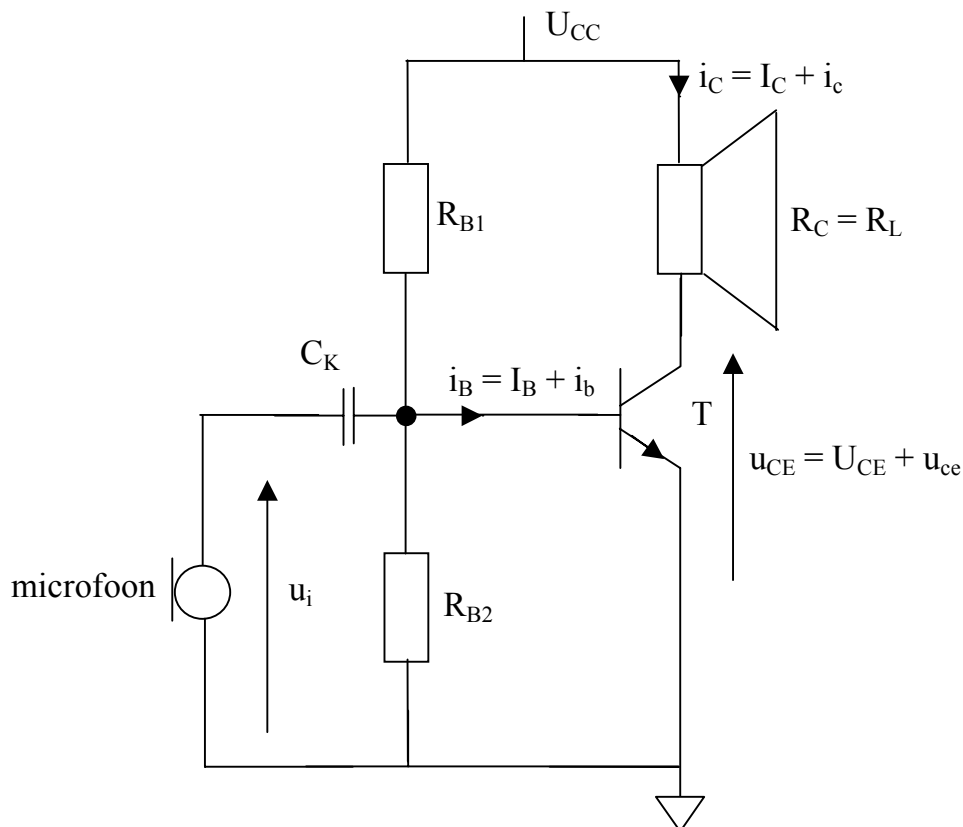


## Hoofdstuk 5: Laagfrequent vermogenversterkers

### 1: De gemeenschappelijke emitterschakeling

Beschouw de gemeenschappelijke emitterschakeling weergegeven in Figuur 5.1.



Figuur 5.1: De gemeenschappelijke emitterschakeling

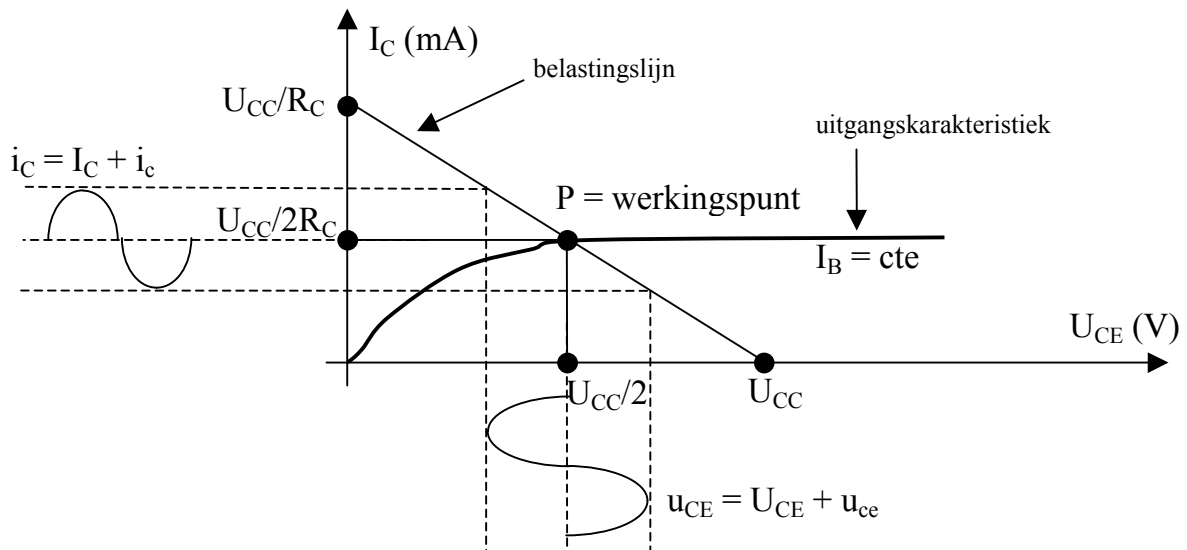
Stel dat de DC-instelling goed gekozen is zodat  $U_{CE} = U_{CC}/2$  en dat  $R_L I_C = U_{CC}/2$ .

#### 1.1: AC-signalen gesuperponeerd op een DC-instelling

Aan de ingang genereert een microfoon een te versterken sinusvormig AC-signaal  $u_i(t)$  welke via een koppelcondensator  $C_K$  aangelegd wordt. Samen met de DC-instelling zorgt dit er voor dat elke stroom en elke spanning in de schakeling bestaat uit een DC-gedeelte met daarop een sinusvormige AC-component gesuperponeerd. Zo geldt onder meer dat  $i_B = I_B + i_b$ ,  $i_C = I_C + i_c$  en dat  $u_{CE} = U_{CE} + u_{ce}$ .

Dank zij het aangelegde AC-signaal wordt dus een  $i_B = I_B + i_b$  bekomen. De schakeling versterkt dit signaal en zorgt voor een groter AC-signaal aan de uitgang ( $i_C = I_C + i_c$  en  $u_{CE} = U_{CE} + u_{ce}$ ). Het AC-signaal staat eveneens versterkt over de luidspreker met weerstand  $R_L$ .

We gaan er van uit dat  $u_i(t)$  sinusvormig is en we gaan er ook van uit dat de versterker niet voor een vervorming zorgt. We krijgen dan ook een sinusvormige spanning over de luidspreker welke gesuperponeerd is op de rust-instelspanning  $R_L I_C = U_{CC}/2$ .



Figuur 5.2: AC-sigitaal gesuperponeerd boven op een DC-instelling

Bemerk op Figuur 5.2 dat de ligging van de belastingslijn bepaald wordt door  $U_{CC}$  en  $R_C$  (eigenlijk  $U_{CC}/R_C$ ). Bemerk verder dat de helling van de belastingslijn bepaald is door  $R_C$ . Het werkingpunt  $P$  is het snijpunt van die belastingslijn en de gepaste uitgangskarakteristiek van de transistor. Zoals u weet, bepaalt de grootte van de basisstroom welke uitgangskarakteristiek er hier relevant is.

Bij een goede DC-instelling is  $U_{CE} = U_{CC}/2$  en is  $R_L I_C = R_C I_C = U_{CC}/2$ . Zoals we al weten, is er boven op die DC-instelling een AC-sigitaal gesuperponeerd. Ook dit wordt weergegeven in Figuur 5.2.

### 1.2: Het rendement

De spanningsbron levert aan de schakeling van Figuur 5.1 een ogenblikkelijk vermogen  $U_{CC}(I_C + i_c)$ . Aangezien de AC-component gemiddeld gelijk is aan nul, is het gemiddeld vermogen welke de schakeling opneemt gelijk aan  $U_{CC}I_C$ .

We willen niet hebben dat  $u_{CE}$  vastloopt op de voedingsspanning of op de massa (onder meer omdat dit voor een grote vervorming zorgt). Dit betekent dat de maximale amplitude van  $u_{ce}$  gelijk is aan  $U_{CC}/2$ . Bijgevolg is ook de maximale amplitude van de AC-component van de luidsprekerspanning is gelijk aan  $U_{CC}/2$ .

De AC-component van de stroom door de luidspreker heeft een maximale amplitude  $U_{CC}/2R_C = U_{CC}/2R_L = I_C$ .

Het nuttig vermogen is het AC-vermogen dat naar de belastingsweerstand  $R_L$  (dus de luidspreker) gestuurd wordt. Dit nuttig vermogen is gelijk aan de effectieve waarde van de spanning vermenigvuldigd met de effectieve waarde van de stroom. Dit betekent dat het nuttig vermogen

$$P_n = (U_{CC}/\sqrt{2})(I_C/\sqrt{2}) = U_{CC}I_C/4 = U_{CC}^2/8R_L.$$

Zoals we al weten is het totaal verbruikte vermogen van de schakeling gelijk aan

$$P_t = U_{CC}I_C = U_{CC}^2/2R_L.$$

Dit alles betekent dat een rendement

$$\eta = P_n/P_t = 1/4 = 25 \%$$

bekomen wordt.

Pas op, dit rendement wordt enkel verkregen in het ideale geval waarbij in het werkpunt P,  $U_{CE} = U_{CC}/2$  en  $I_C = U_{CC}/2R_C$ . Bovendien moet de AC-spanning over de luidspreker een amplitude  $U_{CC}/2$  hebben en moet de AC-component van de stroom een amplitude  $I_C/2$  hebben.

Van zodra het aan de uitgang bekomen AC-sigitaal kleiner is, is  $P_n$  kleiner (bij een gelijk blijvende  $P_t$ ) zodat  $\eta < 25 \%$ . Die 25 % is dan ook het maximaal haalbare rendement. Als we de stromen door  $R_{B1}$  en  $R_{B2}$  in rekening brengen kan zelfs die 25 % niet eens gehaald worden.

Het is dan ook duidelijk dat de schakeling van Figuur 5.1 enkel gebruikt kan worden bij lage vermogens. Van zodra de vermogens iets groter worden, moet gezocht naar schakelingen die een groter rendement bieden.

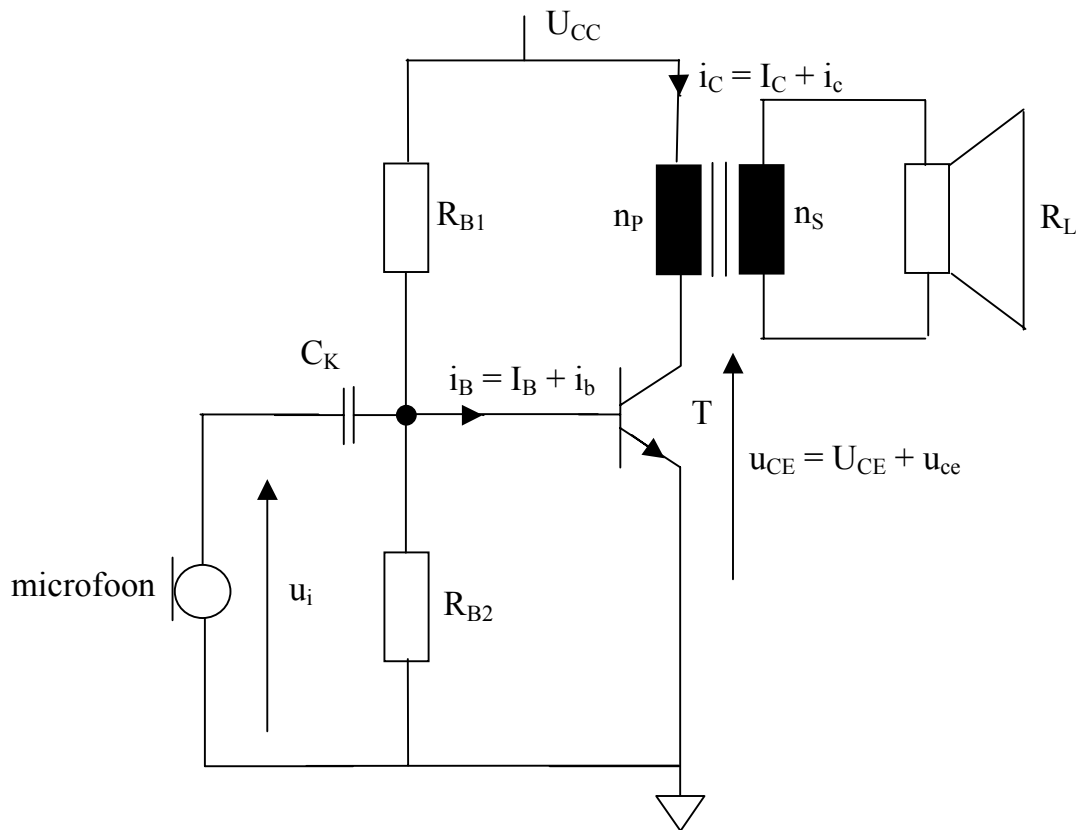
## 2: De klasse A versterker

Merk vooreerst op dat de gemeenschappelijke emitterschakeling van Figuur 5.1 ook een klasse A versterker is. Het is namelijk een versterker waarbij de transistor de gehele periode geleidt. Er is één transistor T die zowel tijdens de positieve als tijdens de negatieve alternantie van het AC-sigitaal geleidt.

Als u Figuur 5.3 vergelijkt met Figuur 5.1, ziet u dat deze schakelingen erg goed op elkaar gelijk zijn. Alleen is er nu een transformator bijgeplaatst en is de luidspreker gevoed via de secundaire wikkeling van deze transformator.

### 2.1: De DC-instelling

Bemerk wel dat bij Figuur 5.3 de DC-instelling anders is dan bij Figuur 5.1. Inderdaad, stel dat de ohmse weerstand van de primaire wikkeling van de transformator verwaarloosbaar klein is. Dit betekent dat er over de primaire wikkeling van de transformator geen DC-spanning staat zodat  $U_{CE} = U_{CC}$  (en niet  $U_{CC}/2$ ).



Figuur 5.3: De klasse A versterker

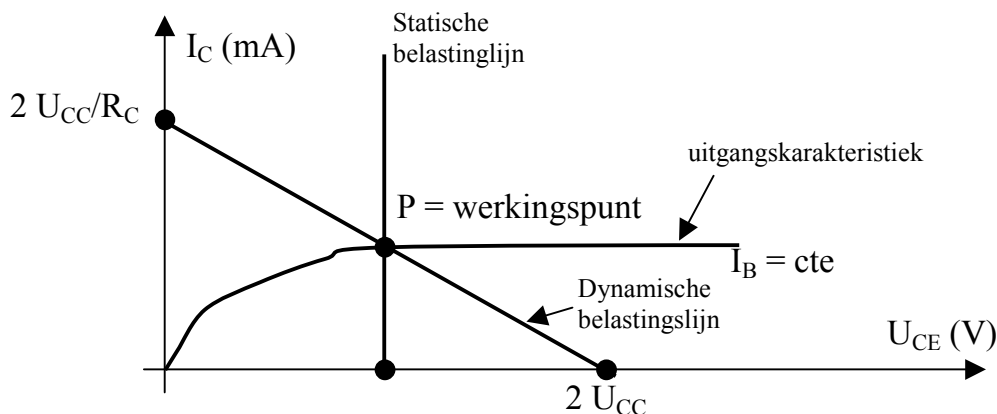
De instelstroom  $I_C$  wordt bepaald door het snijpunt van de belastingslijn en de gepaste uitgangskarakteristiek van de transistor. Zoals u weet, bepaalt de grootte van de basisstroom welke uitgangskarakteristiek er hier relevant is. De grootte van de basisstroom wordt bepaald door de keuze van de weerstanden  $R_{B1}$  en  $R_{B2}$  (zie Figuur 5.4).

De belastinglijn, welke het instelpunt P bepaalt, is de zogenaamde statische belastingslijn. Indien we de ohmse weerstand van de transformator verwaarlozen, dan is de statische belastinglijn een verticale rechte waarbij  $U_{CE} = U_{CC}$ .

Figuur 5.4 toont het verloop van die statische belastinglijn. Het snijpunt met de gepaste uitgangskarakteristiek levert het werkpunt P op. Er moet wel voor gezorgd worden dat het vermogen welke in de transistor T gedissipeerd wordt in dat punt P kleiner is dan het maximaal toelaatbaar vermogen.

De statische belastingslijn is vertikaal omdat de transformator zich voor DC-signalen als een kortsluiting gedraagt. Welnu, voor AC-signalen gedraagt de transformator zich niet als een kortsluiting. Met een goede benadering gedraagt de transformator zich ohms en heeft ze vanuit de primaire klemmen gezien een AC-weerstand gelijk aan  $R_C = (n_P/n_S)^2 R_L$ .

Naast die verticale statische belastingslijn, is er ook een dynamische belastingslijn welke ook door het werkpunt P loopt doch wiens helling bepaald wordt door  $R_C = (n_P/n_S)^2 R_L$ .



Figuur 5.4: Statische en dynamische belastingslijnen

Het werkpunt P is vastgelegd als het snijpunt tussen de uitgangskarakteristiek en de statische belastingslijn. Via een gepaste  $I_B$  wordt er dus voor gezorgd dat het gedissipeerd vermogen in P aanvaardbaar is.

De waarde van  $R_L$  kan bepaald worden via de keuze van de gebruikte luidspreker. Als  $R_L$  vast zou liggen, dan kan  $R_C$  nog vrij gekozen worden door  $n_P/n_S$  (dus de transformator) gepast te kiezen. Via die keuze van de transformator kan er dus altijd voor gezorgd worden dat de dynamische belastingslijn de  $U_{CE}$ -as snijdt bij  $2U_{CC}$  (als gevolg hiervan zal de  $I_C$ -as gesneden worden in het punt  $2U_{CC}/R_C$ ).

Merk op dat we hier een onderscheid maken tussen de statische belastingslijn en de dynamische belastingslijn. In Paragraaf 1.1 en Figuur 5.2 maakten we dit onderscheid niet. De statische en de dynamische belastingslijn zijn daar aan elkaar gelijk. Daarom spraken we eenvoudigweg van de belastingslijn.

## 2.2: AC-signalen gesuperponeerd op een DC-instelling

Aangezien  $U_{CE} = U_{CC}$ , kan de AC-component  $u_{ce}$  ( $u_{CE} = U_{CE} + u_{ce}$ ) een amplitude gelijk aan  $U_{CC}$  bereiken. Dit betekent meteen dat ook de AC-uitgangsspanning over de primaire van de transformator een amplitude van  $U_{CC}$  kan bereiken. Dit is hier dan wel een zuivere AC-spanning, dus zonder een DC-component.

Het feit dat  $u_{CE} = U_{CE} + u_{ce}$  waarbij  $U_{CE} = U_{CC}$  en  $u_{ce}$  een maximale amplitude van  $U_{CC}$  kan hebben verklaart waarom het snijpunt van de dynamische belastingslijn met de  $U_{CE}$ -as op de waarde  $2U_{CC}$  gekozen is.

De AC-component van de stroom door de primaire wikkeling van de transfo heeft een maximale amplitude  $U_{CC}/R_C$ . Teken zelf Figuur 5.4 opnieuw en teken (naar analogie met Figuur 5.2) het verloop van  $u_{CE}$  en  $i_C$  bij een maximale amplitude. Teken ook  $u_{CE}$  en  $i_C$  wanneer de AC-component een kleinere amplitude heeft (dit krijgt u bijvoorbeeld bij het kleiner maken van  $u_i$ ).

### 2.3: Het rendement

Het nuttig vermogen is het AC-vermogen dat naar de belastingsweerstand  $R_L$  (dus de luidspreker) gestuurd wordt. Dit nuttig vermogen is gelijk aan de effectieve waarde van de spanning vermenigvuldigd met de effectieve waarde van de stroom. Dit betekent dat het nuttig vermogen

$$P_n = (U_{CC}/\sqrt{2})(I_C/\sqrt{2}) = U_{CC}I_C/2.$$

Zoals we al weten is het totaal verbruikte vermogen van de schakeling gelijk aan

$$P_t = U_{CC}I_C.$$

Dit alles betekent dat een rendement

$$\eta = P_n/P_t = 1/2 = 50 \%$$

bekomen wordt.

Het is hier belangrijk om op te merken dat het haalbare rendement van 50 % het dubbele is van het rendement bekomen in Paragraaf 1.2. Dus het bijplaatsen van een gepaste transformator kan het haalbare rendement verdubbelen.

Pas op, dit rendement wordt enkel verkregen in het ideale geval waarbij in het werkingpunt P,  $U_{CE} = U_{CC}$  en  $I_C = U_{CC}/R_C$ . Bovendien moet de AC-spanning over de luidspreker een amplitude  $U_{CC}$  hebben en moet de AC-component van de stroom gelijk zijn aan  $I_C$ .

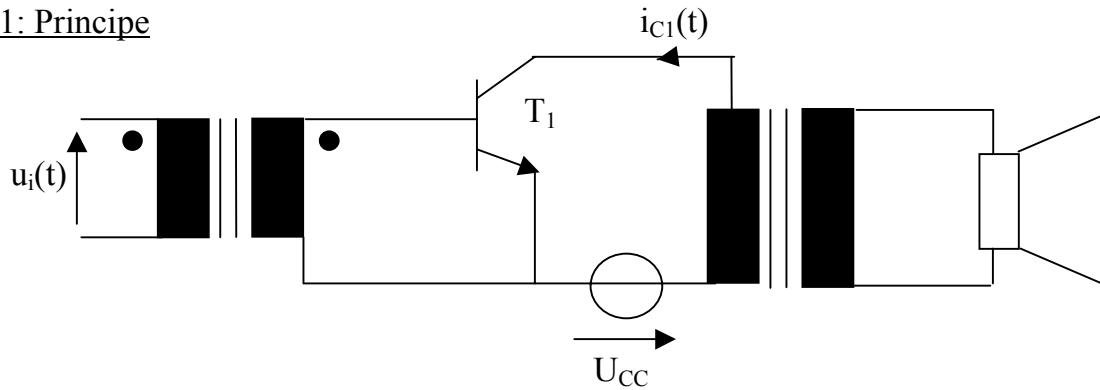
Van zodra het aan de uitgang bekomen AC-signaal kleiner is, is  $P_n$  kleiner (bij een gelijk blijvende  $P_t$ ) zodat  $\eta < 50 \%$ . Die 50 % is het maximaal haalbare rendement. Als we de stromen door  $R_{B1}$  en  $R_{B2}$  in rekening brengen kan zelfs die 50 % niet eens gehaald worden.

Het is dan ook duidelijk dat de schakeling van Figuur 5.3 enkel gebruikt kan worden bij lage vermogens (een rendement van 50 % is nog steeds laag). Van zodra de

vermogens iets groter worden, moet gezocht naar schakelingen die een groter rendement bieden. Een belangrijke verbetering van het rendement kan bekomen worden door over te stappen van een klasse A naar een klasse B versterker.

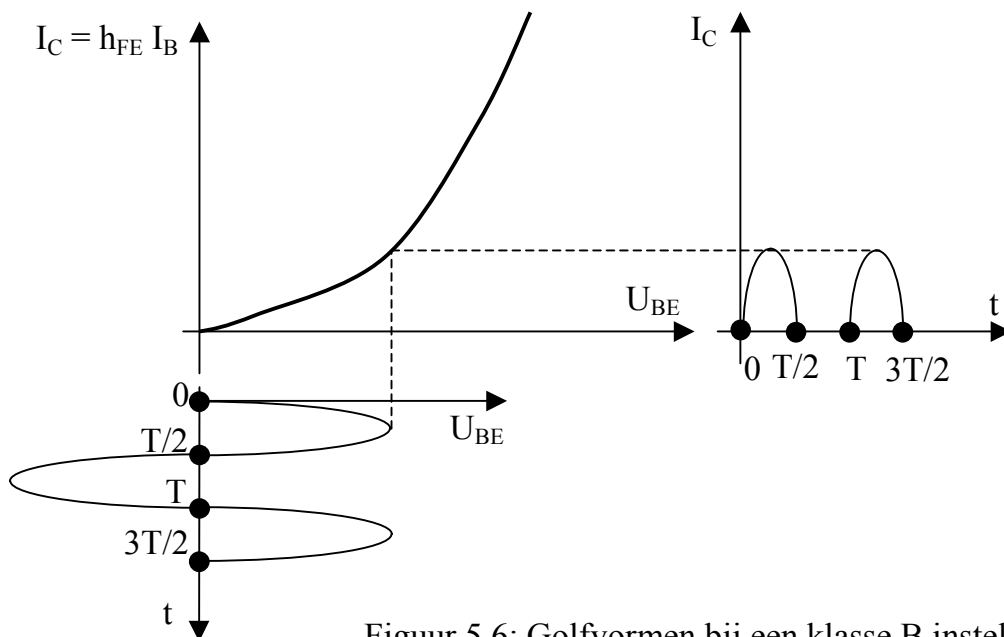
### 3: De klasse B versterker

#### 3.1: Principe



Figuur 5.5: Klasse B versterker

Beschouw eerst de schakeling van Figuur 5.5. Aan de ingang van de linkse transformator wordt een sinusvormig signaal  $u_i(t)$  aangelegd welke men wil versterken. Aan de secundaire zijde van die linkse transformator vinden we hetzelfde ingangssignaal  $u_i(t)$  terug (de transfo is een scheidingstransfo met evenveel primaire als secundaire windingen). Dit betekent meteen dat  $u_{be}(t) = u_i(t)$ . De basis emitter spanning bevat hier geen gelijkspanningscomponent.



Figuur 5.6: Golfvormen bij een klasse B instelling

Op de tijdstippen  $t$  waar  $u_i(t) < 0$ , geleidt de transistor  $T_1$  niet en is  $i_{C1}(t) = 0$ . Op de tijdstippen  $t$  waar  $u_i(t) > 0$ , dan geleidt de transistor  $T_1$  wel en is  $i_{C1}(t) > 0$ . De transistor  $T_1$  geleidt dus gedurende de helft van de periode (terwijl de transistor bij een klasse A versterker tijdens de volledige periode geleidt). De relatie tussen  $u_i(t) = u_{be}(t)$  en  $i_{C1}(t)$  is weergegeven in Figuur 5.6.

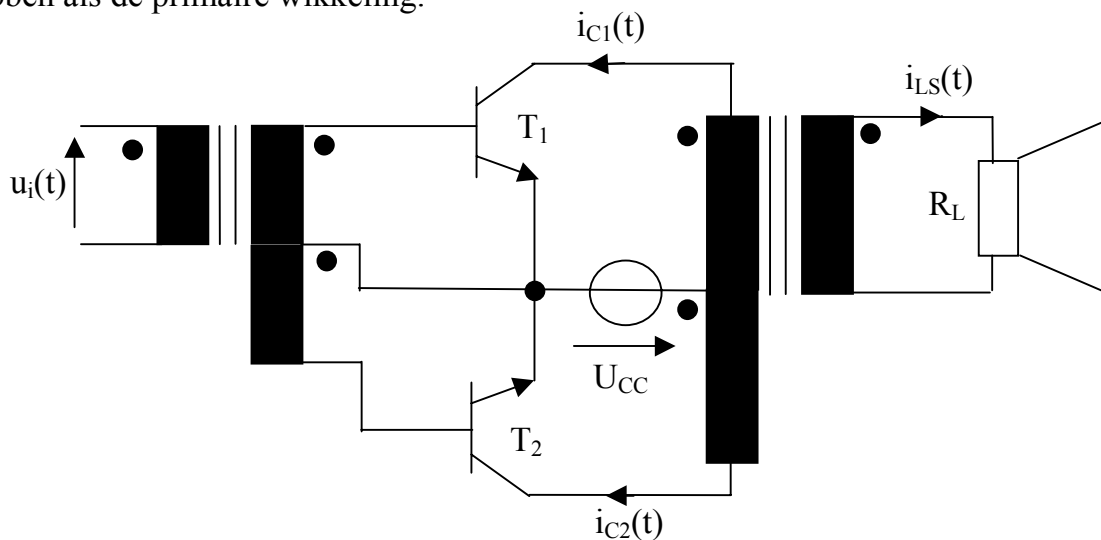
In realiteit zorgt de niet-lineariteit van de  $U_{BE}$ - $I_C$ -karakteristiek van de transistor er wel voor dat de doorgelaten positieve alternanties van  $u_i(t) = u_{be}(t)$  aanleiding geven tot een vervormde collectorstroom. De vervorming bij een klasse B versterker is groter dan bij een klasse A versterker. In deze cursus verwaarlozen we echter deze vervorming.

De pulsformige collectorstroom van de transistor vloeit eveneens door de primaire wikkeling van de rechtse transformator.

### 3.2: De volledige schakeling

Door twee keer de schakeling van Figuur 5.5 te combineren, bekomen we een volledige klasse B versterker zoals weergegeven in Figuur 5.7.

Bemerk dat aan de primaire wikkeling van de linkse transformator de ingangsspanning  $u_i$  aangelegd wordt. Deze linkse transformator heeft twee secundaire wikkelingen waarbij we er van uitgaan dat beide secundaire wikkelingen evenveel windingen hebben als de primaire wikkeling.



Figuur 5.7: Klasse B versterker

Ga zelf na dat bij een positieve  $u_i(t)$  de bovenste transistor  $T_1$  geleidt en dat de onderste transistor  $T_2$  dan niet geleidt. Ga ook na dat bij een negatieve  $u_i(t)$  de onderste transistor  $T_2$  geleidt en dat de bovenste transistor  $T_1$  dan niet geleidt.

Bemerk dus dat bij een positieve  $u_i(t)$  er een stroom door de bovenste primaire wikkeling vloeit van de rechtse transformator ( $i_{C1}(t) > 0$ ). Bemerk verder dat bij een



negatieve  $u_i(t)$  er een stroom door de onderste primaire wikkeling vloeit van de rechtse transformator ( $i_{C2}(t) > 0$ ). Als gevolg hiervan vloeit er een AC-stroom door de secundaire wikkeling van de rechtse transformator die de luidspreker voedt.

We gaan er ook bij deze rechtse transformator van uit dat de secundaire wikkeling even veel windingen heeft als elke afzonderlijke primaire wikkeling.

Teken zelf onder elkaar het verloop van  $u_i(t)$ ,  $i_{C1}(t)$ ,  $i_{C2}(t)$  en de luidsprekerstroom  $i_{LS}(t)$ . Teken tenslotte ook de uitgangsspanning over de luidspreker. Bemerkt dan ook dat (op de vervorming na) de uitgangsspanning een sinus is net zoals  $u_i(t)$ . Het ingangssignaal is dus ook hier gewoon versterkt.

### 3.3: Het rendement

Het nuttig vermogen is het AC-vermogen dat naar de belastingsweerstand  $R_L$  (dus de luidspreker) gestuurd wordt. Dit nuttig vermogen is gelijk aan de effectieve waarde van de spanning vermenigvuldigd met de effectieve waarde van de stroom. Dit betekent dat het nuttig vermogen

$$P_n = (U_{CC}/\sqrt{2})(U_{CC}/R_L\sqrt{2}) = U_{CC}^2/2R_L.$$

De hier berekende  $P_n$  is de maximaal haalbare  $P_n$ . Inderdaad, de amplitude van het AC-signaal is maximum  $U_{CC}$  zodat  $U_{CC}/R_L$  de hiermee overeenstemmende amplitude van de stroom is.

Zoals we al weten, is het totaal verbruikte vermogen van de schakeling gelijk aan het product van  $U_{CC}$  met de gemiddelde waarde van de stroom welke die spanningsbron  $U_{CC}$  levert. Die gemiddelde waarde van de stroom is gelijk aan de gemiddelde waarde van  $|i_{LS}(t)|$ .

Aangezien de amplitude van  $i_{LS}(t)$  gelijk is aan  $U_{CC}/R_L$ , is de gemiddelde waarde van  $|i_{LS}(t)|$  gelijk aan  $(U_{CC}/R_L)(2/\pi)$ . Bijgevolg geldt dat

$$P_t = (U_{CC}^2/R_L)(2/\pi).$$

Dit alles betekent dat een rendement

$$\eta = P_n/P_t = \pi/4 = 78 \%$$

bekomen wordt.

Constaateer eerst en vooral dat het behaalde rendement bij de klasse B versterker van Figuur 5.7 hoger ligt dan de rendementen van de klasse A versterkers van Figuur 5.3 en Figuur 5.1. Maar zeker even belangrijk is het feit dat het rendement van 78 % ook gehaald wordt indien slechts een klein signaal versterkt wordt.

Herinner u dat bij een klasse A versterker de rendementen van 25 % en 50 % enkel gehaald werden bij een maximale AC-amplitude. Hier wordt het rendement van 78 % ook gehaald indien slechts een klein signaal versterkt wordt. Reken dit zelf na! Er is bij een klasse B versterker namelijk geen energie verslindende DC-instelling.

#### 4: De klasse AB versterker

##### 4.1: De vervorming van een klasse B en een klasse AB versterker

In Paragraaf 3 zijn we er steeds van uit gegaan dat de klasse B versterker het te versterken signaal niet vervormt. De realiteit is echter anders, een klasse B versterker genereert flink wat vervorming. De vervorming van een klasse B versterker is groter dan de vervorming van een klasse A versterker. Die vervorming is vooral te wijten aan de niet lineaire  $U_{BE}$ - $I_C$ -karakteristiek van de transistor, vooral in de buurt van  $I_C = 0$ .

Indien men er nu echter voor zorgt dat er een kleine instelstroom  $I_C$  door de transistoren vloeit, bekomt men een klasse AB versterker. Een klasse AB versterker heeft een kleinere vervorming dan een klasse B versterker.

Inderdaad, bij een klasse B versterker treedt de vervorming vooral op tijdens (en dicht bij) de nuldoorgangen van  $u_i(t)$ . Tijdens (en dicht bij) die nuldoorgangen geleidt eigenlijk noch transistor  $T_1$  noch transistor  $T_2$  (cross over vervorming). De kleine instelstroom  $I_C$  zorgt er precies voor dat tijdens de nuldoorgangen van  $u_i(t)$  zowel  $T_1$  als  $T_2$  geleiden. Wat dat betreft gedraagt de klasse AB versterker zich als een klasse A versterker.

Een klasse AB versterker is inderdaad iets tussen een klasse A en een klasse B versterker in. Er is een instelstroom  $I_C$  verschillend van nul zoals bij een klasse A versterker, doch ze is flink kleiner. Omdat de instelstroom  $I_C$  klein is, blijft het rendement hoog net zoals bij een klasse B versterker.

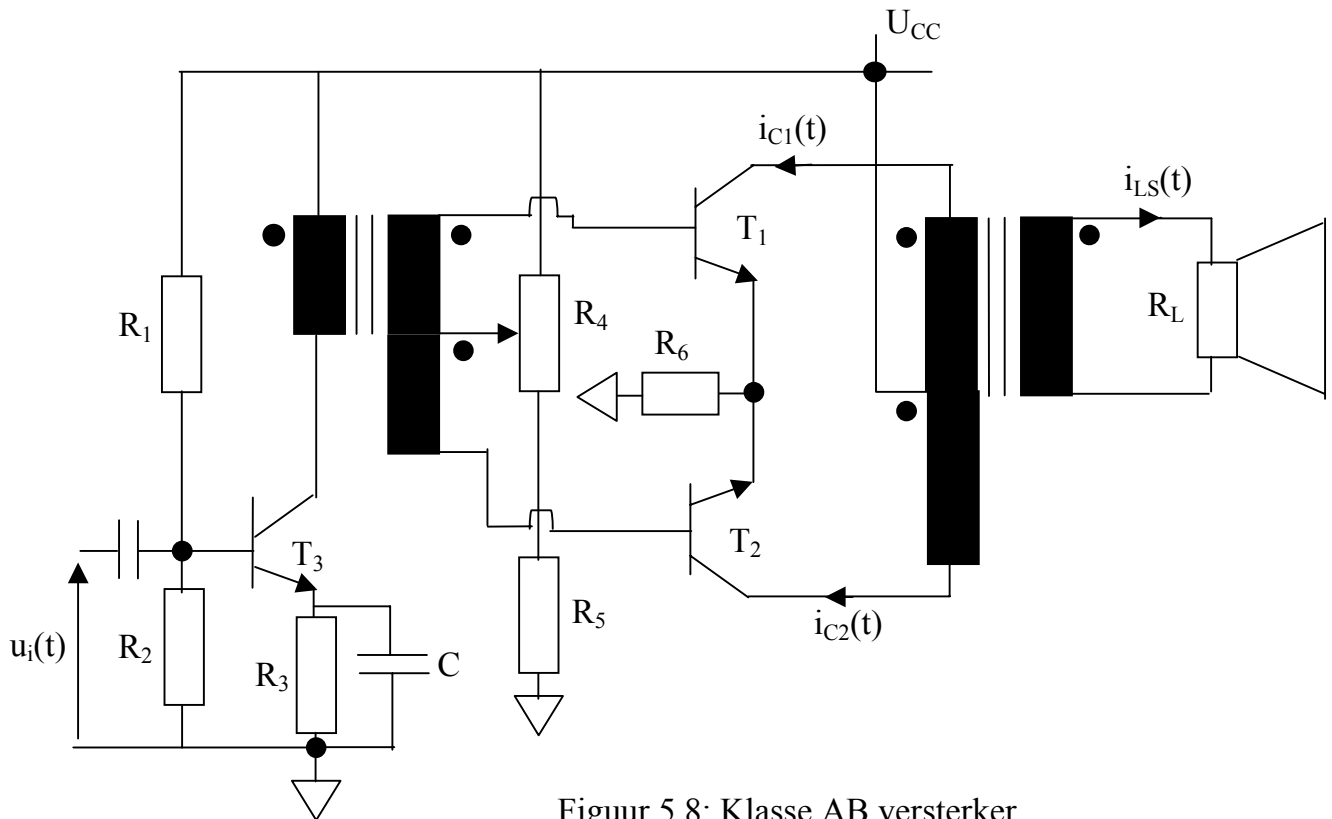
##### 4.2: Werkingsprincipe

Een klasse AB versterker wordt weergegeven in Figuur 5.8. Eigenlijk is de versterkerschakeling van Figuur 5.8 een tweetrapsversterker. De eerste versterkertrap is opgebouwd rond transistor  $T_3$  en werkt in klasse A. Het één maal versterkte signaal  $u_i(t)$  staat dan over de primaire wikkeling van de linkse transformator.

Ga zelf na hoe het AC-signaal een tweede maal versterkt wordt met behulp van  $T_1$  en  $T_2$ . Let hierbij op de sterke analogie met het werkingsprincipe van de klasse B versterker in Figuur 5.7.

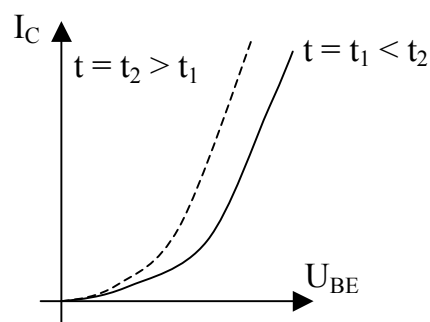
Bemerk hoe met behulp van potentiometer  $R_4$  de DC-instelling van  $T_1$  en  $T_2$  bijgeregeld kan worden. Naarmate de loper van  $R_4$  hoger ingesteld staat, zijn  $U_{BE1}$  en

$U_{BE2}$  groter waardoor ook de DC-instelstromen  $I_{C1}$  en  $I_{C2}$  groter zijn. Het zijn precies die instelstromen die de vervorming tijdens de nuldoorgangen doen dalen.



Figuur 5.8: Klasse AB versterker

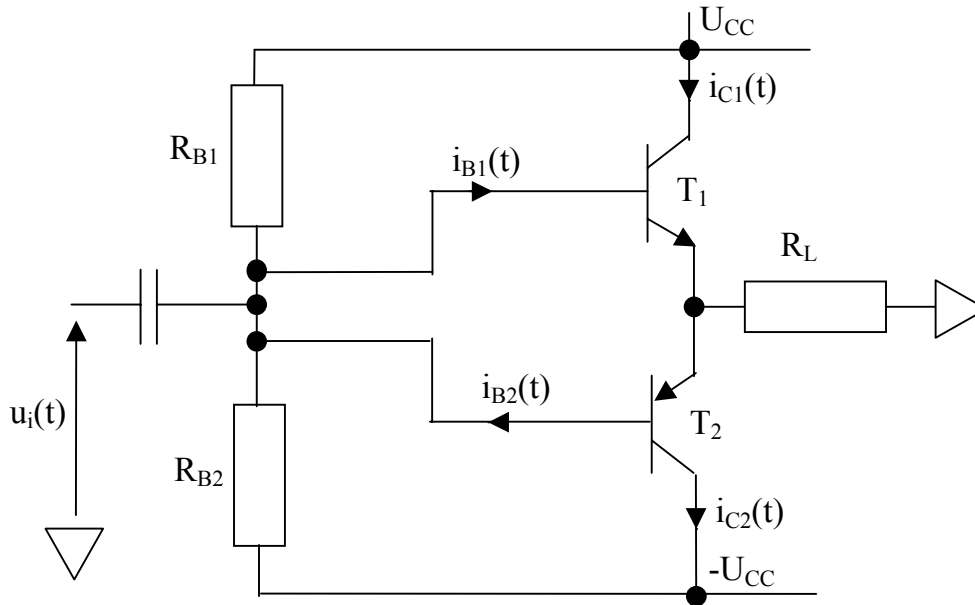
De weerstand  $R_6$  zorgt voor temperatuurstabilisatie. Via  $R_4$  is bepaald wat de som is van de basis-emitter-spanning en de spanning over  $R_6$ . Indien, ten gevolge van welke reden ook, de temperatuur van de transistoren groter wordt, dan vloeit er bij een zelfde basis-emitter-spanning een grotere stroom  $I_C$ . Dit volgt rechtstreeks uit de onderstaande Figuur 5.9.



Figuur 5.9: Temperatuursinvloed op een transistor

Dus de opwarming van de transistor zorgt er voor dat de temperatuur  $t$  stijgt van  $t_1$  naar  $t_2$ . Als gevolg hiervan stijgt de collectorstroom en de emitterstroom bij een zelfde basis-emitter-spanning. Dit zorgt echter voor een grotere spanning over  $R_6$  zodat de basis-emitter-spanning daalt. Die daling van de basis-emitter-spanning doet de collectorstroom en de emitterstroom terug dalen en maakt dus de eerdere stijging ongedaan.

### 5: Klasse B versterker zonder transformatoren



Figuur 5.10: Klasse B versterker

De klasse B versterker van Figuur 5.7 maakt net zoals de klasse AB versterker van Figuur 5.8 gebruik van transformatoren. Welnu het is perfect mogelijk een klasse B versterker of een klasse AB versterker te bouwen zonder transformator te gebruiken. Want uiteindelijk is een transformator duur.

Een klasse B versterker welke geen transformatoren nodig heeft is weergegeven in Figuur 5.10. Bemerkt dat een ander belangrijk verschil tussen Figuur 5.10 en Figuur 5.8 het feit is dat in Figuur 5.10 complementaire transistoren gebruikt worden. Er wordt met andere woorden zowel een NPN-transistor als een PNP-transistor gebruikt.

#### 5.1: De DC-instelling

Qua DC-instelling is in het ideale geval  $R_{B1}$  gelijk aan  $R_{B2}$  zodat de basissen van de beide transistoren zich op massapotentiaal bevinden. Zowel  $U_{BE1}$  als  $U_{BE2}$  zijn gelijk aan nul zodat ook  $I_{C1}$ ,  $I_{E1}$ ,  $I_{C2}$  en  $I_{E2}$  gelijk zijn aan nul. Er vloeit dan ook geen gelijkstroom door de belastingweerstand  $R_L$ . De emitter van  $T_1$  en de emitter van  $T_2$  bevinden zich dan ook op massapotentiaal. Dit betekent meteen ook dat  $U_{CE1} = U_{CC}$  en dat  $U_{CE2} = -U_{CC}$ .

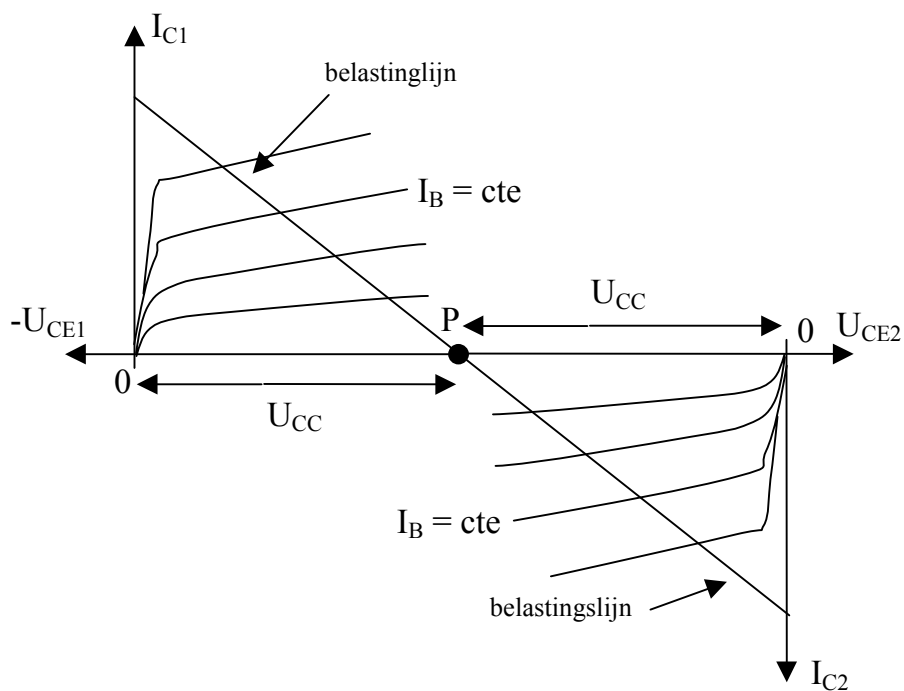
Algemeen kan gesteld worden dat ofwel (enkel)  $T_1$  in geleiding is ofwel dat (enkel)  $T_2$  in geleiding is. Als  $T_1$  in geleiding is, dan geldt dat

$$U_{CC} = U_{CE1} + R_L I_{C1}.$$

Als  $T_2$  in geleiding is, dan geldt dat

$$-U_{CC} = U_{CE2} - R_L I_{C2}.$$

Op basis van de vergelijkingen  $U_{CC} = U_{CE1} + R_L I_{C1}$  en  $-U_{CC} = U_{CE2} - R_L I_{C2}$ , zijn de belastingslijnen in Figuur 5.11 getekend.



Figuur 5.11: De belastingslijnen van een klasse B versterker

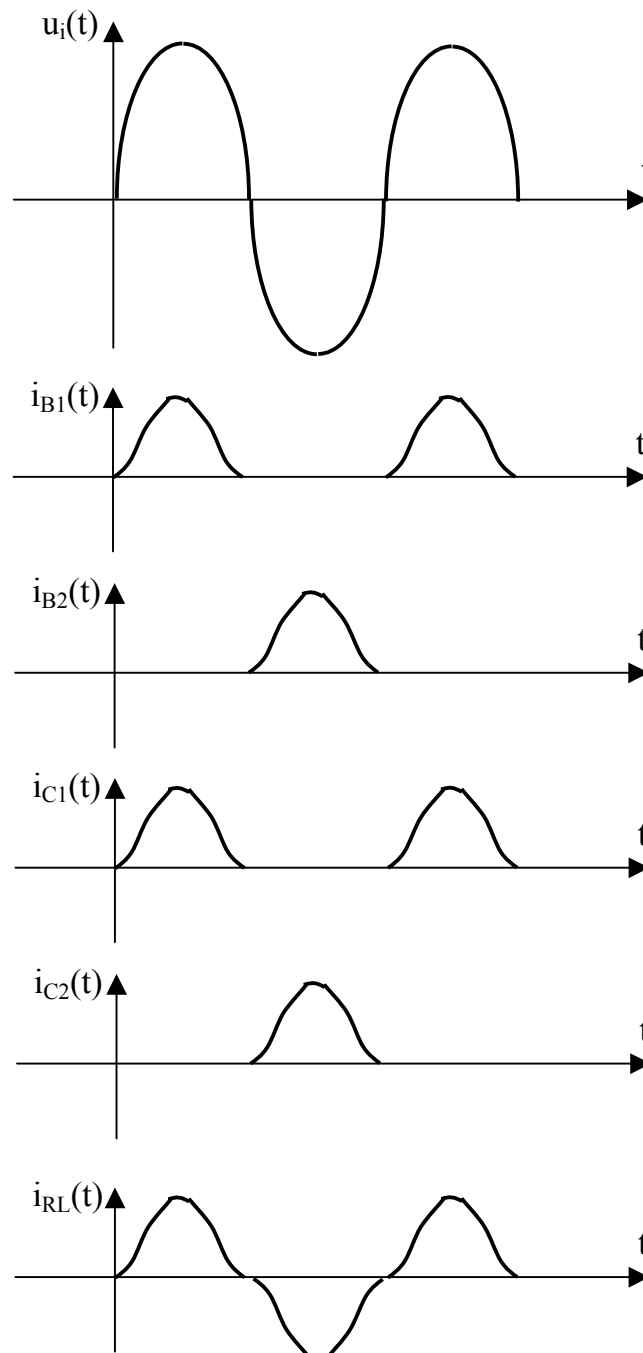
Bemerk de ligging van het instelpunt P waarbij  $I_{C1} = 0$ ,  $I_{C2} = 0$ ,  $U_{CE1} = U_{CC}$  en tenslotte  $U_{CE2} = -U_{CC}$ . Bemerk aan de zin van de assen dat bij een NPN-transistor zoals  $T_1$  de collector-emitter-spanning inderdaad positief is (dus  $-U_{CE1}$  is negatief) en dat bij een PNP-transistor zoals  $T_2$  de collector-emitter-spanning inderdaad negatief is (zie paragraaf 2.4 in Hoofdstuk 8 uit de cursus van het eerste semester). De stromen zijn qua zin steeds zo gekozen dat de collectorstromen zowel bij een NPN-transistor als bij een PNP-transistor steeds positief zijn.

## 5.2: De golfvormen

Stel dat het ingangssignaal  $u_i(t)$  sinusvormig is. Bekijk eerst wat er gebeurt tijdens de positieve alternantie van  $u_i(t)$ . Besef dat  $T_1$  in geleiding komt en dat naarmate  $u_i(t)$  een

grotere waarde aanneemt een uitgangskarakteristiek met een groter  $I_B$ -parameterwaarde geldig wordt. Constateer dat op die manier de collectorstroom van  $T_1$  groter wordt en de collector-emitter-spanning van  $T_1$  kleiner wordt. Visualiseer dit met behulp van Figuur 5.11.

Visualiseer op dezelfde manier de negatieve alternantie van  $u_i(t)$  aan de hand van Figuur 5.11.

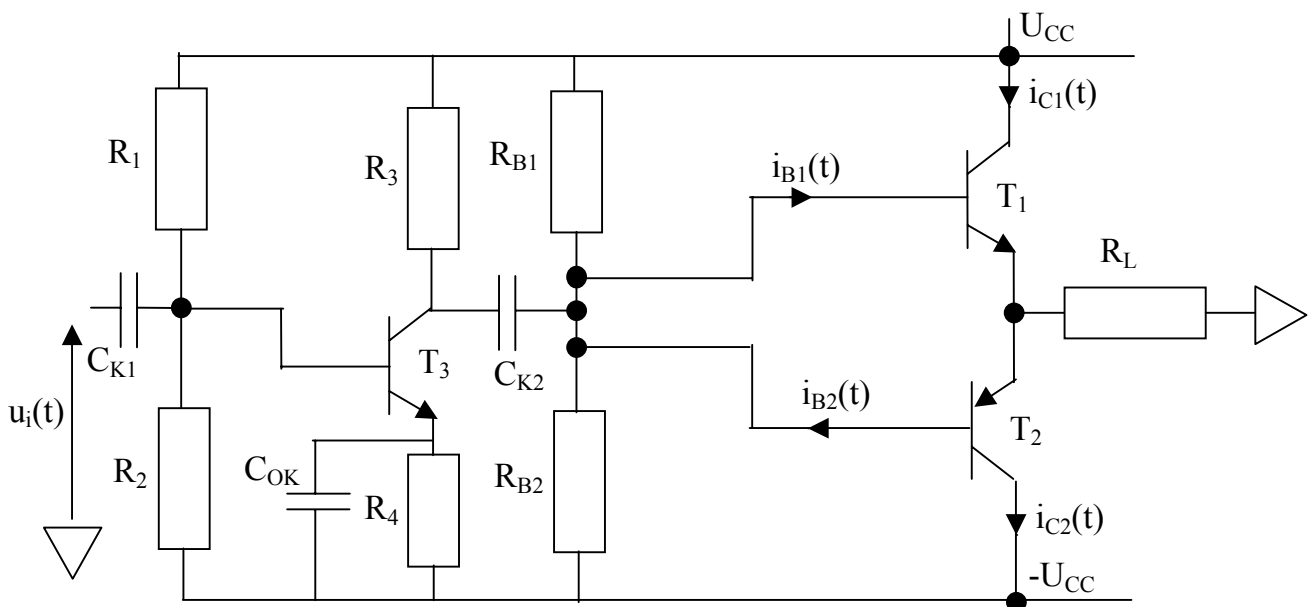


Figuur 5.12: Golfvormen klasse B versterker

Wat betreft de golfvormen krijgen we voor  $u_i(t)$ ,  $i_{B1}(t)$ ,  $i_{B2}(t)$ ,  $i_{C1}(t)$  en  $i_{C2}(t)$  de weergave van Figuur 5.12. Ten gevolge van de gekozen polariteiten, zijn deze stromen nooit negatief. De belastingsstroom  $i_{RL}(t) = i_{C1}(t) - i_{C2}(t)$  is afwisselend positief en negatief.

Bemerk wel de vervorming van de bekomen belastingsstroom  $i_{RL}(t)$  en de bekomen uitgangsspanning  $R_L i_{RL}(t)$ . Deze vervorming is vooral sterk dicht bij de nuldoorgangen. We hebben dan ook te maken met een klasse B versterker. Teneinde de vervorming kleiner te maken, kan het nuttig zijn over te stappen op een klasse AB versterker. Ook een klasse AB versterker kan opgebouwd worden zonder transformatoren. Dit wordt uitgelegd in Paragraaf 6.

### 5.3: Een tweetrapsversterker



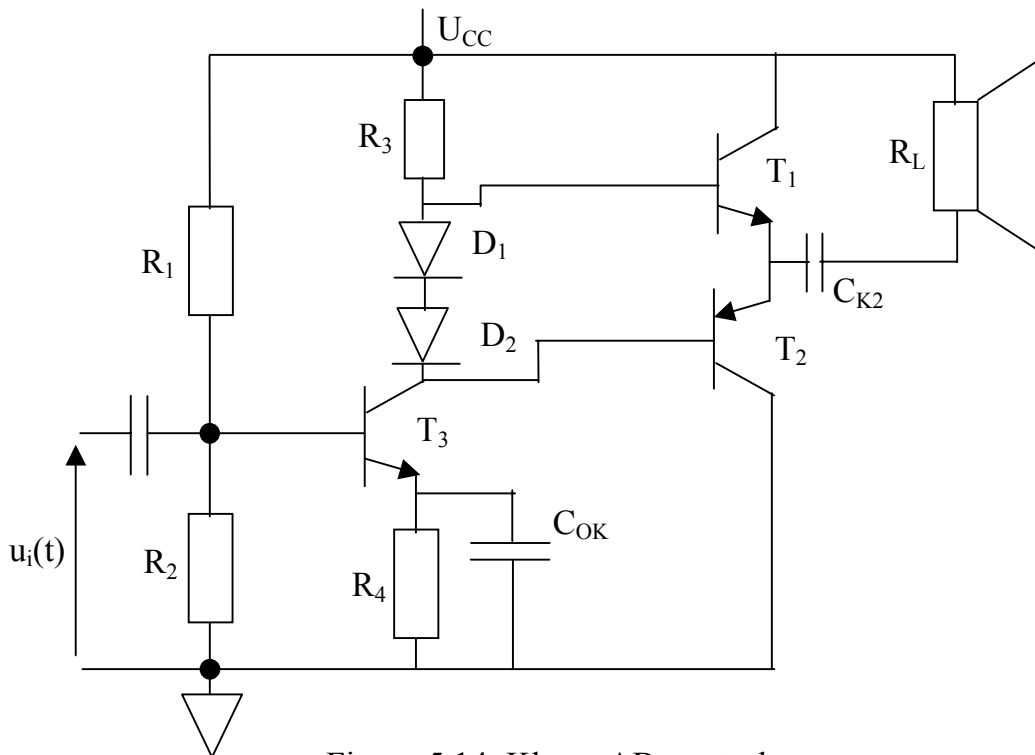
Figuur 5.13: Klasse B versterker

De klasse B versterker van Figuur 5.10 is een ééntrapsversterker. Het ingangssignaal  $u_i(t)$  wordt aangelegd aan de basissen van  $T_1$  en  $T_2$ . De belastingsweerstand  $R_L$  is verbonden met de emitters van  $T_1$  en  $T_2$ .  $T_1$  en  $T_2$  functioneren dan ook als emittervolger (GCS) en zorgen enkel voor stroomversterking. Er is geen spanningsversterking in de schakeling van Figuur 5.10.

Teneinde ook spanningsversterking te bekomen, wordt een tweetrapsversterker gebouwd. Eerst is er een voorversterker in klasse A die opgebouwd is rond een transistor  $T_3$  in GES. De tweede trap, de vermogentrap, is niet gewijzigd en werkt in klasse B. Een dergelijke schakeling vindt u terug in Figuur 5.13.

Bemerk bij Figuur 5.13 de koppelcondensator tussen de eerste trap en de tweede trap. Op die manier kan van beide trappen de DC-instelling volledig los van elkaar gedimensioneerd worden. Aan de uitgang van Figuur 5.13 vindt u de belastingsweerstand  $R_L$ . Het is mogelijk een extra koppelcondensator in serie met  $R_L$  te schakelen.

### 6: Klasse AB versterker zonder transformatoren



Figuur 5.14: Klasse AB versterker

De klasse AB versterker van Figuur 5.14 is een tweetrapsversterker net zoals de klasse B versterker van Figuur 5.13. De voorversterker is opgebouwd rond transistor  $T_3$ . Die voorversterker werkt in klasse A en is een GES. De tweede versterkertrap is een klasse AB versterker opgebouwd rond de transistoren  $T_1$  en  $T_2$ .

De eerste versterkertrap en de tweede versterkertrap zijn DC-gekoppeld. Er is dus geen koppelcondensator tussen de twee trappen aangebracht. Dit betekent dat de DC-instelling van beide trappen elkaar beïnvloeden en als één geheel uitgerekend worden. Op het uitrekenen van die DC-instelling gaan we echter niet dieper in.

De tweede versterkertrap is ingesteld in klasse AB en niet in klasse B dank zij de twee diodes  $D_1$  en  $D_2$ . Deze twee diodes zorgen samen voor een spanning van ongeveer 1,4 V die zich verdeelt over de twee basis-emitter-juncties van  $T_1$  en  $T_2$ . Op die manier vloeit er een DC-instelstroom door  $T_1$  en  $T_2$  die ongeveer even groot is als de stroom door  $D_1$  en  $D_2$ .



Deze (relatief kleine) DC-instelstroom welke door  $T_1$  en  $T_2$  vloeit, zorgt er voor dat tijdens de nuldoorgangen van het AC-signaal zowel  $T_1$  als  $T_2$  geleiden. Hierdoor veroorzaakt de versterker minder vervorming.

## 7: Geïntegreerde vermogenversterkers

In voorgaande paragrafen hebben we AC-vermogenversterkers bestudeerd die opgebouwd zijn uit discrete componenten. In de praktijk zult u vaak vermogenversterkers gebruiken die volledig geïntegreerd zijn op één enkel IC.

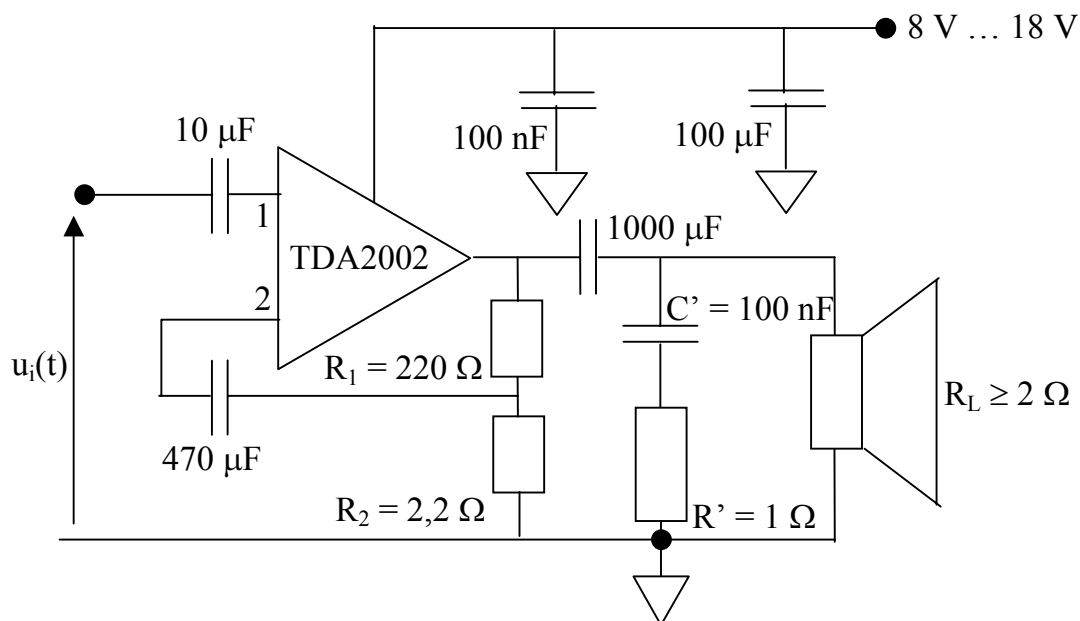
### 7.1: De TDA2002

De TDA2002 is een AC-vermogenversterker die vaak in de auto gebruikt wordt om audiosignalen te versterken vooraleer deze naar de luidsprekers gestuurd worden.

De voedingsspanning van de TDA2002 mag liggen tussen 8 V en 18 V en kortstondige spanningspieken van 28 V leveren geen problemen op. Het IC kan dus gevoed worden door een autobatterij. Het IC is bestand tegen de optredende variaties in de batterijspanning.

We laten het over aan de geïnteresseerde student om de datasheets van de TDA2002 op te zoeken. In deze cursus zullen we de specificaties van de TDA2002 niet in detail bespreken, we zullen ons beperken tot twee versterkerschakelingen.

### 7.2: Eerste versterkerschakeling op basis van de TDA2002



Figuur 5.15: AC-versterker opgebouwd rond een TDA2002

Een AC-versterker opgebouwd rond een TDA2002 wordt weergegeven in Figuur 5.15.

In feite gedraagt de TDA2002 zich voor een groot stuk zoals een opamp. De bovenste ingangsklem (nummer 1) van de TDA2002 in Figuur 5.15 gedraagt zich als de niet-inverterende ingangsklem en de onderste ingangsklem (nummer 2) van de TDA2002 gedraagt zich als de inverterende ingangsklem.

Via  $R_1 = 220 \Omega$ ,  $R_2 = 2,2 \Omega$  en de condensator van  $470 \mu\text{F}$  wordt een negatieve terugkoppeling bekomen zodat de schakeling voor AC-signalen een versterkingsfactor gelijk aan 100 heeft.

De condensator van  $10 \mu\text{F}$  aan de ingang van de TDA2002 en de condensator van  $1000 \mu\text{F}$  aan de uitgang fungeren als koppelcondensatoren. Via de koppelcondensator wordt het versterkte AC-signaal aangelegd aan de luidspreker.

De luidspreker (de nuttige belasting) gedraagt zich voor lage frequenties vooral als een ohmse belasting. De inductieve component, die aanwezig is, wordt zichtbaar bij de iets hogere frequenties. Ten gevolge van die inductieve component gedraagt de luidspreker zich bij hoge frequenties als een open keten.

Indien de uitgang van de TDA2002 niet belast is, kunnen er oscillaties optreden. Teneinde deze oscillaties bij hoge frequenties te vermijden, wordt er parallel met de luidspreker de serieschakeling van  $C'$  en  $R'$  geplaatst. Voor die hogere frequenties gedraagt  $C'$  zich als een kortsluiting zodat de uitgang van de TDA2002 belast is via  $R'$  en er geen oscillaties optreden. Bij lage frequenties heeft  $C'$  een voldoende grote impedantie zodat het effect van die serieschakeling van  $C'$  en  $R'$  gering is.

Bemerk dat het in de bovenstaande schakeling niet mogelijk is de TDA2002 te vervangen door bijvoorbeeld een LM741. Een dergelijke opamp kan slechts uitgangsströmen leveren van de grootte orde mA. De TDA2002 kan daarentegen uitgangsströmen leveren van de grootte orde A.

Het is nodig AC-stromen van de grootte orde A te leveren. Stel dat  $U_{CC} = 13 \text{ V}$  en dat bij de rustinstelling de uitgangsklem van de TDA2002 op een potentiaal van  $6,5 \text{ V}$  staat. Het AC-signaal aan de uitgang kan dan eventueel een amplitude hebben van  $6 \text{ V}$ . De belastingsweerstand  $R_L$  van de luidspreker is bijvoorbeeld  $4 \Omega$ . Het bekomen uitgangsvermogen is dan  $4,5 \text{ W}$ . De AC-uitgangsstroom heeft een amplitude van  $1,5 \text{ A}$ . Die  $1,5 \text{ A}$  kan niet geleverd worden door bijvoorbeeld een LM741.

### 7.3: Tweede versterkerschakeling op basis van de TDA2002

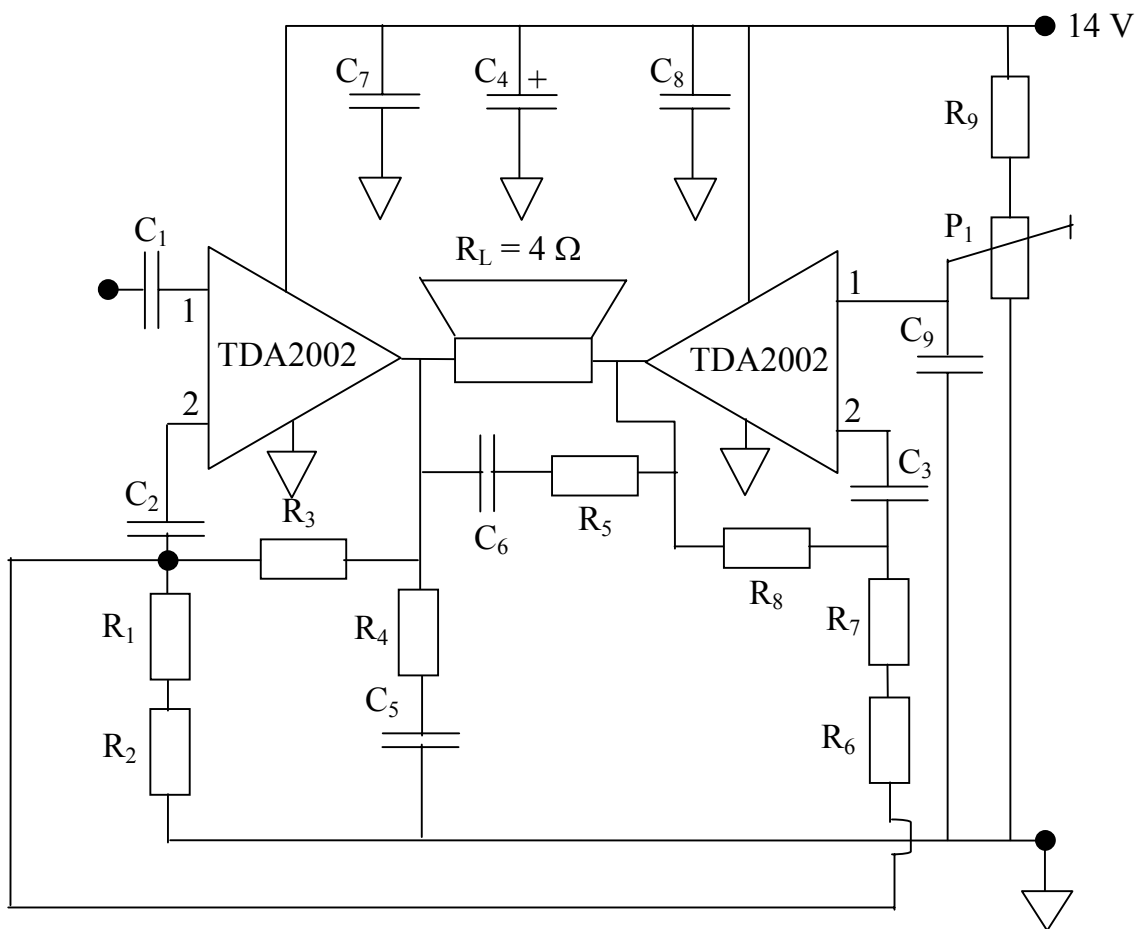
Bij de versterkerschakeling van Figuur 5.15 is het leverbaar uitgangsvermogen beperkt. Stel dat  $U_{CC} = 13 \text{ V}$  en dat bij de rustinstelling de uitgangsklem van de TDA2002 op een potentiaal van  $6,5 \text{ V}$  staat. Het AC-signaal aan de uitgang kan dan

eventueel een amplitude hebben van 6 V. De belastingsweerstand  $R_L$  van de luidspreker is bijvoorbeeld  $2 \Omega$ . Het bekomen uitgangsvermogen is dan 9 W.

De beperking van het uitgangsvermogen is grotendeels te wijten aan het feit dat de AC-uitgangsspanning maximaal een amplitude van 6 V heeft. Die maximale uitgangsamplitude komt voort uit het feit dat de uitgang van de TDA2002 zich in rust op een potentiaal  $U_{CC}/2 = 6,5 \text{ V}$  bevindt.

Een manier om een grotere spanningsamplitude te krijgen, is het verhogen van  $U_{CC}$ . Een verdubbeling van  $U_{CC}$  betekent dat ook de amplitude van de uitgangsspanning dubbel zo groot kan zijn. Het geleverde vermogen kan zo vier keer zo groot zijn. Helaas, in een auto is men beperkt tot de geleverde spanning van de batterij. Een spanning van ongeveer 13 V is mogelijk, doch een spanning van 26 V is niet mogelijk.

De onderstaande schakeling van Figuur 5.16 is precies bedoeld om toch een dubbel zo grote AC-uitgangsamplitude te verkrijgen zonder  $U_{CC}$  te moeten verdubbelen. De schakeling van Figuur 5.16 kan dan ook bij een zelfde  $U_{CC}$  vier keer zoveel AC-vermogen leveren als de schakeling van Figuur 5.17.



Figuur 5.16: AC-versterker opgebouwd rond twee keer een TDA2002

Als weerstandswaarden vindt u in de bovenstaande schakeling een  $R_1 = 1,2 \Omega$ ,  $R_2 = 1,2 \Omega$ ,  $R_3 = 100 \Omega$ ,  $R_4 = 2,2 \Omega$ ,  $R_5 = 2,2 \Omega$ ,  $R_6 = 1,2 \Omega$ ,  $R_7 = 1,2 \Omega$ ,  $R_8 = 220 \Omega$ ,  $R_9 = 1 M\Omega$  en een potentiometer met een maximale waarde  $P_1 = 100 k\Omega$ .

Als condensatorwaarden vindt u in de bovenstaande schakeling een  $C_1 = 10 \mu F$ ,  $C_2 = 220 \mu F$ ,  $C_3 = 220 \mu F$ ,  $C_4 = 220 \mu F$ ,  $C_5 = 100 nF$ ,  $C_6 = 100 nF$ ,  $C_7 = 100 nF$ ,  $C_8 = 100 nF$  en  $C_9 = 10 \mu F$ .

De uitgang van de linkse TDA2002 wordt via  $R_3$  teruggekoppeld. Herinner u dat de ingangsklem nummer 1 van de TDA2002 zich als een niet-inverterende ingangsklem gedraagt. De ingangsklem nummer 2 van de TDA2002 gedraagt zich als een inverterende ingangsklem. Op basis hiervan verwacht u voor de linkse TDA2002 een versterkingsfactor  $1 + (R_3/(R_1 + R_2)) \cong 43$  te bekommen. Doch dit klopt niet.

Ten gevolge van  $C_9$  bevindt ingangsklem nummer 1 van de rechtse TDA2002 zich op een constant potentiaal, er is geen AC-component. Ook staat er geen AC-spanning tussen ingangsklem nummer 1 en ingangsklem nummer 2 van de rechtse TDA2002. Verder staat er geen AC-spanning over  $C_3$ . Als gevolg van dit alles is de potentiaal van het snijpunt van  $R_6$  en  $R_7$  constant. Op AC-gebied gedraagt dit snijpunt zich dan ook virtuele massa.

Dit alles betekent dat op AC-gebied  $(R_1 + R_2)$  en  $(R_6 + R_7)$  parallel staan. Als gevolg hiervan geeft de linkse TDA2002 met de terugkoppeling in rekening gebracht een AC-versterking van  $1 + (R_3/((R_1 + R_2) // (R_6 + R_7))) \cong 86$ .

Hetingangssignaal wordt echter niet enkel aangelegd aan de linkse TDA2002. Ook de rechtse TDA2002 zal het aangelegde ingangssignaal versterken. De uitgang van de rechtse TDA2002 wordt via  $R_8$  teruggekoppeld. Op die manier wordt een versterkingsfactor  $R_8/(R_6 + R_7) \cong 91$  bekommen.

Beide TDA2002's zorgen dus ongeveer voor eenzelfde versterkingsfactor (namelijk 86 en 91).

Via de potentiometer  $P_1$  wordt er voor gezorgd dat qua DC-niveau de uitgang van de linkse TDA2002 precies gelijk is aan de uitgang van de rechtse TDA2002. Op die manier staat er geen DC-spanning over de luidspreker (zonder dat een koppelcondensator geplaatst moet worden).

Wel leveren beide uitgangen van de TDA2002 elk een versterkte versie van het ingangssignaal. De linkse TDA2002 versterkt niet-inverterend (86 keer), de rechtse TDA2002 versterkt inverterend (91 keer). Dit betekent dat over de luidspreker een zuiver AC-signaal terug te vinden is die meer dan 150 keer zo groot is als het ingangssignaal (theoretisch is de totale versterkingsfactor 177).

Het mooie aan de schakeling in vergelijking met Figuur 5.15 is niet in de eerste plaats de iets grotere versterkingsfactor. Het grote voordeel van Figuur 5.16 in vergelijking met Figuur 5.15 is dat nu een grotere AC-amplitude over de luidspreker bekomen kan worden.

Inderdaad, als beide TDA2002-uitgangen een DC-niveau van bijvoorbeeld 6,5 V hebben, dan is bij elk een AC-rimpel met een amplitude van ongeveer 6 V mogelijk. Aangezien beide AC-signalen in tegenfase zijn, is er over  $R_L$  een AC-signaal mogelijk met een amplitude van 12V. Bij de schakeling van Figuur 5.15 kon slechts een amplitude van 6 V bekomen worden.

Door de mogelijk amplitude te verdubbelen, kan vier keer zoveel AC-vermogen aan de luidspreker geleverd worden.

Bemerk dat de condensatoren  $C_4$ ,  $C_7$  en  $C_8$  er voor zorgen dat de voeding  $U_{CC}$  zo mooi mogelijk constant is. Bemerk dat de condensatoren  $C_1$ ,  $C_2$  en  $C_3$  voor de AC-signalen een lage impedantie hebben en deze dus doorlaten.

De serieschakeling van  $R_4$  en  $C_5$ , en ook de serieschakeling van  $R_5$  en  $C_6$ , zorgen er voor dat ook bij hoge frequenties (waar de luidspreker zich als een open keten gedraagt) de beide TDA2002-uitgangen belast zijn. Op die manier kunnen oscillaties vermeden worden.