



TEKNISKA HÖGSKOLAN
HÖGSKOLAN I JÖNKÖPING

Audioförstärkare

Gabriel Acquaye

EXAMENSARBETE 2008



TEKNISKA HÖGSKOLAN

HÖGSKOLAN I JÖNKÖPING

Audioförstärkare

Audio amplifier

Gabriel Acquaye

Detta examensarbete är utfört vid Tekniska Högskolan i Jönköping inom ämnesområdet Elektronik. Arbetet är ett led i den treåriga högskoleingenjörsutbildningen. Författarna svarar själva för framförda åsikter, slutsatser och resultat.

Handledare: Bengt Ekeberg

Omfattning: 15 poäng (C-nivå)

Datum: 2008-10-10

Arkiveringsnummer:

Abstract

The thesis work performed at the School of Engineering at Jönköping University has the purpose to design an audio amplifier. The goal was to achieve great performance on the chosen audio amplify type. The chosen type is evaluated with respect to performance. The amplifier should be able to fulfil the following requirements: A one channel output being able to deliver at least 40W and a frequency range between 20Hz to 20 kHz without containing any integrated circuits. The theme in this report will be based on analysing the circuit used for the construction and describing the different surrounding parts in detail and compare it with other circuits with similar functionality. The methods applied before reaching the results are as follows: Literature studies, which among other literatures are [1], [3] and [6]. The other method was to ensure the function of the constructed circuit by connecting it on a breadboard for test verification. The performed tasks at the final phase were construction with the help of CIRCAD and various simulations with the help of Multisim, which has been utilized for developing the audio amplifier. After the exposition of the different moments, which the task has brought, it has given an insight that a huge demands of knowledge is required to have an understanding of how audio amplifier works. This study has given an insight on the main parts required to be able to construct an audio amplifier with the desired performance.

Sammanfattning

Examensarbetet som utförts vid Jönköpings tekniska högskola har syftet att konstruera en audioförstärkare. Målet var att åstadkomma goda prestanda på den valda audioförskartypen. Den utvalda varianten utvärderas med avseende på dess prestanda. Audioförstärkaren bör ha följande egenskaper: En kanal med en uteffekt på minst 40W samt ett frekvensområde på 20Hz till 20KHz, utan att använda sig av integrerade komponenter. Temat för rapporten bygger på analysering av konstruktionskretsen och en detaljerad beskrivning av ingående delar samt jämförelse med andra kopplingar med liknande funktion. Metoderna som har använts för att komma fram till resultatet är följande: Litteraturstudier av bl.a. [1],[3] och [6]. Den andra metoden var att testa konstruktionskretsscheman genom att koppla upp det på ett kopplingsdäck. Det som utfördes vid slutfasen var konstruktionen m h a CIRCAD och diverse simuleringar m h a Multisim. Efter genomgången av de olika momenten som arbetet medförde, gav insikten att det krävs mycket kunskap för att ha förståelse om hur en audioförstärkare fungerar. Denna studie gav inblick på de mest relevanta huvuddelarna som krävs för att kunna konstruera en audioförstärkare med önskade prestanda.

Nyckelord

Audioförstärkare

Gränsfrekvenser

Differentialförstärkare

Uteffekt

Klass B-steg

Kylning

Innehållsförteckning

I	Inledning	1
1.1	BAKGRUND	1
1.2	MÅL OCH SYFTE	1
1.3	AVGRÄNSNINGAR	1
1.4	DISPOSITION	2
2	Teoretisk bakgrund	3
2.1	TEORETISKA STUDIER.....	3
2.1.1	Uteffekt för klass B.....	5
2.1.2	Principen för motkoppling.....	6
2.1.3	Differentialförstärkaren.....	7
2.1.4	Förstärkning vid likfasig inspänning (Common Mode).....	9
2.1.5	Förstärkning vid skillnadsspänning (Differential Mode).....	10
2.2	DISTORSION	11
2.2.1	Total Harmonisk Distorsion (THD).....	12
2.3	GRÄNSFREKVENSER.....	13
2.3.1	Undre gränshfrekvens	13
2.3.2	Övre gränshfrekvens för bipolartransistor	16
2.3.3	Övre gränshfrekvensen med fälteffekttransistor	17
2.4	KYLNING.....	18
2.5	ANALYS AV KRETSAR.....	20
2.5.1	Spänningsgenerator	20
2.5.2	Analys av krets 1	21
2.5.3	Analys av krets 2.....	23
2.5.4	Analys av krets 3.....	26
2.6	SKILLNAD MELLAN KRETSARNA	27
2.6.1	Ingångssteg	27
2.6.2	Utgångssteg.....	27
2.7	TEORETISKA UTRÄKNINGAR	28
3	Genomförande	31
3.1.1	Besluttagning	31
3.1.2	Konstruktion av förstärkare	31
4	Resultat	32
4.1	SIMULERING.....	32
4.1.1	Transient analys	32
4.1.2	THD- värden och Fouriers analys.....	35
4.1.3	AC- analys för gränshfrekvenser	37
4.2	MÄTNING MED OLIKA FREKVENSER	38
5	Slutsats och diskussion	40
6	Referenser.....	41

7	Sökord	42
8	Bilagor	43

I Inledning

I.1 Bakgrund

Audioförstärkaren används för att öka effekten eller amplituden av en signal, genom att ta effekt från strömförsörjningsaggregat och styra utsignalen till att matcha insignalens form med större amplitud. Audioförstärkaren används även till att förstärka audiosignaler av låg effekt, sammansatta av frekvenser mellan 20Hz till 20KHz, lämplig för att driva en högtalare. Högtalaren är slutdestinationen för hela processkedjan i en audioförstärkare. Då insignalen av en audioförstärkare kan mätas till några få hundra mikrowatt kan dess uteffekt bli tiotals, hundratals eller tusentals watt.

I.2 Mål och Syfte

Målet med examensarbetet är att implementera en audioförstärkare som ska uppfylla de uppsatta kraven. Kravet som ställts för konstruktion av audioförstärkaren är en kanal med en utgång på minst 40W, som skall klara av att arbeta inom ett frekvensområde mellan 20Hz och 20KHz. Förstärkaren ska endast innehålla icke integrerade komponenter.

Syftet med studien är att implementera en fungerande audioförstärkare med hjälp av de kunskaper som erhållits under den treåriga utbildningen. Studiens syfte är dessutom att uppvisa en förståelse för analogelektronik och elektronikkonstruktion.

I.3 Avgränsningar

Konstruktionskretsen som används i denna studie för den praktiska uppbyggnaden av audioförstärkaren är inte en egen konstruktion. Kretsen är hämtad med inspiration från litteraturstudier, som [3]. I vanliga fall konstrueras förstärkare med flera kanaler, men i detta fall görs en konstruktion med endast en kanal. Spänningsaggregat till förstärkaren tas inte med i konstruktionen, ett befintligt spänningsaggregat används.

I.4 Disposition

Uppsatsen är indelad i fyra kapitel och dessa är *Teoretisk bakgrund*, *Genomförande*, *Resultat samt Slutsats och Diskussion*. I teoretisk bakgrund sker beskrivning av de olika delarna som ingår i en audioförstärkare. Här nämns även vilka klasser som existerar samt uppbyggnaden av dessa. Även jämförelse av ekvivalenta kretsar utförs för att se vad som skiljer dem åt. I avsnittet om genomförande diskuteras vilket verktyg och metod som används för att komma fram till resultatet. I resultatdelen redovisas uppmätta värden vid olika frekvenser och simuleringsvärden på de tre kretsarna som jämförs i teoretisk bakgrund. I slutsats och diskussion avslutas rapporten med vad som har varit bra och dåligt samt förbättringar som kan tilläggas för att audioförstärkaren ska bli bättre.

2 Teoretisk bakgrund

Audioförstärkaren består av tre huvudsakliga delar, vilka sammankopplas för att uppnå funktionen som audioförstärkare. De förstärkarsteg som ingår är ingångsförstärkare, spänningsförstärkare samt en utgångsförstärkare, även kallad strömförstärkarsteg.

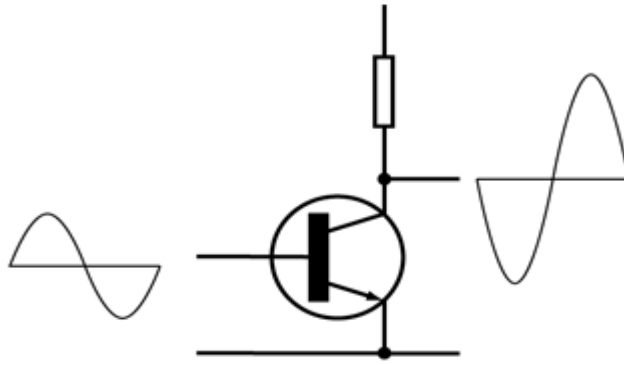
Bipolära transistorer kan ses som en strömförstärkare som genererar en stor ström, vilken i sin tur blir kontrollerad av en mindre ström. En fälteffekttransistor beter sig annorlunda. I fälteffekttransistorer styrs strömmen av ett elektriskt fält. Med dessa egenskaper blir komponenternas styrning olika. En viktig faktor vid implementering av slutsteg är att en bipolär transistor behöver en basström innan den kan börja leda medan en Field Effect Transistor (FET) i stort sätt kan drivas utan någon form av energi. Det enda som krävs är en styrspänning.

Strömförbrukningen hos en FET är försumbar. En nackdel med FET är att kapacitans mellan Gate- och Drainkanalen/Sourcekanalen är stor och kan vara upp till några få nanofarader. Detta medför att vid höga frekvenser måste drivsteget leverera ganska stor ström för att kunna behålla bandbredden i så hög grad som möjlig. Vilka är då fördelarna med FET? I bipolära effekttransistorer är det svårt att kombinera högspänning, högström och bredd bandbredd, eftersom dess arbetspunkt måste finnas inom Safe Operation Area-SOA. Fördelen med modern produktionsteknik av FET är att den kan vara konstruerad för att klara av högspänning, typ 100V eller mer samt hög ström. Med dessa egenskaper hos FET leder det till att det blir mycket enklare att tillverka slutsteg med god utgångseffekt utan att använda bipolär effekttransistor [3].

2.1 Teoretiska studier

Det finns olika typer av förstärkare och dessa är klass A, B, C, och D. I den här uppsatsen kommer ett Klass B-steg att användas för implementeringen och den teoretiska studien

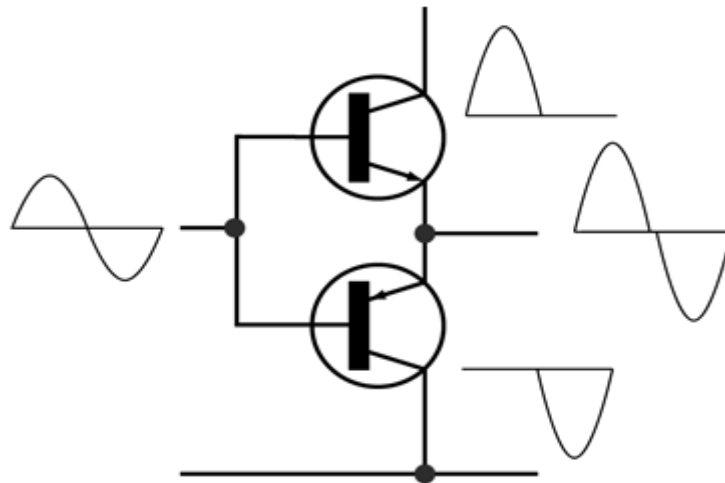
Klass A: förstärkarsteget är till 100 % ledande av signalen. Klass A förstärkare har en låg verkningsgrad vid full utstyrning (med sinus våg) och mycket lägre vid liten utstyrning. Den används mest i sammanhang med små signaler där verkningsgraden är oviktig.



Figur 1: Klass A – steg

Verkningsgrad: är kvoten mellan erhållen och tillförd effekt . I praktiken är den mindre än 1, då alla verkliga system har en effektförlust av någon form. Vid enstaka fall används kvoten mellan nyttig och tillförd effekt, vilket är ekvivalent.

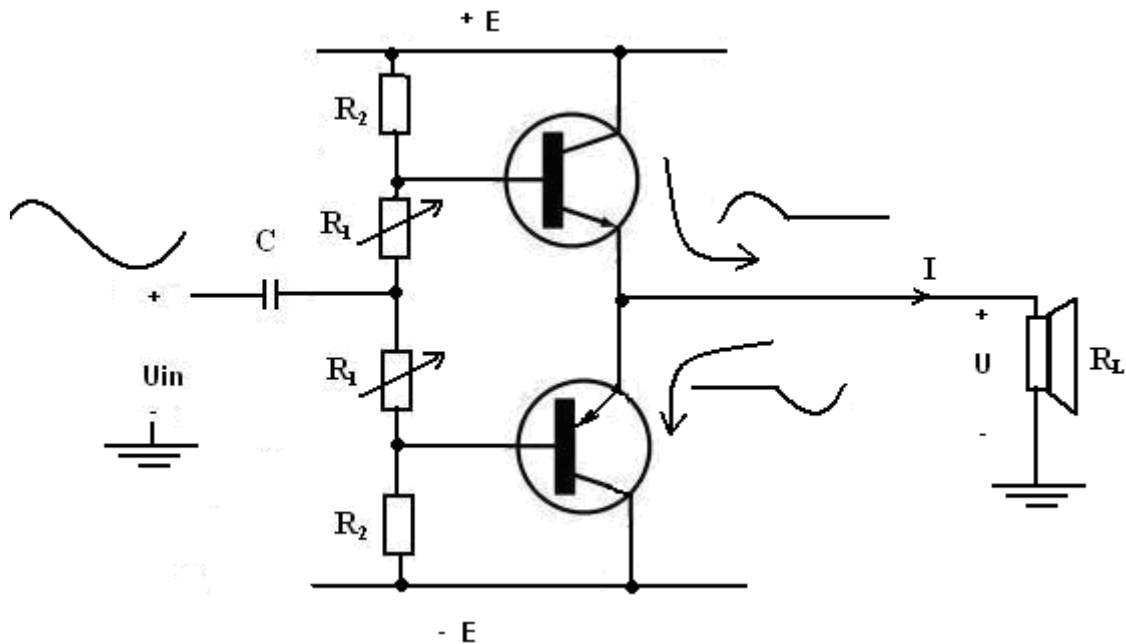
Klass B: den fundamentala principen är att använda sig av två klass B-element i mottaktkoppling (eng. *push-pull*) där den ena förstärker den negativa delen av signalen och den andra den positiva delen. Detta är det vanligaste arbetsättet för effektförstärkare i audio sammanhang. Verkningsgraden hos klass B-steg är ca 70 % för en sinussignal.



Figur 2: Klass B mottaktkoppling

2.1.1 Uteffekt för klass B

I detta avsnitt följer en beskrivning av hur beräkning för uteffekt utförs, som är baserad på klass B. I föregående avsnitt har det varit en diskussion om två transistorer som är kopplade i mottakt, där den ena transistorn arbetar med den positiva halvperioden, den andra med den negativa halvperioden. Transistorerna är av typen NPN och PNP. Nedan följer en teoretisk genomgång.



Figur 3: klass B effektförstärkare [1]

Med R_1 ställs spänningen in mellan de två transistorernas bas och på så sätt tilldelas transistorerna en styrsignal för att kunna börja leda. När signalspänning kopplas in på ingången kommer den övre eller den undre transistorn att börja leda ström beroende på om spänningen på basen ökar eller minskar.

Utspanningen är en hel sinusspänning och strömmen genom R_L är en hel sinusform i takt med att den sätts samman av de två halvperiodernas strömmar. Uteffekten blir då

$$P_{ut} = \frac{\hat{U} \hat{I}}{2} = \frac{x E * x E}{2 R_L} = \frac{E^2}{2 R_L} x^2$$

Den tillförda effekten ökar linjärt med utstyrningen och dess uteffekt ökar kvadratisk med utstyrningen. Uteffekten är av stort intresse vid effektförstärkarens implementering, med tyngdpunkt på när den största förlusteffekten inträffar samt dess storlek. Valet av transistorer och dimensioneringen av dess kylflänsar utgår från de driftförhållandena som ger de största förlusteffekterna. I vardera transistor utvecklas en förlusteffekt P_f och totala förlusteffekten blir

$$2P_f = 2P_E - P_{ut} = \frac{2E^2}{\pi R_L} x - \frac{E^2}{2R_L} x^2 = \frac{E^2}{R_L} x \left(\frac{2}{\pi} - \frac{x}{2} \right)$$

Förlusteffekten är en kvadratisk funktion av utstyrningsgraden x . Den har nollställen när $x = 0$ och $x = 4/\pi (>1)$ och är maximal när x ligger mittemellan nollställena, dvs. när $x = 2/\pi$. Den utstyrningsgrad som ger maximal förlusteffekt kallas för kritisk utstyrning

$$x_{krit} = \frac{2}{\pi} \quad (\text{för sinusspänning})$$

Se Molins bok [1]

Klass C: är ett förstärkarsteg som leder mindre än 50 % av signalperioden. Den används främst i radiofrekvenstillämpningar.

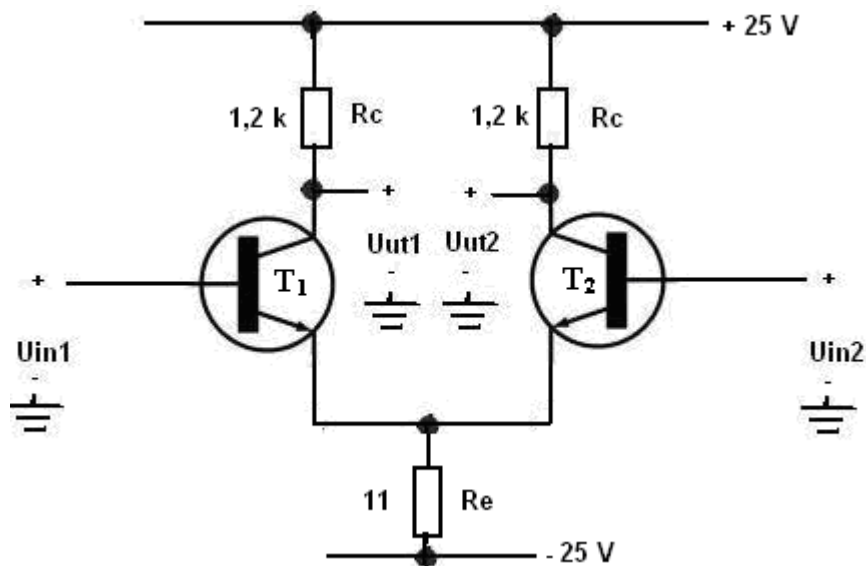
Klass D: arbetar med s.k. switch teknik. Steget är antingen "på" eller "av" under en godtycklig del av signalperioden, vilket kan anses som ett digitalt utförande. Den har en verkningsgrad på ca 90 %.

2.1.2 Principen för motkoppling

Principen för motkoppling bygger på att återkoppla en del av utsignalen till förstärkarens ingång som leder till att insignalens amplitud sjunker. Syftet med återkoppling av utsignalen som leder till reduktion på förstärkningens nivå på utsignalen är vilseledande. Den valda metoden har dock sina fördelar. För det första blir förstärkningen mindre beroende av råförstärkningen hos den förstärkare som motkopplas och bestäms av motkopplingsnätet. Detta leder till att motkopplad förstärkning får mer linjära egenskaper än icke motkopplad, vilket leder till reduktion av distorsion [1].

2.1.3 Differentialförstärkaren

Differentialförstärkarens huvudsakliga egenskap är att förstärka skillnadsspänningen mellan två punkter skilda från jord. Den har således två ingångar. Differentialförstärkaren har två lägen, Common Mode (CM) $U_{in1} = U_{in2}$ och Differential Mode (DM) $U_{in1} = -U_{in2}$. CM gäller när inspanningen är lika, den här typen av inspanning är inte önskvärd att förstärka i en differentialförstärkare. För DM är det viktigt att inspanningen är en ren skillnadsspänning. I figuren nedan genomgås en utförlig beskrivning om vad som sker i kretsen angående förstärkningen.



Figur 4: Differentialförstärkare med bipolartransistor [1]

Inspanningen kan delas in i två komponent alltså CM-komponent och DM-komponent. En allmän beteckning för inspanningarna kan se ut på följande sätt:

$$U_{in1} = U_{CM} + U_{DM} \quad U_{in2} = U_{CM} - U_{DM}$$

där
$$U_{DM} = \frac{U_{in1} - U_{in2}}{2} \quad (\text{skillnadsspänning})$$

och
$$U_{CM} = \frac{U_{in1} + U_{in2}}{2} \quad (\text{medelvärdet})$$

Visar det sig att förstärkaren är linjär då resoneras det om superposition. I detta fall analyseras CM och DM-komponenterna var för sig. Den totala utspänningen erhålls när delspänningarna läggs ihop.

Nedan redovisas hur uträkningen för förstärkningen CM och DM-spänningar utförs:

$$A_{CM} = \frac{U_{ut1}}{U_{in1}} = \frac{U_{ut2}}{U_{in2}} \quad (\text{inspänningarna är lika})$$

$$A_{DM} = \frac{U_{ut1} - U_{ut2}}{U_{in1} - U_{in2}} \quad (\text{skillnadsspänning})$$

För att en differentialsförstärkare ska anses god måste den ha lågt A_{CM} och högt A_{DM} . Genom att se hur bra förstärkaren är på att undertrycka CM-spänningar skall kvoten mellan de två förstärkningarna beräknas. Detta definieras med Common Mode Rejection Ratio (CMRR) vilket ser ut på följande sätt

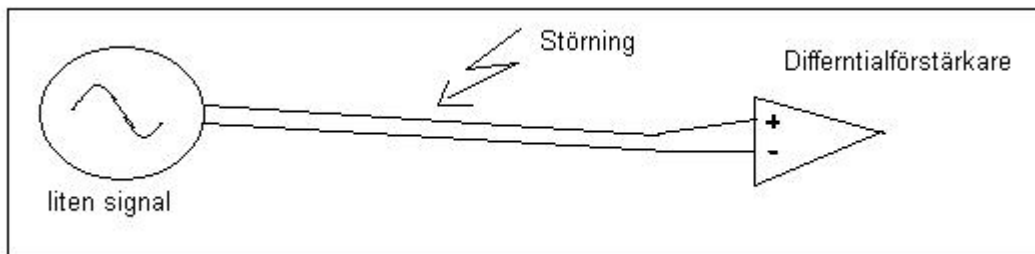
$$CMRR = \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \quad (\text{ggr})$$

CMRR kan anges i dB

$$CMRR = 20 \log \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \quad (\text{dB})$$

Nedan följer ett exempel på varför det är viktigt med att undertrycka CM-spänningar vilket är normal förstärkningsproblem.

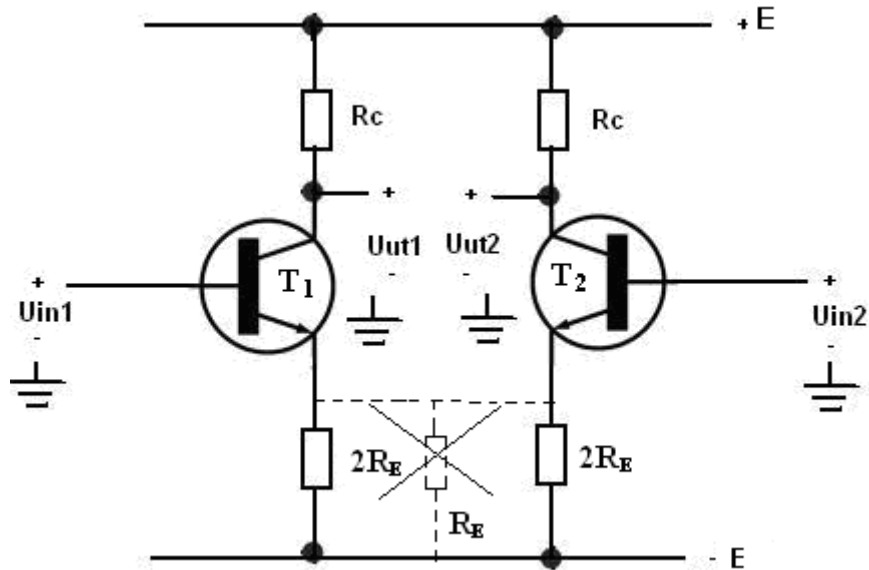
Bilden nedan är en förklaring för hur störningar på ledningar kan påverka en skillnadsspänning som ska förstärkas. Dessa störningar är lika på båda ledningen vilken ger oss CM-spänning. Här är det viktigt att förstärkaren har högt CMRR för att hindra störningarna från att komma igenom till utgången.



Figur 5: CM-störningar på signalledning [1]

2.1.4 Förstärkning vid likfasig inspänning (Common Mode)

Det som är relevant är att ingångsspänningarna är lika stora ($U_{in1} = U_{in2}$), som medför att kollektorströmmarna i T_1 och T_2 ökar i förhållande till ökningen av inspänningen. Det finns ett litet konstgrepp som gör att R_E kan kopplas bort. Utförandet sker på följande sätt, först delas emitterresistansen R_E upp i två parallellkopplade resistanser $2R_E$ för varje transistor. Figuren nedan visar illustrationen av ovan nämnda beskrivning. Eftersom transistorernas drivning är identisk påverkas inte dess prestanda även om R_E klipps bort från T_1 och T_2 's emitter.



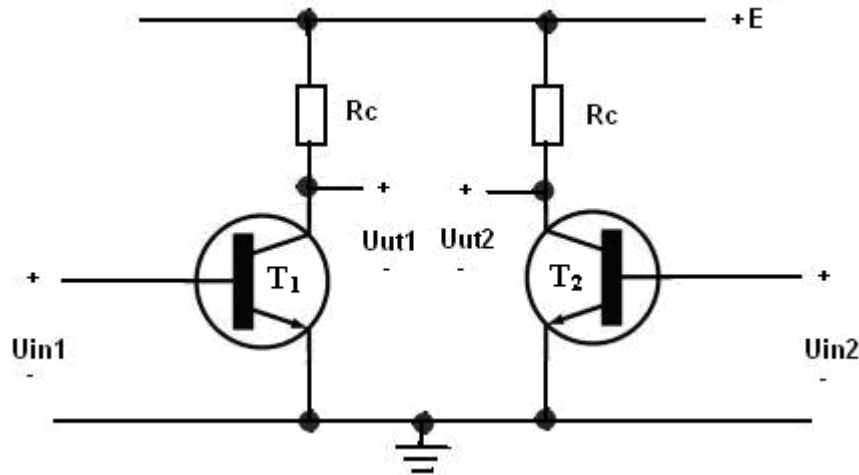
Figur 6: Ekvivalenta emitternät för likfasig inspänning (CM) [1]

Med den ovan nämnda beskrivningen går det att dela upp differentialsteget i två likartad förstärkare. Beräkningen på förstärkaren kan då åstadkommas på följande sätt:

$$A_{CM} = \frac{U_{out1}}{U_{in1}} = \frac{U_{out2}}{U_{in2}} = -\frac{R_c}{2R_E}$$

2.1.5 Förstärkning vid skillnadsspänning (Differential Mode)

Vid Differential Mode läge är båda ingångsspänningarna lika stora i amplitud, trots att de ligger i motfas till varandra dvs. ($U_{in1} = -U_{in2}$). En ökning i kollektorströmmen i T_1 balanseras av en minskning i kollektorströmmen T_2 . Dessa förändringar i transistorerna påverkar inte strömmen genom R_E , detta leder till att emittern kan ses som avkopplad, eftersom spänningen över R_E är konstant. Denna karaktär medför att var sin sida av förstärkaren kommer att fungera som ett GE-steg alltså med emittern avkopplat.



Figur 7: Ekvivalenta emitternät för skillnadssigna [1]

Det resulterar i att förstärkningen $-g_m R_C$ uppnås i vardera steg, där variabeln g_m definierar transistorens branthet. Med branthet menas förhållande mellan signalström på utgången och signalspänning på ingången. Brantheten anger alltså hur mycket strömmen på utgången ändras när inspänningen ändras.

$$g_m = \left[\frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}} \right] \quad \text{här } U_{CE} = \text{Konstant}$$

Med den ovan nämnda formeln går det att utnyttja g_m för att räkna ut förstärkningen i respektive steg.

$$U_{ut1} = -g_m R_C U_{in1}$$

Och

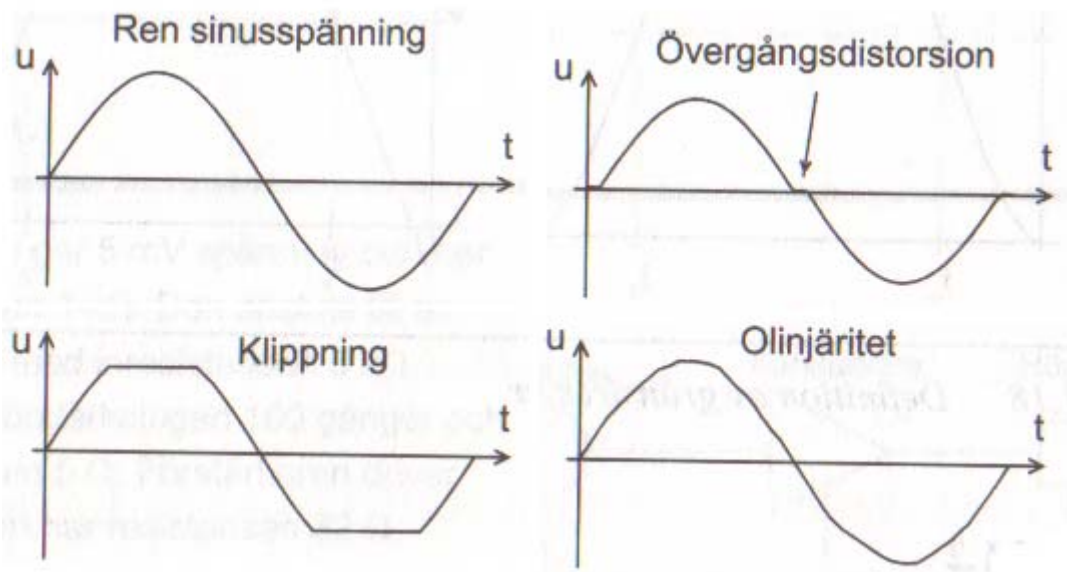
$$U_{ut2} = -g_m R_C U_{in2}$$

Totala förstärkningen kommer nu att bli

$$A_{DM} = \frac{U_{ut1} - U_{ut2}}{U_{in1} - U_{in2}} = -g_m R_C$$

2.2 Distorsion

Distorsion eller förvrängning av spänning i en förstärkare kan ske på olika sätt. När utspänningen från en förstärkare ökar (utstyrningen ökar) leder det till att utspänningens amplitud kapas eftersom den blir för stor. Det finns begränsningar i form av matningsspänning som avgör hur stor utspänning en förstärkare kan leverera. Normalt kan inte en förstärkare leverera utspänning till samma nivå som matningsspänningen. Det är möjligt att konstruera förstärkare som klarar av att leverera utspänning ända upp till matningsspänningen. Sådana förstärkare benämns "rail to rail output" i datablad. Förvrängning av kurvor kan inträffa vid nollgenomgångarna, så kallad övergångsdistorsion (crossover-distortion) i vissa förstärkare. En typisk sådan är Klass B. Är förstärkarens överföringskaraktär inte linjär kan det bildas övertoner (dubbla frekvensen, tredubbla frekvensen osv.). Övertoner uppstår när det inträffar avvikelse från en ren sinusformad utspänning då sinusformad inspänning används. Den här egenskapen kallas harmonisk distorsion. Nedan redovisas de olika typerna av distorsion som kan inträffa på utgångssignalen.



Figur 8: Distorsion i förstärkare [2]

2.2.1 Total Harmonisk Distorsion (THD)

Överföringsfunktionen för alla typer av ljud i förstärkbara system är linjära och kan brista på sin perfekta linjäritet. Då en signal förflyttar sig genom ett olinjärt system eller vid distorsion adderas den oönskade störsignalen till den önskade signalen. Denna störsignal skapar övertoner av den fundamentala signalen som följer med till utgången från införda signalen. Mätning av sådan signal i audioförstärkare kallas total harmonisk distorsion (THD). Den vanligaste mätmetoden är kvoten mellan summan av alla övertoner av effekter som uppstått över fundamentala frekvenser. Uträkning sker på följande sätt:

$$THD = \frac{\sum \text{harmonic powers}}{\text{fundamental frequency power}} = \frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1}$$

Beräknade värden anges ofta i procent. Andra uträkningar av amplitud, ström och spänning är ekvivalenta. Uträkning av spänningskvoten sker på följande sätt:

$$THD = \frac{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}{V_1^2}$$

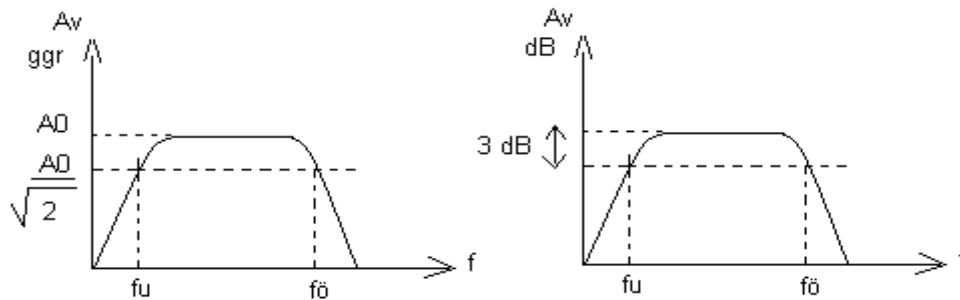
För att vara riktigt korrekt ska signalen *noise* (N) tilläggas vid uträkning av harmoniska distorsioner, vilket leder till att den totala summan blir THD + N. Det önskade ideala värdet är noll men är svår att uppnå i verkligheten. Enligt [6] är THD värde på 2 till 4 % godtagbart.

2.3 Gränsfrekvenser

En förstärkares gränsfrekvens definieras enligt figur nedan. Undre gränsfrekvens är det stadium då utsignalen börjar öka med 3dB till ett stabilt läge vid utstyrning och när utsignalen börjar reduceras med 3dB från det stabila läget, då infaller övre gränsfrekvensen. Undre gränsfrekvensen bestäms av kopplingskondensatorer och den övre av transistorns interna kondensatorer.

En förstärkares bandbredd definieras som

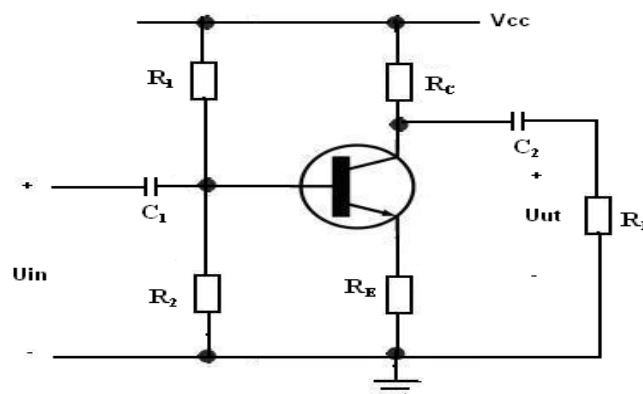
$$B = f_{\bar{o}} - f_u$$



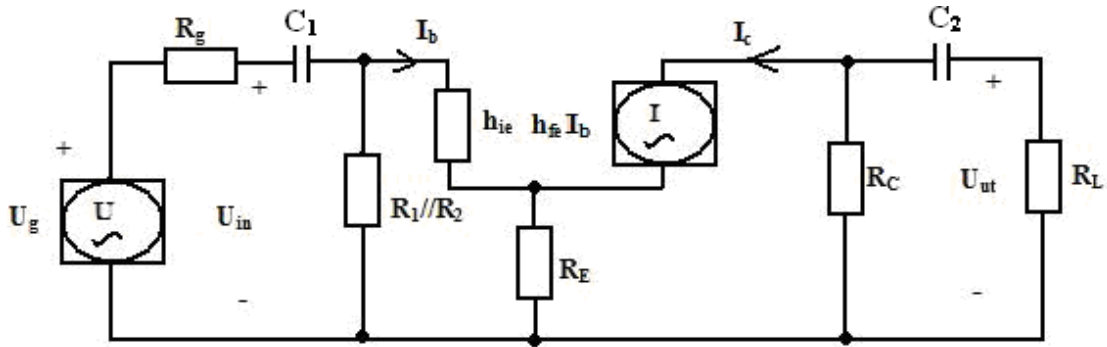
Figur 9: Definition av gränsfrekvens [2]

2.3.1 Undre gränsfrekvens

Här följer en kort beskrivning om hur beräkningen av undre gränsfrekvensen kan beräknas då det handlar om användning av icke avkopplat GE-steg. För att underlätta beräkning av gränsfrekvenser framställs ett signalschema av kopplingen, som betonar de interna delarna av kopplingen. Formler för uträkning följer nedan.



Figur10: Med icke avkopplat GE-steg [1]



Figur 11: Signalschema icke avkopplat GE-steg [1]

$$\frac{U_{ut}}{U_g} = - \frac{h_{fe} R_C // R_L}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E} * \frac{R_{in}}{R_{in} + R_g} * \frac{j\omega(R_{in} + R_g)C_1}{1 + j\omega(R_{in} + R_g)C_1} * \frac{j\omega(R_C + R_L)C_2}{1 + j\omega(R_C + R_L)C_2}$$

\Downarrow
1

\Downarrow
2

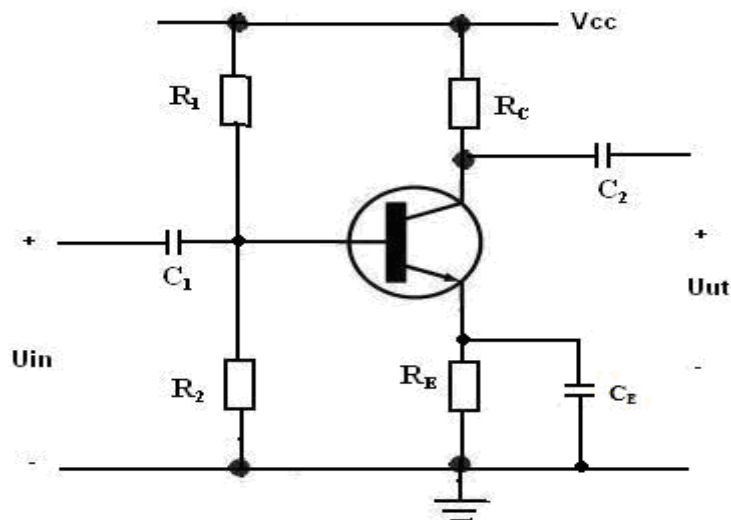
\Downarrow
3

\Downarrow
4

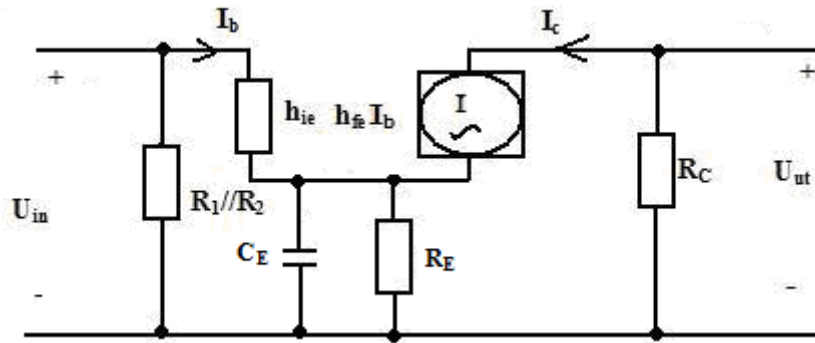
$$w_1 = \frac{1}{(R_{in} + R_g)C_1} \quad w_2 = \frac{1}{(R_C + R_L)C_2}$$

I uttrycket $\frac{U_{ut}}{U_g}$ erhålls det vanliga A_0 i (1) en spänningsfördelning i (2) detta pga. R_g . Ur (3) och (4) får vi två brytvinkelfrekvenser dvs. w_1 och w_2 som tillsammans eller genom den frekvens som dominerar, bestämmer förstärkarens gränzfrequens.

Införandet av emitteravkoppling C_E medför att beräkningen av undre gränzfrequensen blir annorlunda, här antas C_1 och C_2 vara oändligt stora, vilket leder till att endast emitterkondensatorn C_E följer med i uträkningen.

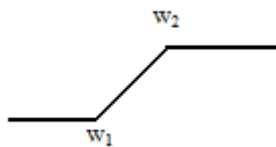


Figur 11: Med avkopplat GE-steg [1]



Figur 12: signal schema avkopplat GE-steg [1]

$$\frac{U_{ut}}{U_{in}} = -\frac{h_{fe}R_C}{h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_E} * \frac{1 + j\omega R_E C_E}{1 + j\omega \frac{h_{ie}R_E C_E}{h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_E}} \approx -\frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E} * \frac{1 + j\omega R_E C_E}{1 + j\omega \left(R_E // \frac{1}{g_m} \right) C_E}$$



$$w_1 = \frac{1}{R_E C_E}$$

$$w_2 = \frac{1}{\left(R_E // \frac{1}{g_m} \right) C_E}$$

$w < w_1$ Icke avkopplat GE-steg

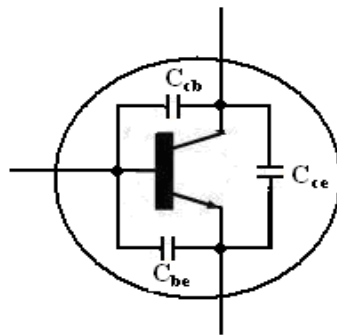
$w > w_2$ Avkopplat GE-steg

w_2 Bestämmer förstärkarens undre gränshänsfrekvens

För härledning se [1]

2.3.2 Övre gränshfrekvens för bipolartransistor

För övre gränshfrekvens är det transistorns interna kapacitanser som bestämmer hur högt upp i frekvens förstärkaren kan arbeta. Skulle önskan finnas att förstärka ett frekvensområde på 20 Hz till 20 kHz då finns det ingen mening med att förstärka signaler över 20 kHz. Det är också en fördel att begränsa övre gränshfrekvensen eftersom det minskar risken för instabilitet i förstärkaren. Önskas hög övre gränshfrekvens ska transistorns interna kapacitanser ingå vid beräkning. Figuren nedan visar hur de interna kapacitanserna är placerad i transistorn.

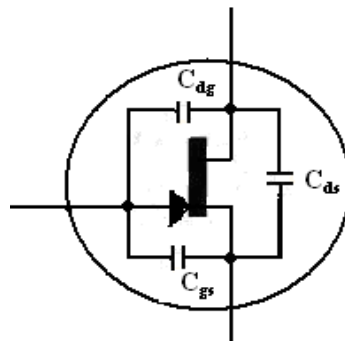


Figur 13: Bipolartransistorns kapacitanser [1]

Kapacitanserna har olika inverkan och C_{ce} är den som har minst påverkan. C_{be} är ledande kapacitansen för basemitterövergången. Laddningar som skjuts in från basen sprider sig i basområdet och C_{be} påverkan beror till största delen på förändring i basströmmen. Vid förändring i basströmmen dröjer det en tid innan laddningskoncentration i basområdet korrigeras. Detta beror på laddningsbärarnas mobilitet dvs. hur fort en förändring kan ske. C_{be} är en diffusionskapacitans och den minskar transistorns strömförstärkning vid höga frekvenser. C_{cb} är kapacitansen i den backspända PN-övergången mellan bas och kollektor. Det är den kapacitans som har störst påverkan vid höga frekvenser eftersom den i regel finns mellan ingång och utgång på förstärkaren. En kondensator som är inkopplad på detta sätt kallas oftast för Millerkondensator. Placering mellan ingång och utgång på en inverterande förstärkare gör att kondensatorn sett från ingången ser ut att vara ungefär förstärkningen gånger större än den i verkligheten är. Kapacitansen som skapas vid basemitterövergången kan för en bipolartransistor vara i storleksordningen hundratals pF och följaktligen det största bekymret när förstärkare för höga frekvenser skall tillverkas [1].

2.3.3 Övre gränshfrekvensen med fälteffekttransistor

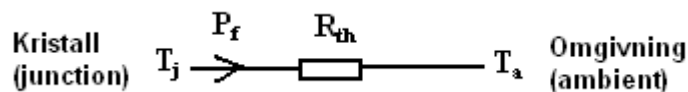
Fälteffekttransistorer har bättre höghfrekvenssegenskaper än bipolartransistorer. Detta beror på den stora utbredningskapacitans som uppstår i bipolartransistor vid höga frekvenser som inte framträder i fälteffekttransistor. Kapacitanserna i JFET består av spärrskiktscapacitanser vilka finns i backspända PN-övergångar. Däremot i MOSFET finns inte det spärrskiktet utan en naturlig kapacitans mellan gate och drain samt gate och source. Detta beror på att gate är uppbyggd som en kondensator med två elektroder med isolator emellan. Bilden nedan visar vilka kapacitanser som finns i JFET och detsamma gäller för MOSFET, dessa kapacitanser är på några få pF [1].



Figur 14: Fälteffekttransistorns kapacitanser [1]

2.4 Kylning

Den värme som utvecklas i en effektförstärkare kallas för förlusteffekt. Denna värme måste ledas bort för att funktionaliteten på transistorerna skall kunna behållas. Transistorerna är inkapslade med avseende på vilka effekter de är tillverkade för. Effekttransistorer inkapslade i stora höljen har bra värmeledningsegenskaper. För att bli av med den förlusteffekt som har utvecklats i transistorerna, monteras kylflänsar på transistorerna. Kylflänsarna är tillverkade med stora ytor samt målade i svart, vilket leder bort värmestrålningen. Den här förmågan hos transistor och kylflänsar kallas för termisk resistans R_{th} . Det kallas för termisk resistans eftersom en analogi med elektriska nät och ohms lag kan användas. Den värme som leds ut från transistorerna orsakar en temperaturskillnad (motsvarande spänning) samt förlusteffekten (motsvarande ström). Figuren nedan visar principen.



Figur 15: Termisk resistans [1]

$$T_j - T_a = R_{th} P_f$$

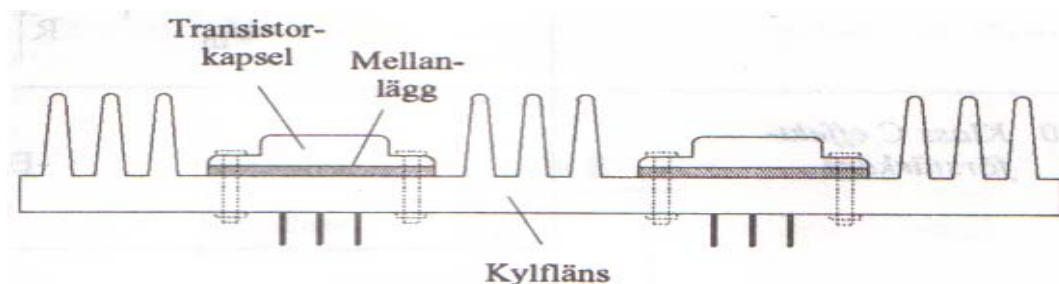
Där T_j är temperaturen på kiselkristallen i °C (j = junction, övergång)

T_a är omgivningstemperaturen i °C (a = ambient)

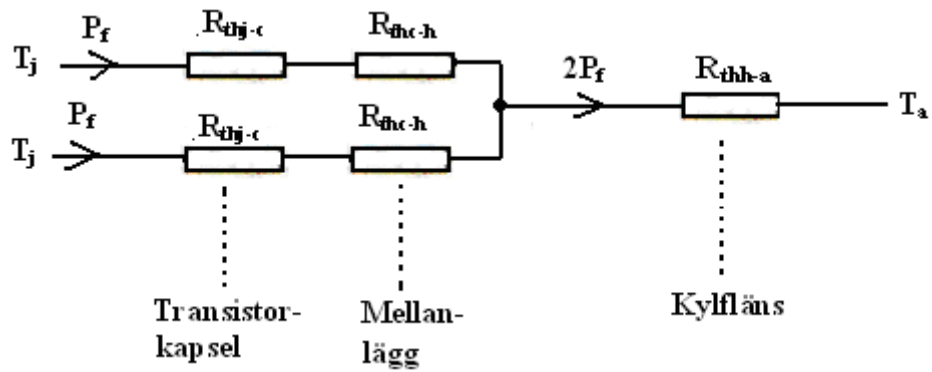
R_{th} är termisk resistans i °C/W

P_f är den förlusteffekt i W som utvecklas i komponenten

Termisk resistans beräknas på samma sätt som i elektriska nät. Den termiska resistansen R_{th} mellan kiselkristallen och omgivningen kan seriekopplas. Det finns tillfällen där parallellkopplingar också kan förekomma. Nedan visas ett exempel på hur beräkning utförs för två transistorer monterade på en kylfläns. Här går förlusteffekten av båda transistorerna ut genom samma termiska resistans.



Figur 16: Kylfläns med två transistorer [1]



Figur 17: Termisk resistans för ovan stående figur [1]

I detta fall utförs beräkningen på följande sätt

$$T_j - T_a = (R_{thj-c} + R_{thc-h})P_f + R_{thh-a} * 2P_f$$

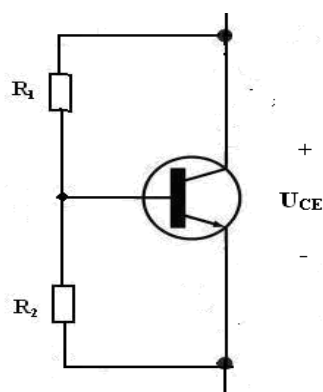
Indexen i formel står för

- j junction, PN-övergång på kristallen
- c case, transistorns hölje
- h heat sink, kylflänsen
- a ambient, omgivning

2.5 Analys av kretsar

2.5.1 Spänningsgenerator

Det finns en funktion som är gemensam för alla tre kretsar och det är spänningsgeneratoren som är placerad i spänningsförstärkningsdelen med kringliggande motstånd. Det intressanta är att transistorn som är placerad mellan resistorerna får en basemitterspänning, som medför att det flyter ström genom motstånden vilka är lokaliserade runtom transistorn. Strömmen genom resistorerna fastställer spänningen mellan kollektor och emitter. En enkel skiss för spänningsgeneratoren visas nedan.



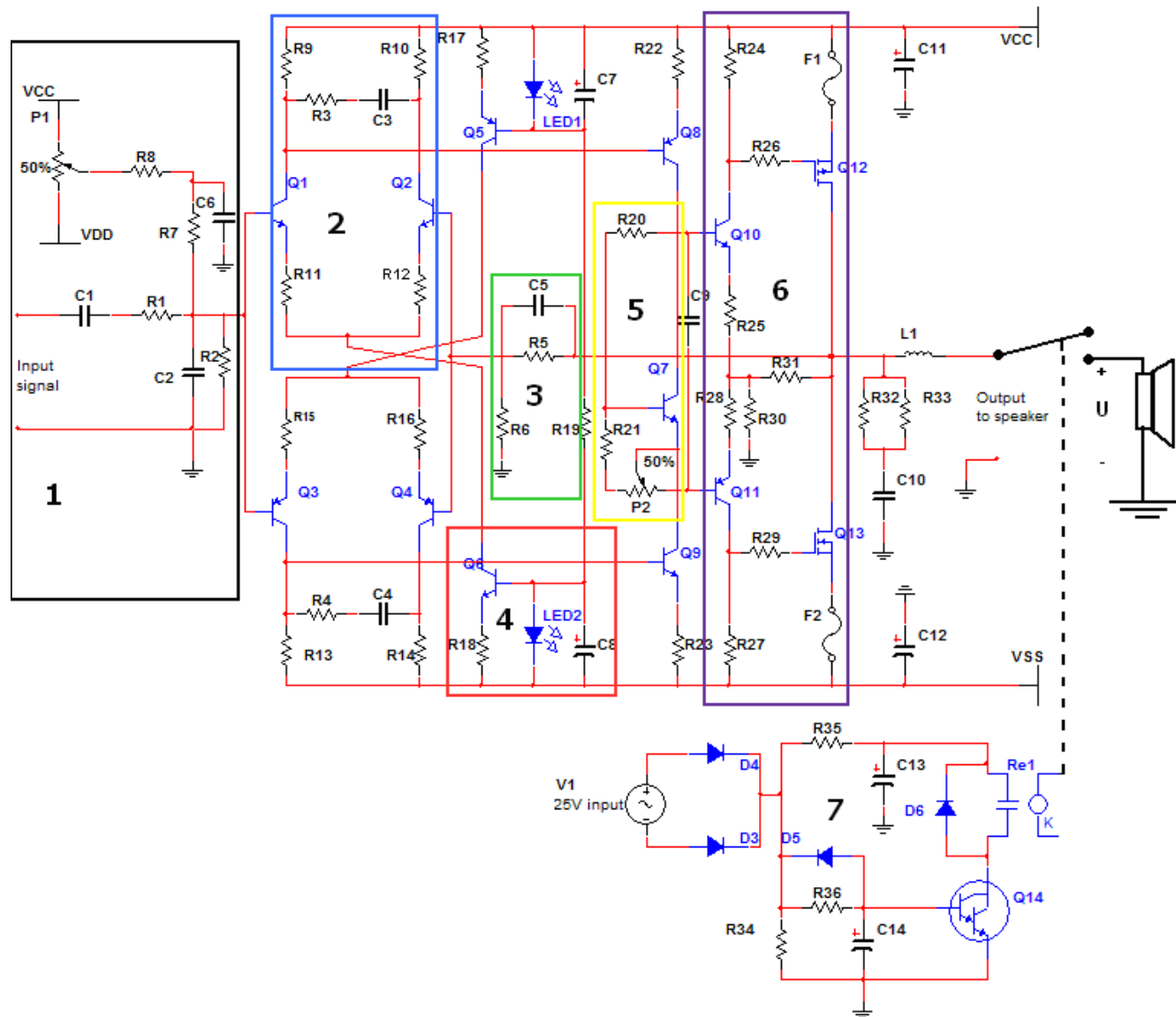
Figur 18: Enkel skiss på spänningsgenerator [2]

Strömmen via R_2 är $\frac{U_{BE}}{R_2}$, försummas basströmmen ger det upphov till samma

ström genom R_1 som medför att $U_{CE} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{BE}$

Funktionen beskrivs i tidigare stadier eftersom det kommer att diskuteras längre fram i texten. Då är det viktigt att veta hur den fungerar.

2.5.2 Analys av krets 1



Figur 19: Krets 1 [3]

Här följer en beskrivning av de ingående komponenterna i krets 1 av del 1. Efter insignalen C_1 placeras ett lågpasfilter R_1 - C_2 som ser till att begränsa bandbredden av tillförd signal till ett värde som förstärkaren kan hantera. R_2 är basmotstånd till Q_1 och Q_3 . Nätspanningen P_1 - R_8 - R_7 är en offsetkontroll vilken ser till justera den likspänning som uppstår vid utgången av förstärkaren till noll. Ofta placeras offsetkontrollen efter ingångssteget. Fördelen med att placera offsetkontrollen före ingångssteget är för att ingångssteget av differentförstärkaren är precis vid jordpotentialen, vilket gör att störningen från R_2 ihop med C_2 är försumbar.

Förklaring av de ingående komponenterna i del 2: En symmetrisk konstruktion har en fördel att kunna minimera problem med distorsion. Av den anledningen består ingångssteget av två differentialförstärkare dvs. Q_1-Q_2 och Q_3-Q_4 . Förstärkning av steget fås genom kvoten av kollektor- och emitterresistansen. Vid val av Q_1-Q_2 är det dessa motstånd som utför förstärkningen dvs. R_9 , R_{10} , R_{11} och R_{12} . Dessa motstånd formar en viss form av lokal återkoppling, genom att begränsa förstärkningen leder det till mindre distorsion. Differentialförstärkarna består av var sin RC-krets (R_3-C_3 och R_4-C_4) som är till för att begränsa bandbredden.

Genomgång av del 4: DC delen av differentialförstärkaren försörjs av två strömkällor, nämligen transistor Q_6 i förbindelse med R_{18} och D_2 som försörjer Q_1-Q_2 med en konstant ström som är ca 2,6 mA. Detsamma gäller för Q_5 i förbindelse med R_{17} och D_1 som försörjer Q_3-Q_4 . Del 3 är den globala återkopplingen av förstärkaren som är uppbyggd av R_5 - R_6 - C_5 . Den ger en total förstärkning på $(R_5 + R_6)/ R_6$.

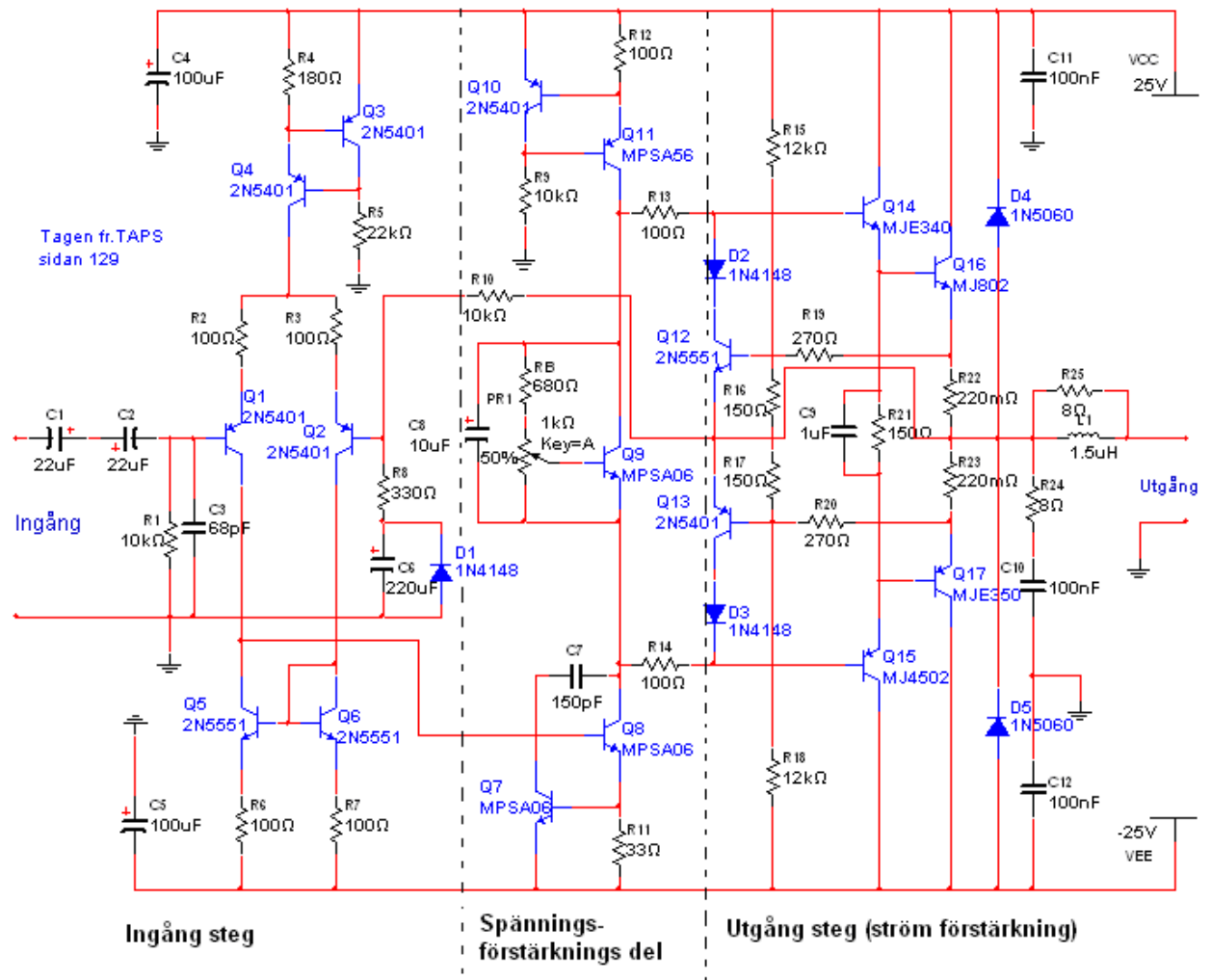
Kollektorsignalerna från Q_1 och Q_3 är försörjare till Q_8 och Q_9 . Mellan dessa transistorer finns en spänningsgenerator i del 5. Utsignalerna för drivarna är kopplad till Q_{10} och Q_{11} , som i sin tur styr HEXFET- transistorerna $Q_{12} - Q_{13}$. Denna del av spänningen har en lokal återkoppling som bildas av $R_{30} - R_{31}$.

Konstruktionen av $Q_{10} - Q_{13}$ i del 6 formar utgångssteget. Observera att på kretsschemat så är Q_{12} en p-kanal och Q_{13} n-kanal. Detta gör att steget kan både förstärka ström och spänning. Spänningsförstärkningen är begränsad till 3ggr av lokal återkoppling via motstånden $R_{30} - R_{31}$, vilka är till för att minska distorsion. Säkringen som är placerad på $Q_{12} - Q_{13}$ source är till för att skydda mot hög ström rusning. Elektrolyt- kondensatorerna $C_{11} - C_{12}$ som ligger på 10mF är avkopplingskondensatorer.

På utgången sitter en **Boucherot cell** (eller **Zobel network**) som är skapad med hjälp av R_{32} - R_{33} - C_{10} . Det är ett filter som används för kompensering av induktiv och reaktiv last. Dess huvudsakliga uppgift är att förse förstärkaren med lämplig last vid höga frekvenser för att uppnå stabilitet. Induktorn L_1 begränsar alla former av strömspikar som kan uppkomma med kapacitiv last.

I del 7 appliceras signalen till högtalaren via reläet Re_1 . Reläet sätts inte igång direkt när den spänningssätts utan kommer igång efter några sekunder, detta är till för att förhindra all form av duns från högtalaren. Reläet försörjs med spänning via D_3 och D_4 . Fördröjning som uppstår innan reläet kommer igång skapas av Q_{14} i förbindelse med R_{36} och C_{14} . Det dröjer en stund innan potentialen över C_{14} har stigit till ett värde som kan få Q_{14} att slå på. Denna darlington transistor kräver en spänning på minst 1,2V innan den kan börja leda. En darlington transistor innehåller två bipolärtransistorer i en samma kapsel. Den första förstärkningen i transistoren förstärks i sin tur av den andra transistoren dvs. dubbla förstärkning.

2.5.3 Analys av krets 2



Figur 20: Krets 2 [6]

Ingångssteget som ofta består av differentialsförstärkare har som uppgift att förstärka spänningsskillnad på ingången. En viktig faktor för ingångssteget är att det ska vara symmetrisk. Transistorparen ska matcha varandra så bra som möjligt, i detta fall handlar det om $Q_1 - Q_2$ och $Q_5 - Q_6$. Strömkällan som skapas av Q_4 och Q_3 kommer att fördelas mellan Q_1 och Q_2 . Fördelningen är beroende av inspänningarna på Q_1 och Q_2 bas och det som har störst värde på inspänningen kommer att förbruka mer ström. Transistorparen Q_5 och Q_6 skapar en strömspegel, vilket gör att samma ström går genom Q_5 som Q_6 . Transistorparen som skapar strömspegeln har samma basemitterspänning. Eftersom transistorerna är identiskt lika leder till att deras kollektorström blir samma i takt med att de har samma U_{BE} . Vid förändringar i U_{CE} kan det medföra variationer i U_{BE} som kan påverka ström lika väl som spänning. Skydd mot för stor variation i U_{BE} görs genom att införa emitterresistorer till transistorerna Q_5 och Q_6 . Denna listiga koppling medför att all skillnadsström transporteras till nästa steg med början på Q_8 . Det finns viss mån av begränsning med denna koppling vid common mode inspänningsområde.

Skulle inspänningen vara för stor leder det till att strömgeneratoren (Q_4 och Q_3) slutar fungera. Är inspänningen däremot för låg lägger strömspegeln Q_5 , Q_6 av.

Kondensatorerna C_1 och C_2 är kapacitiv koppling till ingången. Deras främsta uppgift handlar om att stoppa all form av DC nivåer och låta AC signal nivåer passera genom. C_4 och C_5 agerar som avkopplingskondensatorer för matningsspänningen. Motståndet R_1 ställer in ingångsimpedansen och C_3 används till att kortsluta höga frekvenser till jord. Transistorerna Q_3 , Q_4 och motstånden R_4 , R_5 bygger upp en konstant ström som ska försörja Q_1 , Q_2 som bildar en differentialförstärkare på ingången. R_2 och R_3 bygger upp linjär motkoppling för transistorparen i differentialförstärkaren.

En global negativ återkoppling är skapad med hjälp av R_{10} , samtidigt som AC-förstärkning fås genom kvoten av $(R_{10}+R_8)/R_8$. Den negativa återkopplingen gör att DC-förstärkningen blir 1 på grund av att C_6 är i serie med R_8 . Denna typ av återkoppling är önskvärd eftersom nivån på DC-offset vid utgången ska vara så låg som möjlig. Dioden D_1 är en skyddsdiode till C_6 , dess funktion är att förhindra backspänning.

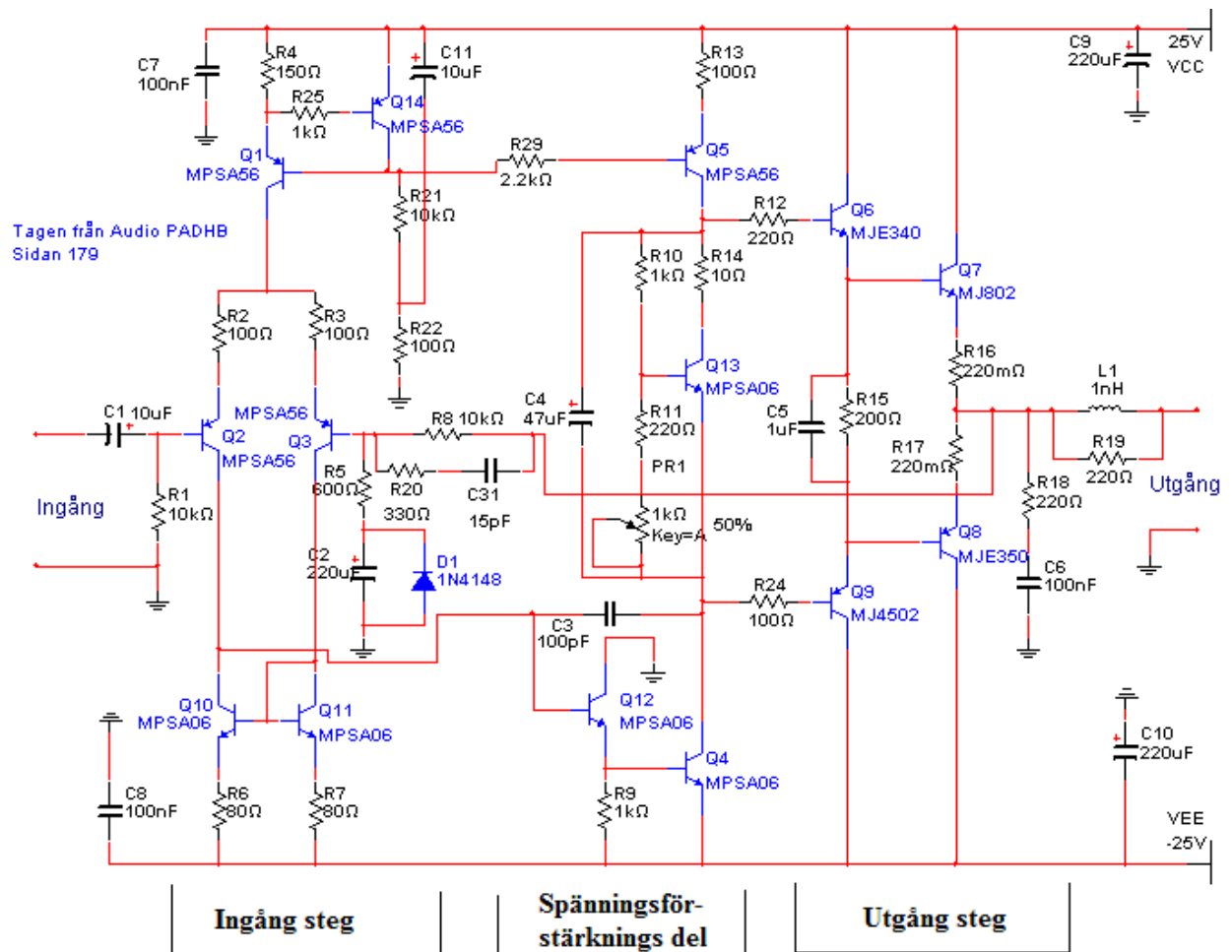
Utsignalen från ingången är förd till ingången av spänningsförstärkaren vilket motsvarar basen på transistorn Q_8 . Kollektorn på Q_8 är aktiv belastad med konstant strömkälla från Q_{10} , Q_{11} , R_9 och R_{12} , vilket ger upphov till viloström. Kopplingen Q_9 , PR_1 , RB och C_8 bildar en spänningsgenerator. Potentiometern PR_1 är till för att justera tänkbara övergångsdistortioner som kan förekomma på utgången. Q_9 placeras på samma kylfläns som utgångstransistorerna är monterad på, i detta fall Q_{16} , Q_{17} . Dess funktion bygger på att hålla jämn temperatur på utgångskomponenterna för att undvika termiska fel. Dämpning av övertoner framhålls med hjälp av C_7 . Tillämpningen av Q_7 är till för att skydda mot överflödigt ström, genom att övervaka ström flödet i R_{11} .

Utsignalen från spänningsförstärkningssteget är kopplad till transistorerna Q_{14} och Q_{15} som är drivare till utgångstransistorerna, via impedansanpassningen R_{13} och R_{14} . Dess huvudsakliga uppgift är att förse utgångstransistorerna med den ström som krävs för att driva dessa. Motståndet R_{21} är emitterstabiliserare för Q_{14} och Q_{15} , medan C_9 ser till att minska den växlingsdistorstion som uppstår från utgångstransistorerna. Växlingsdistorstion uppstår då en komplementär anordning inte kan stängas av tillräcklig snabb och fortsätter att leda samtidigt som den andra komplementära anordningen sätts igång. Det leder till en viss form av övergångsdistorstion och undviks genom att C_9 ser till att dämpa ner all form av störning som befinner sig på basledningen på utgångstransistorerna och den hjälper också till med processen på- och frånslagning.

R_{22} och R_{23} är emitterresistorer för utgångstransistorerna Q_{16} och Q_{17} . Syftet med dem i denna koppling är att försörja med en strömmotkopplingsignal till skyddskretsen som består av Q_{12} och Q_{13} med kringkomponenter. I andra sammanhang då högre effekt krävs så har de annat syfte. Följande komponenter; Q_{12} , Q_{13} , D_2 , D_3 , R_{15} , R_{16} , R_{17} , R_{18} , R_{19} och R_{20} tillsammans bildar en överbelastningsskyddskrets för förstärkaren. Spänningen som utvecklas över R_{22} och R_{23} som kommer att vara sammanhängande till utgångens strömflöde till högtalaren som är summerad på Q_{12} och Q_{13} bas tillsammans med matningsspänningen. Skulle det visa sig att spänningsfallet över R_{22} och R_{23} överstiger gränsen som den är konstruerad för, då kommer skyddstransistorerna att slå på och avleda en del av drivströmmen från drivtransistorerna och begränsa maximala strömutgången.

Dioderna D_4 och D_5 är spärrdioder vars uppgift är att skydda utgångstransistorerna från eventuella backspänningsspikar som orsakas av induktiva bakslag. Problemet uppstår då det finns högtalare med hög reaktiv last på utgången. Kopplingen R_{24} och C_{10} ger upphov till en Zobel network. C_{11} och C_{12} är avkopplingskondensatorer. Slutligen framme vid L_1 som är utgångsinduktör för effektförstärkaren och motståndet R_{25} är dess dämpningsmotstånd. Det är en fördel att ha små värden på induktorn som placeras på utgången eftersom den ska kunna utjämna all form av kapacitiv reaktans som orsakas av högtalaren. Största fördelen med induktorn på utgången är att den förbättrar stabilitetsegenskaper hos förstärkaren vid höga frekvenser. Dämpningsmotstånd R_{25} är införlivad för att minska den höga självsvängningsfrekvensen som kan förekomma genom sammanföring av L_1 och andra kapacitanshöjningar till högtalaren.

2.5.4 Analys av krets 3



Figur 21: Krets 3 [5]

Enligt [5] är FET – transistorer onödigt dyra, ineffektiva och olinjära. Därför föredras bipolärtransistorer. Utsignalen består av emitterföljare av typen II, det finns nämligen tre typer se [5] sidan 116. Fördelen med denna typ är att den orsakar minst distorsion vid frånslagning och dess komplementära återkopplings par (KÅP) Q₇ och Q₈ ger upphov till den bästa grundläggande linjäriteten. R₁₅ som är placerad mellan transistorerna Q₆ och Q₉ har fördel med att reducera den olinjära distorsionen som uppstår i backförspänning som inträffar på utgången mellan bas- emitter området då de slå ifrån.

Strömkällan Q₁ till ingångssteget är motkopplad med R₂, R₃ för att dröja igångsättning av den tredje övertonsdistorsionen (olinjäritet på ingångssteget). För att uppnå detta kommer bidraget av transistorens interna motstånd r_e att minska genom att det tillförs en hög ström runt 4mA. Vidare formar Q₁₀, Q₁₁ en strömspegel.

Ingångsmotståndet R_1 och återkopplingsmotstånd R_8 är satt till samma värde. De är ganska låga eftersom de ska kunna stämma överens med ingångsimpedansen. Dioden D_1 skyddar C_2 om ett problem uppstår som får förstärkaren att börja leda i backriktning. C_7 tillför stabilisering och begränsar den slutna slingans bandbredd. R_{20} är till för att förhindra distorsion från Q_3 . C_9 och C_{10} är avkopplingskondensatorer.

Utgångssteget är en vanlig dubbel emitterföljare bortsett från kopplingen av R_{15} mellan drivarnas emitter som inte har någon koppling till utgången. Det leder till snabbare och jämnare fränslagning av de höga frekvenserna på utgången. C_4 har som egenskap att förbättra fränslagningsprocessen. C_6 och R_{18} formar ett Zobel Network, medan L_1 som är dämpad av R_{19} , isolerar förstärkaren från kapacitiv last

2.6 Skillnad mellan kretsarna

2.6.1 Ingångssteg

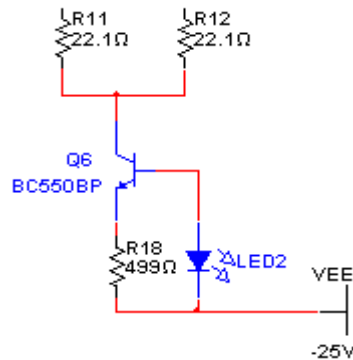
Ingångssteget på alla tre kretsar består av differentialförstärkare, men det finns skillnader mellan dessa. Det som skiljer mest är konstruktionen av differentialsteget på krets 1. Krets 2 och 3 består av samma differentialsteg. Den andra skillnaden är strömgeneratorm till differentialsteget. I krets 2 och 3 försörjs differentialsteget med en strömkälla som är motkopplad av två resistorer. Det bildas en strömspegel med hjälp av två transistorer och signalen överförs till spänningsförstärkningsdelen. I krets 1 är det däremot två differentialförstärkare med var sin strömgenerator istället för en gemensam liksom i krets 2 och 3.

2.6.2 Utgångssteg

Utgångssteget skiljer sig åt lite. Krets 2 och 3 består av liknande utgångssteg med dubbla emitterföljare. Konstruktionen består av bipolärtransistor eftersom det anses vara bäst enligt [5] och [6]. Krets 1 är däremot uppbyggd med FET som enligt [3] anses vara det bästa eftersom fälteffekttransistorer kan arbeta med höga strömmar och spänningar jämfört med bipolärtransistor. Nackdelen med krets 1 slutsteg är att komponenter är dyrare än de på 2 och 3. FET är också bra när det handlar om konstruktioner som ska arbeta med höga frekvenser. Då är de att föredra jämfört med bipolär.

2.7 Teoretiska uträkningar

Med hjälp av ovan nämnda formler kan förstärkning, uteffekt, förlusteffekt och den termiska resistansen på kylflänsen för krets 1 beräknas. Figur 22 nedan motsvarar del 2 och del 4 i krets 1 som är till för att förstå hur strömmen på ca 2,6mA åstadkoms. Förklaring följer nedan: Anta att strömmen $I_B \approx 0 \Rightarrow I_C = I_E$ med ohms lag $V = I * R$ med en spänning på 2V över LED2 fås den givna strömmen.



Figur 22: Strömgenerator för krets 1

1. Förstärkning vid common mode, värdena tagna från krets 1 och från datablad för h_{oe} med ett typ värde på 60μ Siemens vid strömmen 2mA.

Detta motsvarar $\frac{1}{0,00006} \approx 16,7 \text{ K}\Omega$.

$$\begin{cases} R_C = R_9 \\ h_{oe} \cong 16,7 \text{ K}\Omega \text{ för } Q_6 \Rightarrow \\ R_E = R_{11} + h_{oe} + R_{10} \end{cases}$$

$$A_{CM} = -\frac{R_C}{2R_E} = -\frac{1210}{35864} \approx -0,034$$

2. Förstärkning vid differential mode beräknas på följande sätt, här försummas R_{11} och R_{12} eftersom de är så små jämfört med h_{ie} för Q_1 och Q_2 . Med strömmen I_C på 2,6 mA medför det att A_{DM} blir

$$\begin{cases} g_m = I_C * 40 = 0,0026 * 40 = 0,104 \Rightarrow \\ R_C = R_9 \end{cases}$$

$$A_{DM} = -g_m * \frac{R_C}{2} = 0,104 * \frac{1210}{2} = -62,92$$

3. Efterföljande förstärkning för Q_8 och Q_9 beräknas med hjälp av $g_m * R_C$, anta att I_C är 2,6mA och h_{oe} är 60μ Siemens det ger en förstärkning på

$$\begin{aligned} R_C &= h_{oe} + R_{22} \text{ för } Q_8 \\ A &= g_m * R_C = 0.104 * 16756,2 = 1743 \end{aligned}$$

4. Eftersom sista steget består av emitterföljare leder till att förstärkningen blir 1.
5. Den totala förstärkningen bildas med hjälp av globala återkopplingen med följande motstånd

$$A_{total} = \frac{R_5 + R_6}{R_6} = \frac{2084,5}{84,5} \approx 25$$

6. Uteffekt och förlusteffekt kan fås på följande sätt. Här används en matningsspänningen på 25 V samt en belastning på utgången som ligger på runt 4 ohm med utstyrningsgraden $x=1$ för teoretisk full utstyrning. I praktiken är utstyrningsgraden mindre än 1.

$$P_{ut} = \frac{E^2}{2R_L} * x^2 = \frac{25^2}{8} * 1^2 \approx 78 \text{ W}$$

Maximala förlusteffekten uppnås då utstyrningsgraden $x=2/\pi$ för sinusspänning. Utstyrningsgraden som ger upphov till maximal förlusteffekt kallas för kritisk utstyrning.

$$\begin{aligned} 2P_f &= 2P_E - P_{ut} = \frac{2E^2}{\pi R_L} x - \frac{E^2}{2R_L} x^2 = \frac{E^2}{R_L} x \left(\frac{2}{\pi} - \frac{x}{2} \right) \\ 2P_f &= \frac{25^2}{4} * 0,637 \left(\frac{2}{3,14} - \frac{0,637}{2} \right) \approx 32 \text{ W} \end{aligned}$$

Detta ger en förlusteffekt som utvecklas i vardera transistorn som blir

$$2P_f = 32 \Rightarrow P_f = 16 \text{ W}$$

7. Utgångstransistorerna Q_{12} och Q_{13} som är monterad på den gemensamma kylflänsen utger förlusteffekt på 16 W vardera, se figur 19 samt bilaga 2 och 3.



Figur 23: Uträkning av T_j

Med ovan nämnda formel i det teoretiska avsnittet kan temperaturen T_j beräknas på följande sätt:

$$T_j - T_a = (R_{thj-c} + R_{thc-h})P_f + R_{thh-a} * 2P_f$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{thh-a} = 0,64 \text{ vid } (48/75) \text{ } ^\circ\text{C/W} \text{ enligt datablad KS160} \\ T_a = 25 \text{ } ^\circ\text{C} \\ R_{thj-c} = 1,1 \quad \text{för IRF540/IRF9540} \\ R_{thc-h} = 0,5 \quad \text{för IRF540/IRF9540} \\ T_j = (1,1 + 0,5)16 + 0,64 * 32 + 25 = 71,08 \text{ } ^\circ\text{C} \end{array} \right.$$

Enligt datablad är maximala värdet för T_j -55 till 175°C för båda transistorerna. Eftersom uträknade värden på T_j är inte högre än maximala värden som kan uppnås ger detta en indikation på att transistorerna blir inte överhettad.

3 Genomförande

Efter litteraturstudien av de teoretiska momenten utfördes de praktiska momenten som krävdes för att uppnå uppsatta mål. Nedan följer beskrivning av de olika moment som genomfördes.

3.1.1 Besluttagning

Utifrån de simuleringsvärden som har visats på de tre kopplingsscheman som undersökts, går det att konstatera vilken som är bäst lämpad för konstruktion av audioförstärkaren. Beslutet bygger på de skillnader som åstadkommits vid simuleringen. Utöver simuleringen fanns det en rad andra faktorer som var avgörande vid valet av den krets som skall komma att användas för konstruktionen. De efterföljande faktorer som spelade en viss roll är komponenttillgänglighet, komplexitet, stabilitet mm. Den koppling som valdes var krets 1. (Se bilaga 5 för simuleringschema). Simuleringsvärdena redovisas på resultat avsnitten.

3.1.2 Konstruktion av förstärkare

För att kunna påbörja konstruktion av audioförstärkaren är det viktigt att vissa moment genomförs för att kunna försäkra sig om att designen fungerar som den ska. Det första var att beställa komponenter som skall ingå i konstruktionen. (Se bilaga 4). När komponenterna anlände utfördes en kontroll för att försäkra dess funktionalitet. Denna kontroll utfördes genom att koppla upp designen på ett kopplingsdäck. Testet genomfördes och resultatet var acceptabelt. Efter att ha utfört testet och allt stämde som det skulle, var tiden inne för tillverkning av mönsterkortet. Kretsschema och layouten av audioförstärkaren kunde utföras med olika designverktyg, men CIRCAD' 98 blev det utvalda eftersom den var bekant. (Kretsschema och layout se bilaga 1 och 2.) När layoutritningen var färdig då var det dags att framkalla och etsa mönsterkortet. Efter framkallning av mönsterkortet monterades komponenterna på för att man sedan skulle kunna testa om den funktion som erbjöds var tillfredsställande.

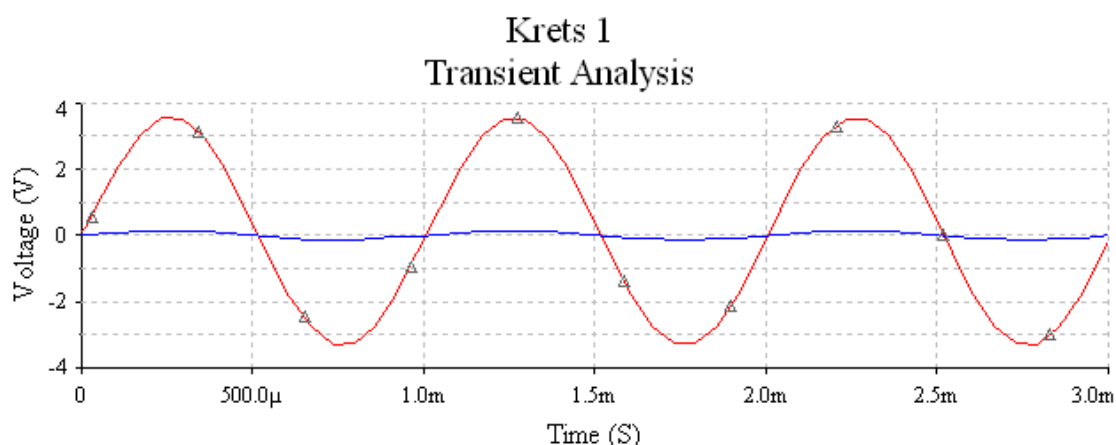
4 Resultat

4.1 Simulering

För att avgöra vilken av kopplingarna som är lämplig för tillverkning av audioförstärkaren kommer resultatet från simulering att avgöra valet. De faktorer som undersöks vid simulering är följande, transient analys, Fouriers analys och AC- analys för gränshfrekvenser. Nedan redovisas de uppmätta värdena för kopplingarna med hjälp av simuleringsprogrammet multisim.

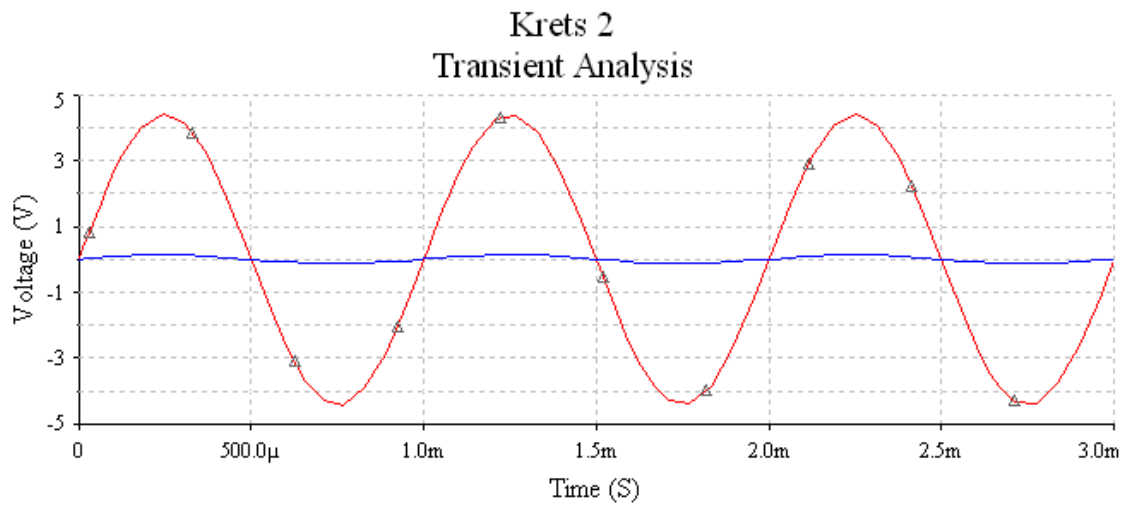
4.1.1 Transient analys

En insignal på 100 mV används för transient analys och samma signal införs på alla tre kretsar som har behandlats i teoridelen. Utsignalen för första kretsen i förhållande till insignalen vid transient analys ser ut på följande sätt. Utsignalen är ca 7V(p-p), detta ger en förstärkning på 70 ggr.



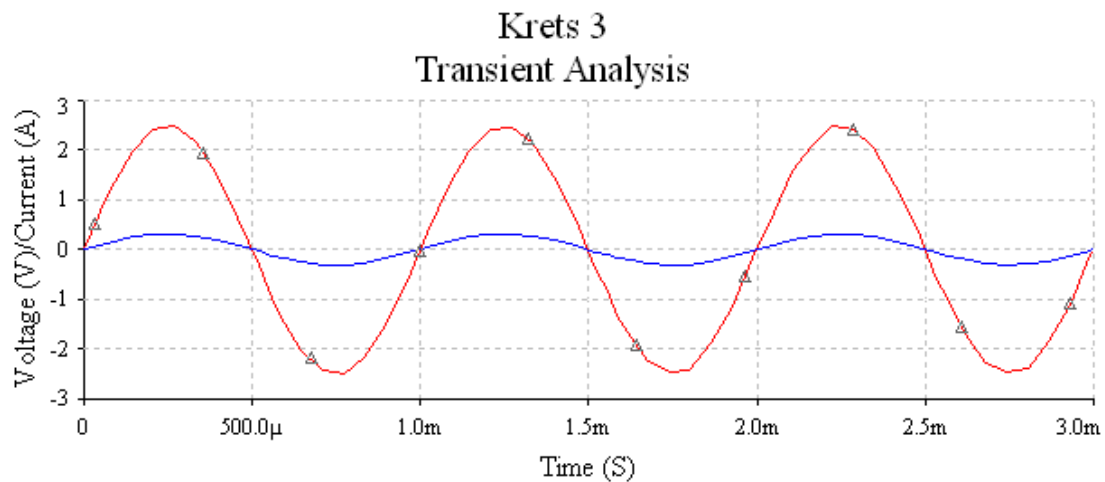
Figur 24: Transient analys för krets 1

Krets 2 har följande utseende vid transient analys. Med samma insignal som föregående test så uppnås följande utsignal som är ca 9 V(p-p). Det ger en förstärkning på ca 90 ggr.



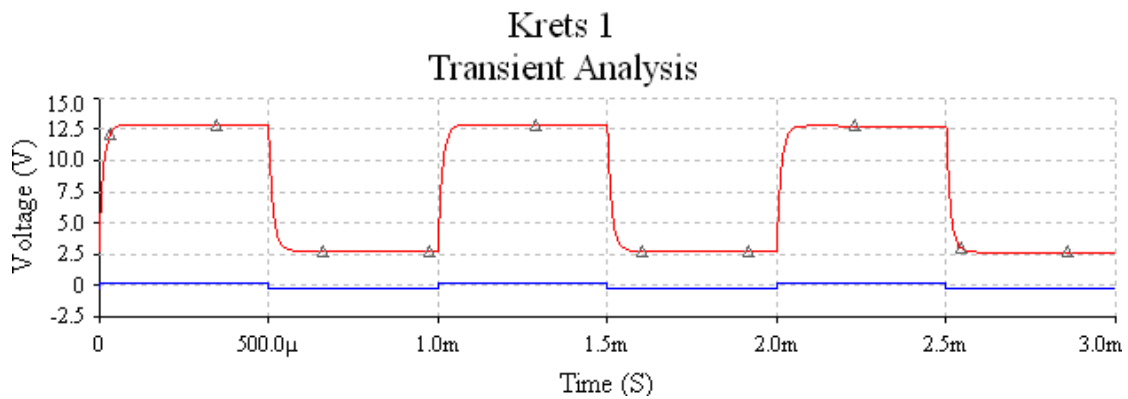
Figur 25: Transient analys för likvärdig krets 2

Krets 3 har följande utseende vid transient analys. En utsignal på 5 V(p-p) åstadkoms. Det ger en förstärkning på ca 50 ggr.

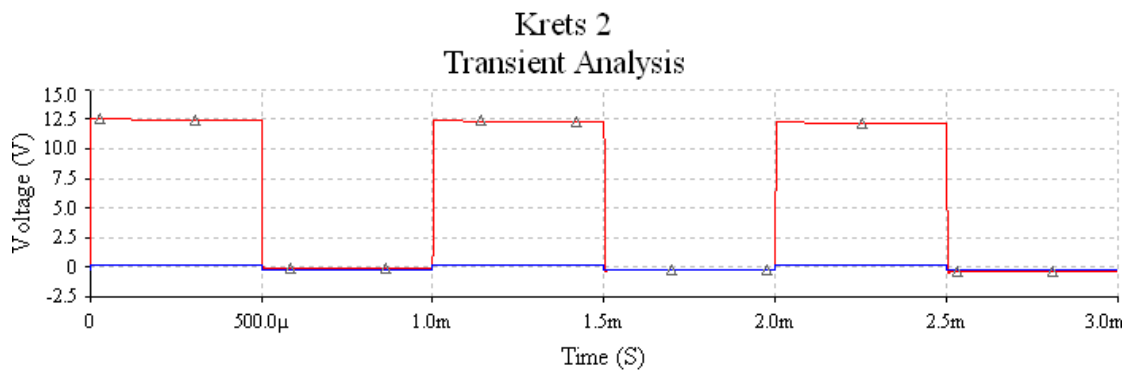


Figur 26: Transient analys för likvärdig krets 3

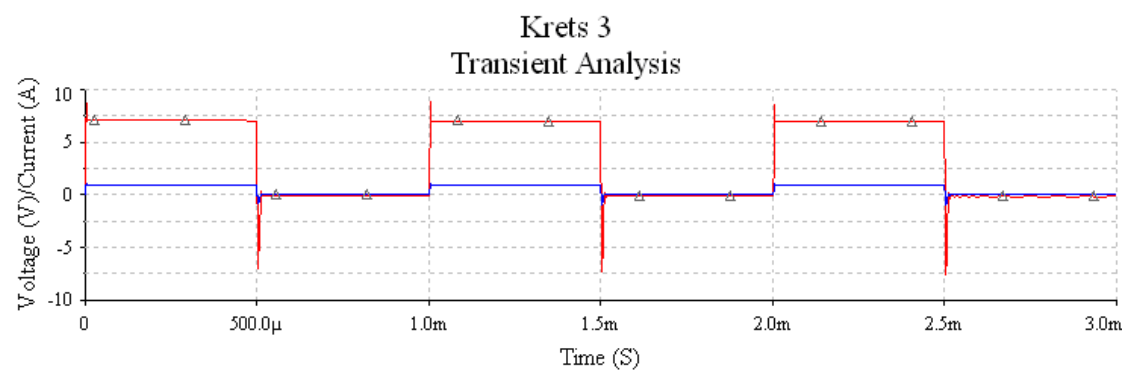
Figurerna nedan visar hur utsignalen ser ut för de olika kretsarna när fyrkantpuls införs som insignal. Det tar längre tid för pulsen att gå från botten till topp i krets 1 jämfört med krets 2 och krets 3 där utförandet tar kortare tid.



Figur 27: Transient fyrkantpuls krets1



Figur 28: Transient fyrkantpuls krets 2



Figur 29: Transient fyrkantpuls krets 3

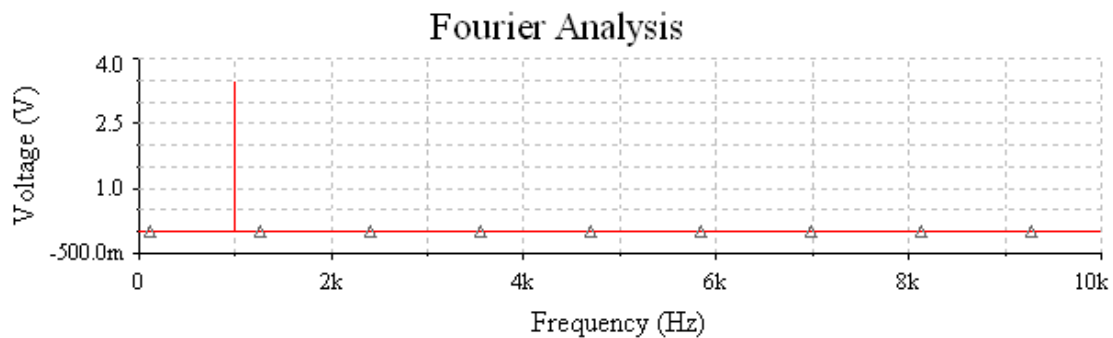
4.1.2 THD- värden och Fouriers analys

THD som diskuterats tidigare är viktig att veta när det gäller en förstärkare. Utifrån värden som fås kan ett beslut fattas på hur bra förstärkaren är. Övertonerna som uppstår vid simulering skall bara synas på de frekvensområden som testas. Allt annat skall vara noll.

Figuren nedan representerar THD- värden och Fouriers analys för krets 1 med en frekvens på 1000 Hz på ingången. Samma frekvens används för alla tre kopplingar. För krets 1 ligger THD värden omkring 0,029 %.

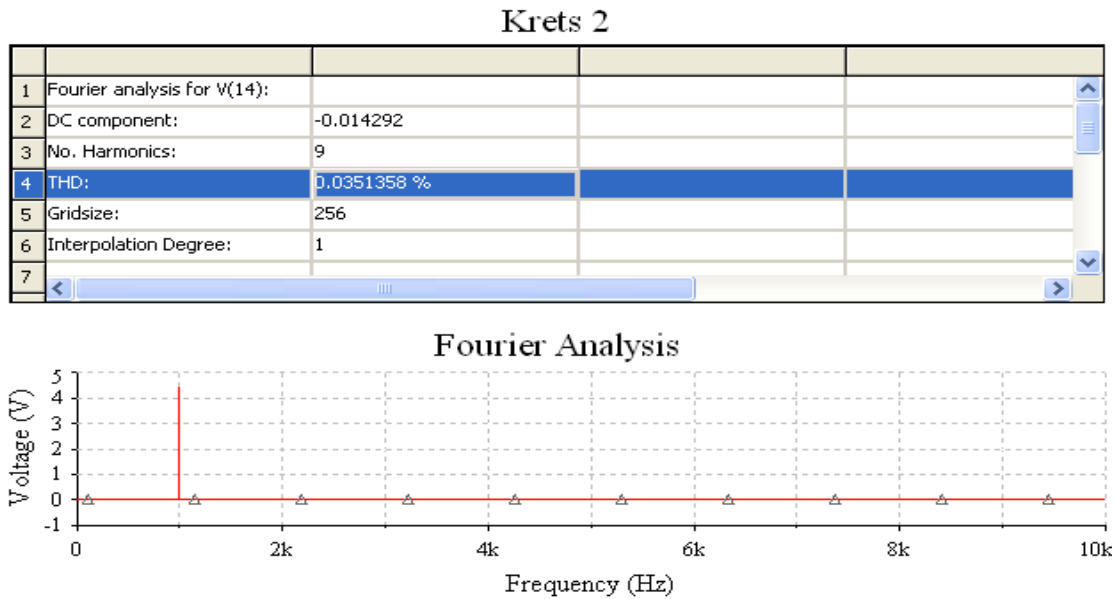
Krets 1

1	Fourier analysis for V(33):			
2	DC component:	0.115988		
3	No. Harmonics:	9		
4	THD:	0.0289872 %		
5	Gridsize:	256		
6	Interpolation Degree:	1		
7				
8				



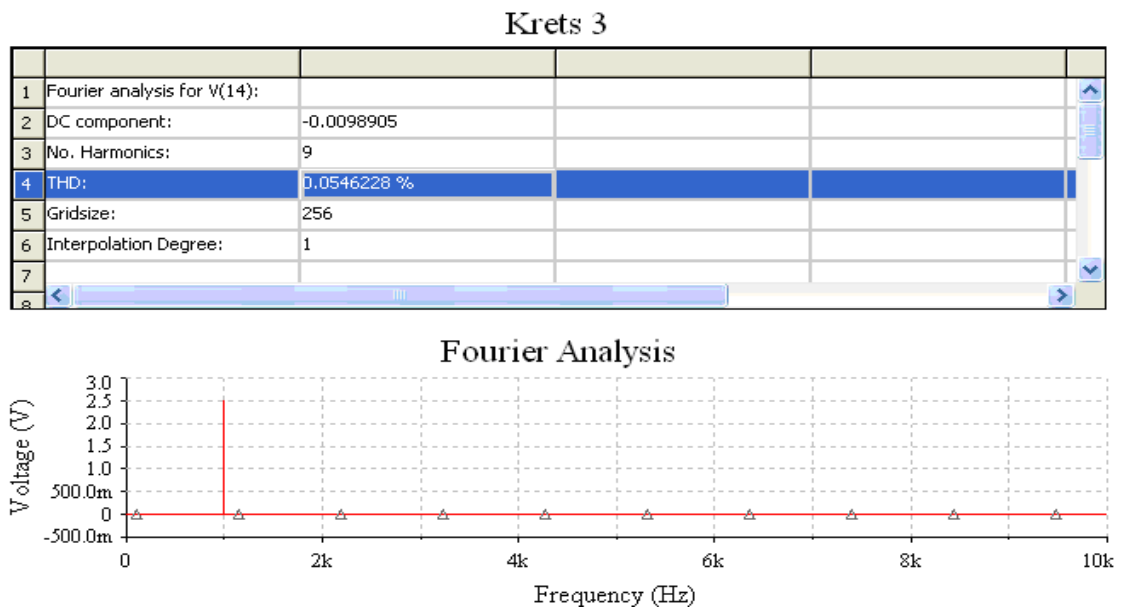
Figur 30: Fouriers analys för konstruktionskrets

THD- värden för krets 2 är ca 0,035 % och ur detta kan det konstateras att krets 1 har bättre förmåga att dämpa övertoner än krets 2.



Figur 31: Fouriers analys för likvärdig krets 2

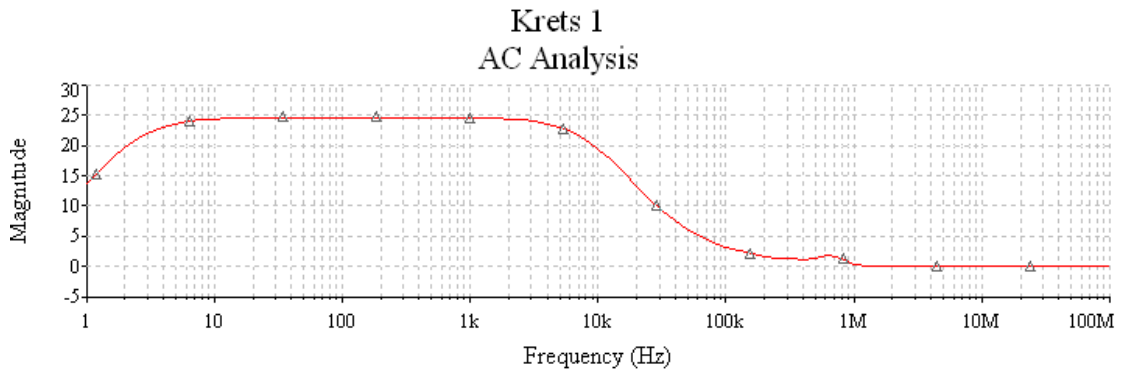
THD- värden för krets 3 är ca 0,054 %. Det visar indikation på att den inte är lika bra som de andra två kretsarna vad gäller dämpning av övertoner.



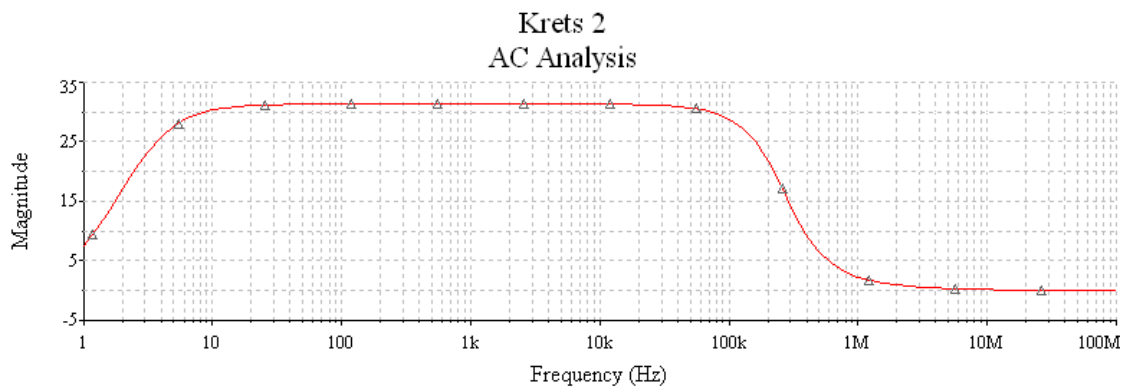
Figur 32: Fouriers analys för likvärdig krets 3

4.1.3 AC- analys för gränshfrekvenser

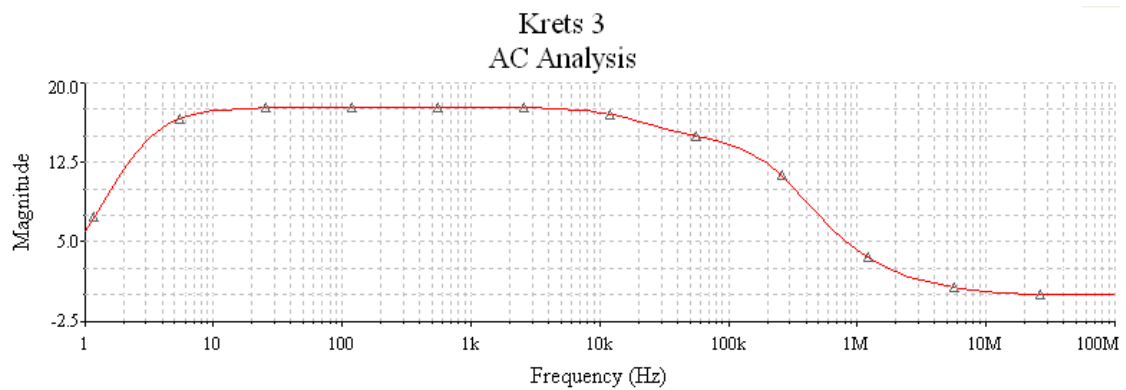
För att se var gränshfrekvensområdena ligger på de olika förstärkarna införs AC- analys med linjär skala med hjälp av programmet multisim. Resultatet som åstadkom är dessa figurer som redovisas här nedan. Med en närmare titt kan konstateras att krets 2, 3 övre gränshfrekvens ligger nästan på samma brytningspunkt fast med olika amplitud. Brytningspunkten för krets 1 verkar vara lägre än de andra.



Figur 33: AC- analys 1



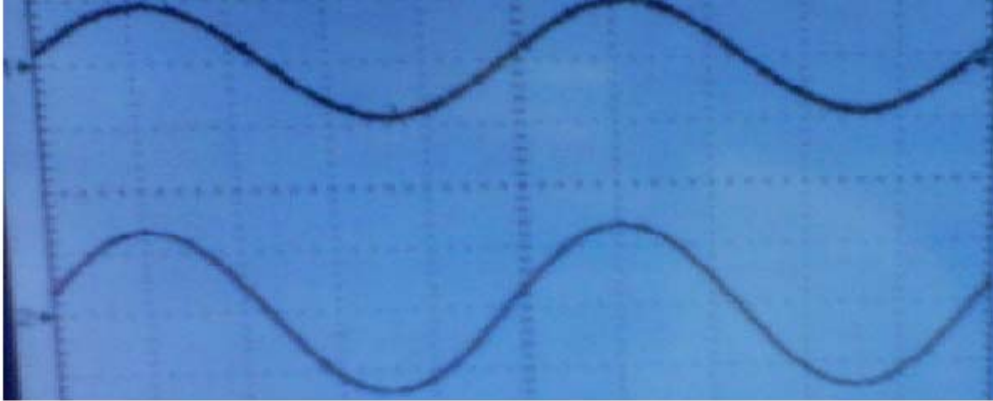
Figur 34: AC- analys 2



Figur 35: AC- analys 3

4.2 Mätning med olika frekvenser

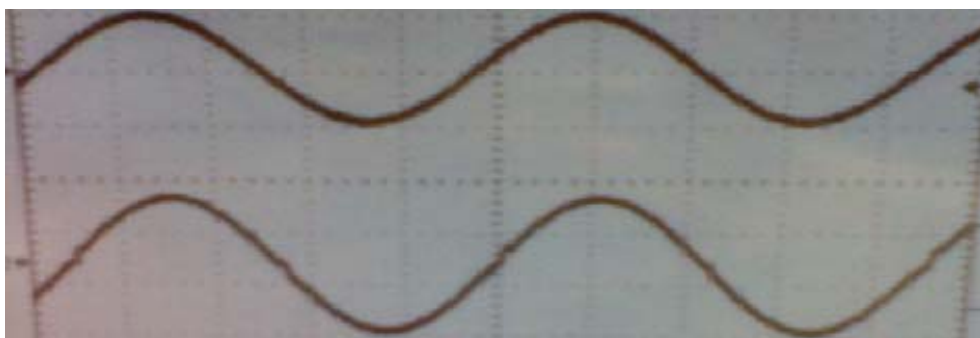
Det som redovisas här är mätning av olika frekvensvärden på förstärkaren. Tre frekvensområden mäts, vilka är 20Hz, 11kHz och 22kHz. Anledningen till detta är för att se om förstärkaren klarar av att hantera dessa frekvenser.



Figur 36: 20Hz sinus

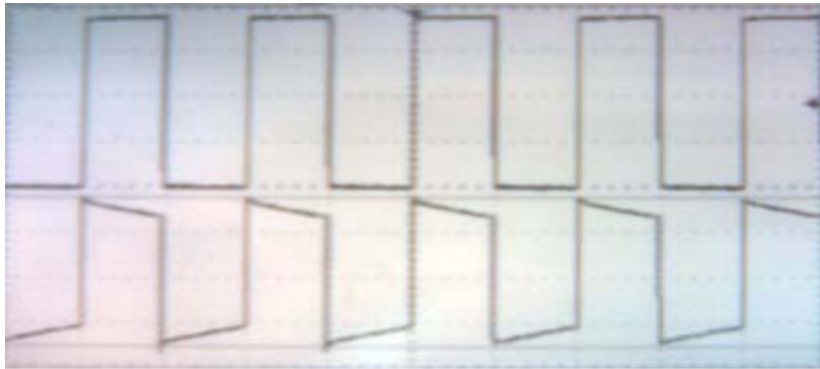


Figur 37: 11kHz sinus

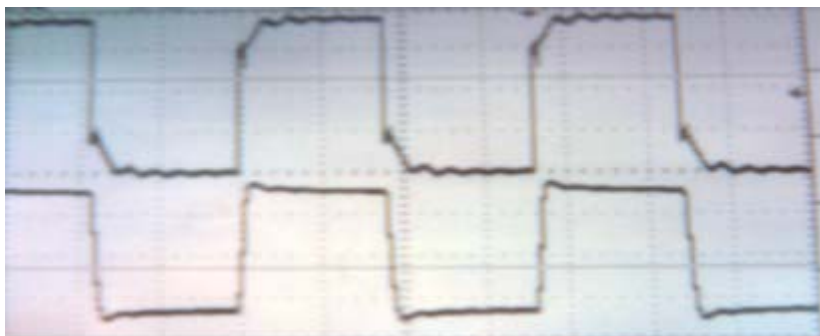


Figur 38: 22kHz sinus

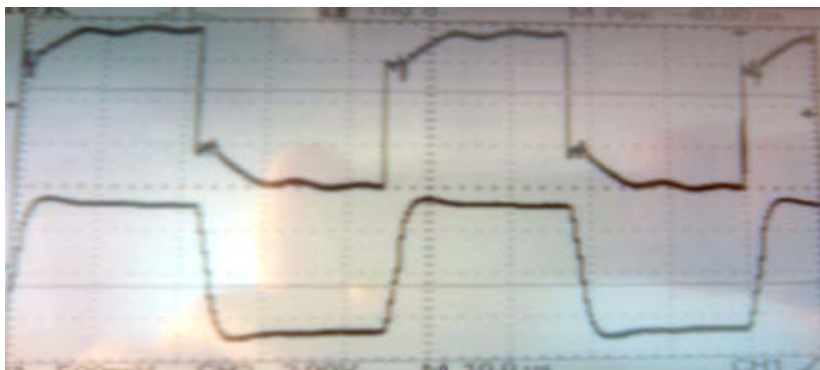
Mätningar med fyrkantpuls som redovisas nedan i figurerna består av insignal och utsignal. Den översta pulsen är insignalen och understa är utsignalen. Införandet av fyrkantpuls medför ökad strömförbrukning av audioförstärkaren som ligger omkring 350 mA jämfört med 200 mA med sinussignal. Då frekvensen är låg är insignalen jämn och fin och stigtid och falltid syns tydlig på utsignalen. Efterhand som frekvensen ökar blir insignalen ojämn på topparna, detta kan nog beror på störningar utifrån. Utsignalen i detta fall börjar likna en sinussignal.



Figur 39: 20Hz fyrkantpuls



Figur 40: 11 kHz fyrkantpuls



Figur 41: 22 kHz fyrkantpuls

5 Slutsats och diskussion

Audioförstärkaren fungerar utmärkt enligt kravspecifikationen. Utsignalen är acceptabel vid mätning med oscilloskop. Den verkar inte ha några problem med övergångsdistorsion. Det kanske kan bero på att det inte går att mäta distorsion på just det oscilloskop som används för mätningarna för de olika frekvensförhållandena. Kravet för både uteffekt av audioförstärkaren och gränshänsor är uppfyllda. Förstärkaren klarar av dessa gränser utan att det sker någon synbar distorsion på utsignalen.

Resultatet blev som väntat och alla krav som ställdes blev uppfyllda med goda marginaler. Under arbetets gång utfördes olika tester under tiden då kopplingen skulle kopplas upp för att se om det verkligen fungerade som det skulle. Eftersom det är ganska många komponenter inblandade i kretsen, så var det viktigt att hålla reda på var de skall placeras för att åstadkomma rätt funktion. Ett specifikt fel som gjordes när kopplingen testades, var ett ledningsfel från R_1 intill differentialförstärkaren vilket i sin tur gav ett upphov till att det blev svårt att få en utsignal. Samma fel inträffade med mönsterkortet. I och med detta har förståelsen om att vara observant vid kretskonstruktionen ökat. (Se bilaga 3 för slutprodukt).

Det finns en del förbättringar som kan göras i detta projekt. En av förbättringarna är att bygga ut förstärkaren till två kanaler för att åstadkomma en stereoförstärkare. Detta uppnås genom att konstruera två identiska audioförstärker kanaler. Den andra förbättringen är att konstruera ett hölje som förstärkaren kan placeras i, där olika knappar för volymstyrning, insomning och annat kan läggas till. Spänningsaggregat är också en sak som kan införas istället för att man använder externa nätaggregat.

6 Referenser

- [1] Bengt Molin (1993) *Förstärkarteknik*.
ISBN 91-7582-142-7.
- [2] Bengt Molin (2001) *Analog elektronik*.
Studentlitteratur, ISBN 91-44-01435-X
- [3] Elektor Electronics (2002) *High-end Audio Equipment*.
ISBN 0 905705 40 8
- [4] www.wikipedia.org
- [5] Douglas Self (2006) *Audio Power Amplifier Design Handbook*.
ISBN 0-7506-8072-5
- [6] G. Randy Slone (2002) *The Audiophile's Project Sourcebook*.
ISBN 0-07-137929-0

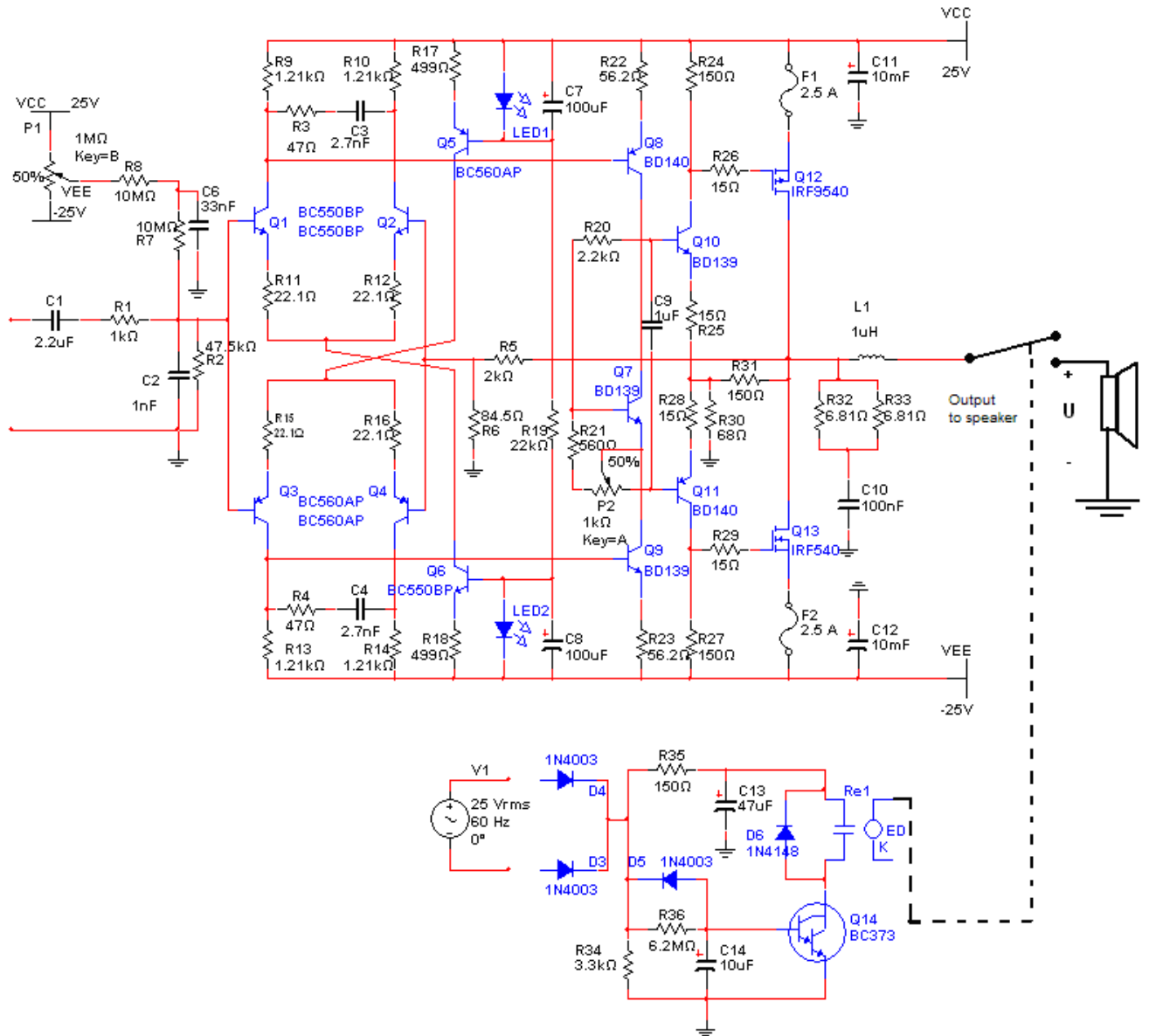
7 Sökord

AC- analys	36	Fouriers analys.....	34
Audioförstärkaren	1	motkoppling.....	6
Boucherot cell	22	spänningsgeneratorn	20
CMRR.....	8	THD	34
Differentialförstärkarens	7	transient analys	31
FET	3, 26, 27, 40		

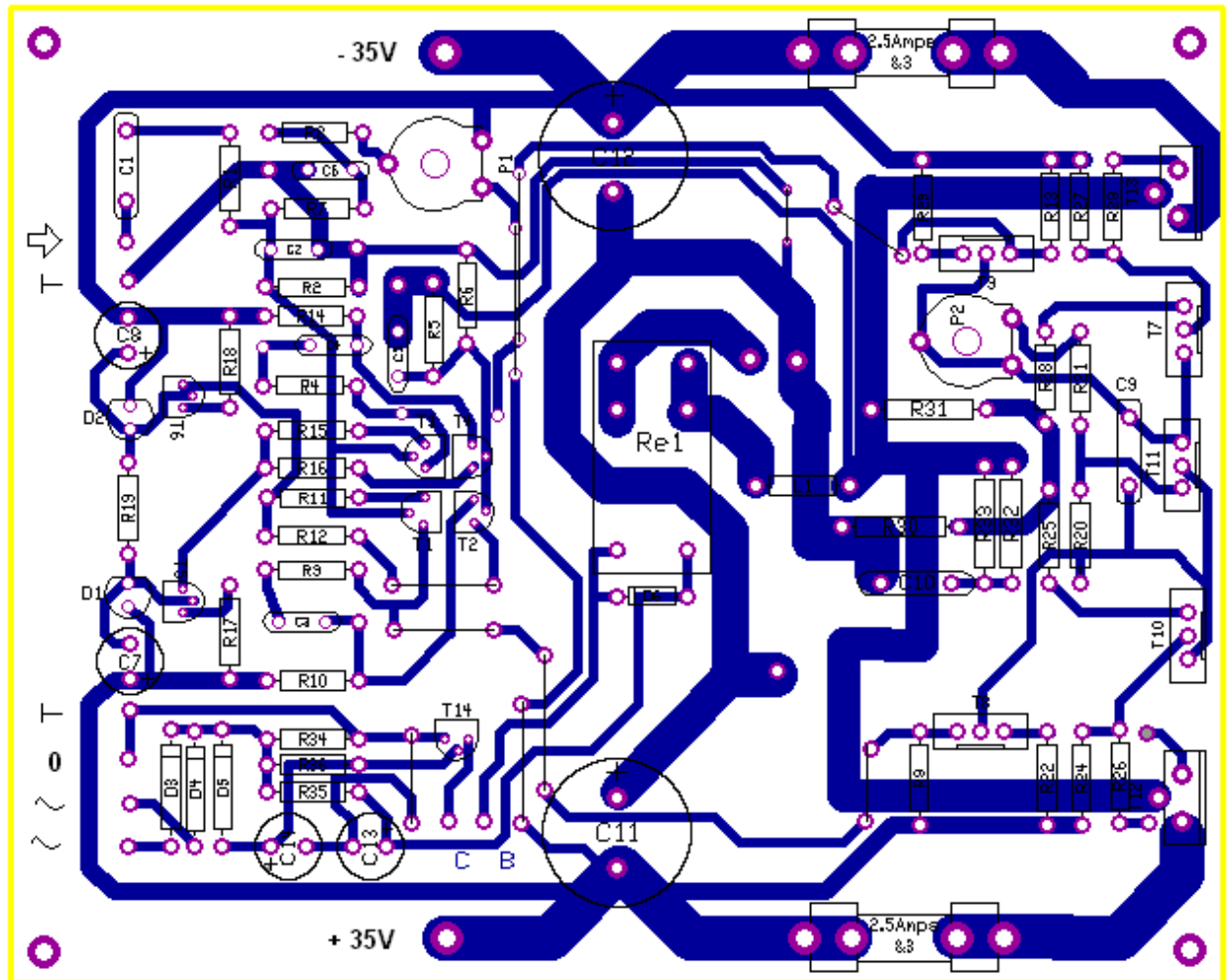
8 Bilagor

- Bilaga 1 Kretsschema för krets 1
- Bilaga 2 PCB- krets
- Bilaga 3 Slutprodukt
- Bilaga 4 Komponentlista
- Bilaga 5 Simuleringschema i multisim

Bilaga 1



Bilaga 2



Bilaga 3



Bilaga 4

Namn	Pris/St.	Storlek och precision	Beteckning	Enhet/Beskrivning
Resistorer				
R1		1.00		K Ω
R2		47.5		K Ω
R3, R4		47.0		Ω
R5		2.00, 1 %		K Ω
R6		84.5, 1 %		Ω
R7, R8	3.44 2st	10.00		M Ω
R9, R10, R13, R14		1.21, 1 %		K Ω
R11, R12, R15, R16		22.1, 1 %		Ω
R17, R18		499, 1 %		Ω
R19		22.0		K Ω
R20		2.00		K Ω
R21		560.0		Ω
R22,R23		56.2, 1 %		Ω
R24, R27		150, 1 %		Ω
R25, R28		15.0, 1 %		Ω
R26,R29		15.0		Ω
R30	3.71 kr	68.0	5 W	Ω
R31	3.71 kr	150.0	5 W	Ω
R32, R33	3.71 kr 2st	6.81, 1 %	0.6 W	Ω
R34		3.3		K Ω
R35		150.0		Ω
R36	3.44	8.2		M Ω
P1	5.33 kr	1.00 trimP		M Ω preset
P2	5.33 kr	1.00 trimP		kΩ preset
Kondensatorer				
C1	15.90	2.2		μF, 50 V, RM 5mm
C3, C4	3.05 kr 2st	2.7 / (2700 pF)		nF
C5	3.14 kr	330.0		pF
C6	1.72 kr	33.0 (0,033 μF)		nF RM 5mm
	22.50 kr			
C7, C8	2st	100.0		μF, 16 V, radiell
C9	5.62 kr	1.00		μF RM 5mm
C10	1.53 kr	100.0		nF RM 5mm
C11, C12	2.86 kr 2st	10.000		μF, 50 V, radiell
C13	1.97 kr	47.00		μF, 40 V, radiell
C14	2.97 kr	10.00		μF, 63 V, radiell
Induktor				
L1	lindas själv	0.1 mH (6 turn		
Halvledare (semiconductors)				
D1,D2	2.38 kr 2st	3.00 mm		LED, red
D3-D5	1.31 kr 3st		1N4003	
D6	1.85 kr		1N4148	
Q1, Q2, Q6	1.83 kr 3st		BC550C	
Q7, Q9, Q10	7.23 kr 3st		BD139	
Q8, Q11	9.61 kr 2st		BD140	

Q12	18.20 kr	IRF9540	
Q13	23.10 kr	IRF540	
Q14	4.73 kr	BC618	
Diverse			
Re1	28.30 kr		relä, 24 V, en-pol
F1, F2	35.60		2,5 A Säkring
Säkringhållare	1.6 kr 4st		
Siliconmellanlägg bricka	2.15 kr 5st		5st för T7, T10 - T13
Heat sink (kylelement)	226.00 kr	KS160	C/W = 0.65 vid 75 W
Distansbult	2.27 kr 4st		
Totalsumma	527.52 kr		

Bilaga 5

