

Audio power amplifier

Team 5:

202200284 - Danni Raetzel

202304936 - Lucie Mandøe

201900368 - Martin Armose

202200296 - Mikkel Amstrup Brandt Neiiendam

Indholdsfortegnelse

Indledning	3
Design	3
Push-Pull stage	3
Introduktion	3
Komponenter	3
Common Emitter Gain stage	6
Introduktion	6
Komponenter	6
Analyse	7
Differential Input stage	8
Generel introduktion	9
Komponenter	9
Analyse	10
Small signal operation	11
Simulering af differential amplifier	13
Strømforsyning til differential amplifier	14
Tilkobling	15
Båndpasfilteret (U2, R16, R17, R18, R19, C6, C7, C8, C9)	16
Koblingskondensatorer (C1, C2, og C3)	17
Voltage Follower (U1)	17
Schematic og Målinger	18
Audioamplifier	18
Simulation	18
Målinger	18
Power loss	19
Konklusion	21

Indledning

Formålet med denne opgave er at designe og implementere en audioforstærker. Forstærkeren skal have et frekvensområde mellem 20 Hz og 20 kHz og anvende et 3-stadie design baseret på diskrete komponenter. Der vil være særlig fokus på at minimere forvrængning, sikre passende forstærkning af lydsignalet, samt at optimere forstærkerens effektivitet. Hovedkomponenterne i designet inkluderer en differentiell indgangstrin, et common-emitter gain-trin, og en push-pull udgangstrin.

Design

Push-Pull stage

Introduktion

Dette kredsløb består af en **NPN-transistor** og en **PNP-transistor**, hvor outputtet er tilsluttet begge transistorernes emitterben. Forstærkerens formål er at forstærke det indgående signal ved hjælp af de to transistorer, som hver forstærker deres halvdel af signalet. En **NPN-transistor** forstærker den **positive halvdel**, mens en **PNP-transistor** forstærker den **negative halvdel** af signalet. Dette skaber en effektiv forstærkning af hele signalet med lav forvrængning, hvilket er typisk for **klasse AB-forstærker**.

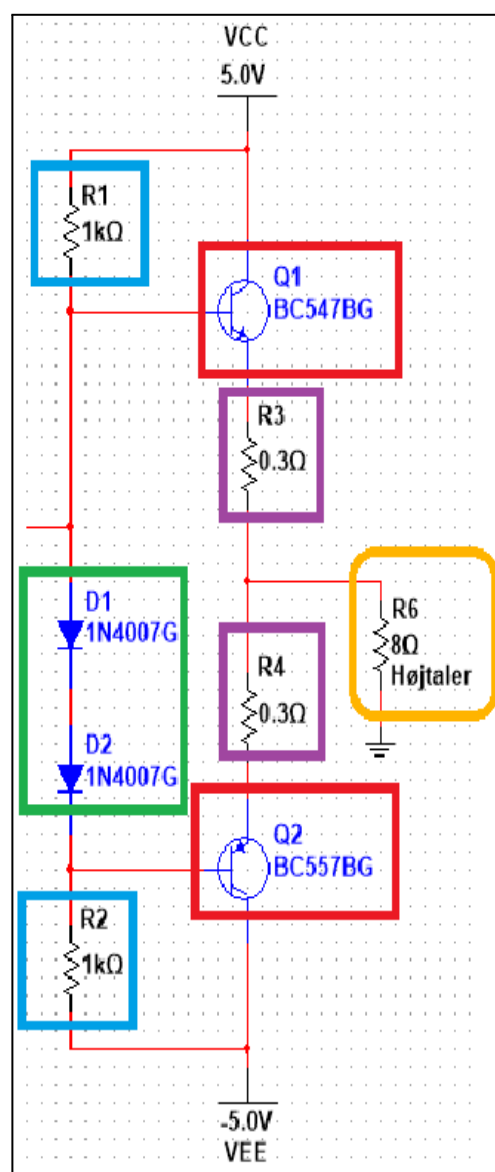
Komponenter

Blå boks (R1 og R2 - Bias-modstande)

- R1 og R2 styrer **bias-strømmen**, der løber gennem dioderne, hvilket sikrer, at transistorerne (Q1 og Q2) er tændt i hviletilstand. Dette hjælper med at reducere forvrængning i kredsløbet.

Grøn boks (Dioder - D1 og D2)

- Dioderne sikrer, at transistorerne er **let tændt** (biaset) hele tiden. De skaber et spændingsfald på ca. 1.4V, hvilket forhindrer **crossover distortion**, når signalet skifter fra positiv til negativ.



Figur 1 - Opdeling af Push-pull stage

Rød boks (Transistorer - Q1 og Q2)

- Transistorerne forstærker signalet. **Q1 (NPN)** forstærker den **positive halvdel** af signalet, og **Q2 (PNP)** forstærker den **negative halvdel**. Sammen skaber de en **komplet forstærkning** af signalet.

Lilla boks (Emittermodstande - R3 og R4)

- Emittermodstandene hjælper med at **stabilisere strømmen** gennem transistorerne og forhindre overbelastning. De hjælper også med at sikre en jævn forstærkning af signalet.

Gul boks (Højttaler - R5)

- Højttaleren** repræsenterer belastningen (8Ω), som output-signalet driver. Den konverterer det elektriske signal til lyd.

Grundlæggende Struktur

1. Transistorer

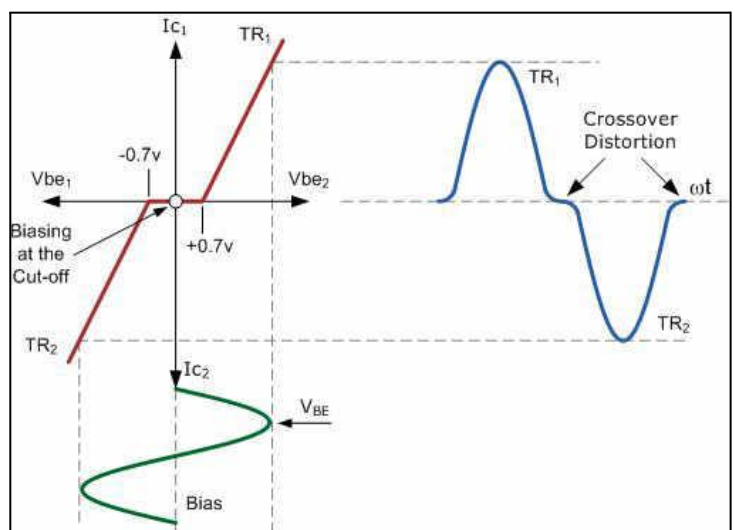
Vi starter med at vælge en NPN-transistor (**Q1**) og en PNP-transistor (**Q2**) til forstærkning af signalet. Disse transistorer er forbundet i en push-pull-konfiguration, hvor deres emittere er forbundet til output. Deres collectorer er forbundet til forsyningsspændingerne:

- V_{CC} (**5V**) for NPN-transistorens collector.
- V_{EE} (**-5V**) for PNP-transistorens collector.

Inputsignalet, som skal forstærkes, tilsluttes til baserne af begge transistorer. Ved at drive transistorerne på denne måde vil NPN-transistoren lede strøm, når signalet er positivt, og PNP-transistoren vil lede, når signalet er negativt. Dette skaber et komplet outputsignal ved deres emittere.

2. Dioder

Næste trin er at tilføje dioder (**D1** og **D2**) mellem baserne af de to transistorer for at skabe den nødvendige bias-strøm, der holder begge transistorer let tændte. Dette er nødvendigt for at undgå **crossover-distortion**, som kan opstå, når signalet skifter fra positivt til negativt.



Figur 2 - graf for cross over distortion

- Vi vælger to (1N4007) dioder, da de har et typisk spændingsfald på $0.7V$.

- **D1** er forbundet mellem basen af NPN-transistoren (**Q1**) og **D2**.
- **D2** er forbundet mellem basen af PNP-transistoren (**Q2**) og **D1**.

Samlet set skaber dioderne et total spændingsfald på $0.7V + 0.7V = 1.4V$, som sikrer, at transistorerne forbliver tændt, selv når input signalet er tæt på nul.

3. Bias modstande

For at kontrollere den strøm, der løber gennem dioderne og ind i baserne af transistorerne, tilføjer vi modstande **R1** og **R2** mellem **Vcc** og **Vee**. Disse modstande styrer bias-strømmen, som er afgørende for at sikre, at transistorerne er tændt på det rigtige tidspunkt. Modstand **R1** er forbundet mellem **Vcc** og **D1**, og **R2** er forbundet mellem **Vee** og **D2**.

Transistorernes **base-emitter-spænding** (V_{BE}) falder med cirka **2 mV/°C** i

silicium-transistorer. Når temperaturen stiger, kan bias-strømmen øges, hvilket kan føre til **termisk løb**. Dioderne **D1** og **D2** hjælper med at kompensere for denne effekt, da deres spændingsfald også falder med temperaturen, hvilket holder bias-strømmen stabil.

4. Emitter modstande

For at sikre en stabil drift af forstærkeren, tilføjer vi emitter modstande mellem hver transistors emitter og output. Disse modstande hjælper med at stabilisere strømmen gennem transistorerne, reducere risikoen for termisk løb og sikre, at transistorerne ikke bliver overbelastet.

- **R3** er placeret mellem emitteren af **NPN-transistoren (Q1)** og output.
- **R4** er placeret mellem emitteren af **PNP-transistoren (Q2)** og output.

I **hviletilstand** (uden inputsignal) vil emitterstrømmen være tæt på bias-strømmen. Når signalet forstærkes, vil emitterstrømmen stige

$P_{out} = 500mW$ - Den ønskede udgangseffekt

I_{out} - Strømmen gennem belastningen (Emitterstrøm)

$R_{load} = 8\Omega$ - Belastningsmodstanden (Højtaleren)

$$I_{out} = \sqrt{\frac{P_{out}}{R_{load}}} = \sqrt{\frac{0.5W}{8\Omega}} = \sqrt{0.0625} = 250mA$$

For typiske signaler i en klasse AB-forstærker er strømmen dog mindre end det maksimale, men gennem vores simulation har vi målt den til **235mA**. derfor bruger vi den værdi.

Ved maksimal emitterstrøm skal vi sikre, at spændingsfaldet over modstandene ikke er for højt, så signalforstærkningen ikke påvirkes negativt. Hvis vi vælger **0.3 Ω** som emittermodstand, kan vi beregne spændingsfaldet:

$$V = I \cdot R = 250mA \cdot 0.3\Omega = 70.5 mV$$

Dette lave spændingsfald (70.5 mV), er under det anbefalede spændingsfald på ca. 100mV i audioforstærkere, at det ikke påvirker signalet markant, men stadig hjælper med at stabilisere strømmen gennem transistorerne.

Common Emitter Gain stage

Introduktion

Dette kredsløb består af en **NPN-transistor** i en common emitter-konfiguration som en **klasse A-forstærker**. Transistoren leder gennem hele signalets cyklus, hvilket giver lav forvrængning og lineær forstærkning. Når inputsignalet påføres basen, styres strømmen mellem collector og emitter, hvilket resulterer i et forstærket output ved collectoren. Emitter-modstanden stabiliserer strømmen, så signalet forbliver rent og stabilt.

Komponenter

Blå boks (R1 og R2 - Bias-modstande)

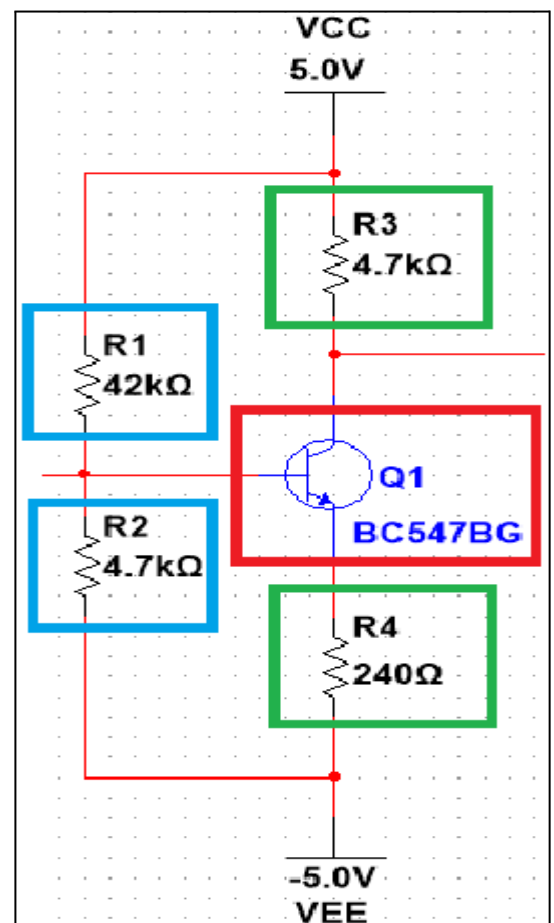
- Bias-modstandene **R1** og **R2** danner en spændingsdeler, som sætter basisspændingen på transistoren (**Q1**). Dette hjælper med at sikre, at **Q1** opererer i **aktiv region**, så forstærkningen er lineær. Spændingsdeleren holder bias-strømmen stabil, så signalet kan forstærkes uden forvrængning.

Rød boks (Transistor - Q1)

- Q1 (NPN)** forstærker AC-indgangssignalet ved at styre strømmen gennem collector-modstanden **R3**. Når signalet rammer basen, skaber det et forstærket output ved collectoren, mens emittermodstanden **R4** stabiliserer forstærkningen og reducerer termiske effekter.

Grøn boks (Collector- og Emittermodstand - R3 og R4)

- R3** og **R4** bestemmer forstærkningen af signalet ved deres forhold, hvor **R3** skaber outputspændingen og **R4** stabiliserer strømmen og reducerer forvrængning. Justering af forholdet mellem dem giver den ønskede gain, som her er ca. 6,5.



Figur 3 -Opdeling af common-emitter

Grundlæggende Struktur

1. Transistor (Q1)

Vi bruger en **NPN-transistor**, hvor **collector** er forbundet til **Vcc** gennem **R3** for at skabe spændingsforstærkning. **Emitteren** er tilsluttet **Vee** via **R4**, som stabiliserer strømmen og reducerer forvrængning. Input Signalet går til basen, hvilket styrer strømmen fra collector til emitter og genererer et forstærket output ved collectoren.

2. Emitter-modstand (R4)

For at stabilisere strømmen og reducere forvrængning i kredsløbet har vi valgt **R4** til at være **240Ω**. Målet er at få en emitter-spænding på ca. **1V**, som svarer til **10%** af forsyningsspændingen.

Beregning af emitterstrømmen I_E

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1V}{240\Omega} = 4.17mA$$

Emitterstrømmen I_E er tæt på basisstrømmen i **Q1** og hjælper med at stabilisere forstærkningen.

3. Collector-modstand (R3)

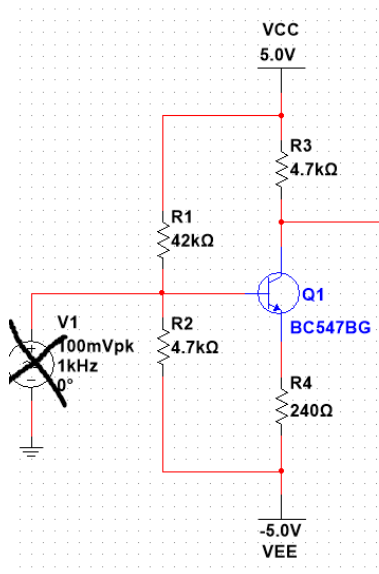
Vi har valgt en værdi for **R3** på **4.7kΩ**, som sammen med **R4** definerer forstærkningen af staget. Forstærkningen A_v er givet ved forholdet:

$$A_v = \frac{R_C}{R_E} = \frac{4.7k\Omega}{240\Omega} = 19.6$$

4. Bias-netværk (R1 og R2)

Bias-netværket er vigtigt for at sikre, at transistoren holder sig i den aktive region. Her har vi prøvet os frem og endt med at sætte $R1 = 42k\Omega$ og $R2 = 4.7k\Omega$

DC analyse



Først finder thevenin ækvivalenterne for henholdsvis spænding og modstand hvilket giver os følgende:

V_{th} kan findes ved at se det som en spændingsdeler

$$(10V \times \frac{4.7K\Omega}{4.7K\Omega + 42K\Omega}) - 5V = -3.99V$$

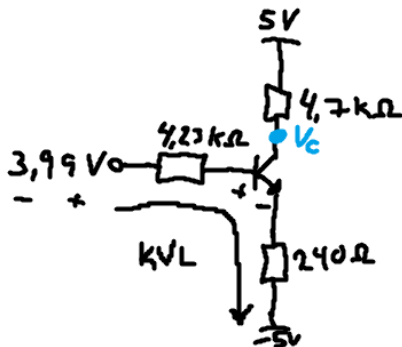
Eller ved brug af knudepunkts ligning

$$\frac{V_x - 5V}{42K\Omega} + \frac{V_x - (-5V)}{4.7K\Omega} = 0$$
$$V_x = -3.99V$$

R_{th} kan findes ved at betragte R1 og R2 som 2 modstande i parallel

$$\frac{42K\Omega \times 4.7K\Omega}{42K\Omega + 4.7K\Omega} = 4.23K\Omega$$

Med de før beregnet thevenin værdier kan vi nu lave et ækvivalent kredsløb hvorved vi kan udregne I_e , I_c og V_c . Beta antages at være 200 - dog er kredsløbet designet til at agere uafhængig af beta, hvilket betyder at dens værdi har en minimal betydning.



Vi finder I_e ved at lave loop ligningen:

$$-(V_{th}) + \frac{I_e}{\beta + 1} \times R_{th} + 0.7V + I_e \times 240\Omega - 5V = 0$$

$$I_e = 1.17mA$$

For at finde I_c bruger vi $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = 1$

$$\alpha \times I_e = I_c$$

$$I_c = 1.17mA$$

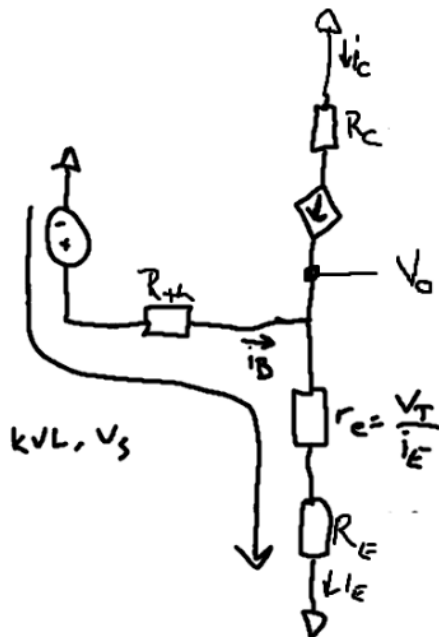
V_c findes ved brug af KVL

$$5V - V_c - (I_c \times 4.7K\Omega) = 0$$

$$V_c = -0.49V$$

AC analyse

Vi udskifter vores transistor med T-modellen i vores small signal analysis for at finde vores forstærkning A_v :



Vi finder vores forstærkning ved at sige

$$A_v = \frac{V_o}{V_s}$$

V_o findes ved at lave knudepunktsgligningen:

$$V_o = -i_e \times \frac{\beta}{\beta+1} \times R_C$$

V_s findes ved at kigge på loop ligningen:

$$V_s = i_e \times r_e + i_e \times R_E$$

Hvilket kan omskrives til

$$A_v = \frac{\beta \times R_C \times i_e}{(R_E \times i_e + i_e \times r_e) \times (\beta+1)}$$

$$A_v = \frac{\beta \times R_C}{(R_E + r_e) \times (\beta+1)}$$

Hvilket giver os en beregnet forstærkning på
 $A_v = 17.84$

Differential Input stage

Generel introduktion

Et differential input stage består af to **NPN-transistorer** i en **differentialforstærker-konfiguration**, der bruges til at forstærke forskellen mellem to inputsignaler. Ved at anvende to matchende transistorer, **Q1** og **Q2**, kan kredsløbet forstærke differentialsignalet og undertrykke fælles støj. Transistorerne deler en fælles emitterstrøm, hvilket giver lav forvrængning og stabil forstærkning, hvilket er typisk for denne type, klasse **A-forstærker**.

Komponenter

Grøn boks (Emitter-modstand - R1)

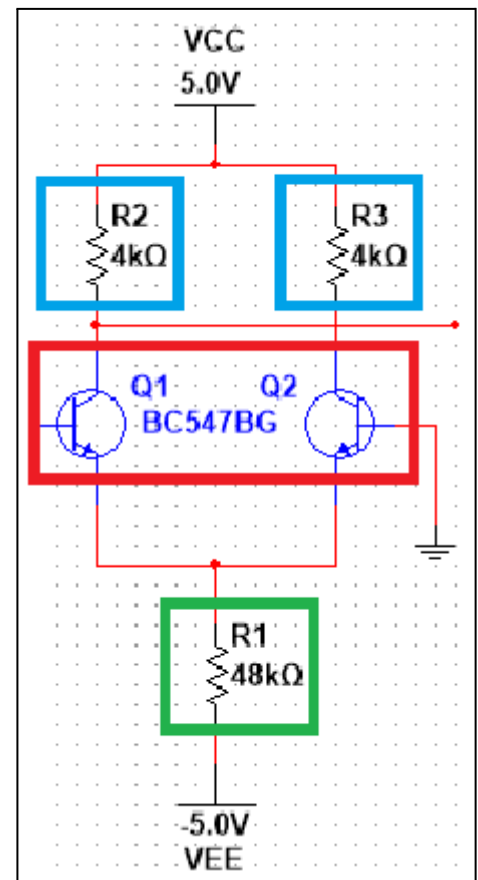
- **R1** fungerer som en fælles emitter-modstand for **Q1** og **Q2**, hvilket stabiliserer strømmen og holder transistorerne i den aktive region. Dette muliggør præcis forstærkning af forskellen mellem inputsignalerne og bidrager til stabilitet og linearitet i kredsløbet.

Rød boks (Transistorer - Q1 og Q2)

- **Q1** og **Q2** modtager hvert deres inputsignal på baserne, hvilket skaber et differentialsignal. De deler emittermodstanden **R1**, som stabiliserer strømmen og sikrer, at begge transistorer arbejder i aktiv region. Sammen forstærker de forskellen mellem basis-signalerne og leverer et forstærket output fra **Q1's** collector.

Blå boks (Collector-modstande - R2 og R3)

- Collector-modstandene **R2** og **R3** er forbundet til **Vcc** og skaber spændingsfaldet for det forstærkede output. Forstærkningen afhænger af forholdet mellem disse modstande og emitterstrømmen, kontrolleret af **R1**. Justering af **R2** og **R3** påvirker gain og undertrykker fælles signaler, hvilket øger præcisionen i forstærkningen.



Figur 4 - Differential input stage

Grundlæggende Struktur

1. Transistorer (Q1 og Q2)

Vi bruger to **NPN-transistorer**, hvor hver modtager sit eget inputsignal på basen. **Q1** og **Q2** forstærker forskellen mellem signalerne, mens strømmen

gennem deres fælles emittermodstand, **R1**, stabiliserer driften. Forstærkningen afhænger af differentialsignalet, hvilket gør kredsløbet præcist.

2. Collector-modstande (R2 og R3)

R1 forbinder begge transistorernes emittersider til **Vee**. Denne fælles modstand stabiliserer strømmen, hvilket hjælper med at reducere termisk drift og sikre en stabil drift af kredsløbet. **R1** er afgørende for at kontrollere gain-niveauet i forstærkningen.

3. Emitter-modstand (R1)

R2 og **R3** er forbundet til **Vcc** og transistorerne **Q1** og **Q2's** collector. Disse modstande skaber det forstærkede output ved at generere spændingsfaldet. Samtidig hjælper de med at undertrykke fælles signaler, hvilket øger præcisionen i forstærkningen af forskellen mellem inputsignalernes værdier.

Analyse

Et differential input stage er kendetegnet ved at det er rimelig modstandsdygtig over for støj. Man taler om en såkaldt common mode rejection ratio (CMRR) som fortæller os noget om hvor stor en andel af støjen, kredsløbet 'fjerner'. Det er ønskværdigt i vores audio forstærker, fordi støj kan give en forringet lyd kvalitet.

I ligning?? kan vi se at der er flere måder at øge CMRR på:

- 1) Øge strømmen der løber i collectorbenene og dermed transconductansen (se ligning??)
- 2) Øge modstanden REE i halen
- 3) Matche Rc så godt som muligt så nævneren nærmer sig 0
- 4) Øge modstandsværdierne Rc

$$CMRR := \frac{(2 g_m \cdot R_{EE})}{\frac{\Delta R_C}{R_C}}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

Det er vigtigt at vi finder et q punkt eller operationspunkt som ligger midt i det interval som transistorerne kan svinge imellem. Hvis vi kigger på vores figur??, kan vi se at der basebene er forbundet til ground. Dvs. at på emitterbenet har vi ca. -0.7V. Transistorerne går i mætning når der kun er 0.2V mellem collector og emitterbenet. Dvs. at vi har $5 - (-0.7) - 0.2V = 5.5V$ arbejdsområde. Vi sigter efter at få et tab på ca. 2.5V over Rc. Hvis vi vælger at vi gerne vil

have en strøm der løber igennem collectorbenet på ca. 2.3mA og Rc på 1k ohm så rammer vi 2.3V ved collectorbenet:

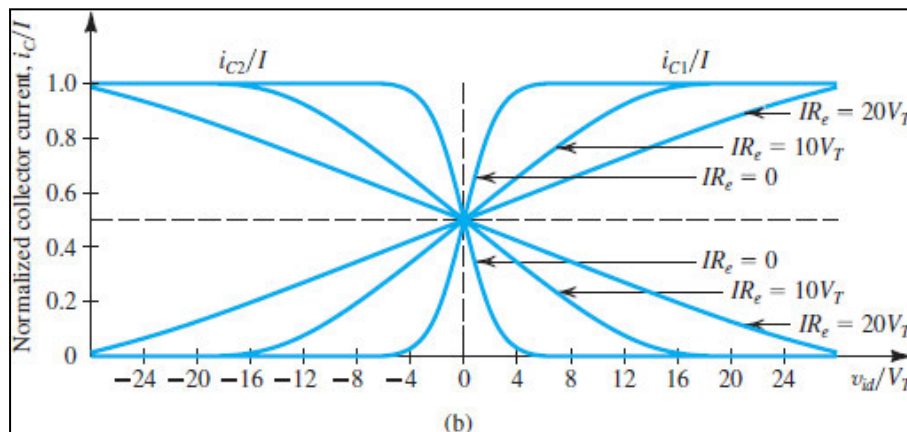
$$1 \text{ k}\Omega \cdot 2.3 \text{ mA} = 2.3 \text{ V}$$

Vi havde ikke helt kunne finde nogen kilder til den anbefalede mængde strøm der skal løbe igennem en differential amplifier, men chatgpt fortæller at det er normalt at ligge mellem 2-10mA. Vi har derfor valgt lidt arbitrært at trække 5mA vha. et strømspejl. Beregningerne af strømspejlet kommer senere i rapporten. Vi vil gerne have en så høj strøm som muligt da det øger CMRR, men der er også hensyn at tage som placering af q-punktet og hvor meget energi, modstandende afleder.

Small signal operation

En meget vigtig parameter er overførsels karakteristikken af differential amplifieren. Uden nogen yderlig tilføjelse, bliver alt strømmen hurtigt flyttet fra den ene transistor til den anden. Ved blot en spænding på $4 \cdot V_T$, flytter vi alt strømmen fra den ene transistor til den anden.

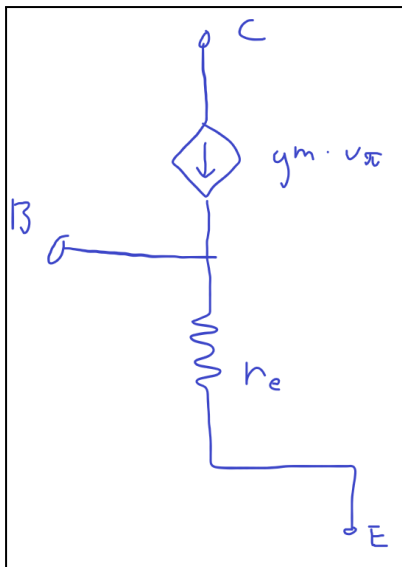
For at kunne arbejde med et lydssignal med større amplitude, tilføjer vi emittermodstande. Forholdet mellem emittermodstanden og I_C ses i figur?? fra Sedra smith side 557



Figur 5 - Graf over collector strøm

Et typisk lydssignal til en almindelig bruger har en peak spænding på mellem $\pm 0.7V$ til $\pm 1.5V$. Vi sikrer os ved at lave et lineært område på $\pm 2V$. For at vi kan få det skal vi have $80 \cdot V_T$. For at få det skal vi have en modstand på 430 ohm som vist i ligning??. Vi bruger en 420 ohms modstand for at gøre opsætningen nemmere.

$$R_E := I \cdot R_e = 80 \cdot V_T \xrightarrow{\text{solve, } R_e, \text{float, } 4} 430.1$$



Single-ended output

Definition: Her måler man signalet kun fra én af de to kollektorudgange og refererer det til jord (ground).

Signalhåndtering:

- Man får kun en del af det fulde differensielle signal.
- Den spænding, der måles, er en kombination af det differensielle signal og et eventuelt common-mode-signal.
- Fordel: Simpelt design, nemt at koble til efterfølgende kredsløb.
- Ulempe: Lavere forstærkning og reduceret evne til at undertrykke common-mode-signaler (lavere CMRR).

Double-ended output

Definition: Her måler man signalet mellem de to kollektorudgange (differentialt output), uden at referere til jord.

Signalhåndtering:

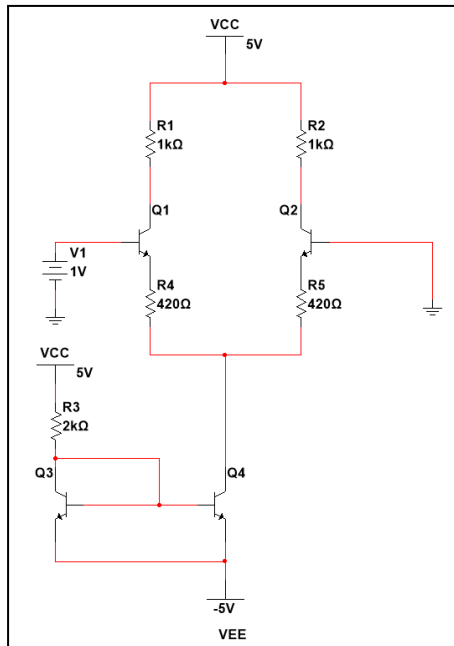
- Kun differenssignalet forstærkes, mens common-mode-signaler (fx støj) undertrykkes.
- Effektiv spænding for output er dobbelt så høj som single-ended output, fordi signalerne på de to kollektorudgange er modsat fase.
- Fordel: Højere forstærkning og bedre undertrykkelse af common-mode-signaler (højere CMRR).
- Ulempe: Kræver ekstra kredsløb, hvis signalet skal konverteres til single-ended, fx via en differensforstærker.

Vi vælger at bruge double ended output for større gain og CMRR. Gain for double-ended afhænger af R_C , r_e og R_E (se ligning??). Vi får altså en forstærkning på ca. 1.2

$$A_d := \frac{R_C}{r_e + 2 R_E} = 1.162$$

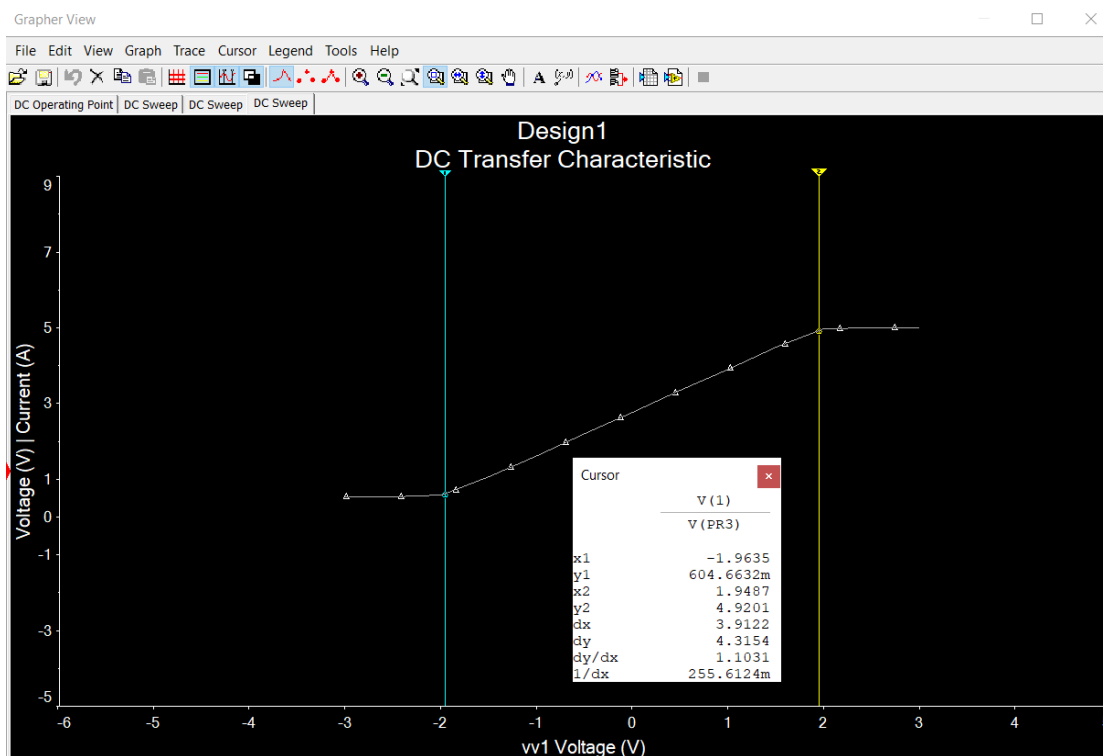
Simulering af differential amplifier

De fundne værdier for komponenterne indsættes i multisim (se figur??),



Figur 6 - simulering

Vi laver en simulering med et DC sweep fra -3 til 3 V så vi kan se hvor bredt det lineære område er, og om det stemmer med det kalkulerede (se billede??)



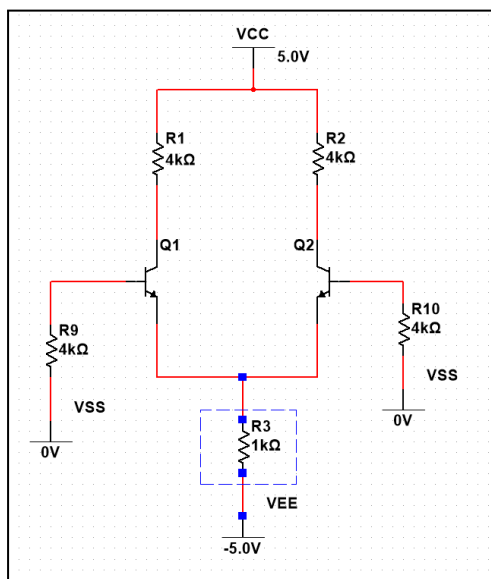
Figur 6 - DC sweep af simulering

Som det ses på simuleringen, har vi et lineært område fra -1.96V til 1.94V, hvilket er meget tilfredsstillende på baggrund af målet for differensforstærkeren.

Strømforsyning til differential amplifier

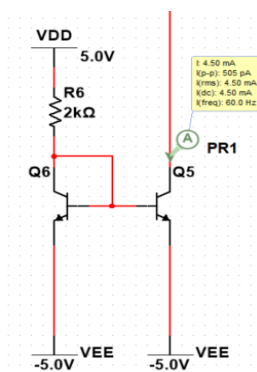
Som tidligere nævnt, så har modstanden REE stor betydning for vores CMRR. Vi har designet en strømkilde til vores differential input stage for at stabilisere vores gain og øge CMRR. Man kan bruge en modstand i halen, men det gør at vores gain svinger i takt med at vores signal ændrer amplitude. Fordelen ved at lave et strømspejl er, at vi får en meget højere indgangsmodstand, og strømmen er konstant.

På figur 7 er der et eksempel på et differential input med en hale modstand, altså R3.



Figur 7 - simulering

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$



Figur 8 - Strømspejl

Hvis VSS falder, så falder spændingen efter emitterbenet også. Spændingsfaldet over R3 bliver mindre og dermed bliver der trukket mindre strøm. Vi ved at emitter strømmen næsten er den samme som collectorstrømmen og hvis vi kigger på formelen ovenfor igen, kan vi udlede at g_m falder når I_C falder. Vi kan gøre differential input staged mere uafhængigt af udsving i signalet ved at bruge en current source, i stedet for R3.

har valgt at bruge et strømspejl som strømkilde, som kan ses på figur 8.

Som tidligere nævnt tager vi udgangspunkt i at vi gerne vil have omkring 5mA til at løbe i REE, dvs. halvdelen i hvert emitterben.

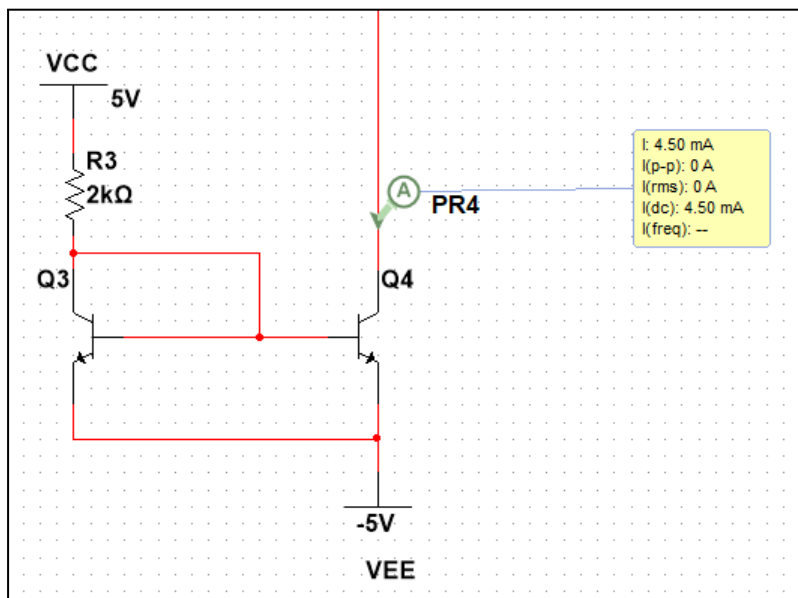
Vi beregner modstanden der skal til for at ramme 5 mA, i Mathcad.

$$R_6 := \frac{10 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 1.86 \text{ k}\Omega$$

Vi runder op til en modstand på 2k ohm da 1.86k ohm ikke er særlig praktisk at arbejde med. Den beregnede strøm bliver derfor 4.65 som vist i ligning??

$$I := \frac{10 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 4.65 \text{ mA}$$

Simuleringen ligger tæt på med 4.5 mA. (se Figur 9)



Figur 9 - Strømspejl

I en bjt transistor antager vi at r_{00} , som er modstanden mellem collector og emitter benet, uendelig høj. Det er den impedans som vores differential amplifier 'ser' og som skrives som R_{EE} . Hvis vi igen kigger på ligning??, så kan vi se at CMRR afhænger af størrelse på R_{EE} som er uendelig høj. Vi kan derfor sige at $CMRR = 0$.

$$CMRR := \frac{(2 g_m \cdot R_{EE})}{\frac{\Delta R_C}{R_C}}$$

Tilkobling

I dette design bruges koblingskondensatorer, et båndpasfilter og en voltage follower til at sikre effektiv signaloverførsel og filtrering mellem forstærker-stages. Her er en gennemgang af deres roller og valg af komponentværdier:

Båndpasfilteret (U2, R16, R17, R18, R19, C6, C7, C8, C9)

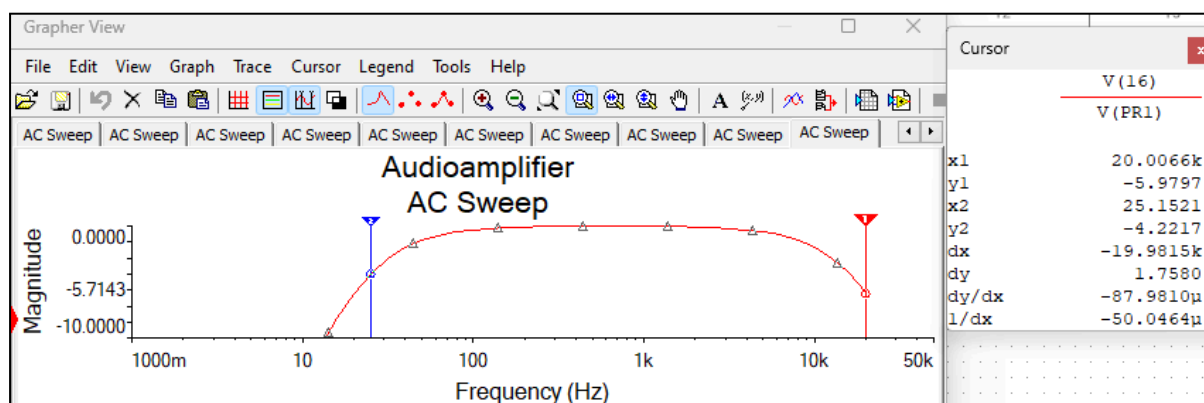
Dette båndpasfilter er designet til at tillade bestemte frekvenser i området mellem 20 Hz og 20 kHz at passere, hvilket er passende for lydsignaler i audioapplikationer. Det består af både et lavpas- og højpasfilter, der kombineres for at forme et effektivt båndpasfilter.

- **Lavpasfilter:** Modstandene R16 (36 Ω) og R17 (36 Ω) samt kondensatorerne C6 (220 nF) og C7 (220 nF) arbejder sammen for at dæmpe høje frekvenser, så kun de lavere frekvenser sendes videre. Lavpasfiltret har en grænsefrekvens, hvor signaler over en bestemt frekvens filtreres ud.

$$f_{LP} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R16 \cdot C6} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 36k\Omega \cdot 220nF} \approx 20 \text{ Hz}$$

- **Højpasfilter:** Modstandene R18 (80 Ω) og R19 (80 Ω) samt kondensatorerne C8 (100 μ F) og C9 (100 μ F) danner højpasfiltret, der eliminerer lavfrekvente signaler under en bestemt grænsefrekvens, hvilket fjerner uønsket lavfrekvent støj.

$$f_{HP} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R19 \cdot C9} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 80\Omega \cdot 100\mu F} \approx 19.6 \text{ kHz}$$



Figur 10 - Waveform AC Sweep af båndpasfilteret, som viser den kun lukker frekvenser ml. 20 Hz og 20 kHz igennem

På AC-sweep grafen kan vi se, hvordan båndpasfilteret fungerer korrekt ved at tillade frekvenser mellem ca. 20 Hz og 20 kHz at passere, mens frekvenser uden for dette område bliver dæmpet. For at evaluere filterets effektivitet kan vi se på forstærkningskurven, hvor signalniveauet vises som en funktion af frekvensen.

- **Pasbåndet:** I frekvensområdet mellem 20 Hz og 20 kHz kan vi se, at signalet stort set holdes konstant, hvilket indikerer, at disse frekvenser passerer igennem filteret

uden nævneværdig dæmpning. Det er dette område, der er defineret som passbåndet for båndpasfilteret, og det svarer til filterets designkrav.

- **Dæmpning ved -6 dB:** I et 2. ordens filter falder signalet typisk med -6 dB pr. oktav uden for passbåndet. I AC-sweep grafen kan vi se, at ved frekvenser under 20 Hz og over 20 kHz begynder signalet at falde. Da det er et 2. ordens filter, forventer vi et fald på -6 dB ved grænsefrekvenserne. Dette kan ses i grafen, hvor amplituden begynder at falde kraftigt, når vi bevæger os ud af passbåndet.

Den klare opdeling mellem passbånd og dæmningsområdet, som vi ser i AC-sweepet, viser, at filteret fungerer korrekt, da kun frekvenser inden for det specificerede område (20 Hz til 20 kHz) overføres med minimal dæmpning, mens resten filtreres effektivt ud.

Koblingskondensatorer (C1, C2, og C3)

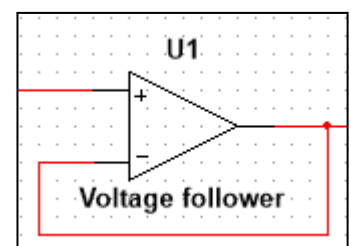
Fungerer som koblingskondensatorer, der sikrer, at DC-komponenterne ikke overføres mellem stages, mens AC-signalet frit kan passere. Dette giver flere fordele:

- **Blokering af DC:** Kondensatorerne forhindrer, at DC-niveauer fra ét stadie forstyrrer bias-niveauerne i det næste stadie. Dette gør det muligt for hvert stadie at operere ved sine optimale betingelser.
- **Bevarelse af AC-signal:** **C1** har en værdi på **100 μF** , hvilket sikrer, at selv lavfrekvente signaler som lyd (ned til 20 Hz) kan passere uden dæmpning. Dette er vigtigt for at overføre hele lydspektret fra mikrofonen til forstærkeren. De andre kondensatorer, **C2** og **C3**, har en kapacitans på **4,7 μF** , hvilket er tilstrækkeligt for signaloverførsel mellem forstærker-stages, da signalet allerede er forstærket på dette punkt.

Voltage Follower (U1)

Fungerer som en buffer mellem forstærker-stages og sikrer følgende:

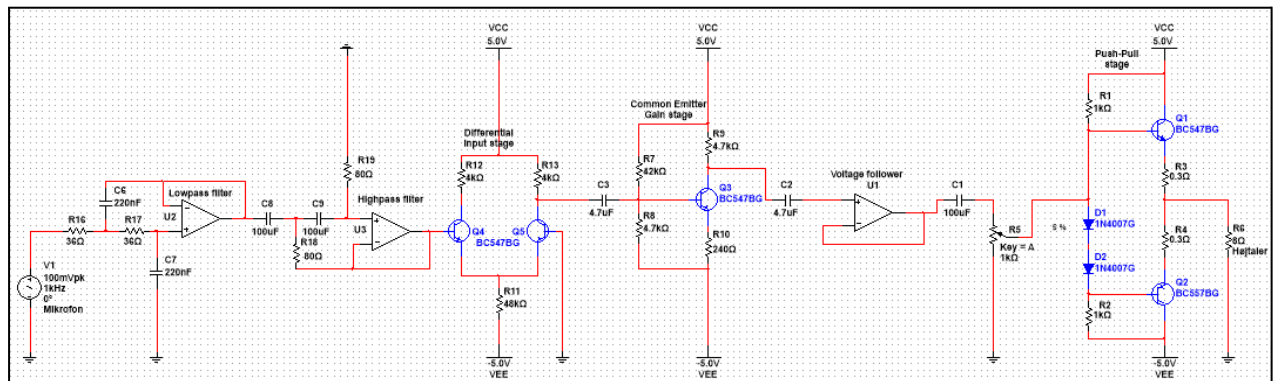
- **Impedanstilpasning:** **U1** har høj indgangsimpedans og lav udgangsimpedans, hvilket betyder, at den kan trække belastningen effektivt uden at påvirke signalniveauet fra foregående stadie. Dette forhindrer signaltab og forvrængning.
- **Stabil signaloverførsel:** Ved at placere en voltage follower mellem de forstærkende stages og den sidste push-pull stage, sikrer vi, at signalet overføres uden ændring i amplitude. Denne konfiguration giver bedre kontrol over signalets form, hvilket er vigtigt for at opnå ren og effektiv lydforstærkning i sluttrinnet.



Samlet set arbejder båndpasfilteret, koblingskondensatorerne og voltage followeren sammen for at bevare signalets kvalitet og sikre en effektiv forstærkning gennem hele kredsløbet.

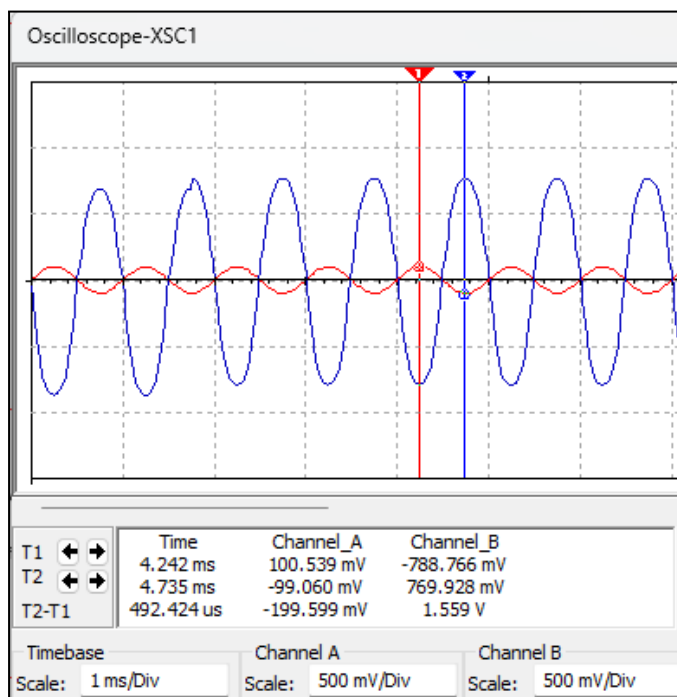
Schematic og Målinger

Audioamplifier



Figur 11 - simulerings diagram over hele amplifleren

Simulation

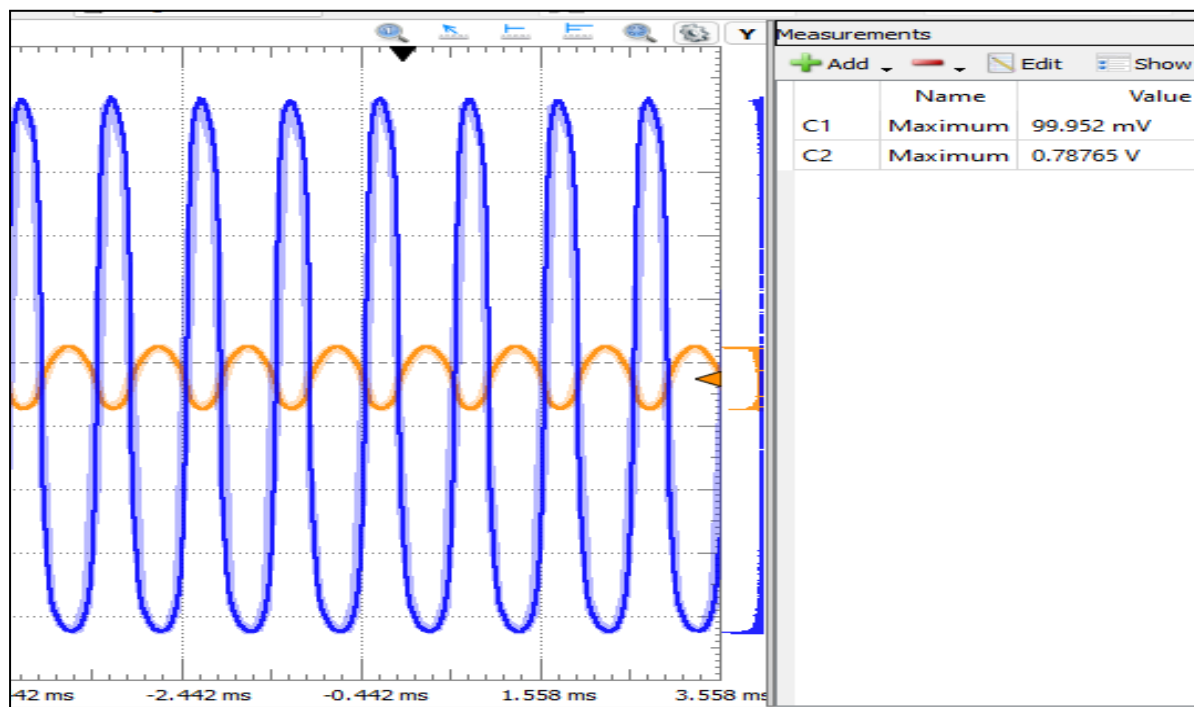


Figur 12 - Simulering af input (orange) og output (blå) for hele audio amplifleren

I den simulerede del har inputsignalet en amplitude på **100,539 mV**, mens outputsignalet har en maksimal amplitude på **769,928 mV**, hvilket viser en tydelig forstærkning i forstærkerens output

$$Av = \frac{769.928mV}{100.539mV} = 7.66$$

Målinger



Figur ?? - Simulation af audioamplifierens input (orange) og output (blå).

Inputsignalet har en amplitude på **99,952 mV**, mens outputsignalet har en maksimal amplitude på **787,65 mV**, hvilket viser en tydelig forstærkning i forstærkerens output

$$A_v = \frac{787.65 \text{ mV}}{99.952 \text{ mV}} = 7.88$$

Det er værd at bemærke, at vi har ramt et gain, der er en smule højere end vores simulation. Dette kan skyldes at der er tale om ikke ideelle forhold, f.eks kan modstandsværdierne variere en smule, og det kan have betydning for gainet i sidste ende.

Selvom vi er godt tilfreds med resultatet, får vi ikke en lige så perfekt afrunding på outputsignalet, som i simulationen, igen kan det skyldes de ikke ideelle forhold. Vi har i denne lab øvelse lagt vægt på forståelse frem for perfektion af audio amplifieren.

Power loss

For at beregne effekttabet i push-pull-stadiet analyseres strømmen og spændingen gennem hver komponent i kredsløbet. Vi har målt strømmen gennem højtaleren og R1 samt beregnet power dissipation i hver komponent.

$$\text{Strøm gennem højtaleren} = \frac{544 \text{ mV}}{8 \Omega} = 68 \text{ mA}$$

$$\text{Strøm gennem R1} = \frac{4.57 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 4.57 \text{ mA}$$

Effekttab i hver komponent i push-pull-stadiet:

Effekten dissipated ved hver komponent kan beregnes ud fra spændingsfaldet over komponenten og strømmen gennem den:

$$W_{Q1} = 284 \text{ mV} \cdot 68 \text{ mA} = 19.312 \text{ mW}, W_{Q2} = 278 \text{ mV} \cdot 68 \text{ mA} = 18.904 \text{ mW}$$

$$W_{R1} = 4.57 \text{ V} \cdot 4.57 \text{ mA} = 20.885 \text{ mW}, W_{R2} = 4.11 \text{ V} \cdot 4.57 \text{ mA} = 18.783 \text{ mW}$$

$$W_{Dioder} = 1.3 \text{ V} \cdot 4.57 \text{ mA} = 5.941 \text{ mW}$$

Effekt ud (AC-spænding over højttaleren)

$$P_{Out} = \frac{V_{RMS}^2}{R_L} = \frac{(544 \text{ mV})^2}{8 \Omega} = 36.992 \text{ mW}$$

Hvor:

- R_L er højttalerens modstand.
- V_{RMS} er den målte AC-spænding over højttaleren.

Input-effekt (samlet effekttab):

Den totale input-effekt kan beregnes som summen af effekttabet i de enkelte komponenter og output-effekten:

$$P_{In} = W_{Q1} + W_{Q2} + W_{R1} + W_{R2} + W_{Dioder} + P_{Out} = 120.817 \text{ mW}$$

Effektivitet:

Effektiviteten af forstærkerens push-pull-trin kan beregnes som forholdet mellem output-effekten og input-effekten:

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{In}} = \frac{36.992 \text{ mW}}{120.817 \text{ mW}} = 30.618\%$$

Denne effektivitet på cirka 30.6% er typisk for en klasse AB-forstærker. I en AB-klasse-forstærker er målet at kombinere fordelene ved klasse A (høj lydkvalitet) og klasse B (bedre effektivitet). Klasse AB-forstærkere arbejder med begge transistorer (Q1 og Q2) i en lille region af deres arbejds punkt i klasse A-mode, men skifter derefter til klasse B-mode for større signaler. Dette betyder, at der stadig er et vist effekttab som varme, særligt

i den lille overlapning region, hvor begge transistorer er aktive, men det forbedrer effektiviteten sammenlignet med en ren klasse A-forstærker.

Med en effektivitet på 30.6% passer resultatet godt inden for det forventede effektområde for klasse AB-forstærkere, som normalt ligger mellem 25-50% afhængig af design og signalniveau.

Konklusion

I dette projekt er der blevet designet og implementeret en audioforstærker, der opfylder de specificerede krav med hensyn til frekvensområde og output-effekt. Forstærkeren består af tre stadier. Simulationer og praktiske målinger viser, at forstærkeren leverer en forstærkning på ca. 7,8, hvilket stemmer godt overens med de teoretiske beregninger.

Effektivitetsmålingen på 30,6% er i overensstemmelse med det forventede for en klasse AB-forstærker, hvor der opnås en god balance mellem lav forvrængning og forbedret effektivitet sammenlignet med klasse A-forstærkere. På trods af at en del af den tilførte effekt går tabt som varme i push-pull staget, er designet en god løsning til audioapplikationer med minimale forvrængningsniveauer.

Ved at bruge et strømspejl i differential input stage, giver det os en høj CMRR, og samtidig fandt vi ud af at bruge de to emittermodstande (r_e) giver det os et større råderum, fra 200 mV til 4V peak-to-peak.

For at forbedre designet yderligere kunne der fokuseres på optimering af komponentværdierne for at reducere varmetabet og øge den samlede effektivitet. Specielt i push-pull udgangsstaget kan en justering af forsyningsspændingen potentielt forbedre ydelsen. Samlet set fungerer forstærkeren som en pålidelig løsning til forstærkning af audiosignaler, med et bredt frekvensområde og acceptabel effektivitet.