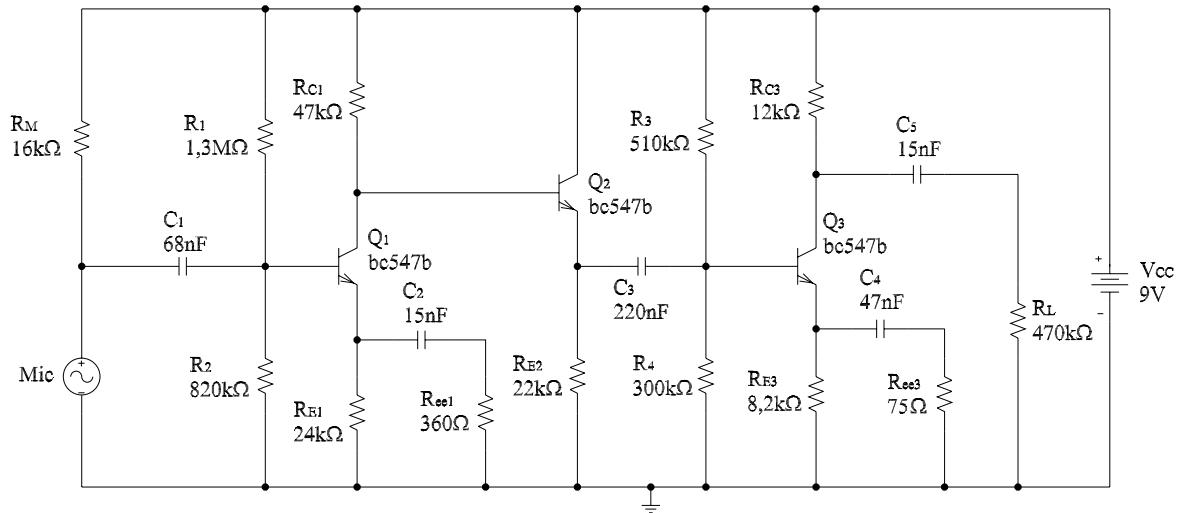
$$C_2 \approx \underline{15 \text{ nF}}$$

$$C_3 \approx \underline{220 \text{ nF}}$$

$$C_4 \approx \underline{47 \text{ nF}}$$

$$C_5 \approx \underline{15 \text{ nF}}$$

Som det ses af ovenstående beregninger, er alle kondensatorene blevet bestemt. Dette betyder, at alle indgående komponenter i forforstærkeren er fastlagt, og det endelige diagram kan ses i figur 6.14.



Figur 6.14 Den samlede forforstærker og de indgående komponenters værdier.

6.8 Konklusion på forforstærkerdimensionering

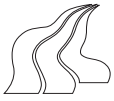
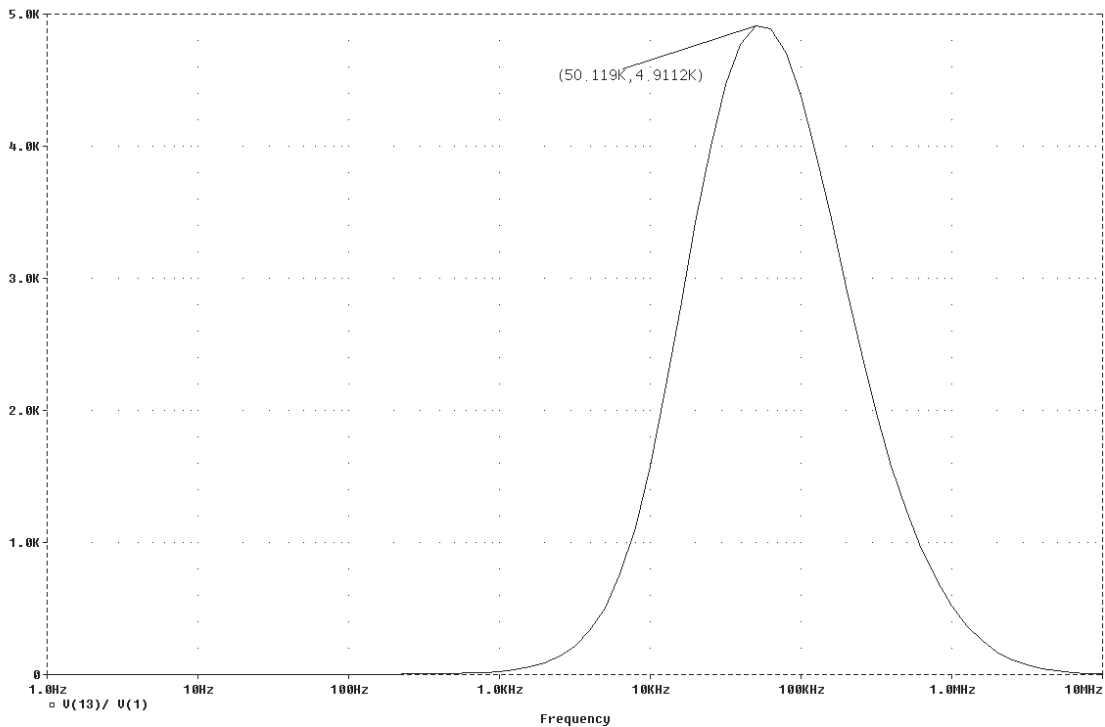
På baggrund af de foregående afsnit om forforstærkeren kan det konkluderes, at dimensioneringen af transistorer, modstande og kondensatorer har forløbet som forventet. Alle værdierne har vist sig at antage fornuftige størrelser, som alle er standardkomponenter og derved ikke gør flagermusdetektoren unødigt dyr at fremstille.

Der er under dimensioneringen taget hensyn til fastlæggelse af arbejds punkt, forstærkning, forvrængning samt nedre knækfrekvens. Den øvre knækfrekvens er fastlagt af transistorens indre kapaciteter, og denne vil blive nærmere betragtet i næste afsnit.

Efter denne dimensionering vil følge en simulering af kredsløbet samt en laboratorieundersøgelse for at undersøge, hvorvidt der er overensstemmelse mellem de beregnede resultater og virkeligheden.

6.9 Simulering af forforstærker

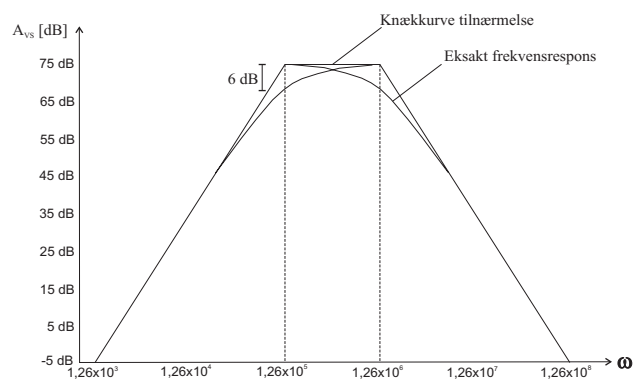
For at se om de beregnede værdier på figur 6.14 giver den ønskede forstærkning på 5650 gange (75·75), foretages en simulering af forforstærkeren i et simuleringssprogram. I dette tilfælde Microsim PSpice. Endvidere kan man, i programmet, aflæse den totale harmoniske forvrængning, de forskellige spændinger og strømme i kredsløbet, samt 3 dB grænsefrekvenser.

6.9.1 Simulering af forstærkning (A_{vs})

Figur 6.15 Frekvensrespons fra forforstærkertrinnet, med forstærkningen op ad y-aksen og frekvensen på x-aksen.

Det kan på figur 6.15 ses, at der er en forstærkning på 4911 gange ved en frekvens på ca. 50 kHz. Dette er et problem, da den ønskede forstærkning på 5650 gange ikke er opnået. Dette problem opstår da forforstærkeren virker som et båndpasfilter, hvis båndbredde er ca. 20 - 200 kHz (en dekade). På grund af det smalle pasbånd, vil de eksakte kurver overlape hinanden, som vist på figur 6.16. Et fald fra 5650 til 4911 ganges forstærkning svarer til 1,22 dB.

Det kan beregnes, hvor langt den eksakte kurve vil ligge under knækkurven, på følgende måde:



Figur 6.16 Skitse af frekvensresponsen fra forforstærkertrinnet.

For $\omega = \omega_0 = 20$ kHz:

$$A_{dB} = -20 \log \left| \left(1 + \frac{\omega_0}{j\omega} \right)^2 \right| = -20 \log |(1 + j1)^2| = 6 \text{ dB}$$

for $\omega = 2\pi \cdot 50 \text{ kHz}$ og $\omega_0 = 20 \text{ kHz}$:

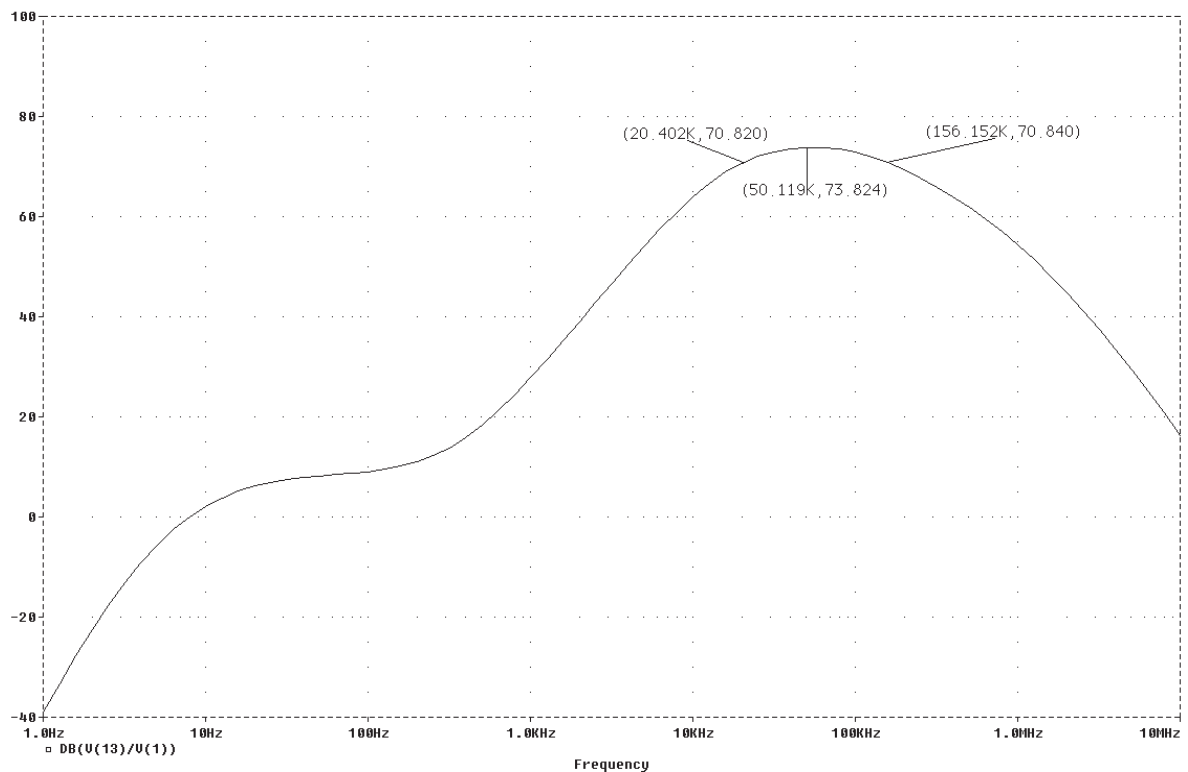
$$A_{dB} = -20 \log \left| \left(1 + \frac{\omega_0}{j\omega} \right)^2 \right| = -20 \log \left| \left(1 + j \frac{20 \text{ kHz} \cdot 2\pi}{50 \text{ kHz} \cdot 2\pi} \right)^2 \right| = \underline{1,29 \text{ dB}}$$

Det ses at denne værdi stemmer godt overens med den målte forskel på 1,22 dB.

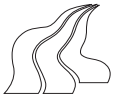
Da forstærkningen er for lav, kan den foreøges ved at erstatte R_{ee1} med en variabel modstand, og på den kan man så regulere forstærkningen til det ønskede niveau.

6.9.2 Simulering af 3dB knækfrekvenser

Den simulerede frekvensrespons i dB kan ses på figur 6.17. Det kan på grafen ses, at kurven knækker ved 300 Hz. Dette skyldes nulpunkterne i overføringsfunktionerne for C_2 og C_4 (se appendix B). På figuren kan aflæses hvilke 3 dB knækfrekvenser forforstærkertrinnet har; disse ligger på 20,4 kHz for den nedre og 156,1 kHz for den øvre.



Figur 6.17 Frekvensrespons fra forforstærkertrin, hvor forstærkningen er i dB.



6.9.3 Total harmonisk forvrængning (THD)

Udklip af outputfilen fra PSpice:

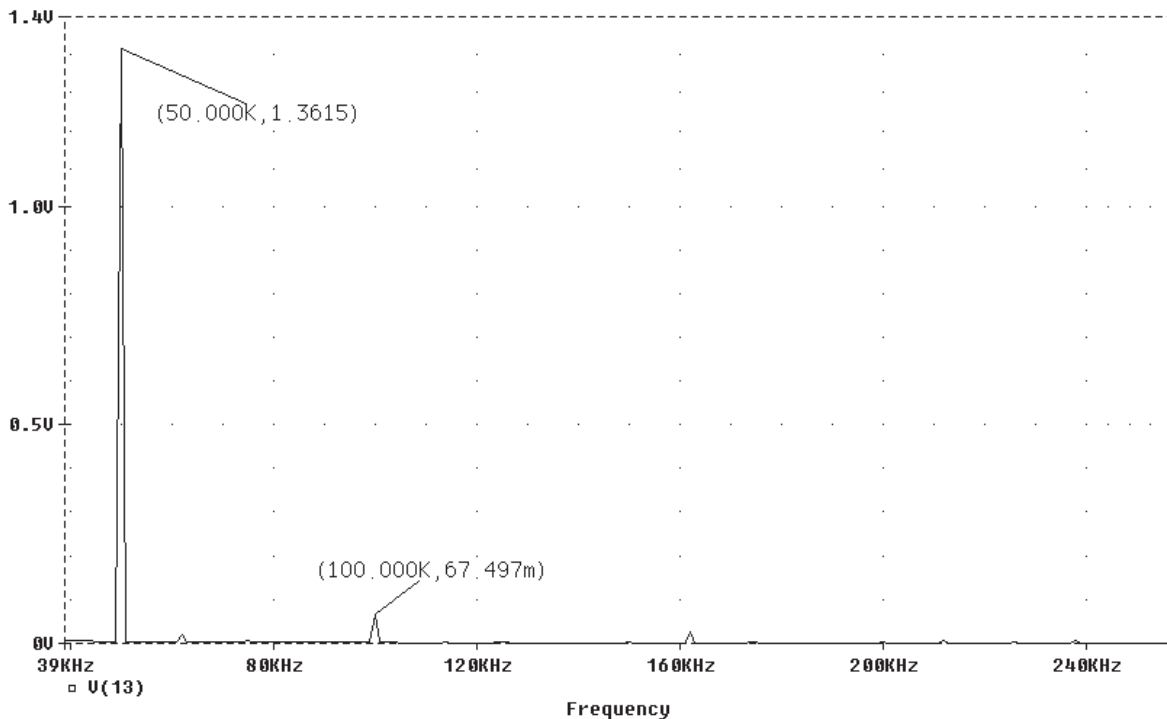
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(13)

DC COMPONENT = 5.391037E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+04	1.367E+00	1.000E+00	6.430E+00	0.000E+00
2	1.000E+05	6.725E-02	4.921E-02	1.093E+02	1.029E+02
3	1.500E+05	9.233E-03	6.756E-03	9.768E+01	9.125E+01
4	2.000E+05	5.217E-03	3.818E-03	8.213E+01	7.570E+01
5	2.500E+05	3.426E-03	2.507E-03	7.116E+01	6.473E+01
6	3.000E+05	7.400E-03	5.415E-03	3.713E+01	3.070E+01
7	3.500E+05	2.916E-02	2.134E-02	1.290E+02	1.226E+02
8	4.000E+05	1.142E-03	8.356E-04	1.085E+02	1.021E+02
9	4.500E+05	1.614E-02	1.181E-02	-3.520E+01	-4.163E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 5.579500E+00 PERCENT

Et mål for, hvor godt forforstærkertrinnet er, er at finde THD på outputsignalet. Det simulerede resultat viser, at der er en total harmonisk forvrængning på 5,6 %. For at finde THD, har PSpice foretaget en FFT (fast fourier transformation) på outputsignalet, hvor input er sat til 50 kHz og 0,21 mV effektiv. Resultatet kan ses i tredje kolonne(Fourier component) og på figur 6.18. Resultatet viser størrelsen af peak spændingerne på grundtonen og de harmoniske overtoner.



Figur 6.18 FFT af outputsignalet fra forforstærkeren der viser, at grundtonen har den største amplitude: 1,36 V.

Derefter kan THD findes ved at tage effektivværdien af de harmoniske overtoner i forhold til effektivværdien af grundtonen [S&S, 1998, 751]. Derved fås:

$$THD = \sqrt{\frac{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 \dots}{A_1^2}} = \sqrt{HD_2^2 + HD_3^2 + HD_4^2}$$

Hvor A_n er størrelsen af amplituden på de pågældende toner.

$$HD_2 = \left| \frac{A_2}{A_1} \right|, HD_3 = \left| \frac{A_3}{A_1} \right| \text{ osv.}$$

HD_2 - HD_9 kan aflæses i fjerde kolonne (*normalized component*). Det kan ses, at det er den anden harmoniske overtone, der udgør den største procent del af forvrængningen.

6.9.4 Sammenligning med DIN 45.500

Den store THD på forforstærkertrinnet er et problem, da det ønskes at overholde DIN 45.500 standarden, hvor kravet til THD er højst 0,7 %. En af grundene til, at forforstærkertrinnet forvrænger, er at inputsignalet, på det sidste transistortrin, er for stort. Da dette kun må være $(1+g_m \cdot R_e)$ gange større på en common emitter med R_e end på en common emitter, som må få 10 mV signalsving på input, for at opnå minimal forvrængning[S&S,1998,288]. Derved fås:

$$\hat{V} < \hat{V}_{maks} (1 + g_m \cdot R_e) = 10 mV (1 + 13 mS \cdot 75 \Omega) = 19,7 mV$$

$$\hat{V} = V_i \cdot 75 = 0,297 mV \cdot 75 = 22,28 mV$$

Det vil altså sige, at der ligger for stor en del af forstærkningen i det første trin.

6.9.5 Forslag til løsning af problem med forvrængning

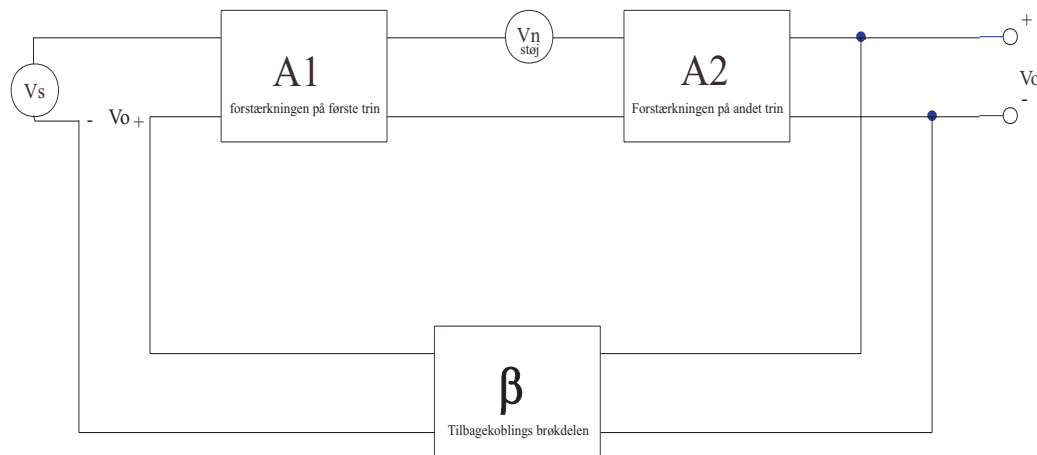
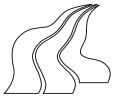
For at mindske forvrængningen, skal der ligge en mindre forstærkning i det første trin, mens forstærkningen i tredje trin skal forøges. Dette giver imidlertid et andet problem med hensyn til støj. Hvis støjen (V_n) bliver introduceret på input af sidste forstærkertrin (se figur 6.19), vil signal/støj forholdet blive:[S&S, 1998, 673]

$$\frac{S}{N} = \frac{V_s}{V_n}$$



Figur 6.19 Introduktion af støj på det sidste forstærkertrin.

Støjen kan reduceres ved hjælp af en negativ tilbagekobling til første forstærkertrin (se figur 6.20), hvis dette ikke har et problem med støj.



Figur 6.20 Forstærkertrin med negativ tilbagekobling, med støj v_n introduceret på input af sidste trin.

Outputspændingen kan findes ved hjælp af superposition:

$$V_o = V_s \frac{A_1 A_2}{1 + A_1 A_2 \beta} + V_n \frac{A_2}{1 + A_1 A_2 \beta}$$

Derved fås signal/støj forholdet til:

$$\frac{S}{N} = \frac{V_s \frac{A_1 A_2}{1 + A_1 A_2 \beta}}{V_n \frac{A_2}{1 + A_1 A_2 \beta}} = \frac{V_s}{V_n} A_1$$

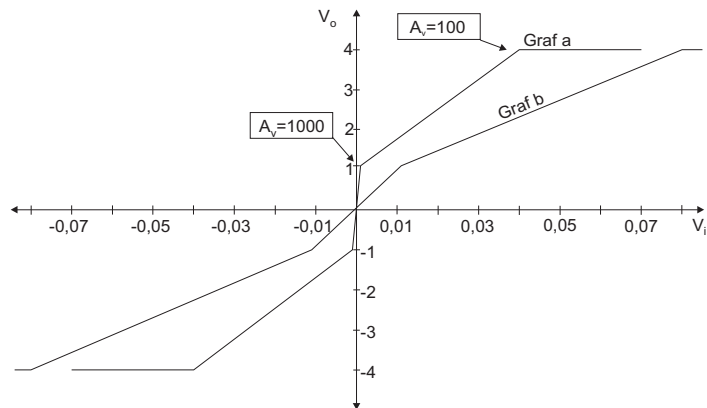
Det kan ses, at signal/støj forholdet bliver A_1 gange større, og derved er forvrængningen tilsvarende mindsket. En anden fordel ved at anvende tilbagekobling er, at den dæmper det ulineære område for transistoren. Dette kan vises, hvis man ser på forstærkerens overføringskarakteristik (se figur 6.21 graf a). Der ses at forstærkningen (V_o/V_i) er lineær fra 0 til 1000 og fra 1000 til 100. Man kan gøre overgangen mere lineær ved hjælp af en tilbagekobling se eksempel:[S&S,1998,674]

Tilbagekoblingsbrøkdelen er sat til $\beta = 0,01$, derved bliver hældningerne på kurven:

$$A_{f1} = \frac{A_1}{1 + A_1 \beta} = \frac{1000}{1 + 1000 \cdot 0,01} = 90,91$$

$$A_{f2} = \frac{A_2}{1 + A_2 \beta} = \frac{100}{1 + 100 \cdot 0,01} = 50$$

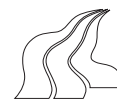
Forstærkerens overføringskarakteristik med negativ tilbagekobling er vist på figur 6.21 graf b. En ulempe ved at anvende tilbagekobling er, at forstærkningen bliver mindre.



Figur 6.21 Graf a viser V_o som funktion af V_i uden tilbagekobling. Graf b viser det samme, men med tilbagekobling.

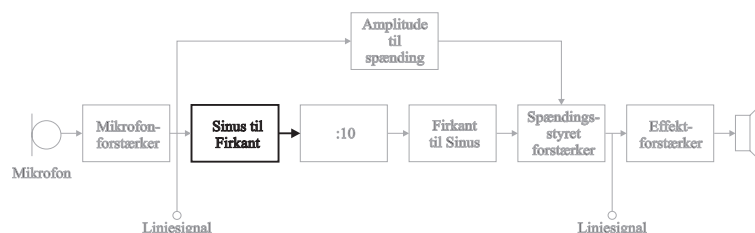
6.9.5 Konklusion på total harmonisk forvrængning

Da signalet senere skal konverteres til firkanter går der alligevel en masse informationer tabt, og derfor er en THD på 5,6 % acceptabel. I blokken fra amplitude til spænding, som skal generere en indhyldningskurve, får det en lille betydning idet inputsignalet vil være forvrænget, så man ikke får den eksakte kurve. Dette anses dog for ubetydeligt, da den spændingstyretforstærker ikke reagerer på så små udsving. Det største problem er at overholde DIN 45.500 kravet for et line-out signal. Det vil sige, at det ikke kan kaldes for et line-out signal før forvrængningen er bragt ned.



7 Sinus til firkant

I dette afsnit beskrives, hvorledes man kan konvertere et sinussignal til et firkantsignal ved hjælp af en operationsforstærker, der er opkoblet således, at den fungerer som en bistabil multivibrator. Grunden til, at sinussignalet (et analogt signal) skal konverteres til et firkant signal (digitalt signal), er, at signalet senere skal behandles af en digital kreds.



7.1 Spændingsforsyning

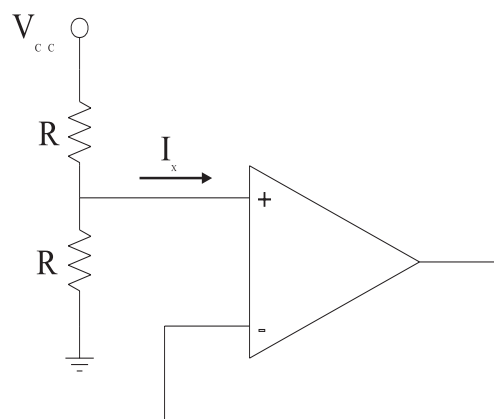
Da signalet fra forforstærkeren er overført gennem en kondensator, har det ikke et defineret DC-niveau. Derfor er det nødvendigt at fastlægge et DC-niveau, som signalet svinger omkring. Det vil være praktisk at lægge DC-niveaut på det halve af forsyningsspændingen, da der således er plads til at signalet kan have en maksimal amplitude. Idet dette niveau skal bruges flere gange senere i apparatet, er det praktisk at lave denne spænding een gang for alle, og senere blot referere til denne. For at realisere dette, laves der en spændingdeling over to ens modstande og spændingen vil så være:

$$\frac{1}{2}V_{CC} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$

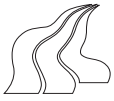
$$\frac{1}{2}V_{CC} = \frac{R}{2R} V_{CC} \Rightarrow \frac{1}{2}V_{CC} = \frac{1}{2}V_{CC}$$

Forudsætningen for denne kobling er, at den ikke er belastet, idet der derved vil komme en strøm I_x , som vil forskyde det ønskede DC-niveau. For at undgå denne forskydning, anvendes en operationsforstærker, der opkobles som en spændingsfølger. Dette betyder, at den har samme spænding på udgangen, som på indgangen, blot med den fordel at der kan trækkes strøm ud af udgangen, uden at påvirke spændingen (pga. af operationsforstærkerens lave udgangs-modstand).

På den ikke inverterende indgang på operationsforstærkeren sættes en spændingsdeling, og da



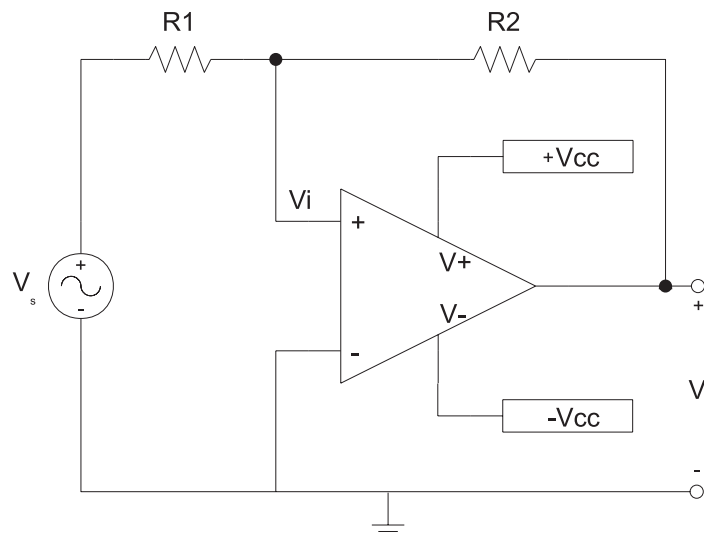
Figur 7.1 Ideel spændingsdeling med operationsforstærker



indgangen på operationsforstærkeren har en meget stor indgangsmodstand, vil det ikke påvirke spændings-delingen. Størrelsen af modstandene sættes til $470\text{ k}\Omega$, hvilket medfører et lavt strømforbrug.

7.2 Operationsforstærker som bistabil multivibrator

For at lave sinussignalet om til et firkantsignal, kan man benytte en operationsforstærker, der, når den er opkoblet som vist på figur 7.2, fungerer som en bistabil multivibrator. At operationsforstærkeren virker som en bistabil multivibrator betyder, at den har to stabile tilstande. En sådan opkobling kaldes også for en Schmitttrigger.



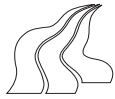
Figur 7.2 Operationsforstærker opkoblet som bistabil multivibrator.

Hvis man påtrykker en positiv spænding på indgangen (R_1), vil operationsforstærkeren forstærke spændingen, og på grund af den positive tilbagekobling, vil den forstærke så meget, at den går i positiv mætning. Når operationsforstærkeren er i positiv mætning, vil den have en udgangsspænding V_o , der er tilnærmelsesvis lig med dens positive forsyningsspænding ($+V_{CC}$). Påtrykker man indgangen en negativ spænding, vil operationsforstærkeren gå i negativ mætning, hvorved den har en udgangsspænding V_o , der er tilnærmelsesvis lig med dens negative forsyningsspænding $-V_{CC}$. Det er derved muligt at styre den bistabile multivibrator, ved hjælp af den spænding man påtrykker indgangen.

7.3 Tærskelspænding (threshold voltage)

Da støj på indgangen kan få den bistabile multivibrator til at trigge sig selv, er det nødvendigt at finde en metode, hvormed man kan undgå dette. Man skal altså have defineret henholdsvis en spænding, som indgangen skal op over før multivibratoren trigger, og en spænding som indgangen skal ned under før multivibratoren trigger. Disse spændinger kaldes for tærskelspændinger, og bestemmes ved at regulere størrelsen på modstandene R_1 og R_2 .

I det følgende opstilles udtryk for, hvorledes disse spændinger udregnes. Der opstilles knudepunktsgligninger for spændingen V_i :



$$\frac{V_s - V_i}{R_1} + \frac{V_o - V_i}{R_2} = 0 \Leftrightarrow$$

$$\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_i}{R_2} = \frac{V_s}{R_1} + \frac{V_o}{R_2} \Leftrightarrow$$

$$V_i \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \right) = \frac{V_s}{R_1} + \frac{V_o}{R_2} \Leftrightarrow$$

$$V_i = \frac{V_s \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_o \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

Herfra findes den lave tærskelspænding V_{TL} ved at sætte $V_i = 0$, $V_o = L_+$ og $V_s = V_{TL}$. [S&S, 1998, 998]

$$V_{TL} = -L_+ \cdot \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$$

Hvor: V_i er spændingen på den ikke inverterende indgang på operationsforstærkeren.

V_o er spændingen på udgangen.

L_+ er operationsforstærkerens positive forsyningsspænding, set i forhold til spændingen på den inverterende indgang.

V_s er spændingen på indgangen.

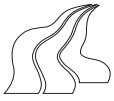
På lignende vis findes den høje tærskelspænding V_{TH} . [S&S, 1998, 999]

$$V_{TH} = -L_- \cdot \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$$

Hvor: L_- er operationsforstærkerens negative forsyningsspænding, set i forhold til spændingen på den inverterende indgang.

7.4 Dimensionering af Schmitttrigger

Som tidligere omtalt er signalet overført fra forforstærkeren gennem en kondensator på 22 nF, og har derfor ikke et defineret DC-niveau. Det er derfor nødvendigt at fastlægge dette DC-niveau, og som tidligere omtalt er det praktisk, at dette niveau ligger på 4,5 V. Det er her vigtigt at huske, at forforstærkerens belastningsmodstand skal være på 470 k Ω . For at overholde dette, samtidig med at signalet skal ligge omkring 4,5 V, og tærskelspændingen skal fastholdes, indskydes der således en operationsforstærker, der virker som en impedansomsætter. Det vil sige at den er opkoblet således, at den hverken dæmper eller forstærker signalet, men blot sørger for en stor indgangsmodstand, der ikke påvirker forforstærkerens belastningsmodstand. Grunden til at denne operationsforstærker indsættes er, at der ellers skal bruges nogle meget store modstande til at fastholde signalets virtuelle nulpunkt på 4,5 V.



På operationsforstærkerens ikke inverterende indgang opstilles en spændingsdeling med to ens modstande, hvis værdi, når de er parallelkoblet, skal svare til forforstærkerens belastningsmodstand. Idet forforstærkerens belastningsmodstand skal være $470\text{ k}\Omega$, og der ikke løber nogen strøm ind i operationsforstærkeren, kan modstandene beregnes:

$$470\text{ k}\Omega = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R}} \Rightarrow$$

$$470\text{ k}\Omega = \frac{R}{2} \Rightarrow$$

$$R = 2 \cdot 470\text{ k}\Omega = 940\text{ k}\Omega$$

Idet denne modstand ikke findes i 5% rækken, og belastningsmodstanden skal være mindst $470\text{ k}\Omega$, vælges modstandene en værdi på $1\text{ M}\Omega$.

Udgangen tilsluttes den ikke inverterende indgang på en anden operationsforstærker, og denne operationsforstærker, skal således dimensioneres til at virke som en Schmitttrigger. For at undgå klipning af signalet, skal operationsforstærkerens output også have virtuelt nulpunkt på $4,5\text{ V}$. Udgangen fra spændingsforsyningen ($4,5\text{ V}$) tilsluttes derfor den inverterende indgang på operationsforstærkeren, og dette medfører, at dennes relative forsyningsspændinger (L_+), og (L_-) får en værdi på h.h.v. $4,5\text{ V}$ og $-4,5\text{ V}$, set i forhold til spændingen på den inverterende indgang.

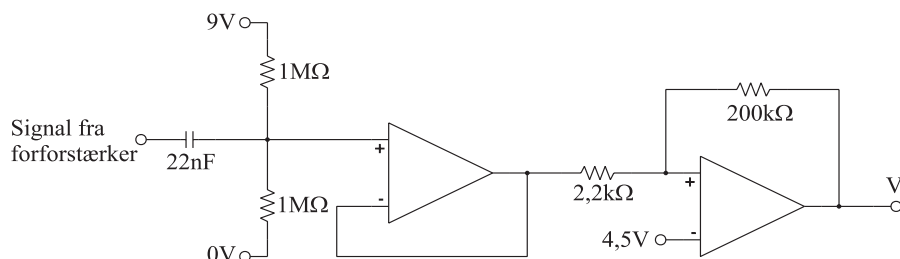
For at undgå at schmitt triggeren trigger på støj, er der valgt tærskelspændinger på $\pm 0,05\text{ V}$. Konsekvensen af at vælge en tærskelspænding, er at signalet skal op over $0,05\text{ V}$, før det får schmitttriggeren til at skifte. Dermed er der risiko for, at man med det færdige apparat, ikke hører flagermus, der er langt væk. Dette menes dog ikke at være et problem idet skrigene fra en flagermus, der er 20 m væk, vil medføre en inputspænding på mindst 1 V effektiv.

Når tærskelspændingerne er fastlagt vælges R_2 frit til $200\text{ k}\Omega$, og R_1 findes ved:

$$R_1 = \frac{V_{TL} \cdot R_2}{-L_+} = \frac{-0,05\text{ V} \cdot 200\text{ k}\Omega}{-4,5\text{ V}} = 2,22\text{ k}\Omega \approx \underline{2,2\text{ k}\Omega}$$

Dette resulterer i tærskelspændinger på $\pm 0,05\text{ V}$, hvilket medfører at schmitt triggeren trigger ved $4,55\text{ V}$ og $4,45\text{ V}$.

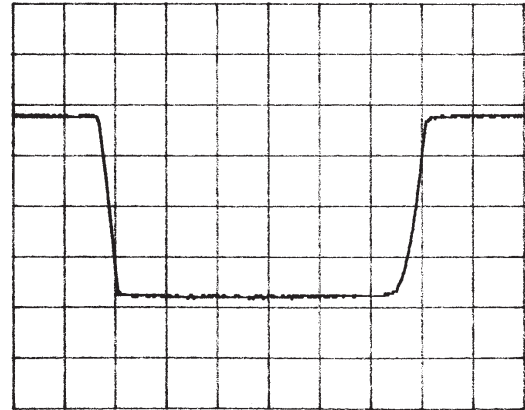
Efter dimensioneringen af schmitttriggeren ser kredsløbet ud som på figur 7.3.



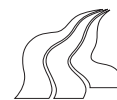
Figur 7.3 Schmitttrigger og impedansomsætter med spændingsdeling til fastlæggelse af virtuelt nulpunkt.

Ved at tilslutte et oscilloscop på udgangen af schmitt triggeren, fås billedet som vist på figur 7.4.

Betragtes billedet ses det, at outputsignalet ikke er helt firkantet. Signalet skifter hurtigere fra høj til lav, end fra lav til høj, hvilket medfører, at det, ved en senere digital behandling af signalet, er mest hensigtsmæssigt at benytte den nedadgående flanke.

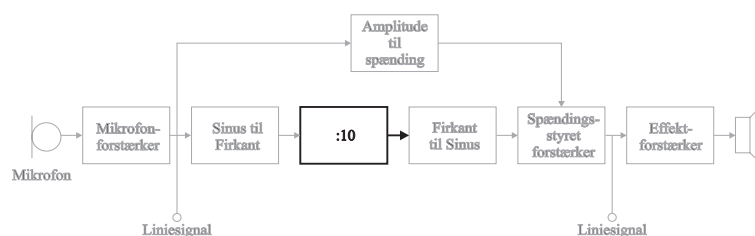


Figur 7.4 Plot af firkantsignal, hvor det ses at den negative flanke falder hurtigere end den positive stiger.



8 Frekvensdivision

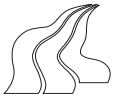
Som beskrevet i kravspecifikationen, er formålet med denne del af apparatet at “dividere” frekvensen af det indkommende signal med 10. Det vil sige; at levere et udgangssignal med en frekvens som er 10 gange lavere end frekvensen på det signal, der kommer ind.



8.1 Funktionsbeskrivelse

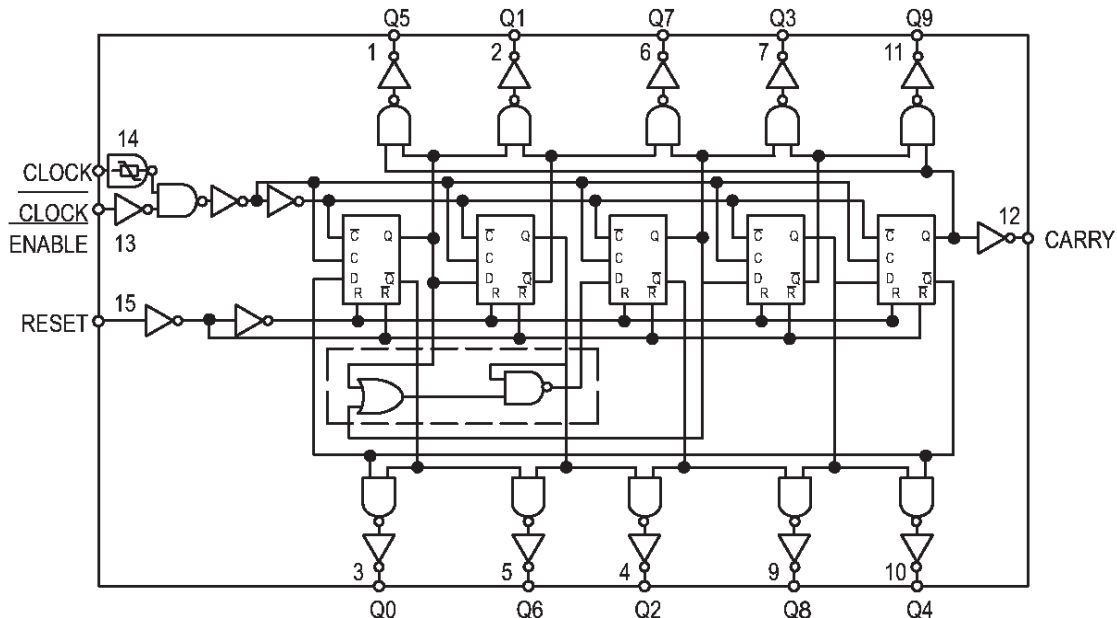
Det signal, der kommer ind i denne del, er et firkantsignal med et udsving på ca. 9 V og en frekvens som ligger mellem 10 kHz og 100 kHz. Det ønskede output er et signal med tilsvarende udsving, men med en frekvens, der er ti gange lavere; altså på mellem 1 kHz og 10 kHz.

På baggrund af disse krav er det nærliggende at vælge en digital dekadetæller. Kredsen “MC14017B” er velegnet til formålet, og vil blive analyseret i det følgende.



8.2 Logisk analyse

For at undersøge præcist hvordan kredsen arbejder, foretages her en analyse på gateniveau af kredsen.



Figur 8.1 Kredsløbsdiagram over dekadetælleren. Tallene umiddelbart inden for rammen angiver, hvilket ben på kredsen, der svarer til den pågældende udgang.

Denne analyse opdeles i to dele; først undersøges flipflopsene og deres indbyrdes forbindelse, og derefter undersøges outputtet fra den samlede kreds.

8.2.1 Analyse af flipflops

Som det fremgår af det logiske diagram, er tælleren opbygget af fem D-flipflops. Indgangene på disse benævnes D_x , hvor x er nummeret (fra venstre) på den pågældende flipflop. På samme måde benævnes udgangene på de enkelte flipflops Q_x og \overline{Q}_x .

Ligningerne for hver enkelt flipflop udledes ved at betragte kredsløbsdiagrammet (figur 8.1) og opskrive:

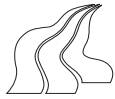
$$D_1 = \overline{Q}_5$$

$$D_2 = Q_1$$

$$D_3 = (Q_3 + Q_1) \cdot Q_2$$

$$D_4 = Q_3$$

$$D_5 = Q_4$$



Da der er tale om D-flipflops, bliver “*next state*”-ligningerne:

$$Q_1^* = \overline{Q_5}$$

$$Q_2^* = Q_1$$

$$Q_3^* = (Q_3 + Q_1) \cdot Q_2$$

$$Q_4^* = Q_3$$

$$Q_5^* = Q_4$$

På baggrund af disse ligninger opskrives “*transitionstabel*” for flipflopsene. (Se appendix D). For at bestemme, hvordan kredsen arbejder, startes i state 0, hvorefter der springes videre til dennes “*next state*” (state 1). Derefter springes videre til dennes next state og så videre. Derved udledes den rækkefølge, som de ønskede states gennemløbes i, og de resterende states kategoriseres som uønskede. Den ønskede rækkefølge er som følger:

0 - 1 - 3 - 7 - 15 - 31 - 30 - 28 - 24 - 16 - 0

8.2.2 Kredsens output i de forskellige states

Ved at betragte kredsløbsdiagrammet på figur 8.1, opskrives outputligningerne for de enkelte udgange på kredsen. Tallene 0 til 9 svarer til nummeret på den pågældende udgang, og C_{out} er “*Carry out*” udgangen.

$$0 = \overline{Q_5} \cdot \overline{Q_1} \quad 5 = Q_5 \cdot Q_1$$

$$1 = Q_1 \cdot \overline{Q_2} \quad 6 = \overline{Q_1} \cdot Q_2$$

$$2 = Q_2 \cdot \overline{Q_3} \quad 7 = \overline{Q_2} \cdot Q_3$$

$$3 = Q_3 \cdot \overline{Q_4} \quad 8 = \overline{Q_3} \cdot Q_4$$

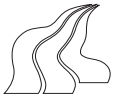
$$4 = Q_4 \cdot \overline{Q_5} \quad 9 = \overline{Q_4} \cdot Q_5$$

$$C_{out} = \overline{Q_5}$$

På baggrund af disse ligninger opskrives outputtabelen for samtlige states. (Se appendix D for den samlede tabel). Et uddrag bestående af de ønskede states i denne tabel ses her:

Outputtabel for ønskede states												
Present state	Next state	Output (Present state)										
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	C_{out}
00	01	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
01	03	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
03	07	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
07	15	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
15	31	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
31	30	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
30	28	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
28	24	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
24	16	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
16	00	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
00	01	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Figur 8.2 Tabellen viser de ønskede states.



Som det fremgår af tabellen, er benene 0 til 10 høje, når tælleren står på den tilsvarende værdi. Carry out skifter fra høj til lav een gang pr. gennemløbet cyklus; dvs. een gang for hver ti inputpulser. Det er denne egenskab ved tælleren, der er interessant i forbindelse med frekvensdivisionen.

8.3 Eksterne forbindelser

I dette afsnit beskrives hvordan kredsen skal kobles op for at opnå den ønskede funktionalitet.

8.3.1 Forsyning

For at fungere skal kredsen have en forsyningsspænding på V_{DD} , som ligger på mellem 3 VDC og 18 VDC over V_{SS} . Da flagermusdetektoren forsynes af et batteri med en spænding på 9 V, kan kredsen forsynes direkte herfra.

V_{SS} sættes til 0 V

8.3.2 Reset

Hvis indgangen reset er høj, springer tælleren til state 0 uanset hvilket signal, der er på indgangene clock og clock enable.

8.3.3 Indgange

Afhængig af, hvordan kredsen er koblet op, er det enten signaler på indgangen "clock" eller "clock enable" den tæller på.

I dette tilfælde holdes indgangen "clock" permanent høj og reset lav. Derfor tælles der på nedadgående flanker på indgangen "clock enable".

8.3.4 Udgange





Kredsen har elleve udgange. Indgangene Q0 til Q9 giver, som nævnt i afsnit. 8.2.2, en høj puls når tælleren har deres respektive værdi.

Udgangen "carry out" skifter værdi efter fem nedadgående flanker på indgangen, og giver derfor en nedadgående flanke for hver ti nedadgående flanker på indgangen.

Derfor svarer frekvensen på denne udgang til en tiendedel af frekvensen på indgangen "clock enable".

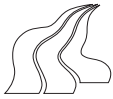
8.4 Frekvens

Ved en forsyning på 10 VDC, kan kredsen operere ved clockfrekvenser på op til 5 Mhz, hvilket må anses for rigeligt, da det indkommende signal ikke overstiger 100 kHz.

Clock	$\overline{\text{Clock Enable}}$	Reset	Decode Output=n
0	X	0	n
X	1	0	n
X	X	1	Q0
	0	0	n+1
	X	0	n
X		0	n
1		0	n+1

X = Don't Care. If $n < 5$ Carry = "1", Otherwise = "0".

Figur 8.3 Uddrag fra datablad til MC14017B

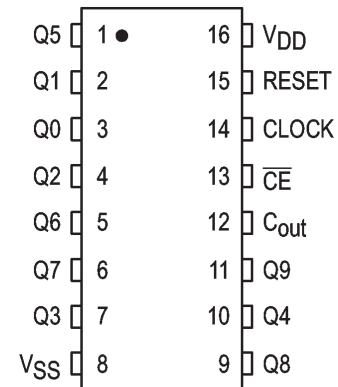


8.5 Opsummering

Tabellen og figuren viser hvordan kredsen skal forbindes.

Benforbindelser		
Ben nummer	Betegnelse	Forbindelse
1	Q5	Ingen
2	Q1	Ingen
3	Q0	Ingen
4	Q2	Ingen
5	Q6	Ingen
6	Q7	Ingen
7	Q3	Ingen
8	V _{SS}	Stel 0 V
9	Q8	Ingen
10	Q4	Ingen
11	Q9	Ingen
12	Carry Out	Udgang
13	Clock Enable	Indgang
14	Clock	Høj / V _{DD} 9 V
15	Reset	Stel 0 V
16	V _{DD}	Forsyning 9 V

Figur 8.4 Benforbindelser på MC14017BCP.

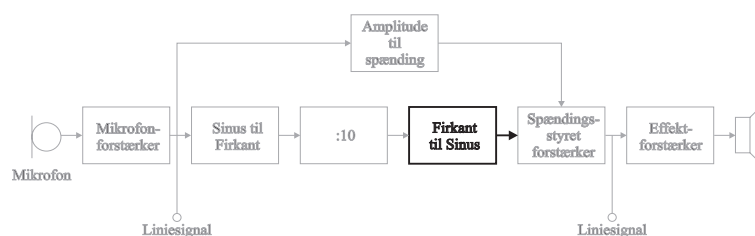


Figur 8.5 Kredsen MC14017BCP



9 Firkant til sinus

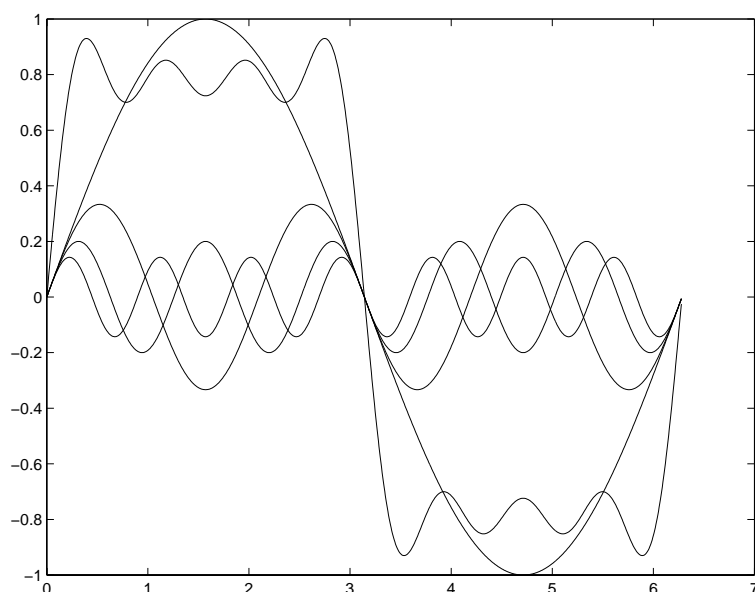
I dette afsnit vil der blive beskrevet, hvorledes et firkantsignal kan transformeres til et sinussignal. Der bliver dimensioneret et lavpasfilter, som kan løse denne opgave. Idet lavpasfiltret ikke er ideelt nogle frekvenser være overlejet med overtoner.



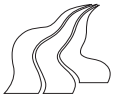
9.1 Lavpasfilter

Det er nu meningen, at firkantsignalet, som blev genereret af schmitttriggeren, og behandlet i den digitale kreds, skal laves om til et sinus signal. Dette gøres, da signalet slutteligt skal benyttes auditivt.

Et firkantsignal kan beskrives ved et sinussignal, hvorpå der er adderet et, ideelt set, uendeligt antal overtoner, således at det summerede signal bliver til et firkant signal (figur 9.1).



Figur 9.1 Opbygningen af et firkantsignal, ved sinussignaler med forskellige frekvenser.



Firkant til sinus delen kan således realiseres, ved et lavpasfilter, hvis knækfrekvens svarer til firkantsignalets fundamentale frekvens (grundfrekvensen). Udtrykket for et firkantsignal kan beskrives ved følgende Fourierrække [S&S, 1998, 4]:

$$v(t) = \frac{4A}{\pi} \cdot \left(\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \dots + \frac{1}{n} \sin n \omega_0 t \right), \text{ hvor } n \text{ er et ulige helt tal.}$$

Da et lavpasfilter ikke er ideelt, vil nogle af overtonerne “slippe” igennem, men vil være dæmpet i forhold til grundtonen. Den første overtone ($3\omega_0$) vil eksempelvis være dæmpet 10 dB, den anden ($5\omega_0$) 14 dB osv. Da amplituden af overtonerne endvidere er hhv. $1/3$, $1/5$ osv. i forhold til grundtonen, vil de ikke få væsentlig betydning for outputsignalet.

En anden og mere væsentlig ulempe ved lavpasfiltret er, at inputsignalet ikke har en fast frekvens. Inputsignalet har et frekvensbånd der ligger mellem 2 kHz og ca. 8 kHz, hvilket gør at man burde konstruere et lavpasfilter, hvor knækfrekvensen tilpasser sig til grundtonen.

9.1.1 Dimensionering af lavpasfilter

Lavpasfilterets knækfrekvens er valgt til 10 kHz, da dette sikrer, at alle grundfrekvenser slipper igennem uden væsentlig dæmpning. Dette betyder imidlertid, at der ved de lave grundfrekvenser (2 kHz) vil slippe en overtone med igennem, som er udæmpet. Dette anses dog ikke for et væsentligt problem, da den anvendte højttaler formentlig ikke vil være i stand til at gengive denne firkantlignende struktur.

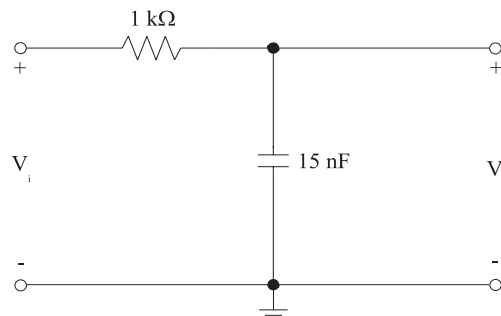
Et passivt lavpasfilter er opbygget af to passive komponenter; en modstand og en kondensator. Knækfrekvensen for et lavpasfilter beskrives ved:

$$\omega = \frac{1}{R \cdot C}$$

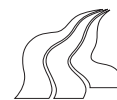
Da alle frekvenser over 10 kHz ønskes dæmpet, vælges modstanden til eksempelvis $1 \text{ k}\Omega$. Derved kan kondensatoren beregnes:

$$C = \frac{1}{R \cdot \omega} = \frac{1}{1 \text{ k}\Omega \cdot 2\pi \cdot 10 \text{ kHz}} \approx 15,9 \text{ nF} \approx \underline{15 \text{ nF}} \text{ (E6 rækken)}$$

Dette resulterer i et lavpasfilter med en modstand på $1 \text{ k}\Omega$ og en kondensator på 15 nF.



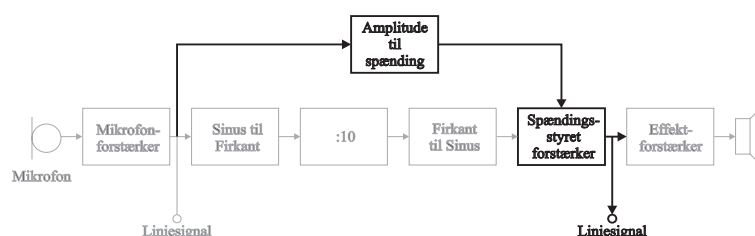
Figur 9.2 Et lavpasfilter med en 3 dB knækfrekvens på 10 kHz.



10 Spændingsstyret forstærker

Dette afsnit beskriver dimensioneringen af en diodedetektor, hvor der kompenseres for diodespændingsfaldet, ved at benytte en operationsforstærker. Der bliver endvidere dimensioneret et lavpasfilter som skal gøre kurven mere kontinuert.

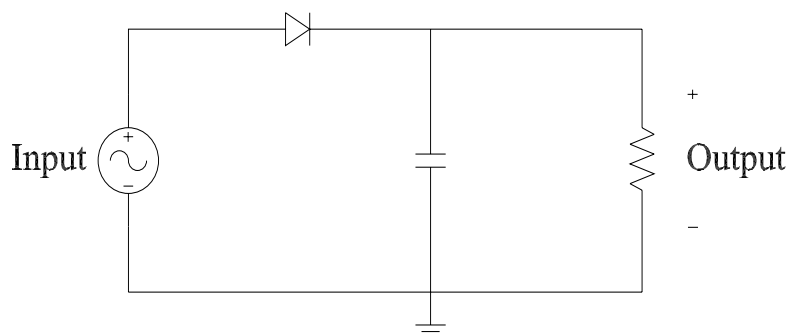
Endvidere vil afsnittet indeholde en beskrivelse og en dimensionering af en spændingsstyret forstærker baseret på en FET og en operationsforstærker.



Der blev i kravspecifikationen nævnt, at udgangssignalet fra flagermusdetektoren skulle tilpasses amplitudeniveauet i indgangssignalet, som illustreret på nedenstående blokdiagram.

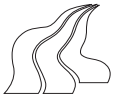
Da denne tilpasning kan gøres ved hjælp af en spændingsstyret forstærker, skal amplitudeniveauet af indgangssignalet laves om til en variabel “DC-værdi”.

Til dette formål kan benyttes en diodedetektor, der netop laver vekselspændinger om til jævnspændinger. Princippet i en diodedetektor er illustreret på figur 10.1.



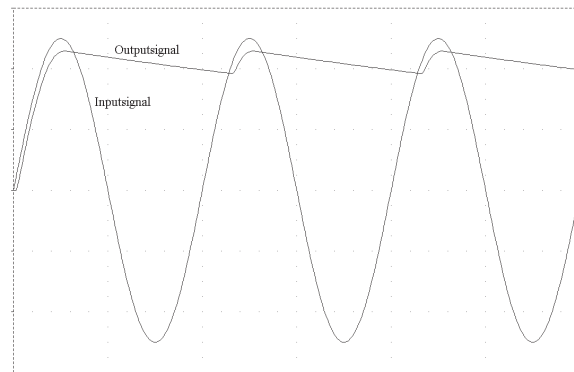
Figur 10.1 Diagram over en diodedetektor, som danner en DC spænding på baggrund af amplituden af vekselspændingsinputtet

Dioden sørger for, at alle negative indgangsspændinger fjernes, da dioden, når der er en negativ indgangsspænding, spærres. Dette gør kredsløbet til en “halvbølge ensretter”. Kondensatoren vil blive opladt ved den opadgående flanke på indgangssignalet, hvilket medfører, at signalet efter



kondensatoren vil antage en DC-værdi (forudsat at belastningsmodstanden er uendelig). Er belastningsmodstanden R_L ikke uendelig stor, vil spændingen falde en smule mellem bølgetoppene, afhængig af belastningsmodstandens størrelse. Udgangssignalet vil endvidere være dæmpet med ca. 0,5 V i forhold til indgangssignalet pga. af diodespændingsfaldet.

Dette er illustreret på figur 10.2.



Figur 10.2 Input og output fra en diodedetektor med en belastningsmodstand.

10.1 Dimensionering af diodedetektor

Som nævnt i det foregående, har den almindelige diodedetektor nogle egenskaber, som i visse tilfælde kan være u hensigtsmæssige. Eksempelvis er diodespændingsfaldet en uønsket egenskab ved små inputsignaler. Dette kan dog undgås, ved at benytte en superdiode, som er vist på figur 10.3.

Superdioden har den fordel, at der ved positive input-spændinger skabes en virtuel kortslutning mellem de to input-terminaler på operationsforstærkeren. Dette bevirker at outputtet fra operationsforstærkeren må være en diodespænding højere end inputtet. Ved negative input-spændinger vil dioden ikke lede, og operationsforstærkeren vil gå i negativ mætning. Dette bevirker at outputtet fra superdioden er nul. Superdioden har imidlertid nogle ulemper med hensyn til frekvens. Dette er pga. den tid, som det tager for operationsforstærkeren at stige fra den negative mætningsspænding til den positive inputspænding. Da der i flagermusdetektoren arbejdes med frekvenser i ultralydsområdet, kræves det, at den anvendte operationsforstærker har en stor "Slew Rate" (SR). En TL084 har iflg. databladet en SR på minimum $8 \text{ V}/\mu\text{s}$. Den maksimale frekvens man kan arbejde med, ved en given SR, kan beregnes ved hjælp af følgende:

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_{\max}} \quad [\text{H\&P, 1993, 249}]$$

hvor

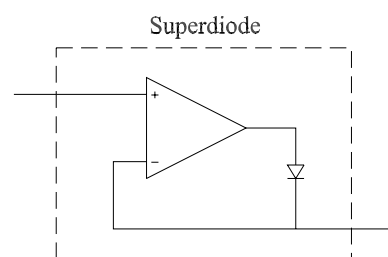
f_{\max} er den maksimale inputfrekvens. [Hz]

SR er den givne operationsforstærkers "Slew Rate". [V/s]

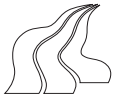
V_{\max} er det maksimale amplitudesving på output. [V]

Ved indsættelse af SR for den nævnte operationsforstærker, TL084 fås:

$$f_{\max} = \frac{8 \cdot 10^6 \text{ V/s}}{2\pi \cdot 4.5\text{V}} \approx 283\text{kHz}$$



Figur 10.3 En superdiode der, i modsætning til den almindelige diode, ikke har noget spændingsfald over sig.

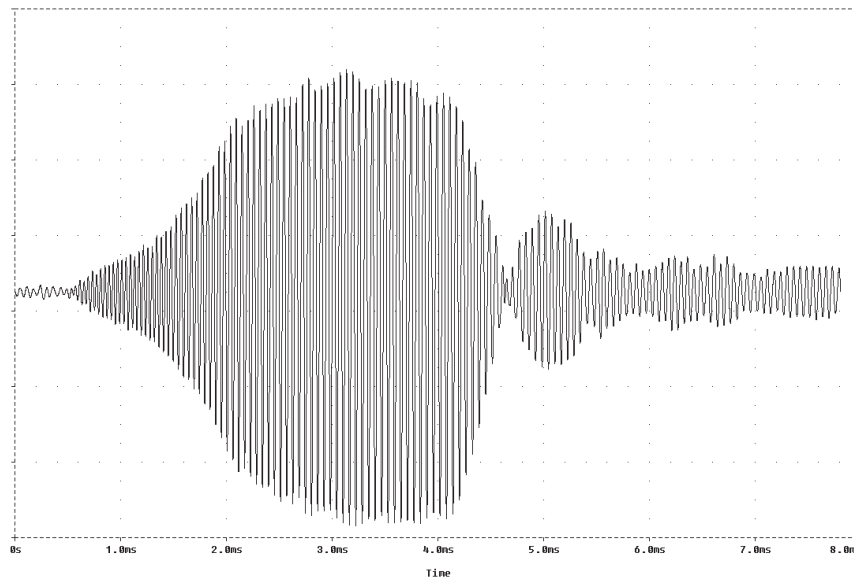


Det ses, at *Slew Raten* opfylder kravene til det anvendte arbejdsområde, som ligger i frekvensbåndet fra 20 kHz - 100 kHz.

Da diodedektoren skal danne en indhyldningskurve, som er proportional med inputamplituden fra forforstærkeren, er det nødvendigt at analysere hvilken struktur et flagemusskrig har.

10.1.1 Analyse af flagemusskrig

Som det blev illustreret på figur 2.4, har et typisk flagemusskrig en varighed på mellem 2 og 10 ms. Der er derfor taget udgangspunkt i et flagemusskrig med en varighed på ca. 8 ms, men hvor selve "burstet" har en længe på ca. 3 ms. Skriget er illustreret på figur 10.4.



Figur 10.4 Et typisk flagemusskrig med en varighed på 8 ms.

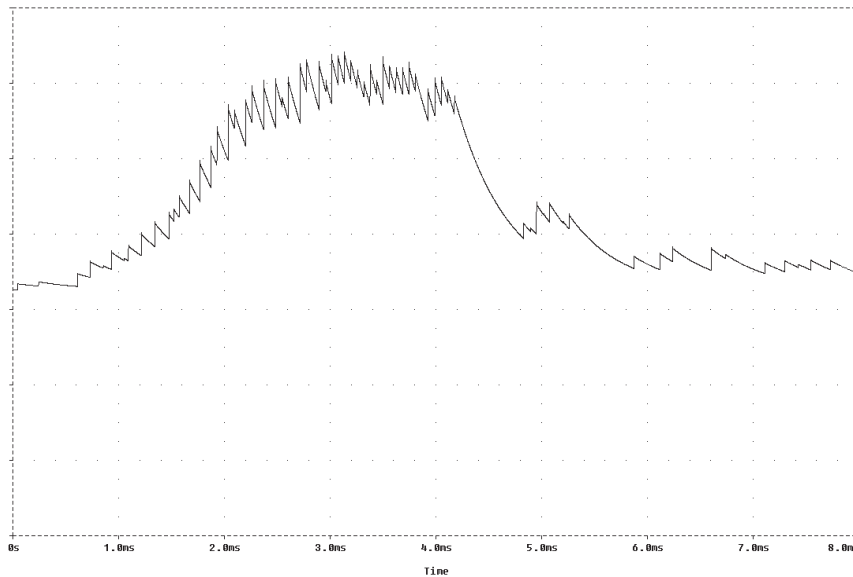
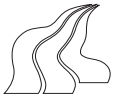
Det ses på ovenstående figur, at det hurtigste fald i amplitudeniveau sker omkring 4 ms. Endvidere ses det, at varigheden af amplitudetallet er ca. 0,5 ms.

På baggrund af den foregående analyse af et flagemusskrig, vælges tidskonstanten i diodedektoren til 0,5 ms, da dette vil gøre, at de væsentligste detaljer i amplitudeniveauet bliver bevaret. For at kondensatoren ikke skal blive for stor, vælges en modstand på 10 kΩ. Dette giver en kondensatorstørrelse på:

$$\omega_D = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{0,5ms} = 2000 \text{ rad / s}$$

$$C_D = \frac{1}{R_D \cdot \omega_D} = \frac{1}{10k\Omega \cdot 2000 \text{ rad / s}} = 50nF \approx \underline{47nF}$$

Ved at benytte disse værdier i superdiodedetektoren, fås et output som vist på figur 10.5, når inputsignalet har samme struktur som i figur 10.4. Det ses, at den overordnede struktur i amplitudekarakteristikken er bevaret, hvilket desværre også har medført den "takkede" struktur. Der kan dog kompenseres for disse "takker" ved at lave en efterfølgende lavpasfiltrering, og derved gøre indhyldningskurven mere kontinuert.

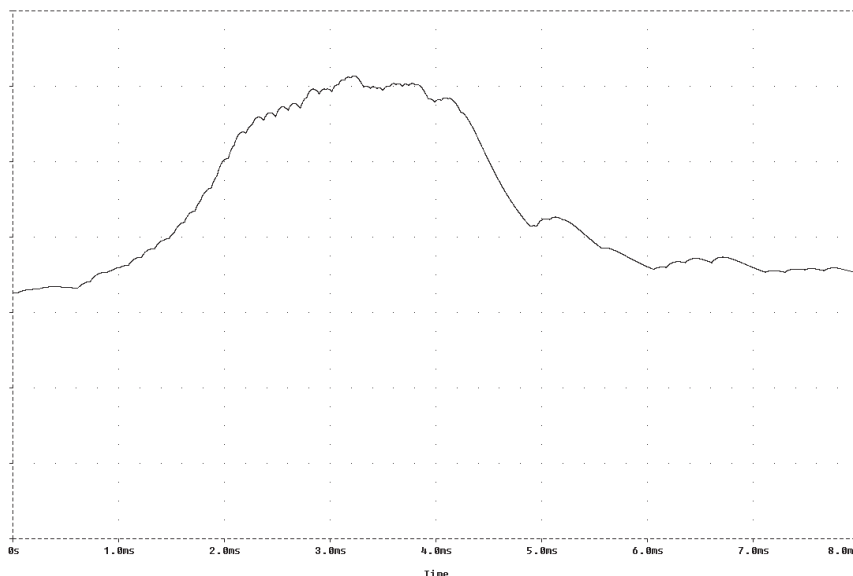


Figur 10.5 Outputsignalet fra superdiodedetektoren ved et inputsignal som vist på figur 10.4. (simuleret i Microsim PSpice)

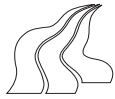
10.1.2 Dimensionering af lavpasfilter

Da diodedetektoren er dimensioneret til en knækfrekvens på ca. 340 Hz ($\omega/2\pi$), skal den efterfølgende lavpasfiltrering selvfølgelig slippe denne frekvens igennem. For at sikre sig, at indhyldningskurven ikke dæmpes, vælges en knækfrekvens på 1000 Hz for lavpasfiltret. Endvidere er det vigtigt, at modstanden i lavpasfiltret er stor, så den ikke trækker for meget strøm fra diodedetektoren og derved ændrer dennes knækfrekvens. På baggrund af dette vælges en modstand på 100 k Ω (10 gange modstanden i diodedetektoren). Kondensatoren kan nu beregnes:

$$C_L = \frac{1}{R_L \cdot f \cdot 2\pi} = \frac{1}{100\text{k}\Omega \cdot 1000\text{Hz} \cdot 2\pi} \approx 1,6\text{nF} \approx \underline{1,5\text{nF}}$$



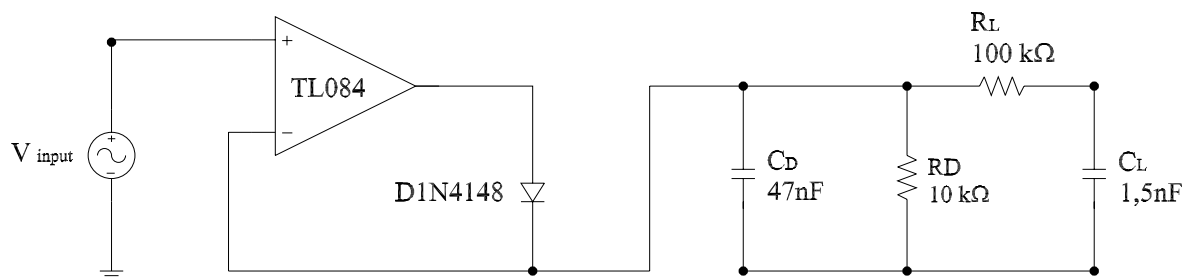
Figur 10.6 Outputsignalet fra superdiodedetektoren efter lavpasfiltrering. Det ses, at den overordnede struktur i amplitudekarakteristikken fra inputsignalet er bevaret



Ved denne efterfølgende lavpasfiltrering får outputsignalet udseendet, som er illustreret på figur 10.6.

Alle komponenter i diodedetektoren og lavpasfiltret er nu dimensioneret, og det endelige diagram kan opstilles (figur 10.7). I/O relationerne for dette diagram er:

- Inputsignal: AC med amplitude i området 0 V - 1 V effektiv.
- Outputsignal: DC med niveau i området fra 0 V - ca. 1,4 V.



Figur 10.7 Diagram over superdiodedetektor og lavpasfilter, der benyttes til at danne en indhyldningskurve af inputsignalet.

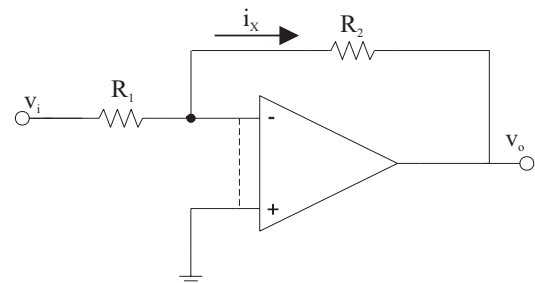
10.2 Dimensionering af spændingsstyret forstærker

Ved dimensioneringen af den spændingsstyrede forstærker tages der udgangspunkt i en operationsforstærker, der er koblet som en traditionel inverterende forstærker. Forstærkningen af denne kobling, bestemmes ved at betragte operationsforstærkeren som værende ideel. Derved kan indgangene opfattes som virtuelt kortsluttet, hvilket medfører, at der er samme potentiale på begge inputterminaler [S&S, 1998, 65]. Forstærkningen er da givet ved:

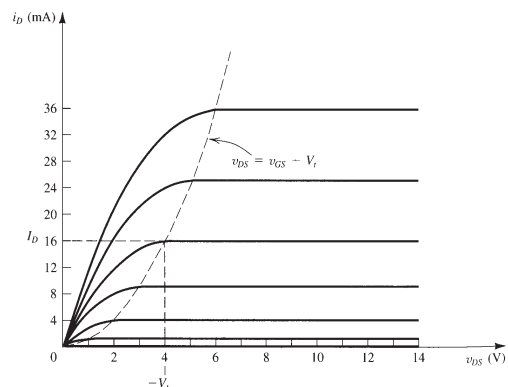
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{V_{R_2}}{V_{R_1}}$$

Da der ikke løber strøm ind i operationsforstærkeren, gælder der at:

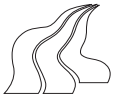
$$\begin{aligned} v_o &= -V_{R_2} = R_2 \cdot i_X \wedge \\ v_i &= V_{R_1} = R_1 \cdot i_X \Leftrightarrow \\ A_v &= -\frac{R_2 \cdot i_X}{R_1 \cdot i_X} = -\frac{R_2}{R_1} \end{aligned}$$



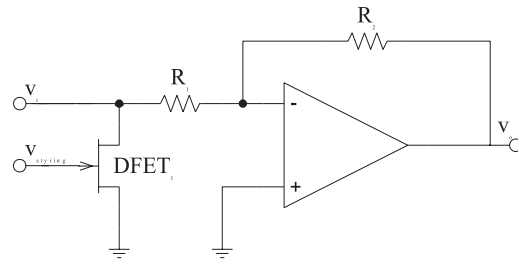
Figur 10.8 Inverterende operationsforstærker.



Figur 10.9 Strøm / spændings forhold for en D-FET (n-kanal).

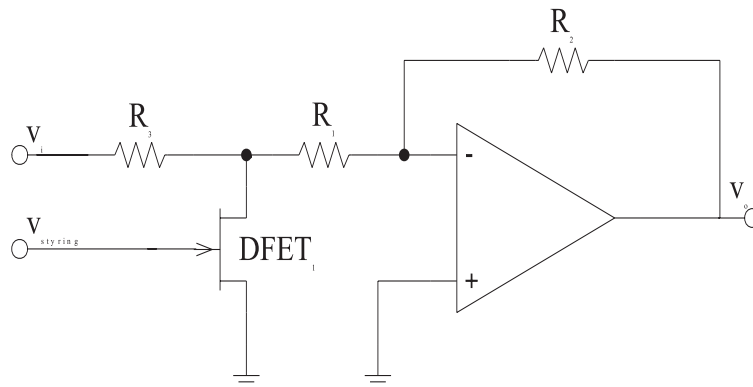


For at styre forstærkningen, indsættes en variabel modstand i parallel med operationsforstærkerindgangene, hvorved det vil være muligt at sænke signalet til operationsforstærkeren. Den variable modstand kan realiseres med en depletion FET, fordi denne type besidder egenskaber der gør det muligt at opnå en forholdsvis lineær variabel modstand, styret af spændingen på gaten. (se figur 10.10).



Figur 10.10 Inverterende forstærkerkobling i parallel med D-FET.

Disse egenskaber for D-FET'en er kun gældende, hvis spændingen $V_{DS(on)}$ er inden for nogle få mV (op til 10 mV). Derfor er det nødvendigt at lave en spændingsdeling, ved at indsætte en seriemodstand inden parallelkoblingen med D-FET'en, således at hovedparten af spændingsfaldet fra signalet ligger over modstanden R_3 (figur 10.11).



Figur 10.11 Spændingsstyret forstærker med dæmningsmodstand.

For at beregne seriemodstanden R_3 forudsættes det, at indgangsmodstanden R_1 i operationsforstærkeren er meget større end modstanden r_{DS} i D-FET'en i åben tilstand (on). Modstanden $r_{DS(on)}$ i D-FET'en, er fundet i databladet til at være max 100 Ω , og derved kan følgende opstilles:

$$v_{DS} = v_i \frac{r_{DS(on)}}{r_{DS(on)} + R_3} \Leftrightarrow$$

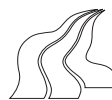
$$v_{DS} \cdot r_{DS(on)} + v_{DS} \cdot R_3 = v_i \cdot r_{DS(on)} \Leftrightarrow$$

$$v_{DS} \cdot R_3 = r_{DS(on)} (v_i - v_{DS}) \Leftrightarrow$$

$$R_3 = \frac{r_{DS(on)} (v_i - v_{DS})}{v_{DS}}$$

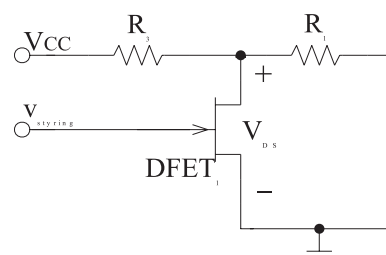
$$R_3 = \frac{100\Omega(4,5V - 20mV)}{20mV} = \underline{22,4k\Omega} \approx 22k\Omega$$

Idet signalet er dæmpet over modstanden R_3 , skal forstærkningen beregnes således at outputsignalet får en amplitude på 1,4 V. For at beregne forstærkningen opstilles:



$$A_v = -\frac{v_o}{v_{DS}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

For at finde spændingen V_{DS} over D-FET'en, er det nødvendigt at finde modstanden r_{DS} i D-FET'en. Den variable modstand r_{DS} skal styres af en spænding fra overlejringskurven, som skal ligge mellem V_t og 0 V. Det skal sikres, at V_t ikke overskrides, da D-FET'en så vil komme uden for det variable område og derfor vælges V_t til at ligge 80% under dens reelle værdi. Fra databladet oplyses det at V_t minimum er -0,5V og maximum -3,0V. For at bestemme V_t er det nødvendigt at lave en måling, som kan fastsætte denne for hver enkelt D-FET. Målingen til at bestemme V_t laves ved at opstille en spændingsdeling som vist på figur 10.12, hvor spændingen måles over D-FET'en. Styrespændingen V_{GS} sænkes, indtil spændingen V_{DS} over D-FET'en bliver konstant, og herefter vil V_t være spændingen V_{GS} på gaten.



Figur 10.12 Måleopstilling til bestemmelse af r_{DS} .

Ved måling er V_t fundet til -1,332V og $V_{t80\%}$ beregnes til:

$$V_{t80\%} = V_t \cdot 0,8$$

$$V_{t80\%} = 1,332 \cdot 0,8 = \underline{1,066V}$$

Spændingen $V_{DS80\%}$ over D-FET'en måles herefter ved at sætte V_{GS} til $V_{t80\%}$. V_{DS} måles til 87,2 mV og det er tidligere bestemt at $R_1 \gg r_{DS}$, hvilket medfører at modstanden R_2 , kan beregnes til:

$$R_1 = 10 \cdot r_{DS}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_{DS}} = \frac{R_2}{10 \cdot r_{DS}}$$

$$R_2 = \frac{v_o}{v_{DS}} (10 \cdot r_{DS})$$

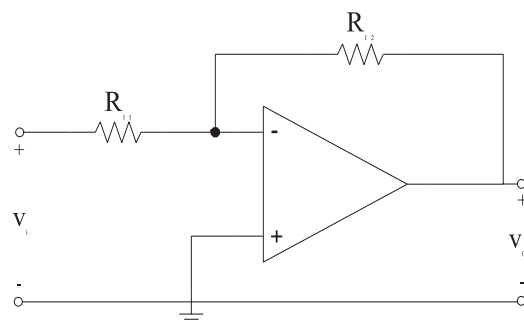
$$R_2 = \frac{1,4V}{87,2mV} (10 \cdot 100\Omega) = 16,1k\Omega \approx 16k\Omega$$

Spændingen fra overlejringskurven skal tilpasses den enkelte D-FET v.h.a. en inverterende forstærkning. Denne forstærkning foretages med en traditionel inverterende forstærker, som er beskrevet i starten af dette afsnit. Dæmpningen af indhyldningskurven bestemmes ved:

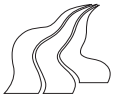
$$A_v = -\frac{v_o}{v_i}$$

$$A_v = -\frac{1,332V \cdot 0,8}{1,4V} = -0,761V/V$$

Den inverterende forstærker skal have en indgangsmodstand R_i , således at den ikke påvirker det lavpasfilter, som er på diodedektoren. Dette medfører, at $R_i \gg R_L$, hvilket bevirker at:

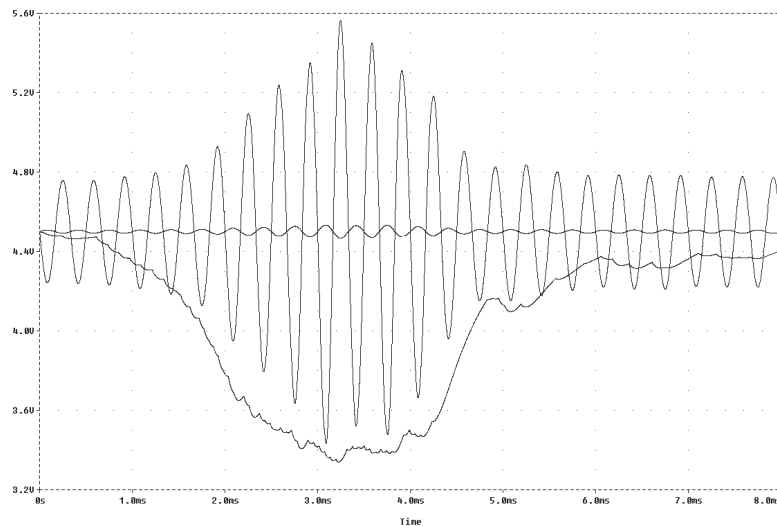


Figur 10.13 Inverterende forstærkning til at regulere indhyldningskurven.



$$\begin{aligned}R_i &= R_{11} = 10 \cdot R_L \\R_{11} &= 10 \cdot 100k\Omega = 1M\Omega \\A_v &= -\frac{R_{12}}{R_{11}} \Leftrightarrow \\R_{12} &= -A_v \cdot R_{11} \\R_{12} &= 0,761 \frac{V}{V} \cdot 1M\Omega = 761k\Omega \approx \underline{750k\Omega}\end{aligned}$$

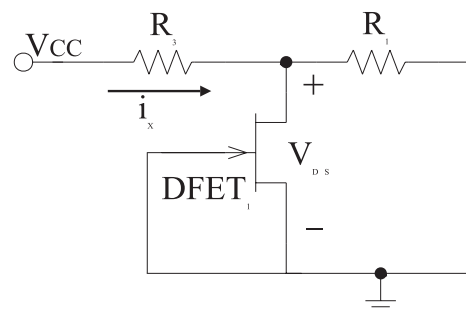
Modstanden R_{12} afhænger af hvilken D-FET, der anvendes (p.g.a. dataspredning på V_t). Derfor vil det være nødvendigt at beregne modstanden for hver enkelt apparat. En anden mulighed vil være, at indsætte en variabel modstand, som giver mulighed for justering, efter apparatet er fremstillet. Hvis apparatet skal serieproduceres, er dette en fordel, idet det så er muligt at måle direkte på apparatet, i stedet for at måle på D-FET'en og derefter beregne modstanden.



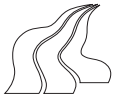
Figur 10.14 Den inderste kurve viser spændingen over D-FETen. Det store signal viser outputtet på operationsforstærkeren. Den nederste kurve viser indhyldningskurven.

Som det ses på figuren, bliver den overordnede signalstruktur gengivet fra indhyldningskurven, men den variable modstand kan ikke dæmpe outputsignalet tilstrækkeligt, når inputsignalet har en lille amplitude. Dette restsignal skyldes, at modstanden i D-FET'en $r_{DS(on)}$, i åben tilstand, ikke er tilstrækkelig lille. For at kompensere for dette restsignal, opstilles en referencespænding v.h.a. en tilsvarende spændingsdeling, hvor D-FET'en erstattes af en fast modstand, som har samme størrelse som D-FET'ens modstand $r_{DS(on)}$. Ved at forstærke differensen af signalerne, fra de to spændingsdelinger, vil det førnævnte restsignal blive fjernet.

For at finde størrelsen af modstanden, som skal erstatte D-FET'en, kan spændingsdelingen fra sidste forsøg benyttes ved at sætte gaten på D-FET'en til stel og afbryde modstanden R_1 . Herefter kan spændingerne over modstandene r_{DS} og R_3 måles, hvorefter modstanden r_{DS} beregnes ved:



Figur 10.15 Spændingsdeling med åben D-FET, til måleforsøg.

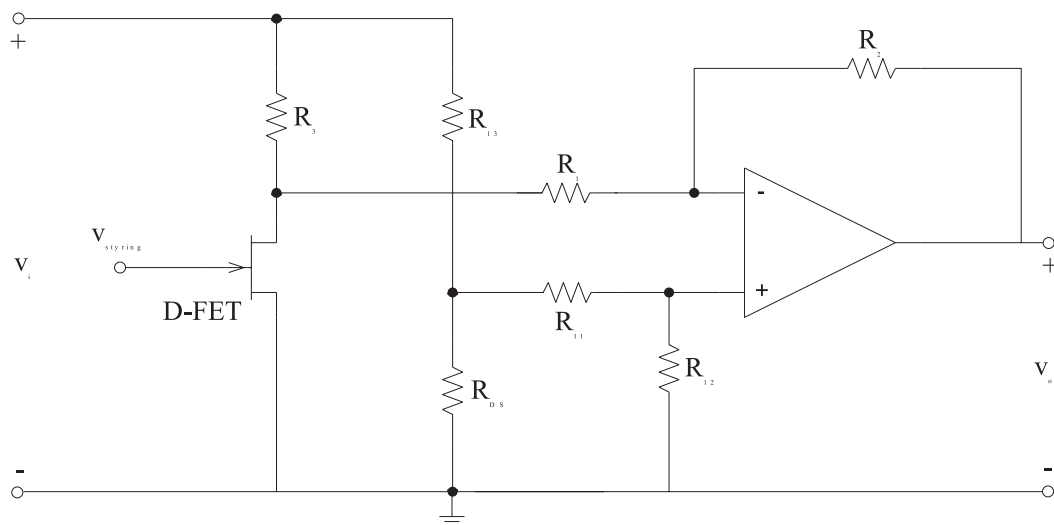


$$I_X = \frac{V_{R_3}}{R_3}$$

$$r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_X} = \frac{V_{DS} \cdot R_3}{V_{R_3}}$$

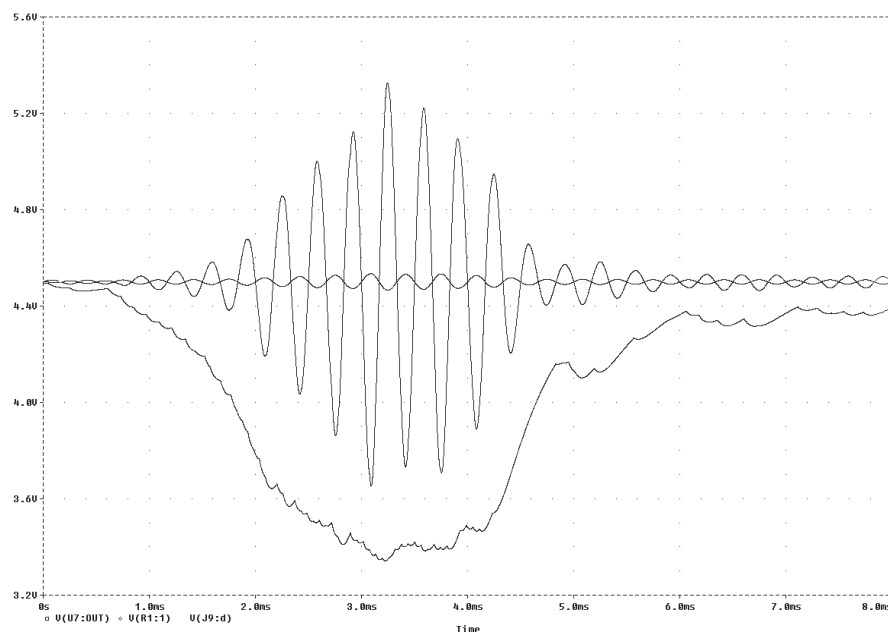
$$r_{DS} = \frac{15,8mV \cdot 22k\Omega}{4,47} = \underline{77,7\Omega}$$

Idet modstanden r_{DS} varierer fra den ene D-FET til den anden, vælges et potentiometer på $100\ \Omega$, således at modstanden kan indstilles nøjagtigt. Efter modstanden r_{DS} er fundet, indsættes de to spændingsdelere i en differensforstærker. (se figur 10.16)

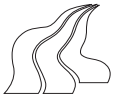


Figur 10.16 Spændingsstyret forstærker, opbygget med en differensforstærker.

Modstandene i referencespændingen sættes til samme værdi, som de tilsvarende modstande i



Figur 10.17 Den inderste kurve viser spændingen over D-FET'en. Det store signal viser outputtet fra differensforstærkeren. Nederste kurve viser den inverterede indhyldningskurve.



spændingsdelingen med D-FET'en. Herved bliver forstærkningen vægtet lige for begge spændingsdelinger. Det ses på figur 10.17 at signalet er blevet dæmpet ved små inputsignaler. En ulempe ved denne kobling er at, signalet bliver dæmpet, da signalet fra referencespændingen bliver fratrukket det oprindelige signal.

For at kompensere for denne dæmpning, beregnes den endelige forstærkning:

$$V_{\text{ref}} = \frac{R_{\text{DS}}}{R_{\text{DS}} + R_{23}} \cdot V_i = \frac{77,7\Omega}{77,7\Omega + 22\text{k}\Omega} \cdot 4,5\text{V} = 15,8\text{mV}$$

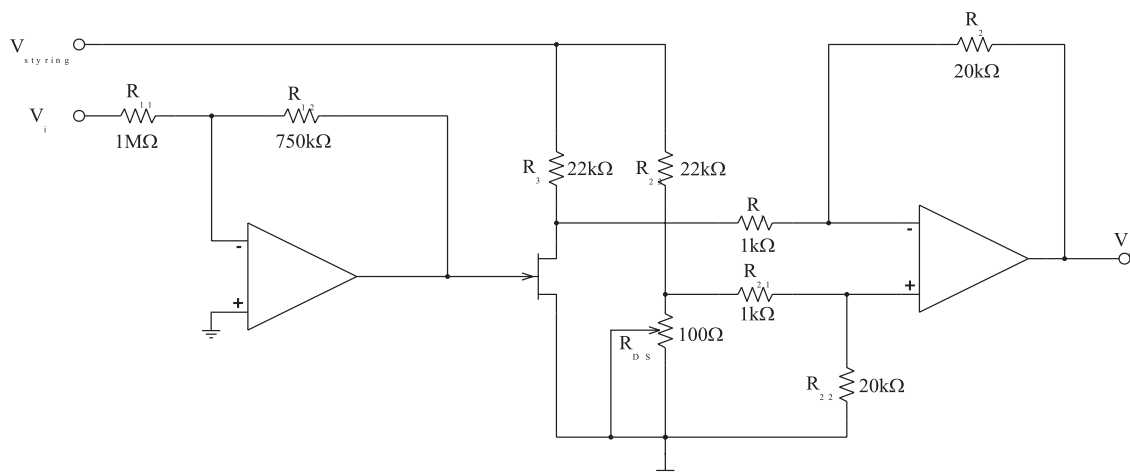
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{V_{\text{DS}} - V_{\text{ref}}} = \frac{1,4\text{V}}{87,2\text{mV} - 15,8\text{mV}} = 19,6$$

Efter at denne forstærkning er fundet, kan modstandene i differensforstærkeren beregnes:

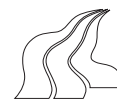
$$A_v = \frac{V_o}{V_{\text{DS}} - V_{\text{ref}}} = -\frac{R_2}{R_1} \Rightarrow$$

$$R_2 = -\frac{V_o \cdot R_1}{V_{\text{DS}} - V_{\text{ref}}} = \frac{1,4\text{V} \cdot 1\text{k}\Omega}{87,2\text{mV} - 15,8\text{mV}} = 19,6\text{k}\Omega \approx 20\text{k}\Omega$$

Efter disse beregninger er alle komponentværdier bestemt, og kredsløbet ser således ud:

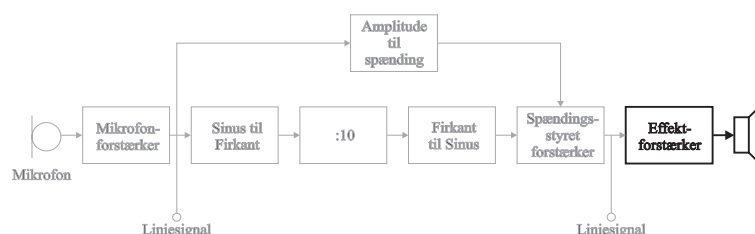


Figur 10.18 Den spændingsstyrede forstærker efter dimensionering.



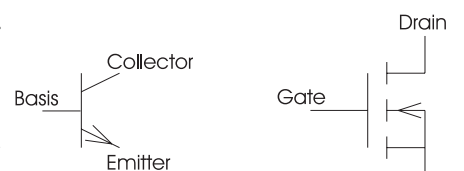
11 Effektforstærker

For at omsætte det færdigbehandlede, elektriske signal til lyd, skal det transmitteres vha. en højttaler. Da dette kræver en større effekt end den spændingsstyrede forstærker kan levere, skal signalets effekt forstærkes. Afsnittet starter med en beskrivelse af forskellen mellem BJT- og MOS-FET transistorer, hvorefter de forstærkerklasser, der kan komme i betragtning, beskrives. Derefter dimensioneres en effektforstærker af den bedst egnede klasse, samt et kredsløb til styring af lydniveauet.



11.1 Sammenligning af BJT og MOS-FET

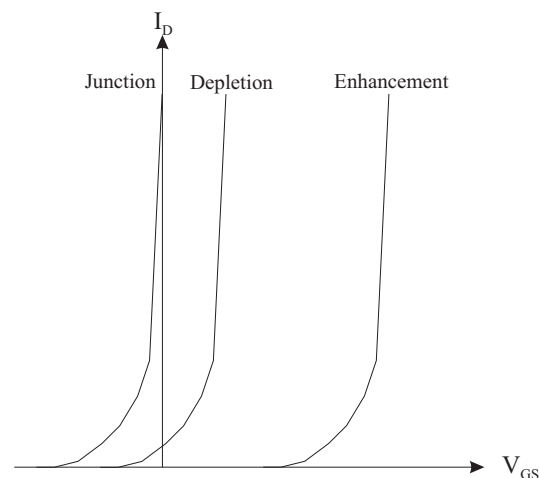
En af de væsentligste forskelle på en BJT og en MOS-FET, er, at BJT'en er strømstyret, hvor MOS-FET'en er spændingsstyret. Der menes dermed, at BJT'en leder en strøm mellem collector og emitter, der er afhængig af den strøm, der løber mellem basis og emitter. Tilsvarende gælder det for MOS-FET'en, at strømmen, der løber mellem drain og source (I_D), er afhængig af spændingen mellem gate og source (V_{GS}), da der ikke kan løbe strøm mellem gate og source.



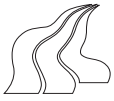
Figur 11.1 BJT'ens og FET'ens benbenævnelser.

11.1.1 Beskrivelse af MOS-FET typer

Der findes en række typer af MOS-FET-transistorer, som har vidt forskellige I_D/V_{GS} karakteristisk. Med henblik på at vælge den bedst egnede, beskrives i det følgende tre typer. Der gives kun en beskrivelse af n-kanal typerne, da de komplementære p-kanal typer opererer på samme måde, ved V_{GS} og I_D med modsat fortegn.



Figur 11.2 Skitse af strøm / spændingskarakteristik for de tre forskellige n-kanal MOS-FET'er.



Junction FET (JFET)

I en n-kanal junction FET er der en åben n-kanal mellem drain og source. Kanalen indsnævres ved at påtrykke en negativ spænding på gaten, som er forbundet til nogle p-lag, der ligger omkring n-kanalen. [S&S, 1998, 447]

Depletion FET

En n-kanal depletion-FET fungerer på samme måde som en n-kanal JFET, blot med den forskel, at kanalens bredde kan ændres i både positiv og negativ retning.

Ved $V_{GS} = 0$ har kanalen en bestemt bredde, som bliver større ved $V_{GS} > 0$ og mindre ved $V_{GS} < 0$.

Enhancement FET

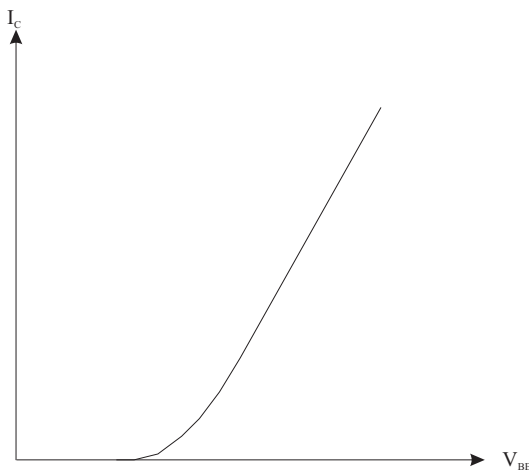
En enhancement type med n-kanal adskiller sig fra de to andre typer ved, at den kun arbejder i det positive område af V_{GS} . Der er ikke nogen kanal når $V_{GS} \leq V_t$. V_t er den positive tærskelspænding, som gatespændingen skal over, før kanalen opstår, og der begynder at løbe en drainstrøm. For p-kanalen er denne V_t negativ.

Konklusion

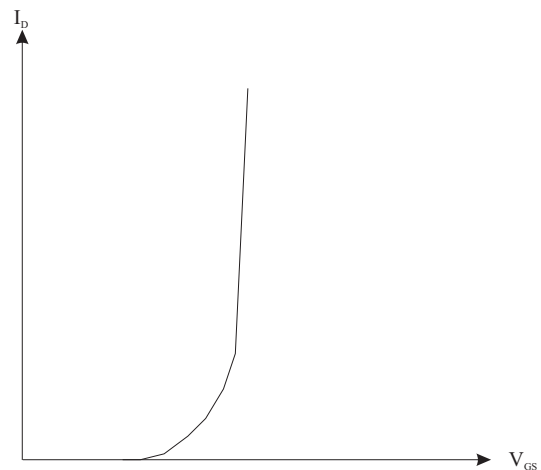
Da n-kanalen og p-kanalen for en *enhancement* FET kun arbejder ved hhv. positive og negative værdier af V_{GS} , kan en forstærker, baseret på disse, laves med et simplere kredsløb end med de andre typer. På grundlag af dette er det kun denne type MOS-FET, der vil komme i betragtning ved en senere forstærkerdimensionering. Derfor medtages kun enhancement MOS-FET'er i det følgende.

11.1.2 Strøm / spændingskarakteristik

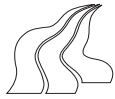
Ved at opstille karakteristikker for henholdsvis collectorstrømmen og drainstrømmen som funktion af henholdsvis basis-emitter spændingen og gate-source spændingen, kan man få et indtryk af forskellen på en BJT og en MOS-FET.



Figur 11.3 Skitse af strøm / spændingskarakteristik for en BJT



Figur 11.4 Skitse af strøm / spændingskarakteristik for en enhancement MOS-FET.



Det ses på graferne, at collectorstrømmen i en BJT stiger tilnærmelsesvis lineært med spændingen over basis-emitter, og er givet ved funktionsudtrykket: [S&S, 1998, 235]

$$i_C = I_S \cdot e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

Hvor: i_C er collectorstrømmen.
 I_S er mætningsstrømmen.
 v_{BE} er basis-emitterspændingen.
 V_T er termospændingen.

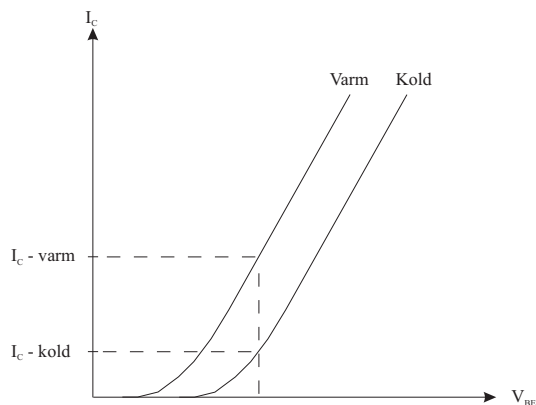
Tilsvarende gælder det, at drainstrømmen i en MOS-FET, er givet ved funktionsudtrykket: [S&S, 1998, 369]

$$I_D = K \cdot (V_{GS} - V_t)^2, \quad V_{GS} \geq V_t \quad (11.1)$$

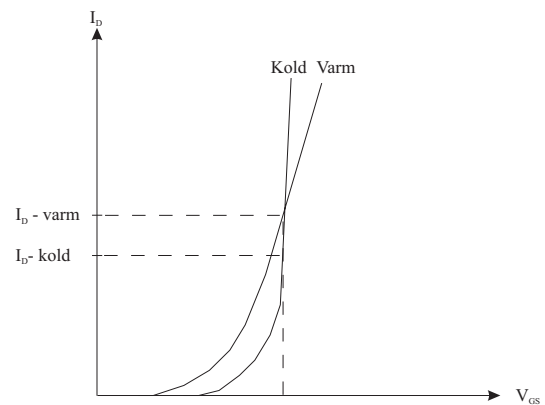
Hvor I_D er drainstrømmen.
 V_{GS} er spændingen mellem gate og source.
 V_t er en tærskelspænding, som V_{GS} skal over, før MOS-FET'en begynder at lede.
 K er en faktor, der angiver hvor stejlt drainstrømmen stiger som funktion af V_{GS}
 (Se formel 11.2).

11.1.3 Termiske forskelle

Ved at opstille strøm / spændingskarakteristikker for BJT'en og MOS-FET'en ved forskellige temperaturer, kan det ses at collector- og drainstrømmen, også er afhængig af temperaturen.

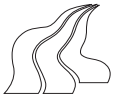


Figur 11.5 Skitse af strøm / spændingskarakteristik for en BJT ved to forskellige temperaturer.



Figur 11.6 Skitse af strøm / spændingskarakteristik for en MOS-FET ved to forskellige temperaturer.

I BJT'en stiger collectorstrømmen, og dermed effektafsættelsen i transistoren, når temperaturen stiger. Effektafsættelsen i transistoren får temperaturen, i denne, til at stige, hvilket medfører en løkke, som først stopper når transistoren brænder sammen. Dette fænomen kaldes "termisk runaway", og det kan f.eks. undgås ved at koble en køleplade på transistoren. Hvad angår MOS-FET'en, er problemet ikke så udtalt, idet der ikke sker så kraftig en vækst i drainstrømmen, når temperaturen stiger, som det er tilfældet med en BJT. (Se afsnit 11.6)

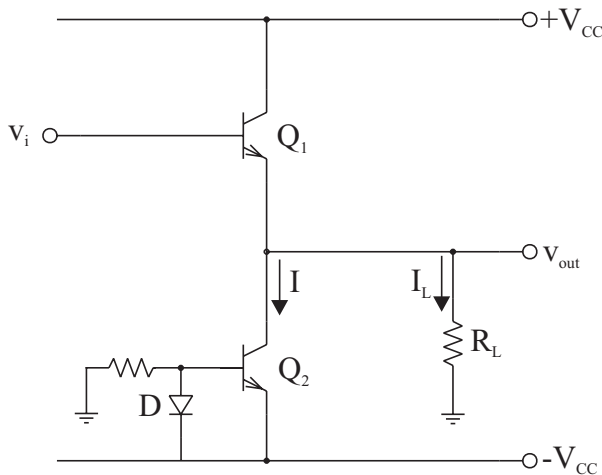


11.2 Beskrivelse af forstærkerklasser

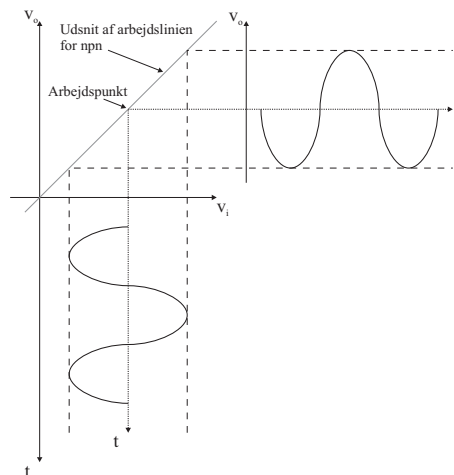
Output-trin kan inddeles i en række klasser, alt efter hvordan de fungerer. De klasser som kan komme i betragtning i denne sammenhæng benævnes A, B eller AB. I det følgende beskrives disse med henblik på at vælge den, som er bedst egnet til formålet.

11.2.1 Klasse A

Ved en forstærker i klasse A, er arbejds punktet, som signalet svinger omkring, valgt således, at der er plads til hele signalets udsving. Som det fremgår af figur 11.8, får man således hele signalet med.



Figur 11.7 Diagram for en klasse-A forstærker. Q_2 genererer biasstrømmen, I .



Figur 11.8 Overføringskurve for en klasse-A forstærker.

Arbejds punktet fastlægges ved at indsætte en konstant strømgenerator i form af en transistor. (Se figur 11.7). Denne transistor leverer biasstrømmen I , hvormed signalet svinger. Biasstrømmen skal altså være mindst lige så stor som det største negative udsving i i_L .

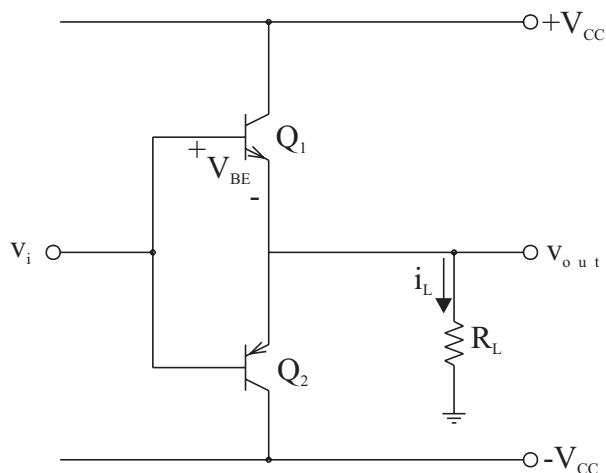
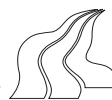
Da denne type forstærker udelukkende arbejder i transistorens lineære område, giver den en lav forvrængning.

11.2.2 Klasse B

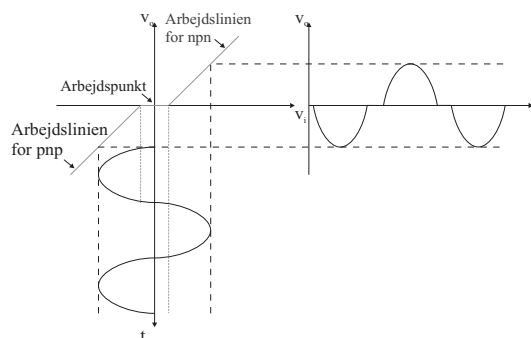
I en forstærker i klasse B ligger arbejds punktet i nul, og den vil derfor ikke få den negative del af signalet med, hvis den kun er baseret på ét trin. Af denne grund anvendes ofte to komplementære klasse-B trin i en "push-pull" kobling (Se figur 11.9).

Ved et positivt udsving i v_i , vil Q_1 , som er en npn-transistor, åbne, mens Q_2 , som er en pnp-transistor, vil lukke. Strømmen vil derfor løbe gennem Q_1 og ud i R_L (Push). Et negativt udsving i v_i vil resultere i at Q_1 lukker, og Q_2 åbner, hvorved strømmen løber fra R_L og ned gennem Q_2 . (Pull)

Da inputsignalet skal over en tærskel i positiv retning for npn-transistoren (V_{in}) og negativ retning for pnp-transistoren (V_{ip}) før transistorerne begynder at åbne, vil der opstå en crossoverforvrængning i området omkring $v_i = 0$. (Se figur 11.10)



Figur 11.9 Diagram for en klasse-B forstærker. Ved et positivt udsving i v_i kommer der et positivt udsving i i_L .

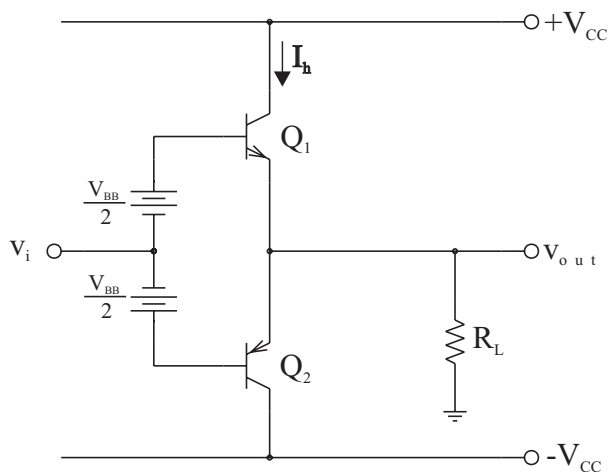


Figur 11.10 Crossoverforvrængning som følge af tærskelspændingen på transistorerne.

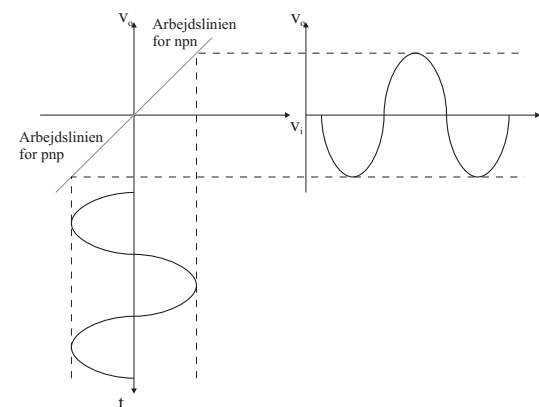
11.2.3 Klasse AB

Som med klasse-B forstærkeren er klasse-AB forstærkere oftest opbygget af to komplementære trin for at få hele signalet med.

Klasse-AB trin adskiller sig fra klasse-B trin ved, at transistorerne er forspændt med en fast spænding (V_{BE} eller V_{GS}) således, at der løber en hvilestrøm, I_h (Se figur 11.11). Dette betyder, at crossoverforvrængningen næsten kan elimineres, da tærskelspændingerne er overvundet af forspændingen (Se figur 11.12).



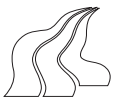
Figur 11.11 Diagram for en klasse-AB forstærker. Spændingerne $V_{BB}/2$ kan genereres på flere forskellige måder.



Figur 11.12 Skitse af overføringskurven for en klasse-AB forstærker. Crossoverforvrængningen er elimineret ved hjælp af forspændingen.

Af hensyn til strømforbruget, er det ønskeligt, at I_h er så lav som muligt. Derfor er det vigtigt at vælge en forspænding, der ligger så tæt på V_t som muligt.

Der findes flere forskellige måder, hvorpå den nødvendige forspænding kan genereres. Her illustreres de to simpleste:



Dioder

Placeres et antal dioder med en samlet diodespænding, der svarer til den samlede tærskelspænding for transistorerne, vil der altid være en passende V_{BE} over transistorerne. Denne metode er bedst egnet til forstærkere, der er baseret på BJT'ere, da FET'ere har en væsentlig højere V_t . Samtidig ligger diodespændingen fast på ca. 0,7 V, hvilket kan give problemer med at opnå den korrekte spænding for en FET. Da V_{BE} på en BJT svarer til en diodespænding, er der på figur 11.13 anvendt to dioder til at fastlægge forspændingen. Da diodespændingen falder når temperaturen stiger [S&S, 1998, 135], giver denne kobling mulighed for en termisk kobling, mellem dioderne og transistorerne, til begrænsning af risikoen for termisk runaway (se afsnit 11.1.3).

Spændingsdeling med modstande

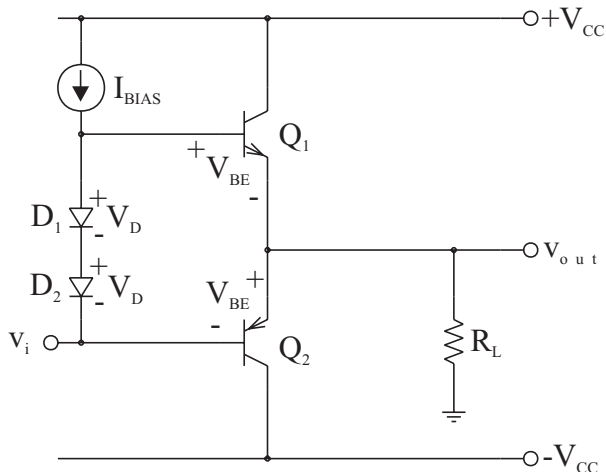
En simple og mere fleksibel måde at fastlægge arbejds punktet på er, at lave en spændingsdeling mellem en række modstande af passende værdi. Som det fremgår af figur 11.14, vil den del af spændingsfaldet der ligger over modstandene R_2 og R_3 , blive fordelt mellem de to transistorer. Det brede udvalg af modstande samt muligheden for at indsætte potentiometre gør, at denne metode er potentielt meget præcis, samtidig med at den er billig at implementere. Denne kobling giver ikke mulighed for termisk kobling, da modstandene er relativt temperaturuafhængige. Dette betragtes imidlertid ikke som noget problem, da der er tale om en forstærker med en lav effekt.

11.2.4 Valg af klasse

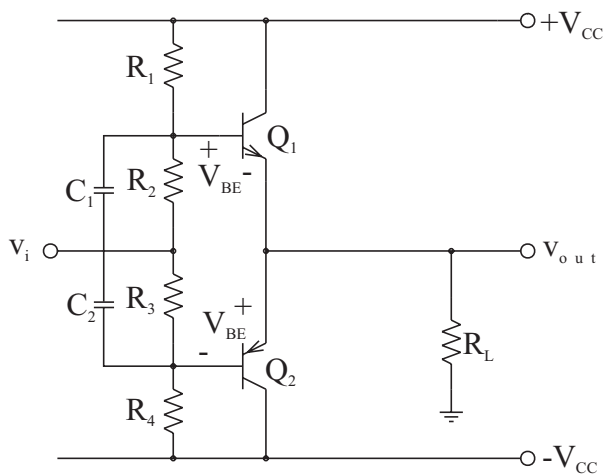
Da apparatet skal forsynes af et 9V batteri, er det ikke hensigtsmæssigt at anvende en forstærker som bruger for meget strøm. Samtidig er det audio-signaler, der skal forstærkes, og derfor er det væsentligt, at forvrængningen er så lav som muligt.

Klasse-A er det trin, som giver den laveste forvrængning, men er samtidigt det trin der bruger mest strøm.

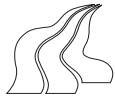
Klasse-B er det trin, som bruger mindst strøm, men introducerer samtidig en uacceptabel høj forvrængning. Desuden skal inputsignalet være stor nok til at overvinde transistorernes tærskelspændinger, hvilket kan give problemer.



Figur 11.13 Klasse-AB forstærker hvor forspændingen er genereret ved hjælp af to dioder.



Figur 11.14 Klasse-AB forstærker hvor forspændingen er lavet med en spændingsdeling mellem fire modstande.

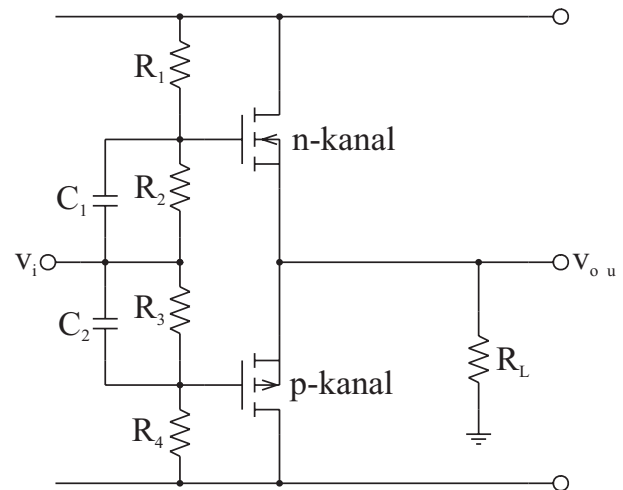


Et kompromis mellem disse to typer er en klasse-AB forstærker, da denne har et lavere strømforbrug end klasse-A forstærkeren og introducerer væsentligt mindre forvrængning end en klasse-B forstærker. På grund af disse egenskaber anvendes en klasse AB-kobling til effektforstærkeren.

11.3 Valg af transistorer

Da forstærkeren skal opbygges som en klasse-AB forstærker, er det nødvendigt med et kredsløb til at forspænde transistorerne. Da MOS-FET'er er spændingsstyrede, kan de forspændes med en simpel spændingsdeling mellem en række modstande. Hvis der anvendes BJT'ere, skal der opstilles et mere omfattende kredsløb til at generere den nødvendige biasstrøm. Derfor vælges enhancement MOS-FET'er til forstærkeren, og dermed kommer kredsløbet til at se ud som på figur 11.15.

For at kunne vælge komponenter af passende proportioner, bestemmes først hvilken belastning de vil blive udsat for.



Figur 11.15 Effektforstærker baseret på to enhancement MOS-FET'er

Idet der ønskes afsat en effekt på 100 mW, i en 8 Ω højttaler, kan den nødvendige peakspænding beregnes:

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \Leftrightarrow$$

$$\hat{V}_o = \sqrt{2 \cdot P_L \cdot R_L} = \sqrt{2 \cdot 100 \text{ mW} \cdot 8 \Omega} = 1,26 \text{ V}$$

Denne formel er udledt i afsnittet "Termiske betragtninger" i afsnit 11.6 formel 11.7. Efter at peakspændingen er beregnet, kan peakstrømmen findes:

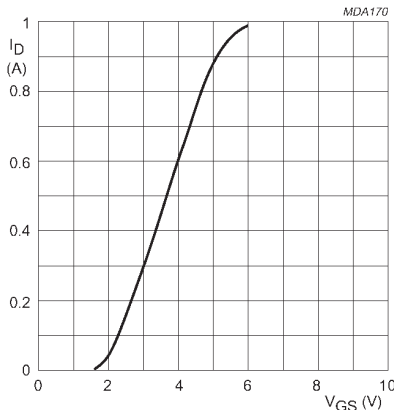
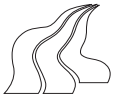
$$\hat{V}_o = \hat{I}_o \cdot R_L \Leftrightarrow$$

$$\hat{I}_o = \frac{\hat{V}_o}{R_L} = \frac{1,26 \text{ V}}{8 \Omega} = 158,1 \text{ mA}$$

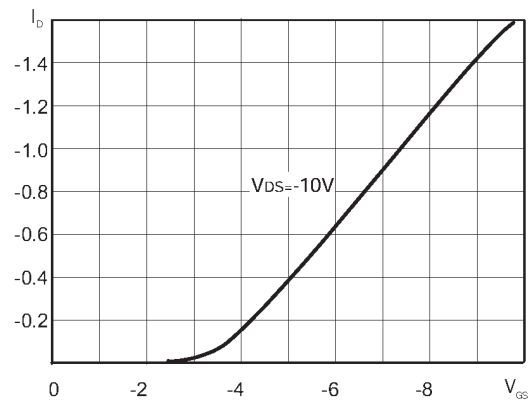
Idet effektforstærkeren er en klasse-AB forstærker, skal hvilestrømmen være så lille som muligt. Den vælges til at være en hundrededel af peakstrømmen.

$$I_h = \frac{1}{100} \cdot \hat{I} = \frac{1}{100} \cdot 158,1 \text{ mA} = 1,58 \text{ mA}$$

Ud fra ovenstående strømme kan typen på MOS-FET'erne findes. Der vælges således en n-kanal type BST76A og en p-kanal type ZVP2106A, idet de tåler en konstant drainstrøm på hhv. 300 mA og 280 mA. Endvidere er disse transistorer komplementære samt tilgængelige i laboratoriet. At komponenterne er komplementære vil sige, at de med modsat fortegn, har tilnærmelsesvis samme strøm / spændingskarakteristik (Se figur 11.16 og 11.17).



Figur 11.16 Strøm / spændingskarakteristik for BST76A (n-kanal).



Figur 11.17 Strøm / spændingskarakteristik for ZVP2106A (p-kanal).

11.4 Beregning af komponenter til kredsløb

For at beregne værdierne af komponenterne i kredsløbet, er det nødvendigt, at vide hvilke spændingsfald, der skal ligge over de forskellige modstande. I det følgende beregnes først spændingsfaldene, så modstandene og til sidst kondensatorerne i kredsløbet.

11.4.1 Beregning af spændingsfald

Ved aflæsning på databladene finder man, at tærskelspændingen (V_t) for MOS-FET'erne kan variere med 2 V. Dermed er der ikke nogen fast spænding, hvorved MOS-FET'erne begynder at lede.

Dette er et problem, idet man så ikke ved, hvilken spænding, der skal være mellem de to gates, for at den ønskede hvilestrøm løber. På databladene er der grafer, der viser den typiske sammenhæng mellem drainstrøm og gate-sourcespænding. Der ønskes bestemt den typiske gate-sourcespænding, som får en hvilestrøm på 1,58 mA til at løbe, og til dette anvendes ligningen for sammenhængen mellem strøm og spænding i en MOS-FET: [S&S, 1998, 369]

$$I_D = \frac{1}{2} \cdot k'_n \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_t)^2 = K \cdot (V_{GS} - V_t)^2 \quad (11.2)$$

Hvor: k'_n er en konstant for transistoren

W er kanalens bredde

L er kanalens længde

K repræsenterer $\frac{1}{2} \cdot k'_n \cdot \frac{W}{L}$

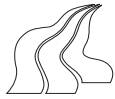
Da de enkelte komponenter i ovenstående udtryk er uinteressante i denne sammenhæng, benyttes den simplificerede notation, K.

Først skal konstanterne V_t og K, der indgår i ligningen, bestemmes.

Ved aflæsning på graferne (Se figur 11.16 og 11.17) bestemmes V_{tn} (n-kanal) til 1,5 V, og V_{tp} (p-kanal) til -2,5 V.

Konstanten K kan aflæses på grafen i det punkt hvor $V_{GS} - V_t = 1$, idet K da er lig I_D .

Ved aflæsning ud for det punkt, hvor $V_{GS} = V_t + 1$ V, bestemmes K-værdierne for hver af de to transistorer. K_n aflæses til 0,15 A/V², og K_p til 0,1 A/V². Herfra kan V_{GSMIN} for hver af MOS-FET'erne findes:



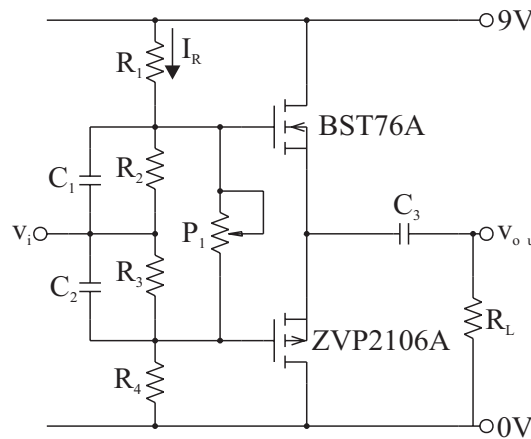
$$V_{GSMINn} = \sqrt{\frac{I_h}{K_n}} + V_{tn} = \sqrt{\frac{1,58mA}{0,15 \frac{A}{V^2}}} + 1,5V = 1,60V$$

$$V_{GSMINp} = -\sqrt{\frac{I_h}{K_p}} - V_{tp} = -\sqrt{\frac{1,58mA}{0,1 \frac{A}{V^2}}} - 2,5V = -2,63V$$

Ved at summere disse spændinger findes den spænding, der typisk skal ligge mellem de to gates, for at der løber en hvilestrøm på 1,58 mA:

$$V_{GG} = |V_{GSMINn}| + |V_{GSMINp}| = 1,60V + 2,63V = 4,23V$$

Problemet, ved at bruge denne spænding, er, at der er risiko for gate-sourcespændingen ikke er nået op over tærskelspændingen, som der er relativt stor spredning på. Dette kan betyde, at en del af signalet skal bruges til at hæve gate-sourcespændingen, hvilket medfører, at der opstår crossoverforvrængning. Det kan derfor være nødvendigt, at spændingen er større end den typiske værdi. Dette kan gøres ved at bruge max-værdierne for MOS-FET'ernes tærskelspænding. Ved aflæsning på databladet findes $V_{tn(MAX)}$ til 2,4 V og $V_{tp(MAX)}$ til 3,5 V, hvilket giver en V_{GG} på 5,9 V. Denne spænding bruges således til dimensioneringen, og ved at sætte et potentiometer parallelt med serieforbindelsen af R_2 og R_3 , kan spændingen justeres, så hvilestrømmen passer. Dette medfører, at kredsløbet kommer til at se således ud:

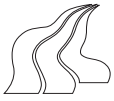


Figur 11.18 Diagram over effektforstærkeren, efter indsættelse af potentiometer.

11.4.2 Beregning af modstande

Idet der ønskes en lav strøm, som stadig er i stand til at fastholde potentialet når den belastes, vælges en strøm (I_R) ned gennem modstandene på $100 \mu A$. Erstatningsmodstanden (R^*) for R_2 , R_3 og P_1 bestemmes ved:

$$R^* = \frac{V_{GG}}{I_R} = \frac{5,9V}{100 \mu A} = 59 k\Omega$$



Potentiometeret, P_1 vælges til $100\text{ k}\Omega$, og idet R_2 og R_3 skal være lige store, findes de ved:

$$R^* = (R_2 + R_3) \parallel P_1 \Leftrightarrow$$

$$R_2 = R_3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R^*} - \frac{1}{P_1}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{59\text{ k}\Omega} - \frac{1}{100\text{ k}\Omega}} = 71,95\text{ k}\Omega$$

Denne størrelse findes ikke i 5 % rækken, så for at sikre at spændingsfaldet ikke bliver for lille, vælges en $75\text{ k}\Omega$. Modstandene R_1 og R_4 skal også være lige store, og findes ved at dele det resterende spændingsfald mellem dem:

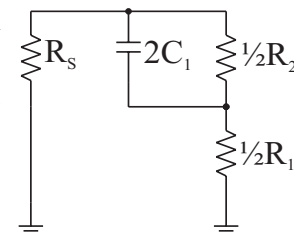
$$R_1 = R_4 = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC} - V_{GG}}{I_R} = \frac{1}{2} \cdot \frac{9\text{ V} - 5,9\text{ V}}{100\text{ }\mu\text{A}} = 15,5\text{ k}\Omega \approx 15\text{ k}\Omega$$

11.4.3 Beregning af kondensatorer

Da inputsignalet skal direkte ind på de to gates, forbindes indgangen til de to gates gennem koblingskondensatorerne C_1 og C_2 . Kondensatorernes størrelse kan findes ud fra knæfrekvensen og den modstand kondensatorerne ser ind i. Kondensatoren C_1 ser ind i modstanden R_{C1} , og tilsvarende ser C_2 ind i R_{C2} .

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{1}{2} \left(\left(\frac{1}{2} R_1 + R_s \right) \parallel \frac{1}{2} R_2 \right) \Rightarrow$$

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{1}{2} \left(\left(\frac{1}{2} 15\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega \right) \parallel \frac{1}{2} 75\text{ k}\Omega \right) = 5,97\text{ k}\Omega$$



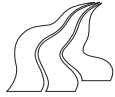
Figur 11.19 Skitse af den modstand kondensatorerne ser ind i.

Idet forforstærkerens nedre knæfrekvens er 20 kHz , og frekvensen er delt med ti, er den således 2 kHz . For at sikre at alle frekvenser slipper gennem, vælges knæfrekvensen, til dimensionering af kondensatorerne, en dekade mindre. Kondensatorerne C_1 og C_2 findes således ud fra en frekvens på 200 Hz :

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 200\text{ Hz} \cdot 5,97\text{ k}\Omega} = 133\text{ nF}$$

Ud fra den beregnede værdi vælges en kondensatorstørrelse på 150 nF , til C_1 og C_2 .

Idet udgangen har et potentiale på ca. $4,5\text{ V}$, vil der, hvis højttaleren tilsluttes direkte mellem udgangen og 0 V , konstant løbe en strøm gennem denne. For at undgå dette, kobles en kondensator i serie med højttaleren. Størrelsen på denne kondensator findes ved, at finde den modstand kondensatoren ser ind i. Den ser ind i serieforbindelsen af højttaleren, og effektforstærkerens udgangsmodstand. Udgangsmodstanden findes ved at parallelkoble impedanserne i MOS-FET'erne. Impedanserne findes, ved aflæsning af de typiske værdier i databladet, til:



$$R_{DS(ON)n} = 7\Omega$$

$$R_{DS(ON)p} = 5\Omega$$

$$R_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_{DS(ON)n}} + \frac{1}{R_{DS(ON)p}}} = \frac{1}{\frac{1}{7\Omega} + \frac{1}{5\Omega}} = 2,92\Omega$$

Modstanden, som kondensatoren ser ind i, findes ved:

$$R_{Cout} = R_{out} + R_L = 2,92\Omega + 8\Omega = 10,92\Omega$$

Herfra findes kondensatoren, ud fra knækfrekvensen 200 Hz:

$$C_{out} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_{Cout}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 200\text{Hz} \cdot 10,92\Omega} = 72,9\mu\text{F}$$

Dette medfører, at der vælges en kondensator på 100 μF .

11.5 Krav til signalspænding

Der blev tidligere fundet ud af, at der, for at kunne afsættes 100 mW i højttaleren, kræves en peakstrøm på 158,1 mA, samt en peakspænding på 1,26 V. Kravet til signalspændingen, kan findes ved at opskrive kredsløbsligningen:

$$\hat{V}_{out} + (|\hat{V}_{GS}| - |\hat{V}_{GSh}|) - \hat{V}_i = 0 \Leftrightarrow$$

$$\hat{V}_i = \hat{V}_{out} + (|\hat{V}_{GS}| - |\hat{V}_{GSh}|)$$

Hvor: $|\hat{V}_{GS}|$ er peakspændingen mellem gate og source, der får peakstrømmen \hat{I}_L , til at løbe gennem højttaleren.

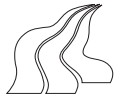
$|\hat{V}_{GSh}|$ er hvilespændingen mellem gate og source, der får hvilestrømmen I_h , til at løbe gennem MOS-FET'erne.

Idet $|\hat{V}_{GS}| = \sqrt{\frac{I_L}{K}} + V_t$, og $|\hat{V}_{GSh}| = \sqrt{\frac{I_h}{K}} + V_t$, kan udtrykket for signalspændingen skrives som:

$$V_i = V_{out} + \left(\sqrt{\frac{I_L}{K}} - \sqrt{\frac{I_h}{K}} \right)$$

Udregningen foretages for hver af de to MOS-FET'er:

$$\text{n-kanal: } V_i = V_{out} + \left(\sqrt{\frac{I_L}{K_n}} - \sqrt{\frac{I_h}{K_n}} \right) = 1,26\text{V} + \left(\sqrt{\frac{158,1\text{mA}}{0,15 \frac{\text{A}}{\text{V}^2}}} - \sqrt{\frac{1,581\text{mA}}{0,15 \frac{\text{A}}{\text{V}^2}}} \right) = 2,18\text{V}$$



Da den positive del af sinuskurven kun giver anledning til en strøm i halvdelen af signalets periode, bliver udtrykket for middelstrømmen, i_D :

$$i_{Dmid} = \frac{2 \cdot \hat{V}_o}{\pi \cdot R_L} \cdot \frac{1}{2} = \frac{\hat{V}_o}{\pi \cdot R_L} \quad (11.5)$$

Ved indsættelse af formel 11.5 i formel 11.4 bliver udtrykket for P_S :

$$P_S = \frac{V_{CC}}{2} \cdot \frac{\hat{V}_o}{\pi \cdot R_L} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V_{CC} \cdot \hat{V}_o}{R_L} \quad (11.6)$$

Da effekten P_L leveres af en varierende strøm med amplitude i_L og en varierende spænding \hat{V}_o , kan den udtrykkes ved:

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T i_L \cdot v_o dt = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{R_L} \int_0^T (v_o)^2 dt = \frac{(v_{oeff})^2}{R_L} = \frac{\hat{V}_o^2}{2R_L} \quad (11.7)$$

Ved indsættelse af formel 11.6 og formel 11.7 i formel 11.3 fås:

$$P_D = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V_{CC} \cdot \hat{V}_o}{R_L} - \frac{\hat{V}_o^2}{2R_L} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{9V \cdot 1,26V}{8\Omega} - \frac{(1,26V)^2}{2 \cdot 8\Omega} = 126mW \quad (11.8)$$

Da P_D er langt under P_{tot} , er det altså ikke nødvendigt at montere køleplader på transstoren.

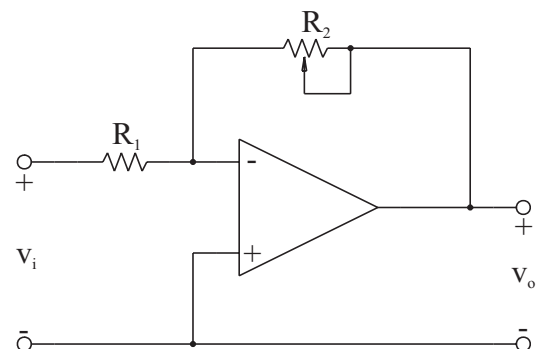
11.7 Manuel volumenkontrol

For at kunne justere lydstyrken på outputtet fra højtaleren, skal der laves en manuel volumenkontrol. Da den effekt, der afsættes i højtaleren, er afhængig af amplituden på inputtet på effektforstærkeren, kan volumenkontrollen konstrueres ved at sætte en variabel spændingsforstærker ind umiddelbart før effektforstærkeren.

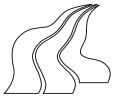
Hvis outputtet fra den spændingsstyrede forstærker kobles direkte på udgangen til effektforstærkeren, bliver den maximale effektafsættelse i højtaleren de ønskede 100 mW. Derfor skal volumenkontrollen give mulighed for at nedjustere amplituden af inputtet til effektforstærkeren. Der skal dermed konstrueres en forstærker, hvor forstærkningen kan justeres til at være mellem 0 og 1 gange.

Til dette anvendes en almindelig inverterende operationsforstærkerkobling. Som beskrevet i afsnit 10.2, har denne kobling overføringsfunktionen:

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_i$$



Figur 11.20 Skitse af manuel volumenkontrol



Forstærkningen er givet ved:

$$A_v = -\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Som det fremgår af ligningen, er det simpelt at styre forstærkningen; man skal blot kunne justere modstandene. Da forstærkningen i dette tilfælde skal kunne justeres mellem 0 og 1 gange, er det mest hensigtsmæssigt at justere R_2 , som står i tælleren. R_2 skal altså kunne varieres mellem 0 Ω og R_1 .

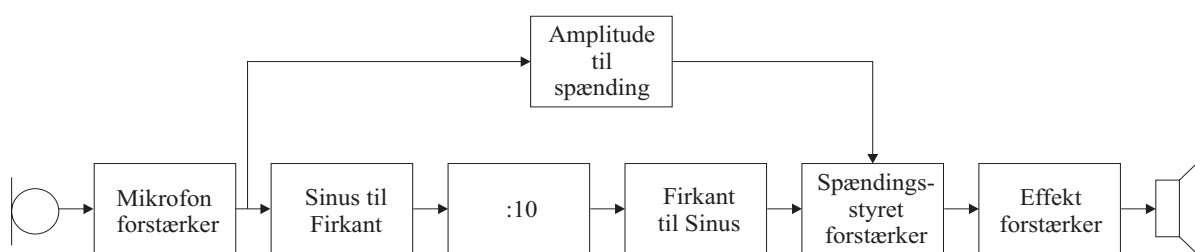
Ind- og udgangsmodstanden i denne kobling er lig med hhv. R_1 og R_2 , hvilket ikke er hensigtsmæssigt, da det er ønskeligt at have en høj indgangsmodstand og en lav udgangsmodstand. Dette er ikke muligt, da de to modstande, ved fuld volumen, er ens. Ifølge DIN 45.500 standarden må udgangsmodstanden ikke overstige 47 k Ω . Da denne værdi ligger i E6-rækken, og dermed er tilgængelig som potentiometer, vælges R_1 til 47 k Ω , og R_2 til et potentiometer der kan justeres mellem 0 Ω og 47 k Ω . Da det menneskelige øre opfatter lydtryksændringer logaritmisk, vil det give en mere naturlig justering af volumen, hvis R_2 er et logaritmisk potentiometer.



12 Diskussion af flagermusdetektor

Dette afsnit omhandler de problemstillinger og løsninger, som er blevet behandlet og efterrationaliseret på igennem dette projekt.

Afsnittet er opbygget efter blokdiagrammet som ses nedenfor. De enkelte blokke bliver diskuteret enkeltvis, hvorefter konklusionen på det samlede apparat vil følge.



Figur 12.1 Blokdiagram for det samlede system.

Mikrofon

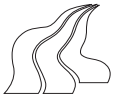
I apparatet er der anvendt en mikrofon, hvor outputspændingen kun var opgivet for frekvensen 1 kHz. Da der i dette projekt blev arbejdet med frekvenser i ultralydområdet, var det nødvendigt at foretage en måling i dette frekvensområde. Der blev således foretaget en måling ved en frekvens på 40 kHz. Da målingen kun blev foretaget for en frekvens, er det uvist om frekvensresponsen er den samme, for de øvrige frekvenser i ultralydsområdet. Dette gør, at nogle frekvenser muligvis vil blive forstærket/dæmpet i forhold til denne referencefrekvens. Det anses dog ikke som en fejlkilde der får væsentlig betydning, da mikrofonen har vist sig at være tilnærmelsesvis lineær i de målte områder.

Forforstærker

Der blev valgt, at basere forforstærkeren på transistorer, da disse er en væsentlig del af pensum, samt for at få noget erfaring med brug af disse. Den transistorkobling, der blev benyttet i forforstærkeren viste sig dog at introducere en del forvrængning. Dette var bla. på grund af manglende tilbagekobling, samt på grund af den store forstærkning. Det ville have været en fordel, at tage udgangspunkt i en FET-kobling som indgangsled og i øvrigt have benyttet tilbagekobling i forforstærkeren, for at reducere denne forvrængning.

Det anses dog ikke for et væsentlig problem, da signalstrukturens alligevel ændres drastisk ved konverteringen til firkanter og tilbage til et sinussignal igen.

For at leve op til kravet om en standard linieudgang, vil det dog være nødvendigt at bringe THD'en ned, ved at benytte nogle af de tidligere nævnte principper.



Sinus til firkant

I afsnittet blev der opbygget en schmitttrigger, med en forholdsvis lav tærskelspænding. Tærskelspændingen skal forhindre, at schmitttriggeren trigger på støj. Der er dog visse problemer med hensyn til denne tærskelspænding, idet schmitttriggeren, på grund af denne, ikke slipper meget lave signaler gennem. Der kunne i stedet anvendes en differentiator til at løse opgaven, hvilket ikke vil introducere denne tærskelspænding. Denne har imidlertid også nogle problemer, idet den vil trigge på støj. Vi mener derfor, at det bedste valg er en schmitttrigger, trods dens lavere følsomhed.

Frekvensdivision

Implementeringen af frekvensdivisionen har ikke introduceret nogle problemer, idet denne proces foretages af en færdig kreds. Der er dog foretaget en analyse af kredsen, for at give et bedre indblik i, hvordan den fungerer. Senere konstateringer har dog vist, at der med fordel, kunne have været anvendt en kreds med en højere divisionsfaktor, idet tonerne, efter divisionen, stadig er meget høje. Der kunne eventuelt have været anvendt en kreds med regulerbar divisionsfaktor, eksempelvis en faktor 8 og 16. Til dette formål kunne anvendes en TC4024 som er en tæller med 7 niveauer.

Firkant til sinus

Til konvertering af firkantsignalet til et sinuslignende signal, bruges et lavpasfilter. Filteret, der er opbygget af to passive komponenter, fungerer ved at dæmpe firkantsignalets overtoner, således at kun grundtonen slipper gennem. Idet lavpasfilteret ikke er ideelt, vil nogle af overtonerne ikke blive dæmpet tilstrækkeligt til at signalet får en pæn sinusform. Dette menes dog ikke at betyde så meget, idet grundtonen med et antal overtoner, ikke lyder væsentligt anderledes end grundtonen alene. Endvidere er det tvivlsomt, om højttaleren kan gengive de høje overtoner. Den optimale løsning havde været et lavpasfilter, som automatisk kunne tilpasse sig til den dominerende tone, men et sådant filter ville øge kompleksiteten i apparatet væsentligt.

Amplitude til spænding

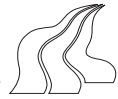
I afsnittet bliver der dimensioneret og opbygget en diodedetektor, som er baseret på en operationsforstærker. Signalet fra diodedetekoren bliver lavpasfiltreret, for at give en glattere kurve. Det har dog været vanskeligt at vælge en passende kvækfrekvens til dimensionering af dette filter:

Hvis frekvensen bliver for lav, vil man miste for mange informationer i signalet, og desuden vil filteret give en faseforskydning, hvilket resulterer i en forkert gengivelse af lyden.

Dimensioneres filteret derimod til en for høj frekvens, vil man ikke opnå det ønskede resultat: At glatte kurven ud. Vi mener, at have fundet et godt kompromis, som giver en acceptabel struktur af indhyldningskurven.

Spændingsstyret forstærker

For at beholde signalstrukturen, opbygges en spændingsstyret forstærker vha. en operationsforstærker og en D-FET. Dimensionering af denne kobling voldte en del problemer, idet D-FET'en er meget følsom i det ohmske område. Desuden er der stor dataspredning på dens egenskaber. Efter forskellige koblingstyper var blevet testet med negativt resultat, lykkedes det at opstille et kredsløb, som fungerede efter hensigten, dog ikke nær så lineært som forventet.



Effektforstærker

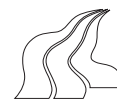
Under konstruktionen af effektforstærkeren var der nogle problemer med at finde den korrekte gate-to-gatespænding. Dette betød, at effektforstærkeren i første omgang havde en del crossoverforvrængning, men efter justering af spændingen, blev denne næsten elimineret. Ved testen af effektforstærkeren, blev det klart, at der for at undgå en væsentlig jævnstrøm i højtaleren, skulle indsættes en kondensator mellem højtaleren og udgangen. Der blev endvidere konstateret, at den beregnede inputspænding ikke stemte helt overens med den, der er nødvendig for at afsætte de 100 mW i højtaleren. Det menes, at grunden til uoverensstemmelsen er usikkerheder i K-værdien, som blev aflæst på en relativt unøjagtig graf.

12.1 Konklusion

Det færdige apparat er ikke testet i felten, men ved en lyttetest i laboratoriet, gav det overraskende gode resultater i et forsøg med at transformere signaler fra en ultralydsfjernbetjening. Med hensyn til rækkevidden, er det svært at konkludere noget, da det er uvist hvor stor et lydtryk, fjernbetjeningen udsender. Det kan blot nævnes, at signalerne gik fint igennem ved en afstand på op til 5 - 10 m. Vi mener dermed at, det er lykkedes at konstruere et tilfredsstillende apparat, som dog kunne forbedres på visse punkter.

Det må konkluderes, at der generelt har været god overensstemmelse mellem de simuleringer vi, på baggrund af teorien, har foretaget, og de forsøg vi har lavet i laboratoriet.

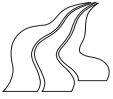
Vi mener, at vi ved arbejdet med dette projekt er kommet gennem de, i projektenhedsbeskrivelsen, opsatte mål for projektenheden.



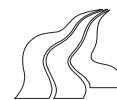
13 Litteraturliste

I afsnittet findes en mere detaljeret beskrivelse af den litteratur, der er brugt i rapporten. I teksten er kilder vist ved [forfatter efternavn, år, side]. Her er kilderne alfabetisk sorteret efter forfatter efternavn, og derefter kommer, titel, udgivelses år for udgaven, forfatterens navn, forlag, udgave nr, og til sidst ISBN.

-
- | | |
|------------|--|
| [Ahlén] | Identification of scandinavian bats by their sounds, 1981
Ingemar Ahlén
Sveriges Lantbruksuniversitet,91-576-0777-X. |
| [Baagøe] | Flagermus, 1983
Hans Baagøe
Danmarks Naturfredningsforenings Forlag, 87-87030-38-1. |
| [B&F] | Elektronik Ståbi, 1984
Mogens Boman og Jan Fialla
Teknisk forlag a-s, 5. udgave, 87-571-0746-7. |
| [Harmark] | Note om maksimal forstærkning mm. 9, 1998
Kristian Harmark. |
| [H&P] | Analog Elektronik teori, 1993
Erik Hüche og Mogens Probst
Teknisk Forlag a-s, 2. udgave, 87-571-0680-0. |
| [Jensen] | Flagermus, 1988
Birger Jensen
Natur og museum udgivet af Naturhistorisk museum Århus,87-89137-10-8. |
| [JJHS] | Electric circuit analysis, 1997
David E. Johnson, Johnny R. Johnson, John L. Hilburn og Peter D. Scott,
Prentice-Hall, Third Edition, 0-13-252479-1. |
| [Lala] | Practical Digital Logic Design and Testing, 1996
Parag K. Lala
Prentice-Hall, 0-02-367171-8. |
| [Lindhard] | Flagermusdetektoren, artikel
Birgitte J Lindhard
Sejrfuglen (medlemsblad fra østjysk biologiske forening). |



-
- [Møhl]** Flagermusens biosonar, 1987
Bertel Møhl
Uddrag fra Naturens verden 9-1987.
- [Rasmussen]** Mikrofoner, 1973
Knud Rasmussen
Danmarks tekniske højskole
- [S&S]** Microelectronic Circuits, 1998
Adel S. Sedra og Kenneth C Smith
Oxford University Press, Fourth Edition, 0-19-511690-9.
- [So&Sr]** Continuous and Discrete Signals and Systems (Chapter 4)
Samir S. Soliman og Mandyam D. Srinath
Prentice-Hall.



Appendix

A	Målejournale for Mikrofon	97
A.2	Forsøgsopstilling	97
A.3	Usikkerhed	99
A.4	Konklusion	99
B	Formeludledninger til forforstærkeren	101
B.1	DC-analyse for Common Emitter	101
B.2	Bestemmelse af maksimal forstærkning	102
B.3	DC-analyse fortsat	103
B.4	AC-analyse for Common Emitter med emittermodstand	105
B.5	DC-analyse for Common Collector	106
B.6	Ind- og udgangsmodstand	107
B.7	Nedre knækfrekvens	109
C	Målejournale til forforstærkertrin	115
C.1	Måling af arbejdsstrøm (I_c)	115
C.2	Måling af indgangsmodstanden (Z_i)	116
C.3	Måling af grænsefrekvens	116
C.4	Måling af forstærkningen (A_{VS})	116
C.5	Måling af udgangsimpedansen (Z_o)	117
C.6	Måling af total harmonisk forvrængning (THD)	117
C.7	Måleresultater	118
C.8	Konklusion	120
D	Tabeller for dekadetæller	121
D.1	Transitionstabel	121
D.2	Outputtabel	122
E	Målejournale til effektforstærker	123
E.1	DC-målinger	123
E.2	AC-målinger	124
E.3	Måling af THD	124
E.4	Konklusion	125
F	Samlet diagram	127



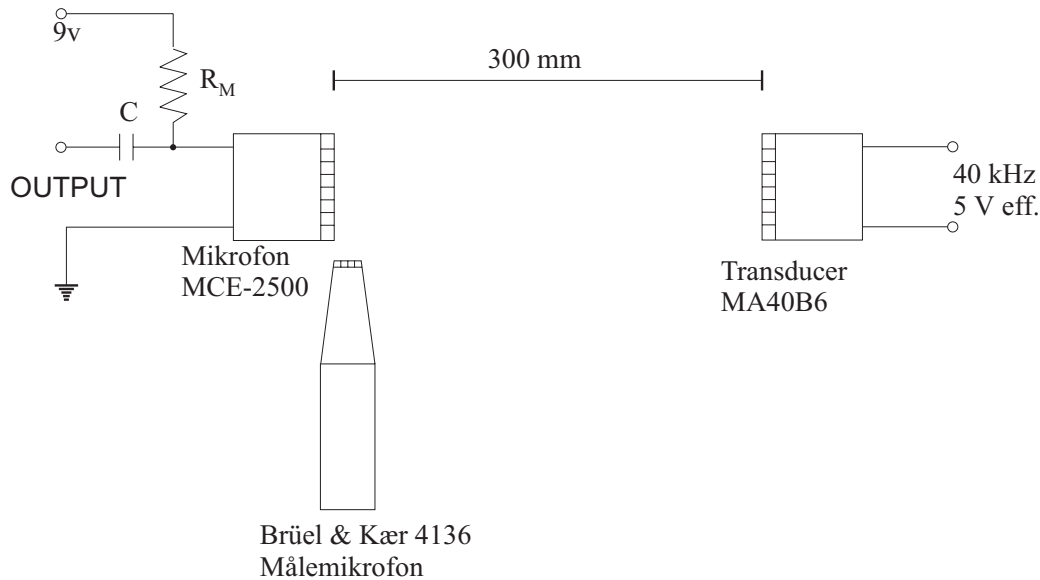
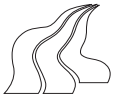
A Målejournel for Mikrofon

Forsøget har til formål at finde følsomheden for den anvendte Mikrofon (MCE-2500 fra Monacor), da der i databladet kun er værdier for følsomheden ved 1000 Hz. Denne værdi er opgivet til 5.6 mV/Pa, mens dens frekvensområde er defineret fra 20 - 16000 Hz. Dette giver et problem da apparatet skal virke fra 20 kHz - 100 kHz. Derfor undersøges mikrofonfølsomheden ved et input på 40 kHz for at undersøge om frekvensresponsen fra mikrofonen er lineær.

A.1 Forsøgsopstilling

På figur A.1 ses en skitse af den anvendte forsøgsopstilling til måling af mikrofonfølsomheden. Nedenfor ses værdier og fabrikater på de valgte komponenter:

Instrumentliste			
Betegnelse	Værdi	Fabrikat	Hyldenummer
Spændingsforsyning til mikrofon	9 V DC	B&O SN16A	B1-113-D-1
Dekademodstand R_M	16 k Ω	Danbridge	B4-113-A-6
Kondensator C	2,2 μ F		
Mikrofon		Monacor MCE-2500	
Målemikrofon		Brüel & Kær 4136	B4-109-SK-2
Forstærker til målemikrofon		Brüel & Kær 2636	B4-113-RACK 4
Mikrofonledning		Brüel & Kær 2639	B4-109-SK3
Transducer		muRata MA40B6	
Tonegenerator	40 kHz 5 Veff	Brüel & Kær sine / noise generator 1049	B4-113-RACK 4
Oscilloskop		Phillips	B4-113-A-3



Figur A.1 Den anvendte forsøgsopstilling.

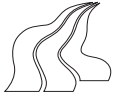
Da den anvendte transducer (MA40B6), har maximalt output ved en frekvens på 40 kHz, er denne frekvens valgt som udgangspunkt for målingerne. Dette er gjort for ikke at indføre flere usikkerhedsmomenter. Grunden til, at R_L er valgt til 16 k Ω , er et ønske om en strøm på 0,5 mA gennem mikrofonen, da værdierne i databladet er ved 1,5 - 10 V DC og 0,5 mA. Der fås:

$$I_{in} = \frac{V_{CC}}{R_M + R_{out}} \Leftrightarrow$$

$$R_M = \frac{V_{CC}}{I_{in}} - R_{out} = \frac{9V}{0,5A} - 2k\Omega = 16k\Omega$$

Formålet med opstillingen er at måle lydtrykket i en bestemt afstand ved hjælp af målemikrofonen, da denne er garanteret et output på 1,29 mV/Pa ved 40 kHz. Derefter kan outputtet fra mikrofonen ved det givne lydtryk aflæses. Til denne aflæsning er der anvendt en Brüel & Kær 2636 forstærker. Derefter sættes et oscilloskop på udgangen, for at undersøge om det er støj eller et rent 40 kHz sinussignal, der bliver målt på. Hele opstillingen er foregået i et lyddødt rum, for at undgå refleksioner og støj fra andre lydtkilder. Forsøget er foretaget med to mikrofoner af samme type, for at se om resultaterne er generelle for denne mikrofon type. Desuden er der foretaget en referencemåling ved 1000 Hz 94 dB lydtryksniveau. I skemaet ses de målte værdier:

Måleskema				
	Frekvens	Afstand	Lydtryk	Følsomhed
Mikrofon 1	40 kHz	300 mm	3,3 Pa	6,6 mV/Pa
Mikrofon 1	1 kHz	0 mm	1,0 Pa	6,7 mV/Pa
Mikrofon 2	40 kHz	300 mm	3,3 Pa	6,9 mV/Pa
Mikrofon 2	1 kHz	0 mm	1,0 Pa	6,8 mV/Pa



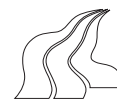
A.2 Usikkerhed

Der er visse usikkerheder i forbindelse med forsøget, hvor nogle af dem er:

- Målemikrofonen skal være vinkelret på lydkilden, idet der ellers er risiko for at måle et forkert lydtryk.
- Ledningslængden fra målemikrofonen til forstærkeren er ca. 15 m, og derved bliver signalet dæmpet med en ukendt faktor.
- Aflæsning på viserinstrument, der kan give aflæsningsfejl.

A.3 Konklusion

Da de to mikrofoners følsomhed har en difference på ca. 1 mV i forhold til værdien i databladet, har vi valgt at anvende en af de målte værdier (6,6 mV/Pa) til beregning af outputtet fra mikrofonen. Der kan ud fra de målte værdier konkluderes, at de to forsøgsmikrofoner har en jævn frekvenskarakteristik, og derfor er velegnede til apparatet.



B Formeludledninger til forforstærkeren

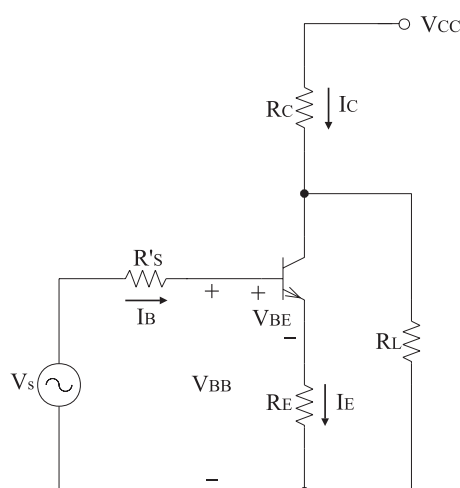
I det følgende appendix gennemgås og udledes formlerne til dimensionering af forstærkertrinene til forforstærkerene. Først opstilles udtryk for modstandene i de forskellige forforstærkertrin, hvorefter udtryk for ind- og udgangsmodstandene bestemmes. Tilsidst opstilles overføringsfunktionerne for kondensatorerne for at beregne den nedre knækfrekvens.

B.1 DC-analyse for Common Emitter

Det første i dette afsnit vil være en DC-analyse af et Common Emitter trin, da denne analyse er ækvivalent med en DC-analyse på et Common Emitter trin med emittermodstand.

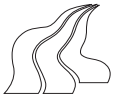
For at dimensionere forstærkertrinnet med Common Emitter, bestemmes først variableerne R_C , V_{CE} og R_E . Spændingsfaldet over R_E skal fastsættes til at være væsentligt større end spændingen V_{BE} , for at sikre en stabil spænding over R_E , og derved stabilisere arbejdsstrømmen I_E . Samtidigt må spændingsfaldet ikke være for stort, da der derved ikke vil være "plads" til spændingen fra signalet. For at sikre at transistoren ikke går i mætning, lægges der en fast spænding over transistoren V_{SAT} . Herefter kan følgende opstilles:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= V_{R_C} + (\hat{V}_O + V_{SAT}) + V_{R_E} \Leftrightarrow \\ V_{R_C} &= V_{CC} - \hat{V}_O - V_{SAT} - V_{R_E} \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$



Figur B.1 Common emitter kobling.

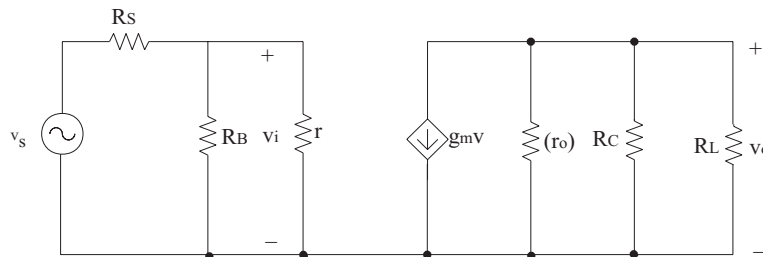
Efter spændingsfaldet over R_C er fundet, beregnes modstanden R_C , så forstærkningen bliver størst mulig. Senere kan forstærkningen sænkes til den ønskede forstærkning.



B.2 Bestemmelse af maksimal forstærkning

For at beregne R_C skal der opstilles et udtryk for forstærkningen, som er forholdet mellem output- og inputspændingen, hvorefter den maksimale forstærkning kan findes:

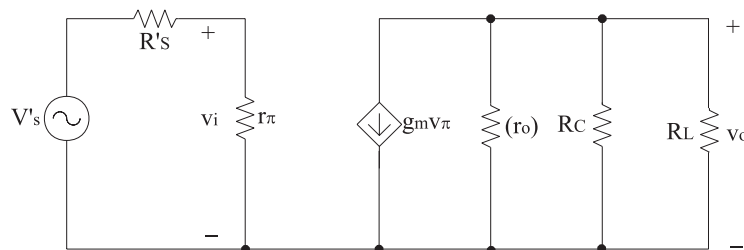
$$A_{v_s} = \frac{v_o}{v_s}$$



Figur B.2 Småsignaldiagram for common emitter kobling.

Ved at opstille et Theveninækvivalent for R_s og R_B , kan forstærkningen udtrykkes ved:

$$A'_{v_s} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v'_s}$$



Figur B.3 Småsignaldiagram for common emitter kobling, med Theveninækvivalent for inputtet.

Derved kan udtrykket for forstærkningen ved en common emitter opstilles:

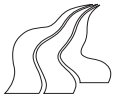
$$v_o = -g_m \cdot v_\pi \cdot R_C \parallel R_L$$

$$v_i = v_\pi$$

$$\beta = g_m \cdot r_\pi$$

$$A'_{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v'_s} = \frac{-g_m \cdot v_\pi \cdot R_C \parallel R_L}{v_\pi} \cdot \frac{r_\pi}{R'_s + r_\pi} = -\frac{R_C \parallel R_L}{\frac{1}{g_m} + \frac{R'_s}{\beta}} \quad (\text{B.2})$$

Transkonduktansen g_m er afhængig af R_C :



$$I_C = \frac{V_{R_C}}{R_C} \quad (\text{B.3})$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{V_{R_C}}{R_C \cdot V_T} \quad (\text{B.4})$$

Hvor V_T er termospændingen (ca. 25,7 mV ved stuetemperatur).

Udtrykket for g_m indsættes i udtrykket for forstærkning:

$$\begin{aligned} A'_{vs} &= - \frac{1}{\left(\frac{R_C \cdot V_T}{V_{R_C}} + \frac{R'_s}{\beta} \right) \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L} \right)} \Leftrightarrow \\ &= \frac{1}{\frac{V_T}{V_{R_C}} - \frac{R'_s}{\beta \cdot R_C} - \frac{R_C \cdot V_T}{V_{R_C} \cdot R_L} - \frac{R'_s}{\beta \cdot R_L}} = \frac{T}{N} \end{aligned}$$

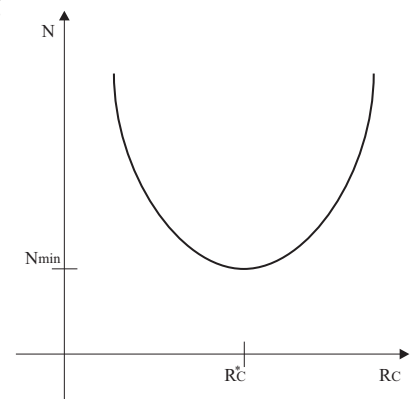
Det ses at forstærkningen afhænger af collectormodstanden, og at den største forstærkning fremkommer, ved minimal nævner (N) i ovenstående formel. For at finde den maksimale forstærkning differentieres nævneren N i forhold til R_C , og sættes lig med nul:

$$\begin{aligned} \frac{dN}{dR_C} &= 0 \\ \frac{dN}{dR_C} &= \frac{R'_s}{\beta \cdot R_C^2} - \frac{V_T}{R_C \cdot R_L} = 0 \\ &= \beta \cdot V_T \cdot R_C^2 - R'_s \cdot R_L \cdot V_{R_C} = 0 \end{aligned}$$

hvilket medfører at:

$$R_C^* = \sqrt{\frac{R'_s \cdot R_L \cdot V_{R_C}}{\beta \cdot V_T}} \approx \sqrt{\frac{R_s \cdot R_L \cdot V_{R_C}}{\beta \cdot V_T}} \quad (\text{B.5})$$

Det sidste tilnærmede resultat er gjort ved at antage at $R_s \ll R_B$ hvilket bevirker at R'_s bliver næsten lig med R_s .

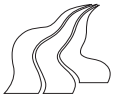


Figur B.4 Nævnerværdi som funktion af R_C .

B.3 DC-analyse fortsat

Efter collectormodstanden R_C er fundet kan strømmen findes igennem denne:

$$I_C = \frac{V_{R_C}}{R_C}$$



Da collectorstrømmen I_C afhænger af collectormodstanden R_C , som blandt andet afhænger af β , er det nødvendigt at skønne en værdi for β og derefter beregne sig frem til R_C og I_C . Efter strømmen I_C er fundet, kan der findes en ny værdi for β og derved beregne en ny værdi for R_C og I_C . På denne måde vil det være muligt at iterere sig frem til en passende nøjagtig værdi af β , R_C og I_C .

Emitterstrømmen I_E bestemmes ved:

$$I_E = I_C + I_B$$

Da collectorstrømmen styres af basisstrømmen medfører det:

$$I_C = I_B \cdot \beta \Leftrightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

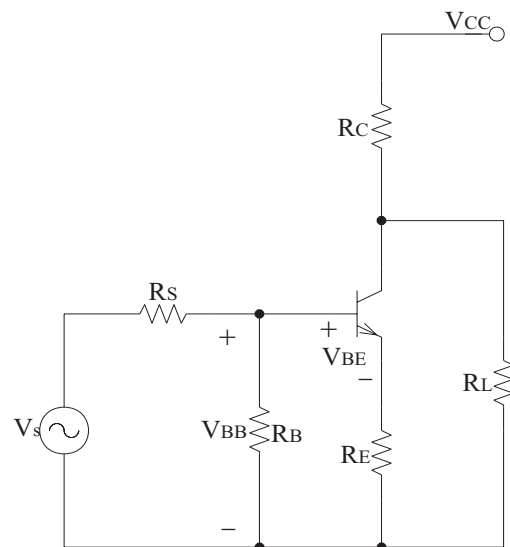
$$I_E = I_C + \frac{I_C}{\beta} \quad (\text{B.6})$$

Spændingen over emittermodstanden er:

$$V_{R_E} = I_E \cdot R_E \quad (\text{B.7})$$

Basismodstanden beregnes ved at betragte udtrykket for I_E :

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta}} = \frac{V_{R_E}}{R_E + \frac{R_B}{\beta}}$$



Figur B.5 Common emitter kobling.

Da β varierer efter collectorstrømmen I_C , som er ca. lig med I_E , ønskes det at holde denne strøm stabil, og derfor er det nødvendigt at sikre:

$$\frac{R_B}{\beta} < R_E$$

$$R_B < R_E \cdot \beta$$

I dette tilfælde fastsættes R_B til at være 10 gange mindre end $R_E \cdot \beta$:

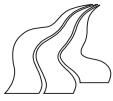
$$R_B = \frac{1}{10} \beta R_E \quad (\text{B.8})$$

Hvorefter det ses at:

$$I_C = \frac{V_{R_E}}{R_E + \frac{1}{10} R_E}$$

Basisspændingen beregnes ved:

$$V_{BB} = V_{R_E} + V_{BE}$$



For at finde spændingsdelingen for R_B opstilles følgende:

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

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \Leftrightarrow R_B = R_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_1 = R_B \cdot \frac{V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{R_B \cdot V_{CC}}{V_{R_E} + V_{BE}} \quad (\text{B.9})$$

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{V_{BB}}{V_{CC} - V_{BB}} = R_1 \cdot \frac{V_{R_E} + V_{BE}}{V_{CC} - V_{R_E} - V_{BE}} = \frac{R_1}{\frac{V_{CC} - V_{R_E} - V_{BE}}{V_{R_E} + V_{BE}} - 1} \quad (\text{B.10})$$

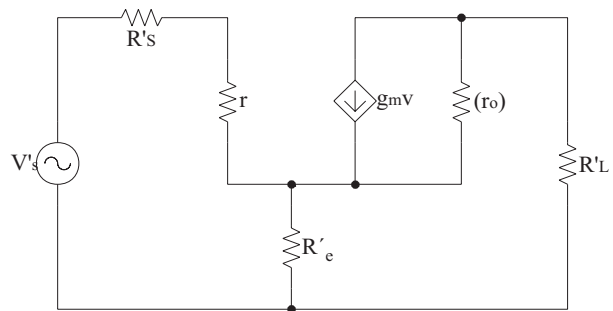
B.4 AC-analyse for Common Emitter med emittermodstand

For at styre forstærkningen indsættes en afkoblingsmodstand R_e . Da det er signaler, der analyseres, vil der gælde, at R_E er parallel med R_e , og R_C er parallel med R_L :

$$\begin{aligned} R'_e &= R_E \parallel R_e \\ R'_L &= R_C \parallel R_L \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

For at lette beregningerne erstattes kilden og R_B med et Theveninækvivalent:

$$v'_s = v_s \frac{R_B}{R_B + R_S} \quad (\text{B.12})$$



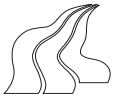
Figur B.6 Småsignaldiagram for common emitter kobling med afkoblingsmodstand R'_e .

Dette bevirker at der fremkommer en ny forstærkning A'_{v_s} :

$$A'_{v_s} = \frac{v_o}{v'_s}$$

Afkoblingsmodstand R'_e findes ved først at bestemme A'_{v_s} :

$$\begin{aligned} v_o &= -g_m \cdot v_\pi \cdot R'_L \\ v'_s &= v_\pi + V_{R'_S} + V_{R'_e} \\ &= v_\pi + \frac{v_\pi}{r_\pi} R'_S + g_m \cdot v_\pi \cdot R'_e \\ A'_{v_s} &= \frac{v_o}{v'_s} = \frac{-g_m \cdot v_\pi \cdot R'_L}{v_\pi + \frac{v_\pi}{r_\pi} R'_S + g_m \cdot v_\pi \cdot R'_e} = \frac{-R'_L}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{\beta} \cdot R'_S + R'_e} \end{aligned} \quad (\text{B.13})$$



Der næst isoleres R'_e :

$$A'_{V_S} = \frac{-R'_L}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{\beta} R'_S + R'_e} \Leftrightarrow$$

$$\frac{R'_L}{A'_{V_S}} = \frac{1}{g_m} + \frac{R'_S}{\beta} + R'_e \Leftrightarrow$$

$$R'_e = \frac{-R'_L}{A'_{V_S}} - \frac{1}{g_m} - \frac{R'_S}{\beta} \quad (\text{B.14})$$

Hvorefter R_e findes ud fra parallelforbindelsen R'_e :

$$R_e = \frac{R'_e \cdot R_E}{R'_e - R_E} \quad (\text{B.15})$$

B.5 DC-analyse for Common Collector

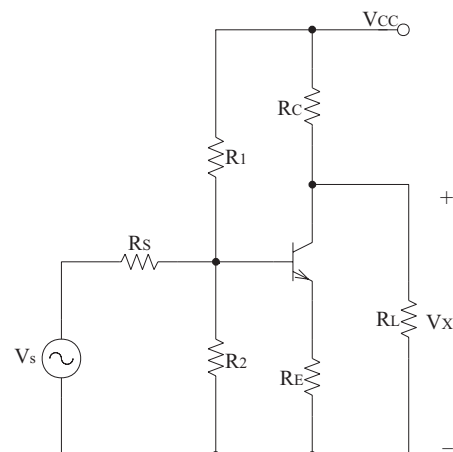
Ved beregning af common collector trin er signalet ikke overført gennem en kondensator, og derved er DC-niveauet bestemt ud fra det forrige trin: (Se figur B.7)

$$V_X = V_{CC} - V_{R_C}$$

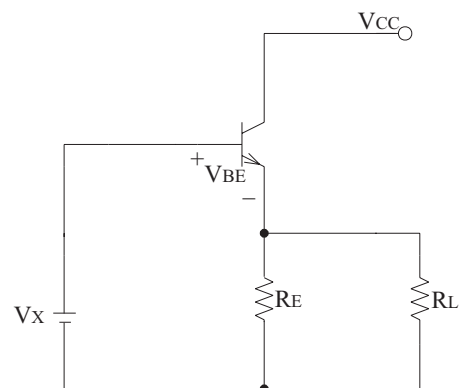
For at simplificere beregningerne opstilles et diagram, der viser det forud definerede DC-niveau. (Se figur B.8)

Emittermodstanden R_E beregnes ved at bestemme et arbejds punkt, som fastlægges ved collectorstrømmen I_C , og ud fra dette opstille følgende:

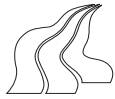
$$R_E = \frac{V_{R_E}}{I_E} = \frac{V_X - V_{BE}}{I_E} \quad (\text{B.16})$$



Figur B.7 Common emitter kobling som definerer DC-niveauet.



Figur B.8 Common collector kobling, med DC-niveau fra forrige trin



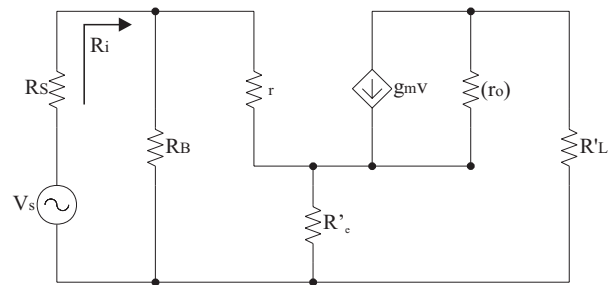
B.6 Ind- og udgangsmodstand

For at dimensionere forstærkertrinene er det nødvendigt at beregne kilde- og belastningsmodstandene R_S og R_L , som henholdsvis er udgangsmodstanden på foregående trin og indgangsmodstanden på det efterfølgende trin.

B.6.1 Common Emitter med emittermodstand

Indgangsmodstanden R_i på common emitter trinnet bestemmes ved at benytte et småsignaldiagram. Da strømmen igennem emittermodstanden R'_e er β gange større end i den indre modstand r_π , vil emittermodstanden svare til en modstand, som er β gange større:

$$R_i = R_B \parallel (r_\pi + \beta \cdot R'_e) \quad (\text{B.17})$$

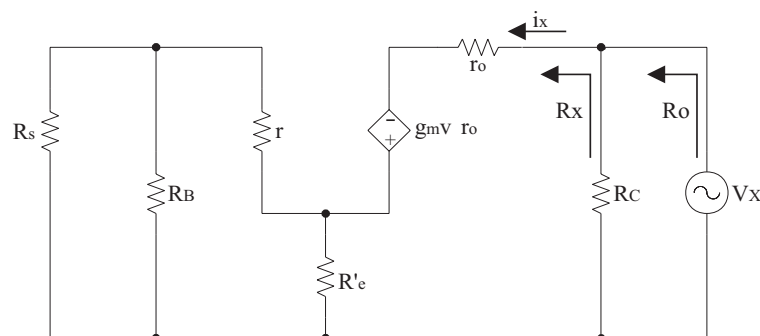


Figur B.9 Småsignaldiagram for Common emitter, med afkoblingsmodstand R'_E .

Udgangsmodstanden R_o på common emittertrinnet beregnes ved at indsætte en testgenerator på udgangen og kortslutte generatoren på indgangen. For at lette beregningerne omskrives Nortonækvivalentet for strømforstærkningen til en Theveninækvivalent og herefter opstille følgende:

$$V_X = r_o \cdot i_X - g_m \cdot v_\pi \cdot r_o + R'_e \cdot i_X \frac{r_\pi + (R_S \parallel R_B)}{R'_e + r_\pi + (R_S \parallel R_B)}$$

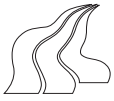
$$v_\pi = -i_X \cdot r_\pi \frac{R'_e}{r_\pi + R_S \parallel R_B + R'_e}$$



Figur B.10 Småsignaldiagram for common emitter kobling, med testgenerator på udgangen og kortsluttet indgang.

v_π indsættes:

$$V_X = r_o \cdot i_X + \frac{g_m \cdot R'_e \cdot i_X \cdot r_\pi \cdot r_o}{r_\pi + R_S \parallel R_B + R'_e} + \frac{R'_e \cdot i_X (r_\pi + R_S \parallel R_B)}{r_\pi + R_S \parallel R_B + R'_e} \Leftrightarrow$$



$$R_X = \frac{V_X}{i_X} = r_o + \frac{R'_e(g_m \cdot r_\pi \cdot r_o + r_\pi + R_S \parallel R_B)}{r_\pi + R_S \parallel R_B + R'_e}$$

$$= r_o + \frac{R'_e(\beta \cdot r_o + r_\pi + R_S \parallel R_B)}{r_\pi + R_S \parallel R_B + R'_e}$$

Den totale udgangsmodstand findes ved en parallelforbindelse mellem R_X og R_C :

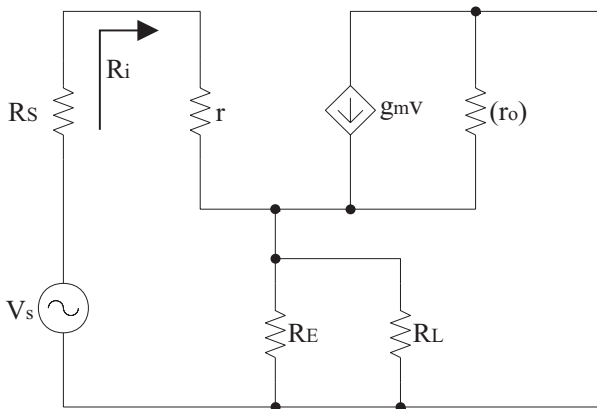
$$R_o = R_C \parallel R_X \Rightarrow$$

$$R_o = R_C \parallel \left(r_o + \frac{R'_e(\beta \cdot r_o + r_\pi + R_S \parallel R_B)}{r_\pi + R_S \parallel R_B + R'_e} \right) \quad (\text{B.18})$$

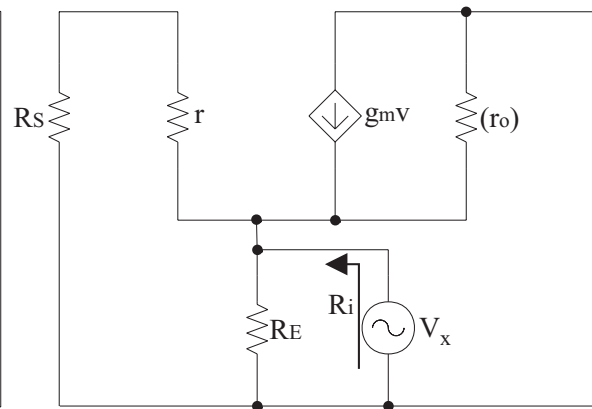
B.6.2 Common Collector

På common collector trinet er indgangsmodstanden R_i :

$$R_i = r_\pi + R_L \parallel R_E \cdot \beta \quad (\text{B.19})$$



Figur B.11 Småsignaldiagram for common collector.



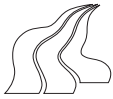
Figur B.12 Småsignaldiagram for common collector, med testgenerator på udgangen og kortsluttet indgang.

Strømmen igennem parallelmodstanden $R_L \parallel R_E$ er β gange større end strømmen igennem indgangsmodstanden r_π , og derfor skal modstanden $R_L \parallel R_E$ også være β gange større.

Ved indsættelse af en testgenerator for beregning af udgangsmodstanden R_o på common collector trinet fås:

$$V_x = i_x \cdot R_E \left(\frac{r_\pi}{\beta} + \frac{R_s}{\beta} \right) \Rightarrow$$

$$R_o = \frac{V_x}{i_x} = R_E \left(\frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta} \right) \quad (\text{B.20})$$



B.7 Nedre knækfrekvens

Overførings- og koblingskondensatorer (ydre kondensatorer) i forstærkertrinene bestemmer hvilke nedre grænsefrekvenser, systemet har. For at beregne kondensatorerne opstilles overføringsfunktionen for systemet. Opskrives overføringsfunktionerne på bodeform, vil det fremgå hvilke poler og nulpunkter systemet har.

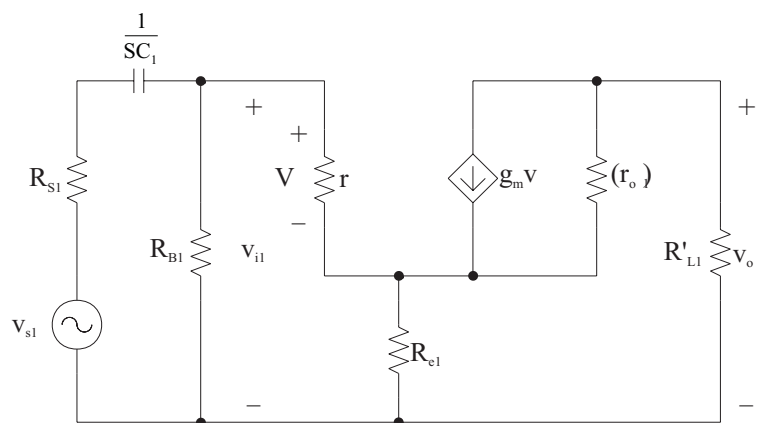
For at simplificere udledningen af overføringsfunktionen kan alle ydre kondensatorer kortsluttes og alle indre kapaciteter i transistoren afbrydes, hvorefter der opstilles en overføringsfunktion for hver kondensator. Idet det er den nedre knækfrekvens, der skal beregnes, og det derved kun er polerne, som skal findes, er det kun nævneren i bodeformen, der har relevans for beregningerne. Herefter er den simplificerede bodeform:

$$H(S) = \frac{(S - Z_1)(S - Z_2) \dots (S - Z_n)}{(S - P_1)(S - P_2) \dots (S - P_n)}$$

$$H(S) = \frac{\text{nulpunkt(er)}}{(S - P_1)(S - P_2) \dots (S - P_n)}$$

Yderligere er de indre kapaciteter ikke medtaget i beregningerne, da disse ikke vil få indflydelse på den nedre knækfrekvens.

Overføringsfunktionen for C_1 findes ved at betragte nedenstående figur, hvor alle andre ydre kondensatorer er afbrudt. Derved er forholdet mellem input og output:

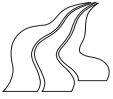


Figur B.13 Småsignaldiagram for common emitter kobling, med overføringskondensatoren C_1 .

$$v_{o1} = -g_{m1} \cdot v_{\pi1} \cdot R'_{L1}$$

$$v_{i1} = v_{\pi1} + g_{m1} \cdot v_{\pi1} \cdot R'_{e1} = v_{\pi1} (1 + g_{m1} \cdot R'_{e1})$$

$$A_{v_{i1}} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = \frac{-g_{m1} \cdot v_{\pi1} \cdot R'_{L1}}{v_{\pi1} (1 + g_{m1} \cdot R'_{e1})} = -\frac{g_{m1} \cdot R'_{L1}}{1 + g_{m1} \cdot R'_{e1}}$$



$$\begin{aligned} \frac{v_{i1}}{v_{s1}} &= \frac{R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1})}{R_{S1} + \frac{1}{S C_1} + R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1})} \\ A_{V_{S1}} &= \frac{v_{o1}}{v_{i1}} \cdot \frac{v_{i1}}{v_{s1}} = - \frac{g_{m1} \cdot R'_{L1}}{1 + g_{m1} \cdot R'_{e1}} \cdot \frac{R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1})}{R_{S1} + \frac{1}{S C_1} + R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1})} \\ &= - \frac{g_{m1} \cdot R'_{L1} \cdot R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1})}{(1 + g_{m1} \cdot R'_{e1}) \cdot (R_{S1} + \frac{1}{S C_1} + R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1}))} \\ &= - \frac{S \cdot C_1 \cdot g_{m1} \cdot R'_{L1} \cdot R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1})}{(1 + g_{m1} \cdot R'_{e1}) \cdot (S \cdot C_1 (R_{S1} + R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1})) + 1)} \\ &= - \frac{S \cdot C_1 \cdot g_{m1} \cdot R'_{L1} \cdot R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1})}{(1 + g_{m1} \cdot R'_{e1}) \cdot (S \cdot C_1 (R_{S1} + R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1})) + 1)} \\ &= - \frac{S \cdot C_1 \cdot g_{m1} \cdot R'_{L1} \cdot R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1})}{(1 + g_{m1} \cdot R'_{e1}) \cdot C_1 (R_{S1} + R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1}))} \\ &= - \frac{S \cdot C_1 \cdot g_{m1} \cdot R'_{L1} \cdot R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1})}{S + \frac{1}{C_1 (R_{S1} + R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1}))}} \end{aligned}$$

Ifølge ovenstående overføringsfunktion vil polen være:

$$P_1 = S + \frac{1}{C_1 (R_{S1} + R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1}))} = 0$$

$$P_1 = S + \frac{1}{C_1 \cdot R_{C1}} = 0$$

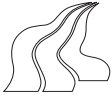
hvor

$$R_{C1} = R_{S1} + R_{B1} \|(r_{\pi 1} + \beta_1 \cdot R'_{e1}) \quad (\text{B.21})$$

Overføringsfunktionen for C_2 er simplificeret ved at betragte:

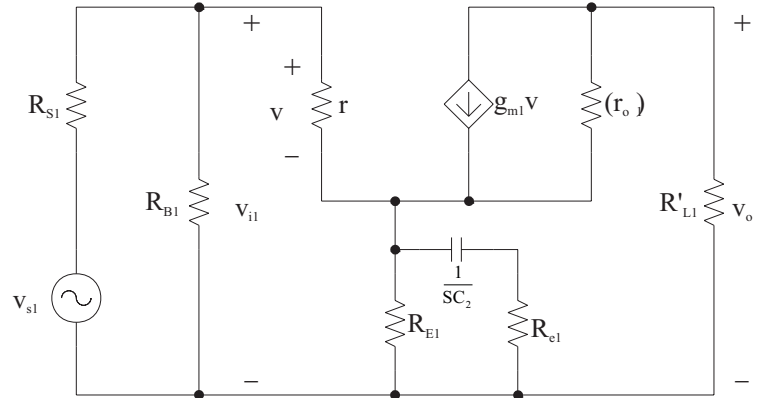
$$A_{v_{s1}} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} \cdot \frac{v_{i1}}{v_{s1}}, \quad v_{i1} = v_{s1} \Leftrightarrow$$

$$A_{v_{s1}} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} \cdot 1 = A_{v_{i1}}$$



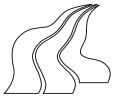
Efter denne simplificering findes overføringsfunktionen for C_2 , ved:

$$v_{o1} = -g_m \cdot v_{\pi1} \cdot R'_{L1}$$



Figur B.14 Småsignaldiagram for common emitter kobling, med koblingskondensatoren C_2 .

$$\begin{aligned} A_{v_{i1}} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} &= \frac{-g_{m1} \cdot v_{\pi1} \cdot R'_{L1}}{v_{\pi1} + g_{m1} \cdot v_{\pi1} \frac{R_{E1} \left(R_{e1} + \frac{1}{s \cdot C_2} \right)}{R_{E1} + R_{e1} + \frac{1}{s \cdot C_2}}} \\ &= \frac{-g_{m1} \cdot R'_{L1}}{1 + g_{m1} \frac{S \cdot C_2 \cdot R_{E1} \cdot R_{e1} + R_{E1}}{S \cdot C_2 \cdot R_{E1} + S \cdot C_2 \cdot R_{e1} + 1}} \\ &= \frac{-g_{m1} \cdot R'_{L1}}{\frac{S \cdot C_2 \cdot R_{E1} + S \cdot C_2 \cdot R_{e1} + 1}{S \cdot C_2 \cdot R_{E1} + S \cdot C_2 \cdot R_{e1} + 1} + g_{m1} \frac{S \cdot C_2 \cdot R_{E1} \cdot R_{e1} + R_{E1}}{S \cdot C_2 \cdot R_{E1} + S \cdot C_2 \cdot R_{e1} + 1}} \\ &= \frac{(-g_{m1} \cdot R'_{L1})(S \cdot C_2 \cdot R_{E1} + S \cdot C_2 \cdot R_{e1} + 1)}{S \cdot C_2 \cdot R_{E1} + S \cdot C_2 \cdot R_{e1} + S \cdot C_2 \cdot R_{E1} \cdot R_{e1} \cdot g_{m1} + R_{E1} \cdot g_{m1} + 1} \\ &= \frac{-S \cdot C_2 \cdot g_{m1} (R_{E1} + R_{e1}) R'_{L1} - g_{m1} \cdot R'_{L1}}{S \cdot C_2 (R_{E1} + R_{e1} + g_{m1} \cdot R_{E1} \cdot R_{e1}) + g_{m1} \cdot R_{E1} + 1} \\ &= \frac{-\frac{S \cdot C_2 \cdot g_{m1} (R_{E1} + R_{e1}) R'_{L1} - g_{m1} \cdot R'_{L1}}{R_{E1} + R_{e1} + g_{m1} \cdot R_{E1} \cdot R_{e1}}}{S + \frac{g_{m1} \cdot R_{E1} + 1}{C_2 (R_{E1} + R_{e1} + g_{m1} \cdot R_{E1} \cdot R_{e1})}} \end{aligned}$$



Polen for C_2 er:

$$P_2 = S + \frac{g_{m1} \cdot R_{E1} + 1}{C_2 (R_{E1} + R_{e1} + g_{m1} \cdot R_{E1} \cdot R_{e1})} = 0$$

$$P_2 = S + \frac{1}{C_2 \frac{R_{E1} + R_{e1} + g_{m1} \cdot R_{E1} \cdot R_{e1}}{g_{m1} \cdot R_{E1} + 1}} = 0$$

$$P_2 = S + \frac{1}{C_2 \cdot R_{C_2}} = 0$$

hvor

$$R_{C_2} = \frac{R_{E1} + R_{e1} + g_{m1} \cdot R_{E1} \cdot R_{e1}}{g_{m1} \cdot R_{E1} + 1} \quad (\text{B.22})$$

Opstillingen af overføringsfunktionen for C_3 vil medføre meget omfattende udledninger. I stedet ses det at modstanden R_{Cl} er udgangsmodstanden på common collector trinnet og indgangsmodstanden for det sidste common emitter trin og disse modstande er beregnet i formel B.18 og B.19. Dette bevirker:

$$R_{C_3} = R_{oc} + R_{ice}$$

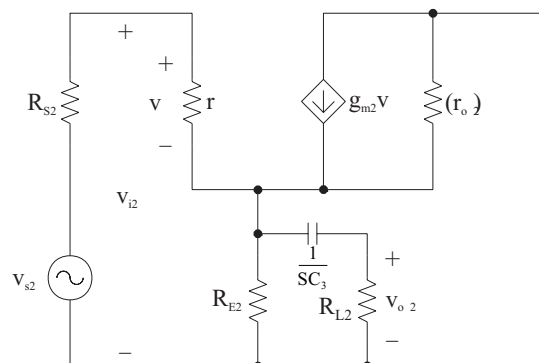
$$R_{C_3} = R_{E2} \parallel \left\| \frac{r_{\pi 2} + R_{e1}}{\beta_2} + R_{B3} \right\| (r_{\pi 3} + \beta_3 \cdot R'_{e3}) \quad (\text{B.23})$$

Kondensatoren i det sidste forstærkertrin C_4 har samme overføringsfunktion som kondensatoren i det første forstærkertrin C_2 . Polerne for det sidste forstærkertrin er:

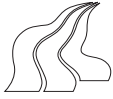
$$P_4 = S + \frac{1}{C_4 R_{C_4}} = 0$$

hvor

$$R_{C_4} = \frac{R_{E3} + R_{e3} + g_{m3} \cdot R_{E3} \cdot R_{e3}}{g_{m3} \cdot R_{E3} + 1} \quad (\text{B.24})$$



Figur B.15 Småsignaldiagram for common collector kobling, med overføringskondensatoren C_3 .



Overføringsfunktionen for C_5 :

$$v_{o3} = -g_{m3} \cdot v_{\pi3} R_{C3} \left\| \left(\frac{1}{sC_5} + R_L \right) \right.$$

$$v_{i3} = v_{\pi3} + g_{m3} \cdot v_{\pi3} \cdot R'_{e3}$$

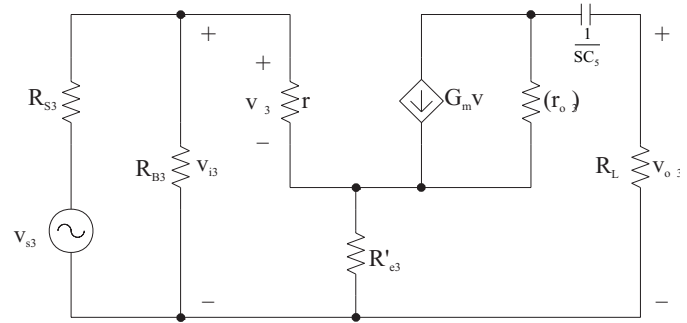
$$A_{v_{i3}} = \frac{-g_{m3} \frac{R_{C3} \left(\frac{1}{sC_5} + R_L \right)}{R_{C3} + \frac{1}{sC_5} + R_L}}{g_{m3} \cdot R'_{e3} + 1}$$

$$= \frac{-g_{m3} \frac{R_{C3} + S \cdot C_5 \cdot R_L}{S \cdot C_5 \cdot R_{C3} + S \cdot C_5 \cdot R_L + 1}}{g_{m3} \cdot R'_{e3} + 1}$$

$$= \frac{-g_{m3} \cdot R_{C3} + S \cdot C_5 \cdot g_{m3} \cdot R_L}{(S \cdot C_5 \cdot R_{C3} + S \cdot C_5 \cdot R_L + 1)(g_{m3} \cdot R'_{e3} + 1)}$$

$$= \frac{\frac{-S \cdot C_5 \cdot g_{m3} \cdot R_L - g_{m3} \cdot R_{C3}}{g_{m3} \cdot R'_{e3} + 1}}{S + \frac{1}{C_5 (R_{C3} + R_{L3})}}$$

$$= \frac{\frac{-S \cdot C_5 \cdot g_{m3} \cdot R_L - g_{m3} \cdot R_{C3}}{g_{m3} \cdot R'_{e3}}}{S + \frac{1}{C_5 (R_{C3} + R_L)}}$$



Figur B.16 Småsignaldiagram for common emitter, med overføringskondensatoren C_5 .

Polen for C_5 er:

$$P_5 = \frac{1}{C_5 (R_{C3} + R_{L3})} = 0$$

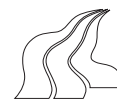
hvor

$$R_{C_5} = R_{C3} + R_L \quad (\text{B.25})$$

Efter polerne er fundet for alle overføringsfunktionerne, kan der opstilles et udtryk for den nedre knæfrekvens som det samlede system har:

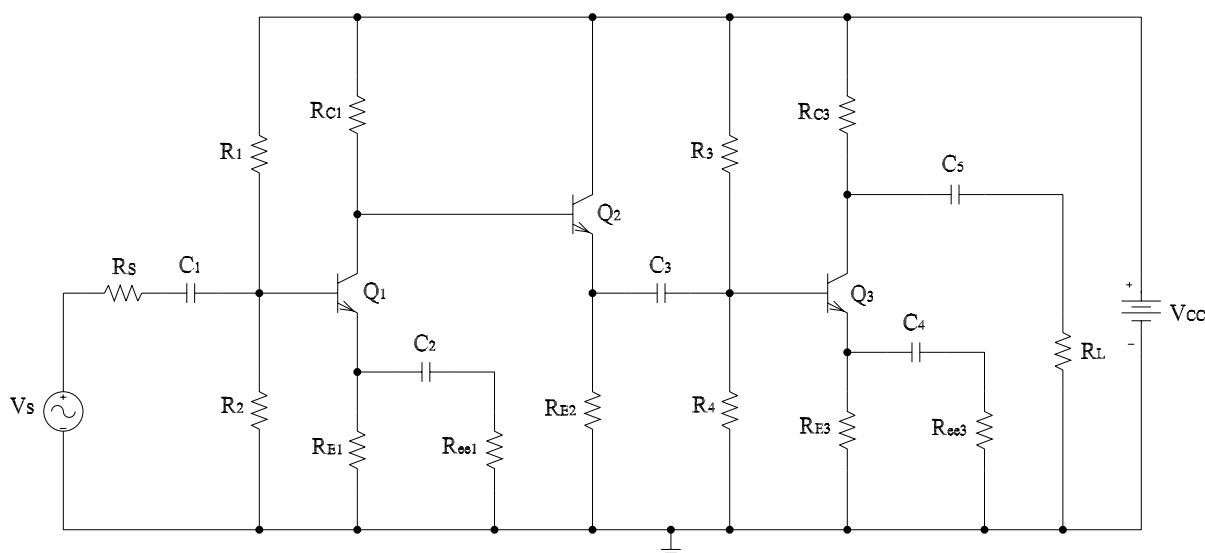
$$\omega_L = \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_3} + \frac{1}{T_4} + \frac{1}{T_5} \quad (\text{B.26})$$

$$\omega_L = \frac{1}{C_1 R_{C1}} + \frac{1}{C_2 R_{C2}} + \frac{1}{C_3 R_{C3}} + \frac{1}{C_4 R_{C4}} + \frac{1}{C_5 R_{C5}}$$



C Målejournale til forforstærkertrin

Formålet med at måle på forforstærkertrinnet er at kontrollere de beregnede og simulerede værdier: I_C , A_V , A_{VS} , V_{CE} , R_{IN} , R_{OUT} , samt nedre og øvre 3-dB frekvens for A_{VS} . Målingerne foretages for at undersøge om, teori stemmer overens med praksis.



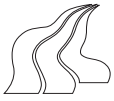
Figur C.1 Diagram over forforstærkertrin

C.1 Måling af arbejdsstrøm (I_c)

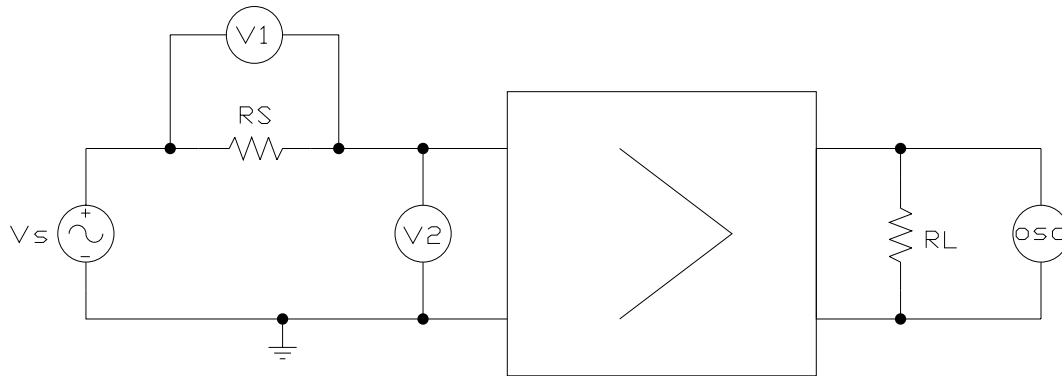
Til kontrol af arbejdspunktet (I_c) for de enkelte transistorer, anvendes et DC voltmeter. Dette gøres ved at måle spændingen over R_{E1} , R_{E2} og R_{E3} hvorved der fås:

$$I_C = \frac{V_{R_E}}{R_E}$$

Der ses her bort fra den strøm, der løber fra basis af transistoren til emitter, da denne er β gange mindre end I_C . Idet β er ca. 200 er dette en rimelig antagelse.



C.2 Måling af indgangsmodstanden (Z_i)



Figur C.2 Den benyttede måleopstilling til at finde Z_i .

- Da inputsignalet har en lille amplitude er det vigtigt at undgå støj, da støjen tilnærmelsesvis har samme amplitude som inputsignalet. Dette gøres ved at montere forstærkeren i en metalkasse.
- Inputtet v_s stilles til et pænt signal på output, det vil sige ingen klipping af signalet.
- Da kan Z_i bestemmes ved:

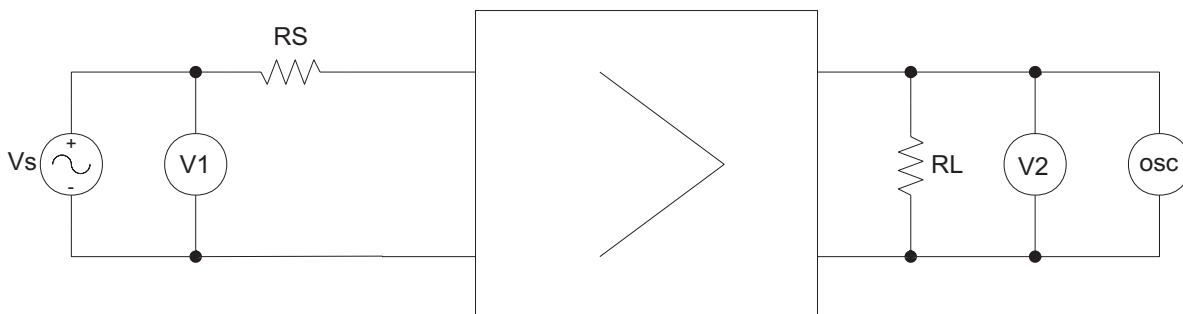
$$I_i = \frac{V_1}{R_s} = \frac{V_2}{|Z_i|} \Leftrightarrow$$
$$|Z_i| = \frac{V_2}{V_1} R_s$$

- Ved en høj Z_i , kan R_s øges for en bedre visning på V_1 .

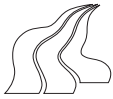
C.3 Måling af grænsefrekvens

For at finde 3 dB grænsefrekvenser anvendes frekvensresponsplottet, som ses på Figur C.5. Topværdien på grafen findes og derefter findes værdien minus 3 dB. Da finder man f_L og f_H .

C.4 Måling af forstærkningen (A_{vS})



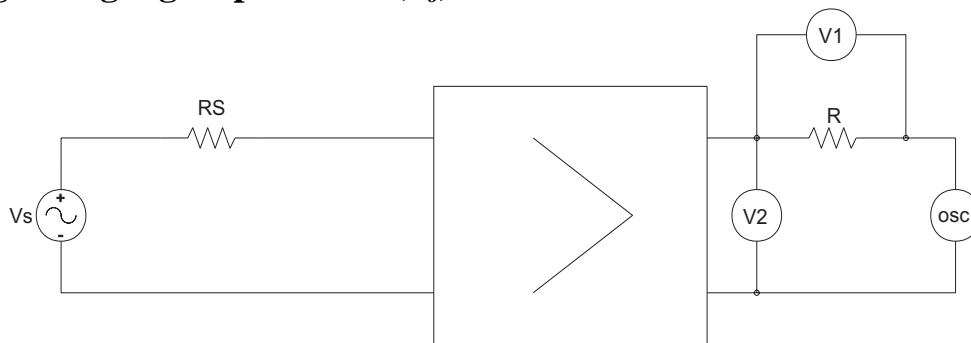
Figur C.3 Den benyttede måleopstilling til at finde A_{vS} .



- Der tilsluttes et oscilloskop for at kontrollere om signalet er uklippet og uden væsentlig støj.
- V_S indstilles så outputtet bliver et pænt signal. Forstærkningen kan nu bestemmes ved:

$$A_{VS} = \frac{V_2}{V_1}$$

C.5 Måling af udgangsimpedansen (Z_o)



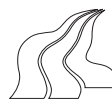
Figur C.4 Den benyttede måleopstilling til at finde Z_o .

Foretages ligesom Z_i hvorved der fås:

$$|Z_o| = \frac{V_2}{V_1} R$$

C.6 Måling af total harmonisk forvrængning (THD)

Der er anvendt en digital forvrængningsmåler af mærket Tektronix til at finde forvrængningen. Inputtet på forforstærkertrinnet er 0,21 mV ved 40 kHz.



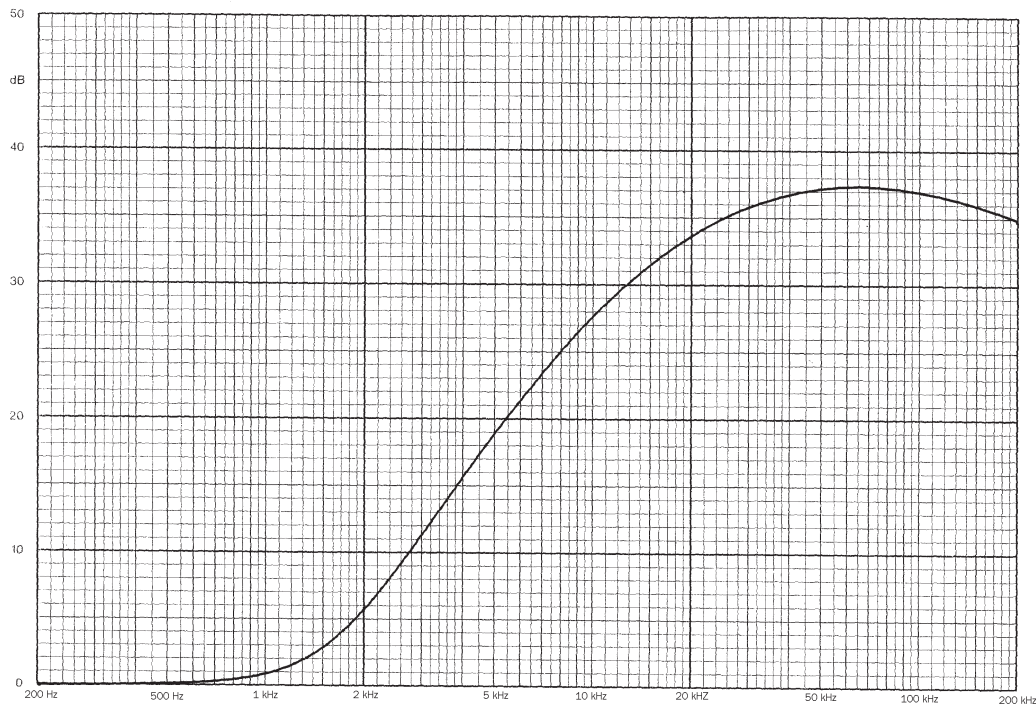
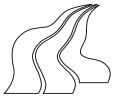
Måling af A_V og A_{VS}			
	Beregnet	Simuleret i PSpice	Målt
V_1	 	 	210 μ V
V_2	 	 	932 mV
A_{VS}	5650 gange	4911 gange	4438 gange

Måling af Z_o			
	Beregnet	Simuleret i PSpice	Målt
R	 	 	15,85 k Ω
V_1	 	 	58 mV
V_2	 	 	830 mV
Z_o	12 k Ω	 	226,82 k Ω

Måling af THD			
	Beregnet	Simuleret i PSpice	Målt
THD	 	5,6 %	3,40 %

Instrumenterne, der blev anvendt under målingerne, kan ses i nedenstående skema:

Anvendte instrumenter		
Betegnelse	Fabrikat	Løbenummer
Oscilloskop	Philips PM 3050 60 MHz	08505
Voltmeter	Fluke 8050A digital multimeter	08279
Strømforsyning	B&O SN17	08279
Tonegenerator	Brüel & Kær sine generator 1051	08449
Måleforstærker	Brüel & Kær 2636	08451
Plotter	Brüel & Kær 2308	08450
THD måler	Tektronix TM503A	08650



Figur C.5 Frekvensrespons fra forforstærkertrin. Plottet er lavet på en Brüel & Kær 2308

C.8 Konklusion

Som det fremgår af måleskemaet, stemmer hovedparten af målingerne overens med både de beregnede og de simulerede værdier. På baggrund af dette må det kunne konkluderes at teorien, stemmer overens med praksis. Der er dog nogle målinger, der skiller sig ud ved at have en større afvigelse end de andre. Afvigelserne vil der blive set nærmere på i det følgende, for at forklare hvorfor de eventuelt er opstået. Målingerne, der afviger fra de beregnede, er: Indgangsmodstanden Z_i , forstærkningen A_{VS} og forvrængningen THD.

Grunden til at indgangsmodstanden afviger med ca. $20\text{ k}\Omega$, kan skyldes, at det er meget små signaler der arbejdes med, og derved kan støj fra andre kilder forstyrre målingen. Forstærkningens afvigelse kan forklares ud fra knækurvernes overlappning (Se afsnit 6.9), og eventuelle komponentusikkerheder. Forvrængningen er blevet mindre end simuleret, hvilket kun kan forklares med den lille forskel, der altid vil være mellem simulering og praksis.



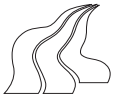
D Tabeller for dekadetæller

I dette appendix er de fulde tabeller fra afsnit 8 om dekadetælleren.

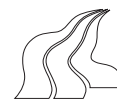
D.1 Transitionstabel

Transitionstabel										
State	Q_5	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	Q_5^*	Q_4^*	Q_3^*	Q_2^*	Q_1^*
00	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
01	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1
02	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
03	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1
04	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1
05	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1
06	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1
07	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
08	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
09	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1
10	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1
11	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1
12	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1
13	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1
14	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1
15	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
16	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
17	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0
18	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
19	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
20	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0
21	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
22	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0
23	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0
24	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0
25	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0
26	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0
27	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0
28	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0
29	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0
30	1	1	1	1	0	1	1	1	0	0
31	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

D.2 Outputtabel



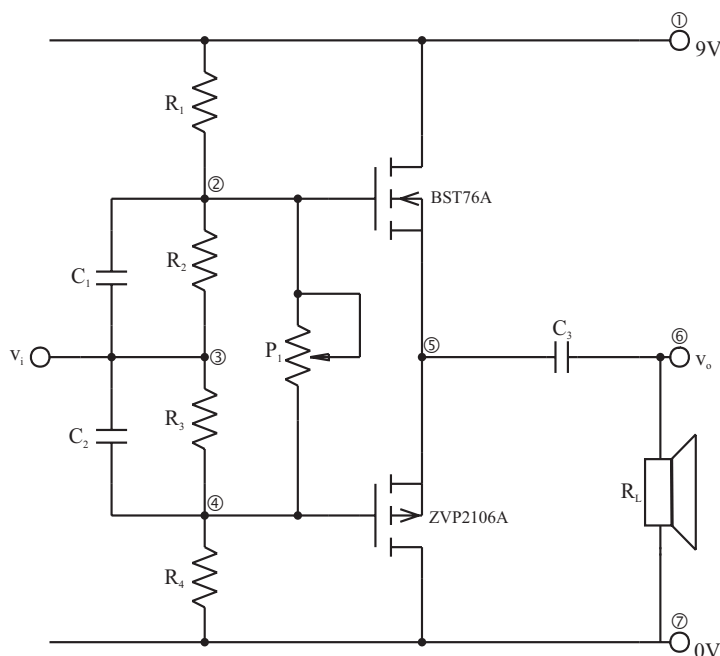
Outputtabel												
Present state	Next state	Output (Present state)										
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	C _{out}
00	01	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
01	03	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
02	01	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
03	07	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
04	09	1	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1
05	11	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1
06	13	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1
07	15	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
08	17	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1
09	19	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1
10	17	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
11	23	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1
12	25	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1
13	27	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1
14	29	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1
15	31	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
16	00	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
17	02	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0
18	00	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0
19	06	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0
20	08	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0
21	10	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
22	12	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
23	14	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0
24	16	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
25	18	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0
26	16	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0
27	22	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0
28	24	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
29	26	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0
30	28	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
31	30	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0



E Målejournale til effektforstærker

Formålet med at måle på effektforstærkertrinnet er at kontrollere de beregnede værdier: I_h , V_{GG} , V_{GS} , V_{Opeak} , I_{Opeak} , samt at måle den forvrængning, som forstærkeren introducerer.

Målingerne foretages for at undersøge, om teorien stemmer overens med praksis.



Figur E.1 Måleopstilling med målepunkter angivet ved tal i cirkler.

E.1 DC-målinger

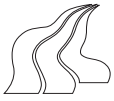
Ved disse målinger er der intet signal på indgangen, og systemet er derfor i hvile.

E.1.1 Justering af hvilestrømmen i transistorerne (I_h)

Kondensatoren C_3 afkobles ved ⑤, og forbindelsen mellem de to sources føres gennem et DC-ampere-meter. Potentiometeret, P_1 justeres indtil den beregnede hvilestrøm (I_h), løber mellem de to sources.

E.1.2 Gate-to-gatespændingen (V_{GG})

Til kontrol af V_{GG} anvendes et DC-voltmeter, hvormed spændingen mellem de to gates måles. Voltmeteret tilsluttes på ② og ④.

**E.1.3 Biasstrømmen (I_R)**

Strømmen gennem biasmodstandene måles ved at tilslutte et DC-ampere-meter mellem forsyningsspændingen (9V) og det ben på R_1 , som er tilsluttet ①.

E.1.4 Gate-to-sourcespændingen (V_{GS})

V_{GS} for n-kanalen måles ved at tilslutte et DC-voltmeter mellem ② og ⑤, og tilsvarende for p-kanalen ved at tilslutte DC-voltmeteret mellem ④ og ⑤.

E.2 AC-målinger

Ved disse målinger er der tilsluttet et signal på indgangen med en amplitude på ca. 2,4 V (1,7 V_{eff}) og en frekvens på 4 kHz. Dette er dog ikke tilfældet ved målingen "Inputamplitude ved ønsket amplitude på output".

E.2.1 Amplituden på outputspændingen

For at måle \hat{v}_o anvendes et oscilloskop, som tilsluttes parallelt med højttaleren (mellem ⑥ og ⑦) således, at det måler spændingen over højttaleren. Der tilsluttes et signal med en amplitude på ca. 2,4 V (1,7 V_{eff}) på indgangen, og peakspændingen kan aflæses på oscilloskopet.

E.2.2 Amplituden på outputstrømmen

Strømmen \hat{i}_o beregnes ved at dividere den målte værdi af \hat{v}_o med højttalerens impedans.

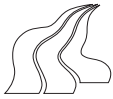
E.2.3 Inputamplitude ved ønsket outputspænding

For at kontrollere, hvilket inputsignal der i praksis skal til, for at opnå den ønskede amplitude på outputsignalet, tilsluttes et AC-voltmeter mellem ③ og ⑦. Inputsignalets amplitude justeres indtil den ønskede værdi af \hat{v}_o vises på oscilloskopet, som er tilsluttet mellem ⑥ og ⑦. Den aflæste spænding på AC-ampere-meteret ganges med $\sqrt{2}$ for at få peakværdien.

E.3 Måling af THD

For at måle forvrængningen, er der anvendt en digital forvrængningsmåler af mærket Tektronix. Inputtet på effektforstærkertrinet er 2,4 V og 4 kHz.

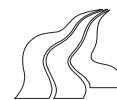
Anvendte instrumenter		
Betegnelse	Fabrikat	Løbenummer
Oscilloskop	Tektronix 2245A, 100 MHz	08393
Ampere-meter	Fluke 8050A digital multimeter	08181
Voltmeter	Fluke 8050A digital multimeter	08514
Strømforsyning	B&O SN17	08107
Tonegenerator	B&O TG8	08261
THD måler	Tektronix TM503A	08650



Måleskema				
Afsnit	Måling	Specielle betingelser	Beregnet	Målt
E.1.1	I_h	$\hat{v}_i = 0$	1,581 mA	1,57 mA
E.1.2	V_{GG}	$\hat{v}_i = 0$	4,23 V til 5,9 V	4,93 V
E.1.3	I_R	$\hat{v}_i = 0$	100 μ A	133,6 μ A
E.1.4	V_{GS} n-kanal	$\hat{v}_i = 0$	0,7 V til 2,4 V	1,76 V
E.1.4	V_{GS} p-kanal	$\hat{v}_i = 0$	-3,5 V til -1,5 V	-3,17 V
E.2.1	\hat{v}_o	$\hat{v}_i = 2,4$ V, $f = 4$ kHz	1,26 V	1,15 V
E.2.2	\hat{i}_o	$\hat{v}_i = 2,4$ V, $f = 4$ kHz	158,1 mA	143,8 mA
E.2.3	\hat{v}_i	$\hat{v}_o = 1,26$ V, $f = 4$ kHz	2,39 V	3,2 V
E.3	THD	$\hat{v}_i = 2,4$ V, $f = 4$ kHz	X	8,9 %

E.4 Konklusion

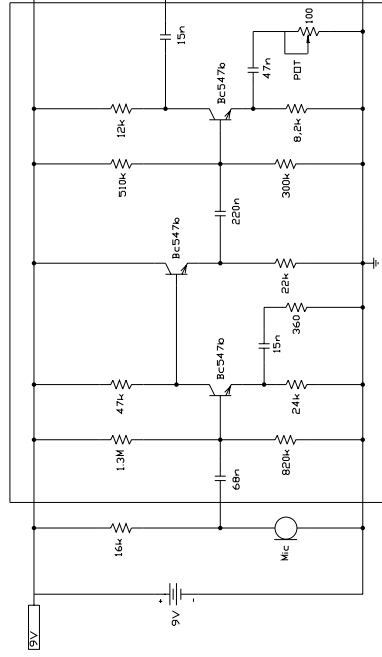
Ud fra målingerne på effektforstærkeren ses det, at disse generelt stemmer godt overens med de beregnede værdier. Det ses dog at strømmen ned gennem modstandene, er blevet en smule større. Dette skyldtes at potentiometeret, er indstillet således, at den korrekte hvilestrøm løber gennem FET'erne. Ved denne indstilling af potentiometeret ændres den totale modstand og dermed strømmen. Det ses endvidere at de målte værdier for \hat{v}_o , \hat{i}_o og \hat{v}_i afviger fra de beregnede, hvilket kan skyldes K-faktoren i formel 11.1. Denne faktor er aflæst på en graf, og på grundlag af dette kan der være stor usikkerhed på denne. Den forholdsvise store forvrængning kan skyldes, at crossoverforvrængningen ikke er fuldstændigt elimineret.



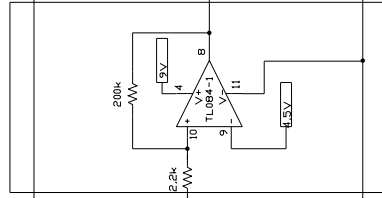
F Samlet diagram

På næste side er det samlede diagram over flagermusdetektoren.

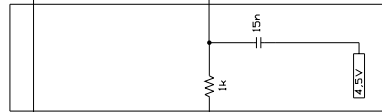
Forforstærker



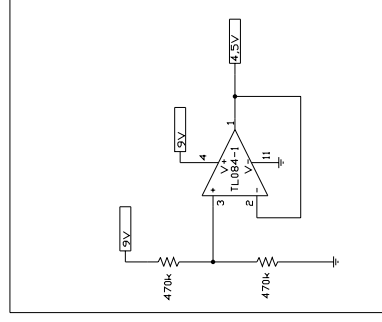
Schmitttrigger



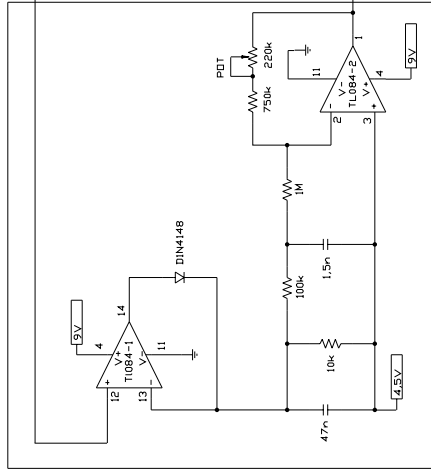
Løvpas



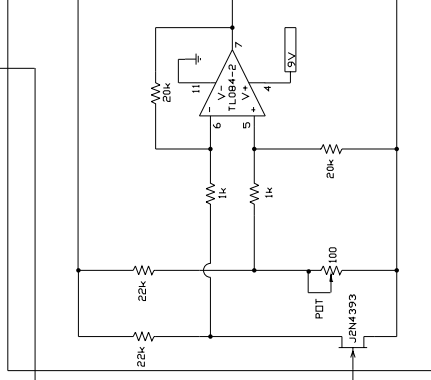
4.5V forsyning



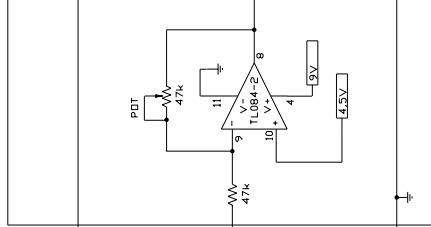
Superdiode-detektor



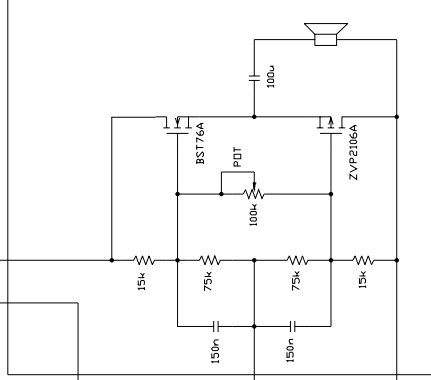
Spændingsstyre forstærker



Volumenkontrol



Effektforstærker





Bilag

- 1 Indhold af CD
- 2 Datablad for BJT (BC547b)

1 Indhold af CD

Bagerst i rapporten findes en CD, der indeholder ting som er relevante for projektet. Der er en menu i HTML-format, som kan startes ved at køre filen "index.htm".

Indhold af CD

Data Sheets

BJT	BC547bphillips.pdf
Decade Counter	mc14017brev3.pdf
FET	BST76A.pdf
	mpf4393.pdf
	zvp2106a.pdf

Microphone	MCE-2500-1.eps
	MCE-2500-1.gif
	MCE-2500-2.eps
	MCE-2500-2.gif

Operational Amplifier	TL081_82_84OA.pdf
-----------------------	-------------------

Diagrams

	batdetector-diagram.dwg
	batdetector-diagram.pdf

Measuring sheets

	microphone-sheet.pdf
	power-sheet.pdf
	preamp-sheet.pdf

Programs

Acrobat Reader	ar405eng.exe
GhostView	gsv27550.exe

Report

	abstract-danish.pdf
	abstract-english.pdf
	frontpage.cdr
	frontpage.gif
	frontpage.jpg
	frontpage.pdf
	full-report.pdf