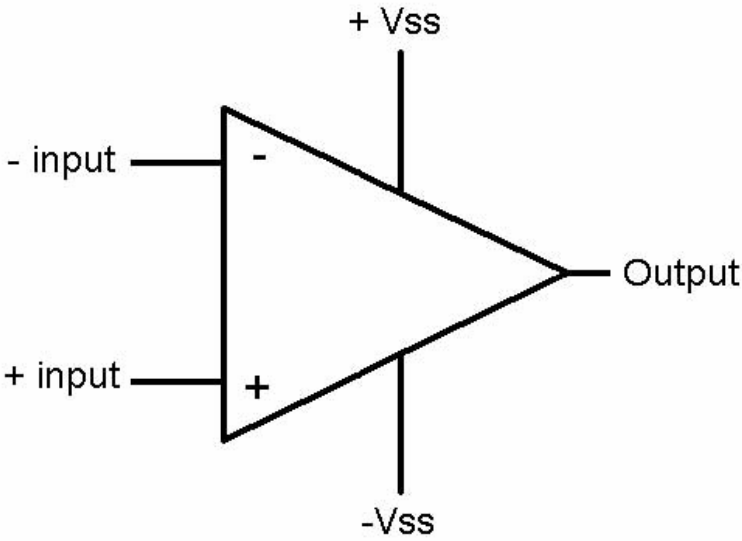


# Ultrasonische snelheidsmeting

Technischverslag Versterker



### Plaats van de versterker in het geheel

De multiplier krijgt informatie van de oscillator en de transducers binnen. Omdat het uitgangssignaal van de transducers zeer klein is moet deze versterkt worden wil de multiplier hier mee kunnen werken. De transducers geven een uitgangssignaal tussen de 50 en 300 mVp.p. Deze amplitude van het signaal hangt af van de afstand tussen de receiver en het treintje. Hoe dichterbij het treintje komt hoe hoger de amplitude zal zijn. De frequentie is afhankelijk van de afstand en snelheid tussen de transducer en het treintje, deze zal tussen de 39kHz en 41kHz liggen.

### Functionele specificaties

Het versterkerblok moet het uitgangssignaal van de transducers versterken, dit versterkte signaal moet op de multiplier worden aangesloten.

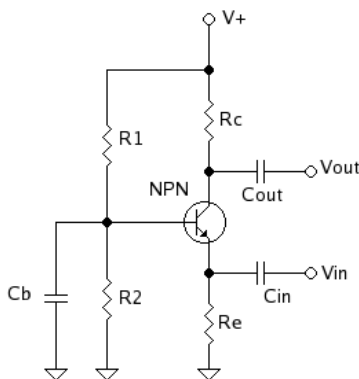
### Technische specificaties + interface afspraken

- De versterker moet een uitgangsimpedantie van 12Vpp kunnen bereiken.
- De ingangsimpedantie moet hoog zijn ( $>$  dan 10K)
- De uitgangsimpedantie moet laag zijn ( $<$  dan 100Ohm)
- De versterker moet een regelbare spanningsversterking hebben tussen de 6 en  $\sim 60x$
- De schakeling moet zo min mogelijk instelcomponenten bevatten
- Versterking is niet frequentie afhankelijk
- De uitgang moet een correcte versterking van de ingang uitgeven zonder (veel) ruis of andere ongewenste signaalvorming

### Alternatieve invullingen met ieder principe van werking (discrete componenten)

Een signaal versterker kan op meerdere manieren worden opgebouwd. Voor dit project gebruik ik een common-emitter versterker, maar er zijn meer schakelingen die een spannings versterking kunnen produceren. 2 alternatieven zijn de common-source JFET en de common-base BJT versterker.

#### Common-base

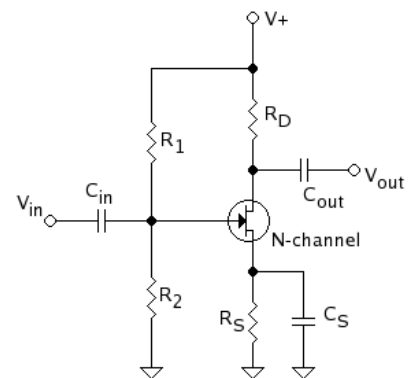


Met behulp van een transistor een aantal weerstanden en condensatoren kan een spannings versterker gemaakt worden. De ingang zit op de emitter en de uitgang op de collector. Deze schakeling heeft geen fase draaiing (door de 2 condensatoren) een lage ingangsweerstand ( $R'e$ ) en een hoge uitgangsweerstand ( $\sim RC$ ).

Voor signalen die op deze schakeling worden aangesloten is het erg nadelig dat deze schakeling een lage ingangsweerstand en een hoge uitgangsweerstand heeft. Ook is de versterking heel erg afhankelijk van de  $R'e$  ( $A_v = R_c/R'e$ ). Deze kan per transistor afwijken waardoor de versterking bij verschillende transistoren varieert.

#### common-source JFET

Met behulp van een JFET een aantal weerstanden en condensatoren kan er spanningsversterker gemaakt worden. De ingang zit op de gate en de uitgang op de drain. De ingangsweerstand van een JFET is erg hoog ( $R1||R2||(V_{gs}/I_{gss})$ ) en de uitgangsweerstand is gelijk aan  $R_d$  en is dus afhankelijk van we weerstandkeuze/versterking. De spannings versterking is erg afhankelijk van de  $G_m$  en de Drain weerstand  $R_d$  ( $A_v = G_m * R_d$ ). De  $G_m$  wordt berekent met door de  $G_{m0}$  en deze is afhankelijk van het model FET.

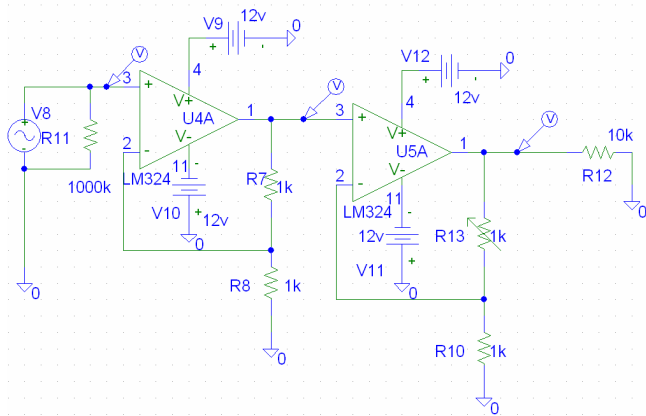


Beide schakelingen zijn sterk afhankelijk van het componentmodel en dit is geen goede eigenschap voor een versterker. Bij vervanging moet precies hetzelfde component gebruikt worden en zelfs deze kan dan nog enige afwijking geven. Ik heb gekozen voor de common-emitter versterker omdat deze stabiel en nog belangrijker niet transistor-model afhankelijk is.

## Uitwerking ontwerp met berekeningen IC componenten

### Schema

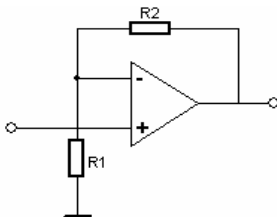
Ik heb gekozen voor een dubbele niet-inverterende versterker met een symmetrische voedingsspanning.



### Werking

De reden waarom ik een dubbele niet-inverterende versterker heb gekozen in plaats van een enkele niet-inverterende versterker is dat ik een zo groot mogelijk bereik van mijn versterker wil halen. Ik wil een versterking van 60x kunnen halen en rond deze versterking nog altijd een grote bandbreedte hebben. Met behulp van een dubbele opamp wordt de versterking verdeeld over de twee opamps. De eigenschappen van een dubbele niet-inverterende versterker zijn exact hetzelfde als voor een enkele versterker. Daarom bespreken we eerst het principe achter een enkele niet-inverterende versterker.

Dit is het schema van een enkele niet-inverterende versterker:



Belangrijkste eigenschappen:

- Versterking:  $A = 1 + (R_2 / R_1)$  (waarin A de versterking is)
- Ingangsimpedantie: hoog
- Uitgangsimpedantie: laag

Voor R2 en R1 moeten grote weerstandswaarden worden gebruikt om de opamp zo min mogelijk te belasten en deingangsimpedantie hoog te maken. Door van weerstand R2 een variabele weerstand te maken is de versterking van deze schakeling in te stellen.

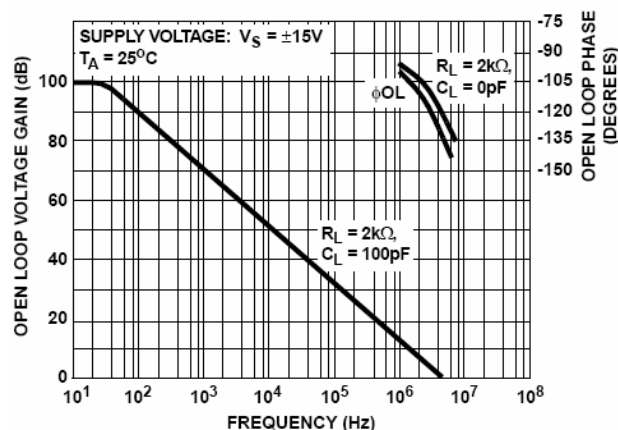


FIGURE 6. OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE vs FREQUENCY

Als we geen weerstanden gebruiken noemen we dat de Open-Loop versterking. Een Op-amp kan bij 100 Mhz veel minder versterken dan bij 1 KHz. In de meeste datasheets van opamps is een grafiek te vinden waarin de Open-Loop versterking is uitgetekend tegenover de versterking.

Hierin is te zien hoeveel onze opamp maximaal kan versterken bij een bepaalde frequentie. Met behulp van de weerstanden R1 en R2 maken we de versterking alleen maar kleiner. Dus als de frequentie van hetingangssignaal gegeven is kunnen we aflezen hoe vaak deze opamp theoretisch zou moeten kunnen versterken.

De opamp heeft nog twee andere parameters die van belang zijn om onze versterker correct te laten werken, namelijk de GBW en de Slewrate.

### Gain-Bandwidth (GBW)

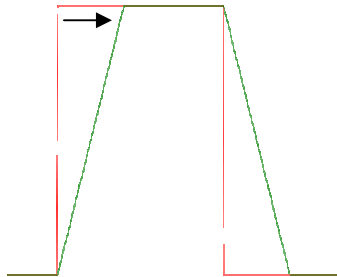
Met behulp van de GBW is af te leiden of een IC een bepaalde gain bij een bepaalde versterking kan behalen. De grafiek die we net zagen heeft dus sterk met de GBW te maken. Sterker nog, de GBW is afgeleid van bovenstaande grafiek. De GBW wordt berekend met de volgende formule:

gain x bandbreedte = GBW.

Om zeker te zijn dat de opamp de juiste gain kan halen en de opamp zogenaamde 'headroom' te geven nemen we voor de zekerheid een dubbel zo hoge GBW.

### Slewrate

Een opamp geeft vervelend genoeg een kleine vertraging. Op het onderstaande plaatje is de vertraging van een uitgangssignaal (groen) te zien ten opzichte van een ingangssignaal (rood).



De tijd voordat het uitgangssignaal het ingangssignaal heeft gevolgt is de Slewrate. Bij een opamp kan de slewrate te laag zijn, de opamp kan dan niet snel genoeg het signaal verwerken en wordt onbetrouwbaar (de waarde kan uit fase komen te liggen of de juiste versterking niet behalen).

De slewrate is te berekenen met de volgende formule:

$$\text{Slewrate} = 2\pi f V_{pk}$$

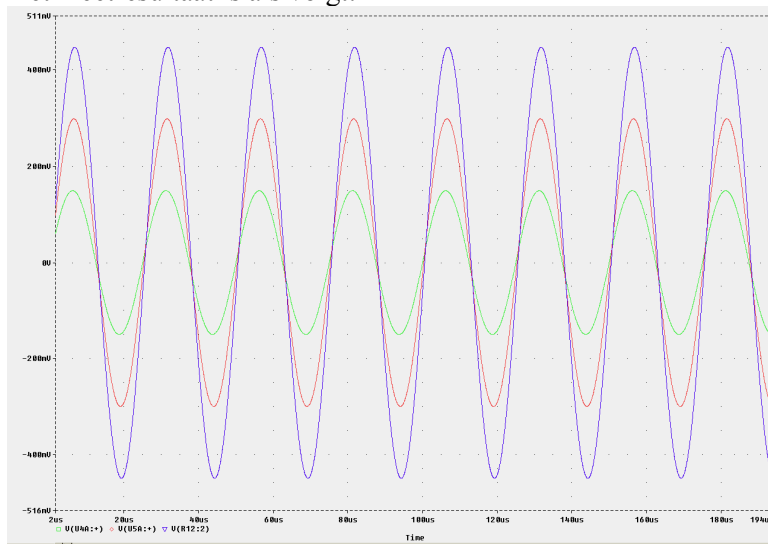
### Simulatie Pspice

In deze simulatie is een willekeurige opamp gekozen om het gedrag van de opamp te onderzoeken. De Weerstanden R7 en R8 zorgen voor de versterking van de eerste opamp en de weerstanden R10 en variabele weerstand R13 zorgen voor de versterking van de tweede trap.

Eerst is de schakeling ingesteld op een versterking van 4x (alle weerstand 1k).

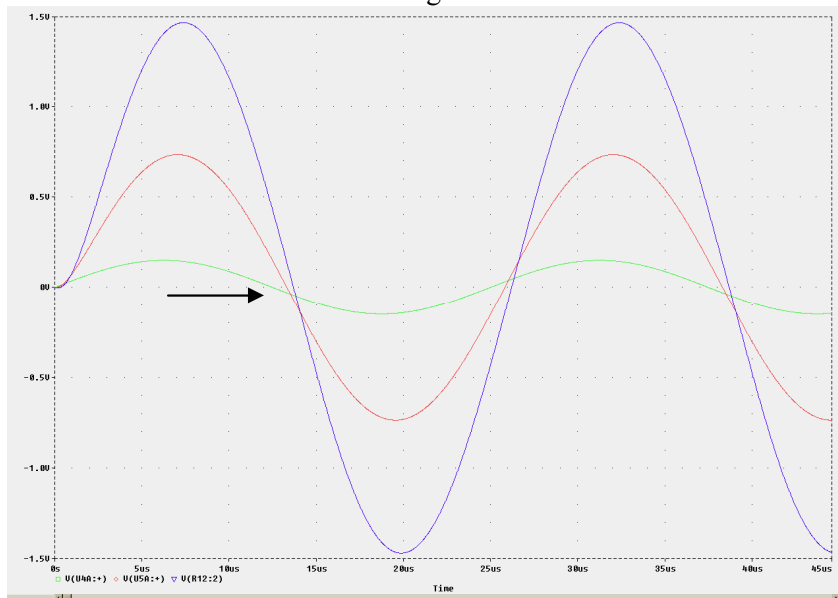
De bron staat ingesteld op 150 mV en een frequentie van 40k.

Het meetresultaat is als volgt:



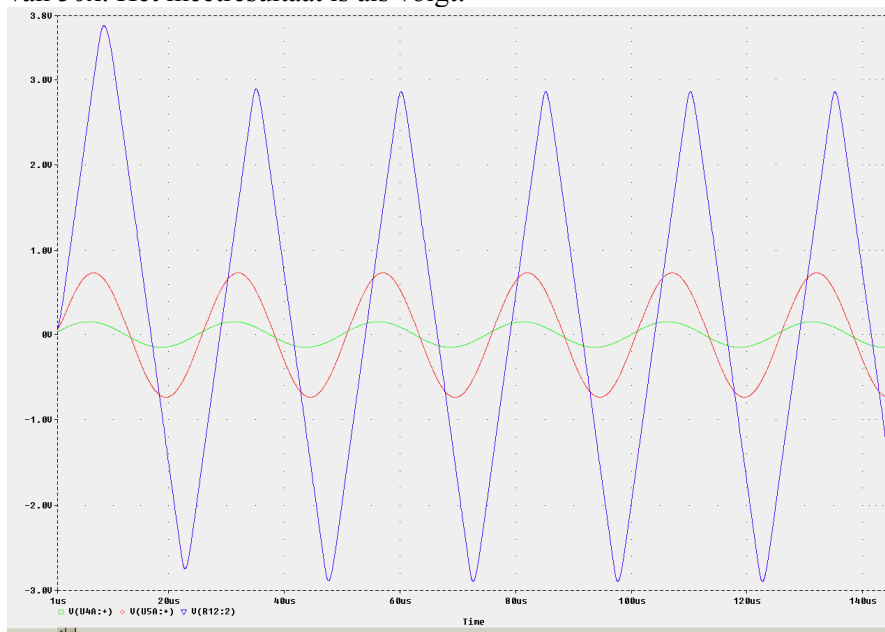
In deze grafiek is duidelijk te zien dat het uitgangssignaal correct is versterkt. De ingestelde versterking wordt behaald, het signaal heeft dezelfde frequentie als op de ingang en er is geen fasedraaiing. Dit betekent dat de gespecificeerde eisen bij deze instellingen worden behaald.

Nu voeren we de versterking op door weerstand  $R7 = 4k$  &  $R13 = 2K$  te maken. Dit betekent een versterking van 5x op de eerste trap en 3x op de tweede trap. Een totale versterking van 15x. Het meetresultaat is als volgt:



De ingestelde versterking wordt behaald, maar in dit signaal is een fasedraaiing te zien. Het uitgangssignaal heeft een kleine vertraging op het ingangssignaal. Deze afwijking is het gevolg van een te lage slewrate. De opamp kan het ingangssignaal niet meer snel genoeg verwerken en het uitgangssignaal krijgt een kleine vertraging op het ingangssignaal.

Nu voeren we de versterking nog meer op door weerstand  $R7 = 4k$  &  $R13 = 9K$  te maken. Dit betekent een versterking van 5x op de eerste trap en 10x op de tweede trap. Een totale versterking van 50x. Het meetresultaat is als volgt:



In dit signaal is de frequentie en de amplitude niet meer volgens de ingestelde waarden en specificatie. Het signaal is nu nog meer uit fase, dit komt omdat het signaal nog groter is en nog minder snel kan worden verwerkt. Ook wordt de ingestelde versterking niet behaald. De GBW van deze opamp is te klein en de versterking van 50x kan niet worden behaald.

## Component keuze

### Slewwate

De specificaties zijn dat we een maximaal signaal van 12V<sub>pp</sub> aan de uitgang willen krijgen.

We vullen de formule in: ( $V_{pk} = 6v$ ,  $f = 40k$ )

$$\text{Slewwate} = 2\pi f V_{pk}$$

Dit betekend een maximale Slewwate van 1507964.4 V/s  $\Rightarrow$  **0.150 V/ $\mu$ s**

### GBW

De specificaties zijn dat we een maximale versterking van ~60x moeten halen.

Omdat deze versterking over twee trappen wordt verdeelt moeten de versterkers beide ~ 8x kunnen versterken. We vullen de GBW formule in : (Gain = 8 x maximale Bandbreedte = 41khz)

$$\text{GBW} = 328000 \text{ hz} \Rightarrow 0.328 \text{ Mhz}$$

Om de opamp 'headroom' te geven verdubbelen we de GBW. **GBW = 0.656 mhz**

Op het magazijn van school zijn een aantal Opamps beschikbaar die aan bovenstaande eisen voldoen.

Ik heb gekozen voor de CA3140 omdat deze een GBW van 4.5 mhz heeft t en een slewwate van 9v/ $\mu$ s.

Deze parameters zijn ruim boven de parameters van eisen. Hierdoor zorgen we ervoor dat we nog altijd een grotere versterking kunnen halen zonder de duurere componenten te verwisselen.

### Ingangsimpedantie

Specs CA3140 :ingangsimpedantie = 1.5T $\Omega$ , Aol = 100.000, CMRR = 32  $\mu$ V/v

$$Z_{in} = (1+Aol*B)*Z_{in}$$

$$B = \text{maximaal } (1k/(1k+4k7)) = 0.175$$

$$Z_{in} = (1+100000 * 0.175) * 1.5T\Omega \Rightarrow \mathbf{Z_{in} = 17501 T\Omega}$$

### Uitgangsimpedantie

Specs CA3140 : uitgangsimpedantie = 60 ohm, Aol = 100.000, CMRR = 32  $\mu$ V/v

$$Z_{out} = Z_{out}/(1+Aol*B)$$

$$B = \text{maximaal } (1k/(1k+10k)) = 0.09$$

$$Z_{out} = 60/(1+100000 * 0.09) \Rightarrow \mathbf{Z_{uit} = 6.6 m\Omega}$$

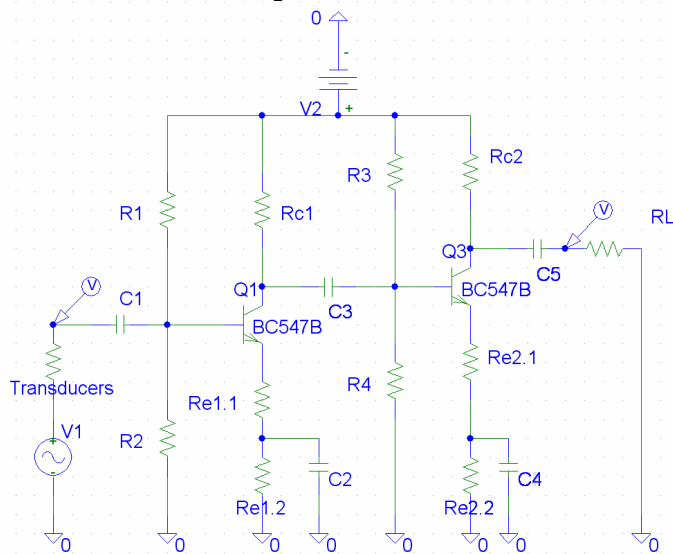
### Conclusie/meetresultaten

Na testmetingen op de CA3140 moeten we concluderen dat de versterking volledig volgens de gespecificeerde eisen voldoet. De juiste versterking word behaalt zonder faseverschuiving en met de juiste ingestelde amplitude. Met variabele weerstand R13 is de versterking in te stellen tussen ongeveer 6 tot 60 maal en 12V<sub>pp</sub> kan worden bereikt. De ingangs en uitgangsweerstanden zijn goedgekeurd volgens specificatie.

## Uitwerking ontwerp met berekeningen discrete componenten

### Schema

Als versterker maak ik gebruik van een dubbele common-emitter schakeling:



### Werking/uitleg schema

Met behulp van verschillende weerstanden wordt een transistor ingesteld om een versterking van het ingangssignaal te leveren. Dit signaal komt weer bij de tweede transistor binnen en zal wederom versterkt worden. Wel moeten we er rekening mee houden dat de tweede transistor de load van de eerste transistor is. De common-emitter levert een goede voltage, stroom, en vermogens versterking maar de ingangsweerstanden moeten zodanig gedimensioneren worden zodat de ingangsweerstand groter is dan 10K. De transistor heeft net als bij de opamp een paar parameters die de versterking begrenzen. Dit zijn onder andere de GBW en de bias-instellingen waarbij de transistor in saturatie of Cut-off kan lopen. Gelukkig is bij de transistor de GBW enorm hoog (wel 250Mhz) en hoeven wij ons daar geen zorgen over te maken omdat deze waarde bij ons doeleinde niet wordt bereikt.

### Functie condensator C1 C3 C5

Deze condensatoren zorgen ervoor dat het dc component geen effect heeft op de volgende versterkingstrap of schakeling, ac signalen worden gewoon doorgelaten. De dc instellingen worden ook niet in de war geschopt.

### Functie condensator C2 C4

Deze condensatoren zorgen ervoor dat de collector altijd aan Ac-ground blijft. Dit heeft als voordeel dat weerstand Re1.2 en Re2.2 niet worden meeberekend bij de Dc-instellingen. Dus voor gelijkspanningen geldt  $RE = RE1 + RE2$ , en voor wisselspanningen geldt  $RE = RE1$ .

### Functie weerstanden R1 R2 R3 R4

Deze weerstanden worden gebruikt om de transistor van zijn dc instelling te voorzien (dc-bias).

### Functie Weerstand Re1.1 Re2.1

Deze weerstanden zorgen ervoor dat bij het berekenen van de versterking de term Hfe geen grote invloed heeft. De term Hfe kan per transistor veel verschillen en is ook nog eens afhankelijk van de temperatuur.

### Component keuze

De keuze van de juiste transistor is gelukkig niet zo afhankelijk van zijn parameters van bij de opamp. Daarom heb ik gekozen voor de BC547B, een veel voorkomende goedkope transistor die prima kan versterken.

## Berekeningen

Specs Bc547B:  $H_{fe} = 165$   $V_{be} = 0.63V$

### Trap 2

De maximale versterking moet ongeveer 60x zijn. Deze versterking wordt over de twee transistor trappen verdeeld. Dus de twee trappen zullen een versterking van ongeveer  $\sim \sqrt{60}$  krijgen.

De versterking van een trap is afhankelijk van de volgende formule:  $A_v = R_c / (R_{e2.1} + R'_{e})$

Na de tweede trap komt nog een emitter volger, deze zorgt voor een load op de schakeling maar deze heeft zo'n grote weerstand dat deze te verwaarlozen is bij het berekenen van  $R_c$ . Voor  $R_c$  kiezen we een willekeurige waarde van 10K. Nu we  $R_c$  weten kunnen we beginnen met rekenen.

We weten dat we een maximale  $V_{out}$  van 12Vpp moeten kunnen halen. Om wat meer zekerheid te krijgen rekenen we op een  $V_{pp}$  van **15Vpp**. We berekenen de maximale  $I_c$ . Deze is  $I_c = V_{out} / R_c$   
 $\Rightarrow I_c = 1.5mA$ . Om een stabiele versterker te maken moet de volgende formule ongeveer gelden:  
 $V_{re} = V_{cc} / 5$ .  $V_{re} = \sim 5V$ . Met deze gegevens kunnen we  $R_e$  berekenen.  $R_e = V_{re} / I_e \Rightarrow R_e = 3k3$ .

Basis-voltage =  $V_{re} + V_{be} \Rightarrow V_b = 5.63V$ .

Nu gaan we de bias weerstanden instellen zodat de net bepaalde  $V_b$  ongeveer geldt.

$V_b = (R_4 || R_{in(base)}) / (R_3 + R_4 || R_{in(base)}) * V_{CC}$

$R_{in(base)} = \beta_{dc} * (R_{e2.1} + R_{e2.2})$

We weten dat  $R_e = 3.3k$  maar  $R_e$  bestaat uit twee weerstanden.  $R_{e2.1}$  zorgt voor de versterking in de formule  $A_v = R_c / (R_{e2.1} + R'_{e})$  en  $R_{e2.2}$  zorgt samen met  $R_{e2.1}$  voor de bias instelling. Omdat we een versterking van maximaal 60x willen bereiken kunnen we nu  $R_{e2.1}$  bepalen.

Eerst berekenen we  $R'_{e}$ :  $R'_{e} = 25mV / I_e \Rightarrow R'_{e} = 16.6\Omega$ .

$A_v$  van trap 2 moet maximaal 7.74x ( $\sqrt{60}$ ) zijn.

Nu berekenen we  $R_{e2.1}$ :  $7.74 = 10k / (R_{e2.1} + 16.6) \Rightarrow R_{e2.1} = 1.3k$ .

Nu we  $R_{e2.1}$  weten kunnen we direct zijn serie weerstand bepalen:

$R_e = R_{e2.1} + R_{e2.2} \Rightarrow R_{e2.2} = 2k$

Met deze gegevens is de  $R_{in(base)}$  te bepalen:

$R_{in(base)} = 165 * (R_{e2.1} + R_{e2.2}) \Rightarrow R_{in(base)} = 555k$

We vullen dit nu allemaal weer bij de formule van  $V_s$ :

$5.63 = (R_4 || 555k) / (R_3 + R_4) * 25$

$V_{R4} = V_{be} + V_{re} \Rightarrow V_{R4} = 5.63$  (voltage over  $R_4$ )

$V_{R3} = V_{cc} - V_{R4} \Rightarrow V_{R3} = 19.37$  (voltage over  $R_3$ )

De weerstanden moeten dus een verhouding hebben van ongeveer  $R_4 : R_3 = 1 : 3.5$

We willen ervoor zorgen dat de twee trappen zo veel mogelijk op elkaar lijken, dus zorgen we ook dat van deze trap de ingangsweerstand ongeveer 10K is. We nemen weerstanden  **$R_3 = 82k$   $R_4 = 22k$** .

We vullen alle waardes in:

$V_s = (22k || 555k) / (82k + 22k) * 25 \Rightarrow V_s = 5.1V$

Nu we alle weerstanden hebben berekend moeten we nog de condensator  $C_4$  berekenen:

De impedantie van  $C_4$  moet veel kleiner zijn dan  $R_{e2.1}$

Voor condensator  $C_4$  moet gelden:  $10 * X_c < R_{e2.1}$

$R_{e2.1} = 1.3k$  dus  $X_c = 130$  (formule berekenen  $C_2 \Rightarrow C_2 = 1 / (2 * \pi * f_{(min)} * X_c)$ )

$C_2 = 1 / (2 * \pi * 39000 * 130) \Rightarrow$  (minstens)  **$C_2 = 31 nF$  (we gebruiken  $1 \mu F$ )**

### Trap 1

We proberen deze schakeling zoveel mogelijk op de tweede trap te laten lijken. We beginnen net als bij de eerste trap met  $R_c$ . Dit maal moeten we er rekening mee houden dat parallel aan  $R_c$  een load hangt van de tweede schakeling.  $R_c = R_c || R_L$ . ( $R_L = R_3 || R_4 || R_{in(base2)}$ )

$R_L = (22 || 555k) / (82 + 22) \Rightarrow R_L = 204k$ . In de vorige schakeling was  $R_c$  gelijk aan 10k dus in deze schakeling proberen we dit weer te bereiken.  $10k = R_c || 204k \Rightarrow R_c = 10.5k$

We weten de maximale  $V_{out}$  (bij trap 2 hebben we 15Vpp gepakt dus hier  $\sqrt{15Vpp} = 3.9Vpp$ ).

We berekenen de maximale  $I_c$ . Deze is  $I_c = V_{out} / R_c \Rightarrow I_c = 0.37 mA$

Om een stabiele versterker te krijgen gaan we ervan uit dat  $V_{re} = \sqrt{V_{re(trap2)}} \Rightarrow 2.23V$ .

Met deze gegevens kunnen we  $R_e$  berekenen.  $R_e = V_{re} / I_e \Rightarrow R_e = \sim 6k$ .

Basis-voltage =  $V_{re} + V_{be} \Rightarrow V_b = 2.86V$ .

Nu gaan we de bias weerstanden instellen zodat de net bepaalde  $V_b$  ongeveer geldt.

$$V_b = (R_2 \parallel R_{in(base)}) / (R_1 + R_2 \parallel R_{in(base)}) * V_{CC}$$

$$R_{in(base)} = \beta_{dc} * (R_{e1.1} + R_{e1.2})$$

We weten dat  $R_e = 6k$  maar  $R_e$  bestaat uit twee weerstanden.  $R_{e1.1}$  zorgt voor de versterking volgens de formule ( $A_v = R_c / (R_{e2.1} + R'_{e'})$ ) en  $R_{e1.2}$  zorgt samen met  $R_{e1.1}$  voor de bias instelling. Omdat we een versterking van maximaal 60x willen bereiken kunnen we nu  $R_{e1.1}$  bepalen.

$$\text{Eerst berekenen we } R'_{e'} : (R'_{e'} = 25mV / I_e) \Rightarrow R'_{e'} = 6.75 \text{ Ohm}$$

$A_v$  van trap 1 moet maximaal  $7.74 \times (\sqrt{60})$  zijn.

$$\text{Nu brekenen we } R_{e1.1} : 7.74 = 10.5k / (R_{e1.1} + 6.75ohm) \Rightarrow R_{e1.1} = 1k3$$

$$R_e = R_{e1.1} + R_{e1.2} \Rightarrow R_{e1.2} = 4k7$$

Met deze gegevens is de  $R_{in(base)}$  te bepalen:

$$R_{in(base)} = 165 * (R_{e1.1} + R_{e1.2}) \Rightarrow R_{in(base)} = 990k$$

We vullen dit nu allemaal weer bij de formule van  $V_s$ :

$$2.86 = (R_2 \parallel 990k) / (R_1 + R_2 \parallel 990k) * V_{CC}$$

$$V_{R2} = V_{be} + V_{re} \Rightarrow 2.86v$$

$$V_{R1} = V_{CC} - V_{R2} \Rightarrow 22.14$$

De weerstanden moeten dus een verhouding hebben van ongeveer  $R_2 : R_1$  1 : 7.75

Onze ingangweerstand moet groter zijn dan 10K dus nemen we voor weerstand  $R_1 = 150k$  en  $R_2 = 18K$ . We vullen alle waardes in:

$$V_s = (18k \parallel 990k) / (150k + 18k) * 25 \Rightarrow V_s = 2.23V$$

Nu we alle weerstanden hebben berekend moeten we nog de condensator  $C_2$  berekenen:

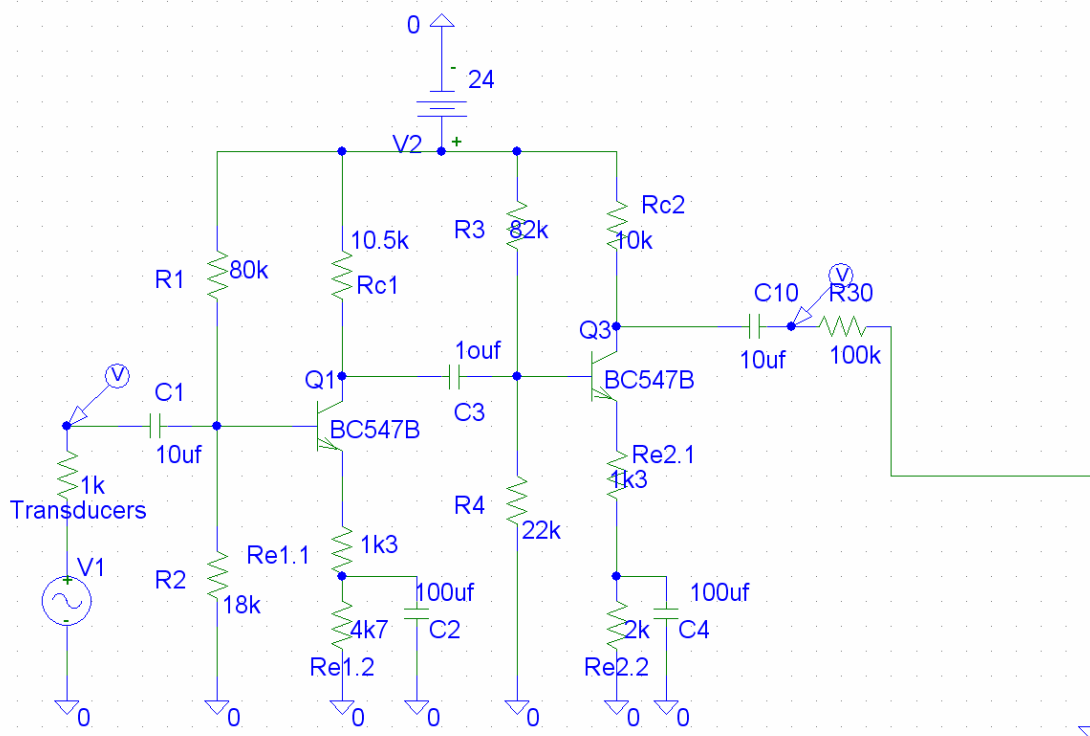
De impedantie van  $C_2$  veel kleiner zijn dan  $R_{e1.1}$

Voor condensator  $C_2$  moet gelden :  $10 * X_c < R_{e1}$

$$R_{e1} = 1.3k \text{ dus } X_c = 130 \text{ (formule berekenen } C_2 \Rightarrow C_2 = 1 / (2 * \pi * f(\text{min}) * X_c))$$

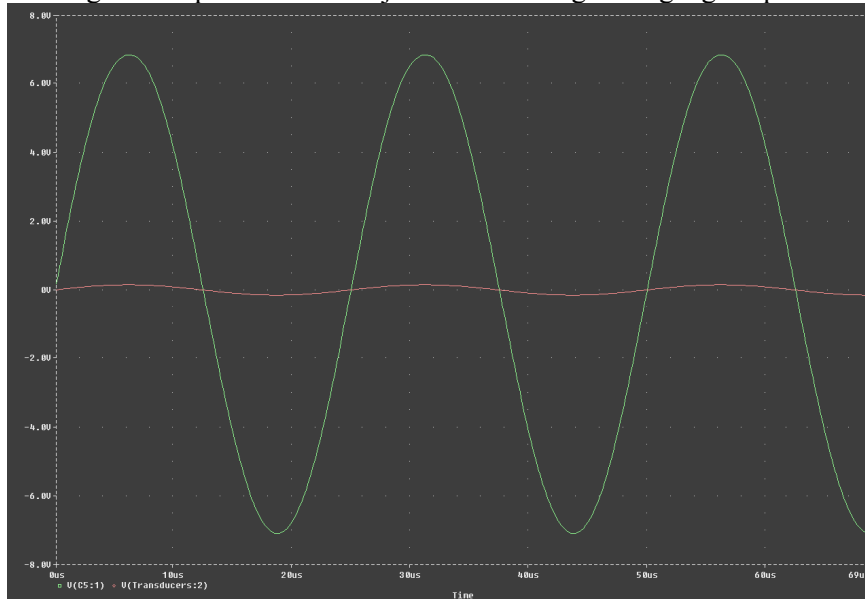
$$C_2 = 1 / (2 * \pi * 39000 * 1300) \Rightarrow \text{(minstens) } C_2 = 31 \text{ nF (we gebruiken } 1 \mu\text{F)}$$

Het uiteindelijke schema is als volgt:



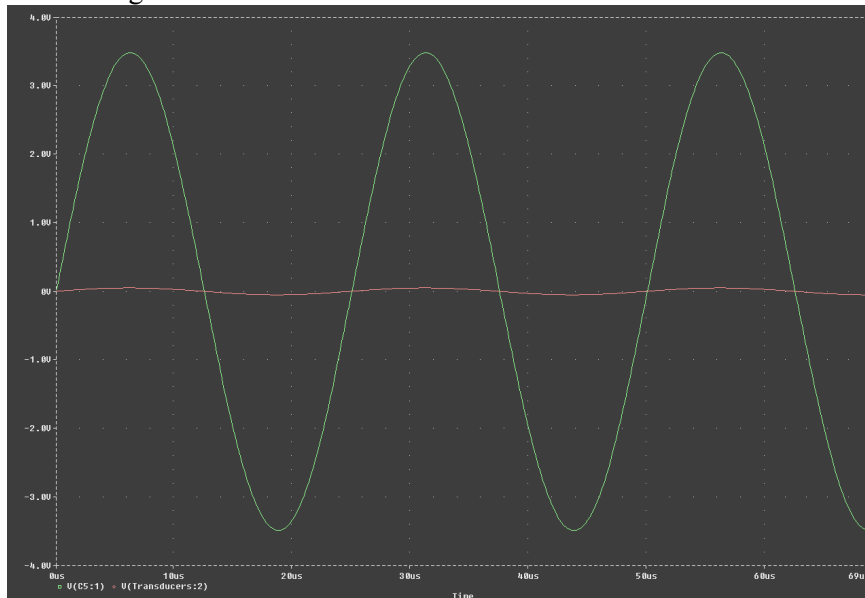
## Simulatie Pspice

Als we de versterking instellen op de maximale uitgangsamplitude (12Vpp, versterking  $\sim 40$ ) moeten we volgens de specificaties een juiste versterking en uitgangsamplitude krijgen zonder fasedraaing.

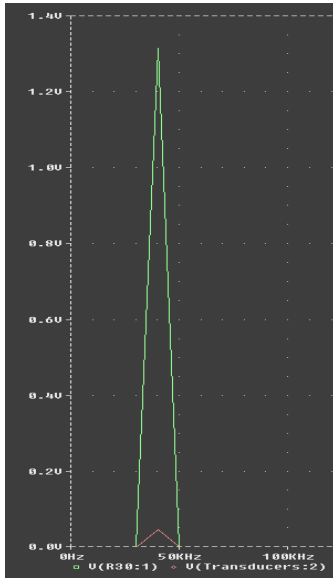


In eerste instantie kreeg ik een afgevlakte onderkant bij een signaal van 12Vpp, door de bias weerstand R3 aan te passen van 80k naar 100k is dit probleem opgelost. Dit kwam waarschijnlijk door een kleine afwijking in de berekeningen. Deze grafiek is gemaakt na de aanpassing. Aan te grafiek is te zien dat we zelfs nog hoger dan 12Vpp kunnen versterken ( $\sim 14$ Vpp). Dit betekent dat de gespecificeerde eis ruim wordt behaald.

Als we de schakeling instellen op de maximale versterking  $\sim 60$ x en het ingangssignaal op 50mV moeten we volgens de specificaties een juiste versterking en uitgangsamplitude krijgen zonder fasedraaing.



Aan de grafiek is te zien dat we zelfs nog hoger dan 60x kunnen versterken ( $\sim 70$ x). Dit betekent dat de gespecificeerde eis ruim wordt behaald.



### Fourier-analyse

Na het bekijken van het uitgangssignaal heb ik ook een fourier analyse gemaakt. Hierin is duidelijk te zien dat de versterking uit een frequentie bestaat en dat deze precies gelijk is aan het ingangssignaal. Hieruit is te concluderen dat er geen ruis of andere storende factoren door mijn versterker zijn veroorzaakt.

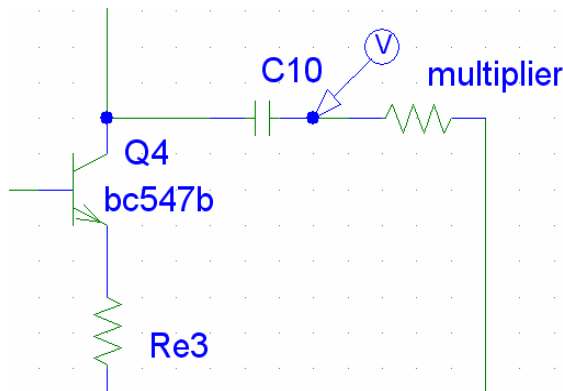
### Ingangsimpedantie

Ingangsimpedantie =  $R1 \parallel R2 \parallel R_{in}(base)$

Ingangsimpedantie = 89k, deze is groter dan 10k dus de gespecificeerde eis is ruim behaald.

### Uitgangsimpedantie

Omdat de uitgangsimpedantie zeer moeilijk onder de 100 ohm is te krijgen terwijl hij toch een versterking van 60x moet halen gebruiken we een emitter-volger om de uitgangswaerstand te verlagen.



De versterking is ongeveer 1 en de uitgangswaerstand is zeer laag (te verwaarlozen). Wel moeten we er weer rekening mee houden dat de emitter-volger een load op de uitgang van de tweede trap geeft.

Door weerstand  $R_{e3}$  een grote waarde te geven zal deze zo min mogelijk invloed hebben op de versterking van de vorige schakeling want:  
 Collector-waerstand(trap2) =  $R_C \parallel R_L$   
 $R_L = \beta_{dc} * R_{e3}$

Hoe groter  $R_L$  hoe dichter de waarde in de buurt van  $R_C$  komt. Omdat de versterking voornamelijk afhankelijk is van  $R_C$  zal de versterking weinig veranderen maar de impedantie toch zeer laag zijn.

### Conclusie/meetresultaten

Na testmetingen op de BC547B moeten we concluderen dat de versterking volledig volgens de gespecificeerde eisen voldoet. De juiste versterking wordt behaald zonder faseverschuiving en met de juiste ingestelde amplitude. Met variabele weerstand  $R_{c2.1}$  is de versterking in te stellen tussen ongeveer ~6 tot 60 maal en 12Vpp kan worden bereikt (met een potmeter van ~5k). De ingangs en uitgangswaerstanden zijn goedgekeurd volgens specificatie.

### Overzicht vd problemen bij het opbouwen

- Bias instellingen berekenen. De maximale amplitude 12Vpp moest bereikt worden.
- De waerstanden die voor de versterking zorgen berekenen .
- De bias waerstanden zo kiezen dan de ingangswaerstand groter is dan 10k
- De emitter-volger ontwerpen om de juiste uitgangswaerstand te verkrijgen
- Zorgen dat de schakeling niet afhankelijk is van model transistor
- Berekenen van de juiste condensator waardes
- Bekijken of de maximale versterking en amplitude werden behaald
- Aanpassen waerstand  $R_3$  van 80k naar 100k door afwijking bias berekening
- Zorgen dat er geen storing of ruis in het signaal komt