

8 Versterkerschakelingen met transistoren

8.1 Instelpunt of werkpunt van de transistor

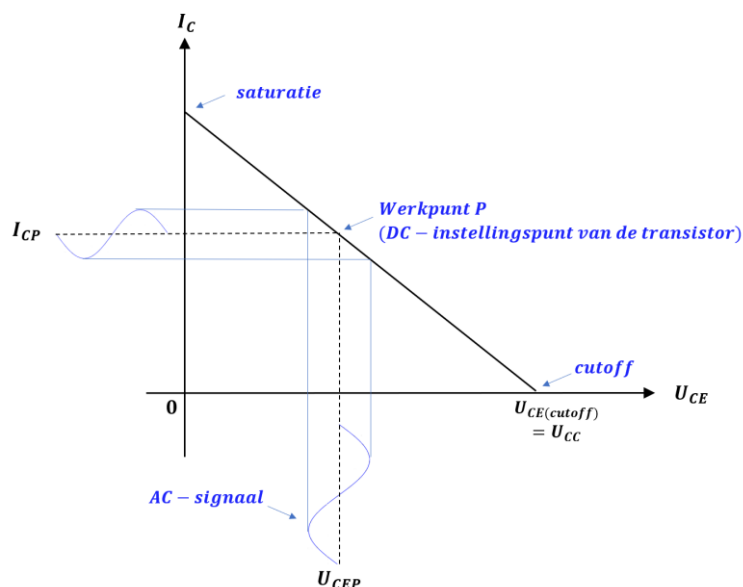
Om een transistor als versterker te kunnen gebruiken moet je deze eerst instellen op DC-gebied. Dit instellen houdt in dat, zonder dat een AC-sigitaal wordt aangelegd, reedst een bepaalde DC-stroom I_{CP} door de transistor vloeit en tussen de collector en emitter een bepaalde gelijkspanning U_{CEP} aanwezig is. Deze I_C - en U_{CE} -waarden zijn de zogenaamde parameters van het werkpunt P .

Wat is belangrijk?

- Je legt uit wat een instelpunt (werkpunt) is van een transistor
- Je bepaalt het werkpunt van een transistorschakeling, ingesteld volgens de spanningsdelermethode.
- Je kan het werkpunt bepalen van een GES-versterkerschakeling met transistor en weergeven op de belastingslijn.
- Je ontwerpt een spanningsdelerinstelling van een transistorversterker bij opgave van het werkpunt en de spanningswaarde van de spanningsbron.

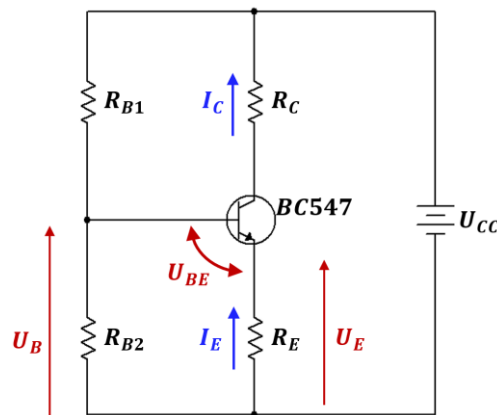
8.1.1 Bepalen van het werkpunt van een bestaande transistorschakeling.

Dit werkpunt bevindt zich ergens op de belastingslijn zoals in figuur 8-1 is weergegeven. Het komt er op aan om de transistor op een zodanige wijze in te stellen dat het werkpunt op voldoende afstand ligt van het verzadigingspunt en het cutoff gebied (de twee uiterste punten op de belastingslijn die gebruikt worden als de transistor ingesteld wordt als schakelaar). Hoe weet je nu dat het werkpunt op voldoende afstand ligt? Deze afstand is afhankelijk van de grootte van het AC-sigitaal dat je wil versterken. Zolang dat je AC-sigitaal niet in het verzadigingsgebied of het cutoffgebied terecht komt, treedt er geen vervorming van het sigitaal op. Indien het AC-sigitaal wel in één van deze gebieden terecht komt treedt er vervorming op in de vorm van een clippingsverschijnsel wat in de meeste situaties best vermeden wordt.



Figuur 8-1: Om een transistor als versterker te kunnen gebruiken wordt deze eerst in een bepaald werkpunt ingesteld. Om het werkpunt P van de transistor in te stellen wordt meestal gebruik gemaakt van de spanningsdelerinstelling. Deze methode houdt in dat de basisspanning wordt ingesteld aan de hand van een spanningsdeler. In figuur 8-2 zie je een voorbeeldschakeling van een instelling met spanningsdeler.

De weerstand R_E wordt in de schakeling geplaatst om de invloed van de stroomversterking β te beperken. R_E zorgt voor een bepaalde tegenkoppeling op de stroom-versterking. Als bijvoorbeeld door temperatuurstijging de stroom door de emitterjunctie stijgt, zal ook de spanning over de weerstand R_E stijgen. Hierdoor wordt de U_{BE} kleiner waardoor er minder stroom door de junctie zal vloeien. Op die manier wordt de stroom stabiel gehouden. Dezelfde redenering kan je opbouwen als door één of andere reden de stroom door de junctie kleiner wordt. Hierdoor zal de emitterspanning U_E dalen met als gevolg dat de emitterjunctie meer in geleiding komt en de stroom door de junctie zal vergroten. Door R_E te plaatsen maak je bijgevolg de schakeling onafhankelijk van de stroomversterkingsfactor. Wel dien je er voor te zorgen dat de minimale stroomversterking voldoende hoog is om bij een bepaalde basisstroom de gewenste collectorstroom te bekomen. Stel bijvoorbeeld dat de transistor zodanig is ingesteld dat er een I_B van $10 \mu A$ vloeit en de schakeling een I_C van 1 mA levert. De stroomversterkingsfactor is in dit geval gelijk aan 100. Een BC547 heeft een typerende stroomversterking van 330. Zonder gebruik te maken van de weerstand R_E zou met deze transistor een stroom I_C vloeien van $3,3 \text{ mA}$ in plaats van 1 mA . Zolang de stroomversterkingsfactor in dit voorbeeld groter of gelijk aan 100 bedraagt, zal I_C gelijk blijven aan 1 mA . Echter een stroomversterkingsfactor van 50 in de schakeling zal hiervoor niet voldoende zijn. Hieruit kan je besluiten dat als de schakeling defect gaat en je een ander type *NPN*-transistor gebruikt met voldoende stroomversterking, de schakeling een DC-werkpunt oplevert met nagenoeg dezelfde parameters.



Figuur 8-2 : voorbeeld van een transistorinstelling met spanningsdeler

Om het werkpunt van een transistorinstelling met spanningsdeler te achterhalen werk je best in een aantal opeenvolgende stappen. Allereerst bepaal je de spanning op de basis. Deze kan je vinden door de spanning over R_{B2} te berekenen via de formule van de spanningsdeler:

$$U_B = U_{RB2} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times U_{CC}$$

Deze spanningswaarde heb je nodig om de spanning aan de emitter te bepalen. Als deze spanning gekend is, kan je via R_E de emitterstroom bepalen. Deze stroom is bij benadering gelijk aan de collectorstroom waardoor reeds één parameter van het werkpunt gekend is, namelijk I_{CP} . Om de emitterspanning te bepalen pas je de spanningswet van Kirchhoff toe:

$$U_B = U_{BE} + U_{RE}$$

Vermits U_{BE} gelijk is aan $0,7 \text{ V}$ voor een laagvermogen siliciumtransistor, is U_{RE} gelijk aan:

$$U_{RE} = U_B - 0,7 \text{ V}$$

Via de wet van Ohm bepaal je vervolgens de emitterstroom

$$I_E = \frac{U_{RE}}{R_E}$$

Deze emitterstroom komt overeen met de werkpuntstroom I_{CP} .

Rest je nu nog om de werkpuntspanning U_{CEP} te bepalen. Via de spanningswet van Kirchoff kan je volgende vergelijking opstellen:

$$U_{CC} = I_C \times R_C + U_{CEP} + I_E \times R_E$$

Vermits $I_E \approx I_C$ is, kan je U_{CEP} als volgt bepalen:

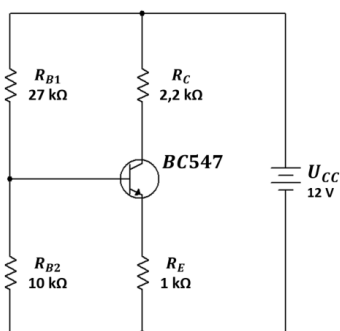
$$U_{CC} = U_{CEP} + I_C \times (R_C + R_E)$$

Waaruit volgt:

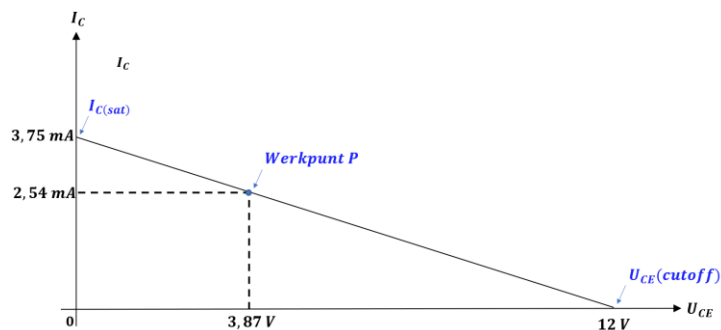
$$U_{CEP} = U_{CC} - I_C \times (R_C + R_E)$$

Voorbeeld 8-1:

Bepaal het werkpunt van de schakeling in figuur 8-3 en geef dit weer in een belastingslijn.



Figuur 8-3



Figuur 8-4

Oplossing:

Eerst bepaal je de basisspanning:

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times U_{CC} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{27 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} \times 12 \text{ V} = 3,24 \text{ V}$$

Vervolgens bepaal je de emitterstroom via emitterspanning en emitterweerstand:

$$I_E = \frac{U_{RE}}{R_E} = \frac{U_B - U_{BE}}{R_E} = \frac{3,24 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 2,54 \text{ mA}$$

Deze stroom komt overeen met de werkpuntstroom I_{CP} . De werkpuntspanning U_{CEP} vind je als volgt:

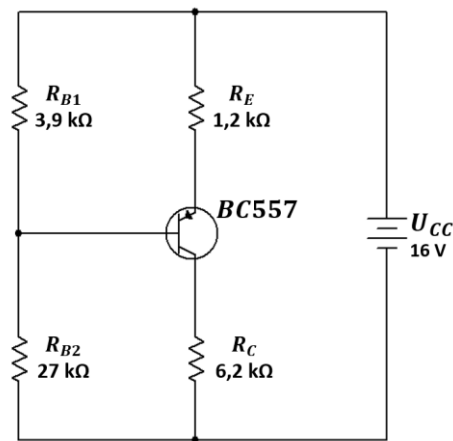
$$U_{CEP} = U_{CC} - I_{CP}(R_C + R_E) = 12 \text{ V} - 2,54 \text{ mA}(2,2 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega) = 3,87 \text{ V}$$

De snijpunten van de belastingslijn: $U_{CE(cutoff)} = 12 \text{ V}$ en $I_{C(sat)} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{12 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = 3,75 \text{ mA}$.

De belastingslijn en het werkpunt zijn in figuur 8-4 weergegeven.

Voorbeeld 8-2:

Bepaal het werkpunt van de schakeling in figuur 8-5.



Figuur 8-5 : spanningsdelerinstelling met PNP-transistor en positieve voedingsspanning

Oplossing:

Eerst bepaal je de basisspanning:

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times U_{CC} = \frac{27 \text{ k}\Omega}{27 \text{ k}\Omega + 3,9 \text{ k}\Omega} \times 16 \text{ V} = 13,98 \text{ V}$$

Vervolgens bepaal je de emitterstroom via emitterspanning en emitterweerstand. Let wel op het feit dat bij een PNP-transistor U_E 0,7 V positiever is dan U_B .

$$I_E = \frac{U_{RE}}{R_E} = \frac{U_{CC} - U_E}{R_E} = \frac{U_{CC} - (U_B + U_{BE})}{R_E} = \frac{16 \text{ V} - (13,98 + 0,7 \text{ V})}{1,2 \text{ k}\Omega} = \frac{1,32 \text{ V}}{1,2 \text{ k}\Omega} = 1,1 \text{ mA}$$

Deze stroom komt overeen met de werkpuntstroom I_{CP} . De werkpuntspanning U_{CEP} vind je als volgt:

$$U_{CEP} = U_{CC} - I_{CP}(R_C + R_E) = 16 \text{ V} - 1,1 \text{ mA}(1,2 \text{ k}\Omega + 6,2 \text{ k}\Omega) = 7,86 \text{ V}$$

8.1.2 Ontwerpen van een transistorinstelling met spanningsdelerinstelling

Wanneer je zelf een transistorversterker met spanningsdelerinstelling ontwerpt, moet je zelf je instellingspunt kiezen en de benodigde weerstanden hiervoor berekenen. Om zo'n instelling te berekenen vertrek je van de stroom- en spanningswaarde van het gewenste instelpunt en de spanningswaarde van de spanningsbron. De gekende waarden zijn dus I_{CP} , U_{CEP} en U_{CC} . Als eerste weerstandswaarde bepaal je de weerstandswaarde R_E . De stroom die er door vloeit is gelijk aan de gekende waarde I_{CP} en de spanningsval hierover bepaal je als volgt:

$$U_{RE} = \frac{U_{CC}}{6}$$

Deze formule is empirisch vastgesteld omdat de schakeling dan goede stabilisatie-eigenschappen bevat. Van zodra je U_{RE} bepaald hebt, kan je R_E op volgende wijze bepalen:

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_{CP}} = \frac{\frac{U_{CC}}{6}}{I_{CP}} = \frac{U_{CC}}{6 \times I_{CP}}$$

De weerstand R_C haal je uit de opgegeven U_{CC} , I_{CP} , U_{CEP} en U_{RE} :

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CEP} - U_{RE}}{I_{CP}}$$

Rest nog de basisweerstanden R_{B1} en R_{B2} . R_{B2} is de weerstand die zich bevindt tussen de basis en de massa. De spanning over R_{B2} bepaal je als volgt:

$$U_{RB2} = U_{RE} + U_{BE}$$

De stroom door deze weerstand moet minimaal tien keer groter zijn dan de basisstroom I_B . I_B bepaal je door I_{CP} te delen door de minimaal gewenste stroomversterking. Deze is bijvoorbeeld gelijk aan 100. Door een minimale stroomversterking te kiezen verzeker je jezelf ervan dat de schakeling nog correct werkt bij vervanging van de gekozen transistor door een andere met een stroomversterkingsfactor hoger dan deze minimale waarde. De formule om I_B te bepalen:

$$I_B = \frac{I_{CP}}{\beta_{min}}$$

Hoe groter de stroom door R_{B2} ten opzichte van I_B , hoe stabieler de schakeling. Echter een zeer grote stroom hierdoor verkleint de ingangsweerstand van de schakeling en verbruikt relatief veel vermogen. Om de bron van het te versterken signaal zo min mogelijk te belasten wordt gekozen voor een stroom gelijk aan $10 \times I_B$. Dit is de minimale grootte om er voor te zorgen dat de spanningsdeler nog voldoende stabiel is bij fluctuaties van I_B en draagt bij voor de hoogst mogelijke ingangsweerstand van de schakeling. Doch dit is geen verplichting voor ontwerp. Je kan gerust een stroom hierdoor laten vloeien groter dan $10 \times I_B$. In deze rekenmethode gebruiken we deze waarde. Aldus kan je R_{B2} als volgt bepalen:

$$R_{B2} = \frac{U_B}{10 \times I_B} = \frac{U_{RE} + U_{BE}}{10 \times I_B}$$

De stroom door R_{B1} (de weerstand tussen basis en U_{CC}) is gelijk aan de som van de stroom door R_{B2} en I_B . De spanning erover is gelijk aan het spanningsverschil tussen U_{CC} en U_B . R_{B1} is aldus gelijk aan :

$$R_{B1} = \frac{U_{CC} - U_B}{10 \times I_B + I_B} = \frac{U_{CC} - (U_{RE} + U_{BE})}{11 \times I_B}$$

Nu heb je de vier weerstanden bepaald en is je schakeling om de transistor in het gewenste instelpunt in te stellen klaar.

Voorbeeld 8-3:

Een transistor met minimale stroomversterking gelijk aan 100 moet ingesteld worden in het werkpunt (2mA , 6V). Als spanningsbron beschik je over een bron van 15V . Bepaal de benodigde weerstanden voor een schakeling met spanningsdelerinstelling.

Oplossing:

Het werkpunt (2mA , 6V) geeft je de informatie dat $I_{CP} = 2\text{mA}$ en $U_{CEP} = 6\text{V}$. R_E kan je als volgt bepalen:

$$R_E = \frac{U_{CC}}{6 \times I_{CP}} = \frac{15\text{V}}{6 \times 2\text{mA}} = 1,25\text{k}\Omega$$

De dichtst bijzijnde E12-waarde voor R_E is $1,2\text{k}\Omega$.

De weerstand R_C :

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CEP} - U_{RE}}{I_{CP}} = \frac{U_{CC} - U_{CEP} - \frac{U_{CC}}{6}}{I_{CP}} = \frac{\frac{5}{6}U_{CC} - U_{CEP}}{I_{CP}} = \frac{\frac{5}{6} \times 15\text{V} - 6\text{V}}{2\text{mA}} = 3,25\text{k}\Omega$$

De dichtst bijzijnde E12-waarde voor R_C is $3,3\text{k}\Omega$.

De weerstandswaarde R_{B2} :

$$R_{B2} = \frac{U_B}{10 \times I_B} = \frac{U_{RE} + U_{BE}}{10 \times I_B} = \frac{\frac{U_{CC}}{6} + U_{BE}}{10 \times \frac{I_{CP}}{\beta_{min}}} = \frac{\frac{15\text{V}}{6} + 0,7\text{V}}{10 \times \frac{2\text{mA}}{100}} = 16\text{k}\Omega$$

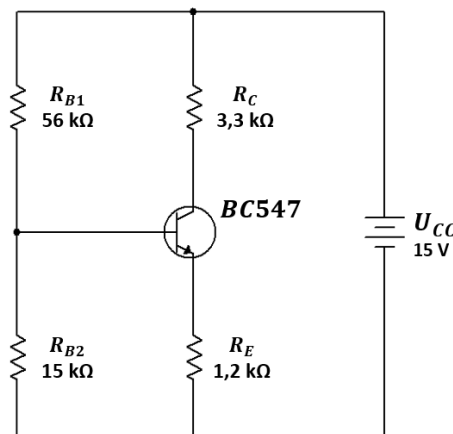
Kiezen $15\text{k}\Omega$ als R_{B2} volgens E-12 reeks.

De weerstandswaarde R_{B1} :

$$R_{B1} = \frac{U_{CC} - U_B}{10 \times I_B + I_B} = \frac{U_{CC} - \left(\frac{U_{CC}}{6} + U_{BE}\right)}{11 \times \frac{I_{CP}}{\beta_{min}}}$$

$$R_{B1} = \frac{15\text{V} - \left(\frac{15\text{V}}{6} + 0,7\text{V}\right)}{11 \times \frac{2\text{mA}}{100}} = 53,63\text{k}\Omega$$

De dichtst bijzijnde waarde voor R_{B1} in E-12 reeks is $56\text{k}\Omega$. Figuur 8-6 toont de DC-instelling van de versterkerschakeling. Merk op dat door de afronding van de berekende weerstanden het werkpunt niet exact zal zijn als vooropgesteld maar een benadering van het vooropgestelde. Dit is in de meeste situaties meer dan voldoende.

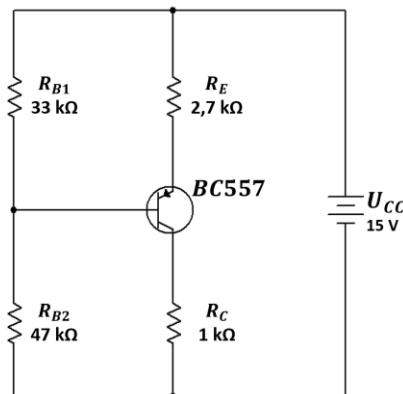


Figuur 8-6: DC-instelling van de versterkerschakeling

8.1.3 Test jezelf aangaande het instelpunt/werkpunt van de transistor

1. Welke stappen moet je doorlopen om de U_{CE} -spanning te vinden van een transistor die ingesteld is aan de hand van een spanningsdelerinstelling?

2. Wat verwacht je van de emitterspanning ten opzichte van de basisspanning bij een *PNP*-transistor?
3. Voor de spanningsdelerinstelling van figuur 8-7 bepaal I_C en U_{CE} .



Figuur 8-7

8.2 Versterken van een klein signaal

Van zodra de transistor juist ingesteld is in een bepaald werkpunt kan deze gebruikt worden om een signaal te versterken. Dit signaal kan je versterken door dit aan te leggen tussen de basis-emitterjunctie. Hierdoor zullen de transistorstromen en -spanningen variëren op het ritme (frequentie) van het aangelegde signaal. Om de versterker te kunnen analyseren is het nodig om een grondige studie te maken van enkele transistorequivalente schema's.

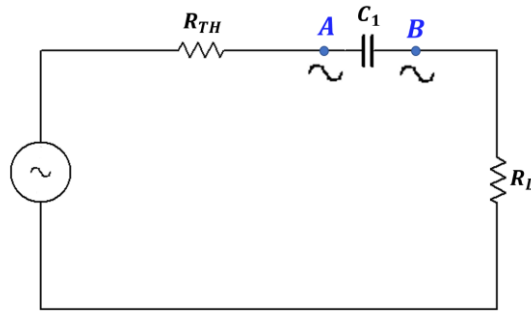
Wat is belangrijk?

- *Je kan de capaciteitswaarde van een koppel- en ontkoppelcondensator bepalen voor een bepaalde schakeling in functie van de laagste te versterken frequentie.*
- *Je kan het AC-equivalent en DC-equivalent van een klein signaalversterker bepalen*
- *Je bepaalt de spanningsversterking van een klein signaalversterker.*
- *Je bepaalt de stroomversterking van een klein signaalversterker.*
- *Je bepaalt de ingangsimpedantie van een klein signaalversterker.*
- *Je bepaalt de uitgangsimpedantie van een klein signaalversterker.*

8.2.1 Koppel- ontkoppelcondensatoren

De meeste condensatoren die in een transistorschakelingen gebruikt worden dienen voor koppel- of ontkoppeldoelinden. Een koppelcondensator laat het wisselend signaal van een bepaalde transistorschakeling naar een volgende transistorschakeling door zonder dat de DC-instelling van beide transistoren wordt beïnvloed. In figuur 8-8 is een principeschakeling met koppelcondensator weergegeven.

In dit voorbeeld vloeit de wisselstroom door punt *A* ook door punt *B*. De spanning op het punt *A* kan afkomstig zijn van een enkele bron of een het Theveninequivalent zijn van een meer ingewikkelder keten zoals een transistorschakeling. Op dezelfde manier kan de weerstand R_L beschouwd worden als een enkele weerstand of een het equivalent van een meer ingewikkelder keten, bijvoorbeeld de ingangsweerstand van een transistorschakeling



Figuur 8-8: Gebruik van koppelcondensator

Het is van geen belang hoe de twee ketens eruit zien op de punten A en B . Zolang ze maar vervangen kunnen worden door het equivalent schema van figuur 8-8. De wisselstroom vloeit door een weerstand gelijk aan $R_{TH} + R_L$. Stel deze weerstand gelijk aan R . De totale wisselstroom die door de keten vloeit kan als volgt bepaald worden (zie electric fundamentals):

$$i = \frac{u}{\sqrt{R^2 + XC^2}}$$

Hierin is R de totale ohmse weerstand in de keten en XC de reactantie van de koppelcondensator C_1 . Om de wisselstroom zonder noemenswaardige verliezen van punt A naar punt B te laten vloeien moet XC heel wat kleiner zijn dan R . Meestal zal:

$$XC \leq \frac{R}{10}$$

De capaciteitswaarde van de koppelcondensator C_1 is afhankelijk van de laagste frequentie die je wil koppelen. Dit omdat XC kleiner wordt naarmate de frequentie stijgt. Voor het berekenen van de capaciteitswaarde kan je gebruik maken van volgende regel:

$$\tau = R \times C_1$$

Hierbij is τ gelijk aan de periode van de laagste nog te koppelen frequentie. Via deze formule zal de frequentie, waarbij τ gelijk is aan de periode van het signaal, gelijk zijn aan de afsnijfrequentie van de koppeling tussen punt A en B .

Voorbeeld 8-4:

Een signaal met frequenties tussen 20 Hz en 50 kHz moet versterkt worden over twee transistortrappen. Dit zijn twee transistorschakelingen na elkaar. Stel dat de uitgangsweerstand van de eerste trap gelijk is aan $6 \text{ k}\Omega$ en de ingangsweerstand van de tweede trap gelijk is aan $4 \text{ k}\Omega$. Bepaal de koppelcondensator tussen deze twee versterkertrappen.

Oplossing :

De totale weerstand is gelijk aan de som van de uitgangsweerstand van de eerste trap met de ingangsweerstand van de tweede trap : $R = 6 \text{ k}\Omega + 4 \text{ k}\Omega = 10 \text{ k}\Omega$

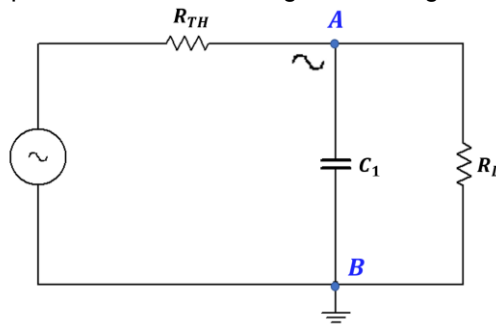
De laagste te versterken frequentie is 20 Hz . Hierdoor kan je C als volgt vinden:

$$\tau = \frac{1}{f_l} = \frac{1}{20 \text{ Hz}} = R \times C \rightarrow C = \frac{\tau}{R} = \frac{1}{f_l \times R} = \frac{1}{20 \text{ Hz} \times 10 \text{ k}\Omega} = 5 \mu\text{F}$$

Ideaal gezien gedraagt een condensator zich als een open keten voor gelijkstroom en als een kortsluiting voor wisselstroom. Deze condensatoreigenschap laat ons toe om wissel signalen te

koppelen van de ene trap naar de andere zonder de gelijkspanningsinstellingen van de twee trappen te beïnvloeden.

Een ontkoppelcondensator heeft dezelfde werking als een koppelcondensator. Het verschil is dat bij een ontkoppelcondensator het punt *B* aan de massa ligt zoals in figuur 8-9 is te zien.

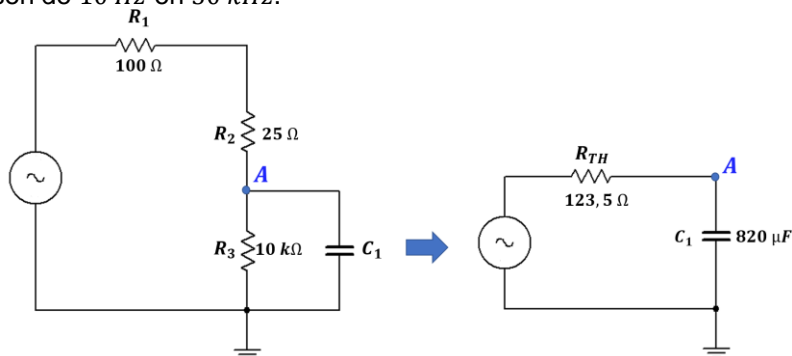


Figuur 8-9: Gebruik van ontkoppelcondensator

Door er terug voor te zorgen dat de XC -waarde van C_1 veel kleiner is dan de theveninweerstandswaarde tussen de punten *A* en *B* zorgt C_1 ervoor dat er nagenoeg geen wisselspanning over R_L komt te staan. In dat geval zal nagenoeg alle wisselstroom via C_1 vloeien zodat enkel gelijkstroom langs R_L vloeit.

Voorbeeld 8-5:

Indien het punt *A* van figuur 8-10 voor wisselsignalen op massaniveau verbonden moet zijn, welke ontkoppelcondensator moet hiervoor gebruikt worden? Hetingangssignaal heeft een frequentie die varieert tussen de 10 Hz en 50 kHz.



Figuur 8-10: links de schakeling; rechts de Theveninweerstand tussen *A* en massa

Oplossing :

De Theveninweerstand tussen het punt *A* en massa is gelijk aan:

$$R_{TH} = \frac{(100\ \Omega + 25\ \Omega) + 10\ k\Omega}{(100\ \Omega + 25\ \Omega) + 10\ k\Omega} = 123,5\ \Omega$$

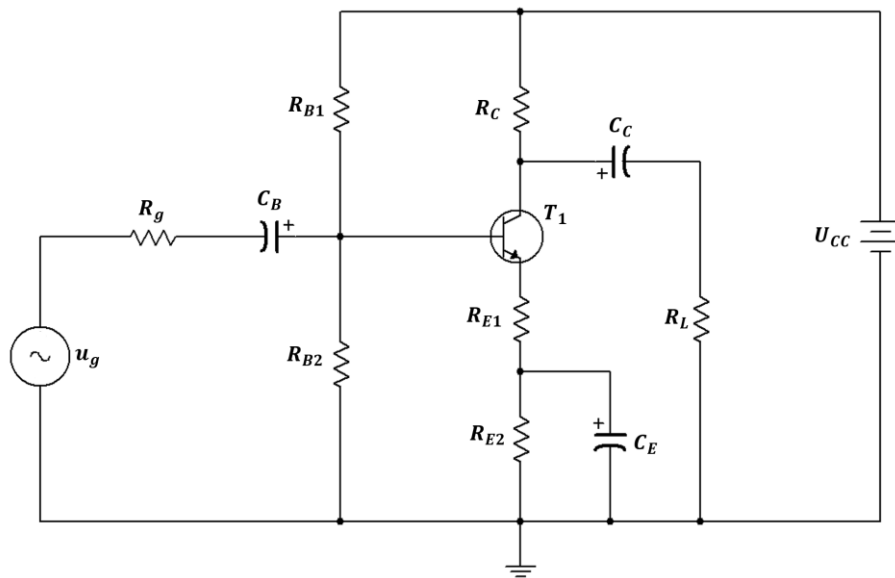
De condensator is dan als volgt te bepalen:

$$C = \frac{\tau_{min}}{R_{TH}} = \frac{1}{f_{min} \times R_{TH}} = \frac{1}{10\ Hz \times 123,5\ \Omega} = 809,7\ \mu F\ (\text{of } 820\ \mu F\ \text{E-12 reeks})$$

8.2.2 Het superpositietheorema voor AC-DC-schakelingen

In een transistorschakeling als versterker wordt de DC-instelling bekomen via een spanningsdelerinstelling die aangelegd is aan een bepaalde gelijkspanningsbron. Het te versterken signaal is

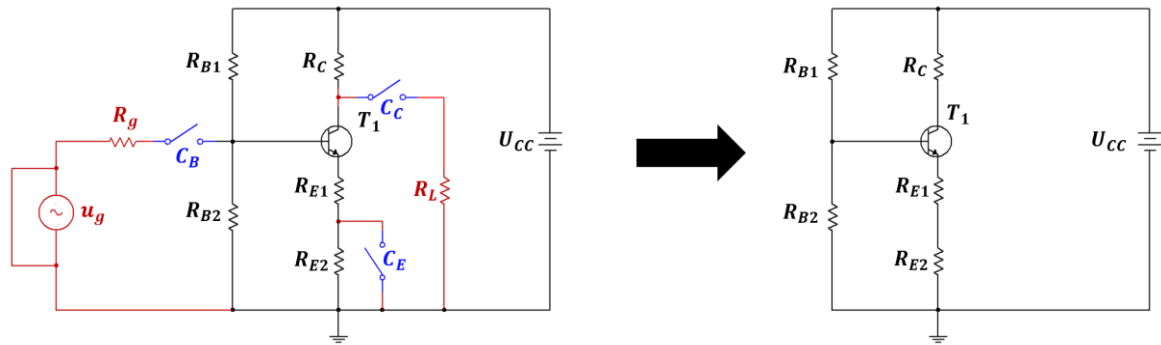
afkomstig van een bepaalde wisselspanningsbron. De gemakkelijkste manier om de transistorwerking te analyseren is de analyse te splitsen in twee delen. Dit kan door gebruik te maken van het superpositietheorema (zie electric fundamentals). Om de transistorinstelling (werkpunt) te bepalen maken we gebruik van gelijkstroominstellingen. Om deze te vinden beschouwen we de AC-bron als een kortsluiting en alle in de schakeling staande condensatoren als open ketens. Om de versterkings-factor te bepalen en andere eigenschappen die zich specifiek voordoen bij de wissel signalen, bekijken we het schema louter op AC-gebied. Hiervoor sluiten we de DC-bron(nen) kort en beschouwen we de condensatoren in de schakeling als kortsluiting. De totale stroom door bepaalde onderdelen of de totale spanning over een bepaald gedeelte van de schakeling kunnen bepaald worden door de betreffende DC-berekeningen en AC-berekeningen samen op te tellen. Figuur 8-11 toont een voorbeeld van een versterkerschakeling. Figuur 8-12 (a) het DC-equivalent schema van deze versterkerschakeling en figuur 8-12 (b) het AC-equivalent schema.



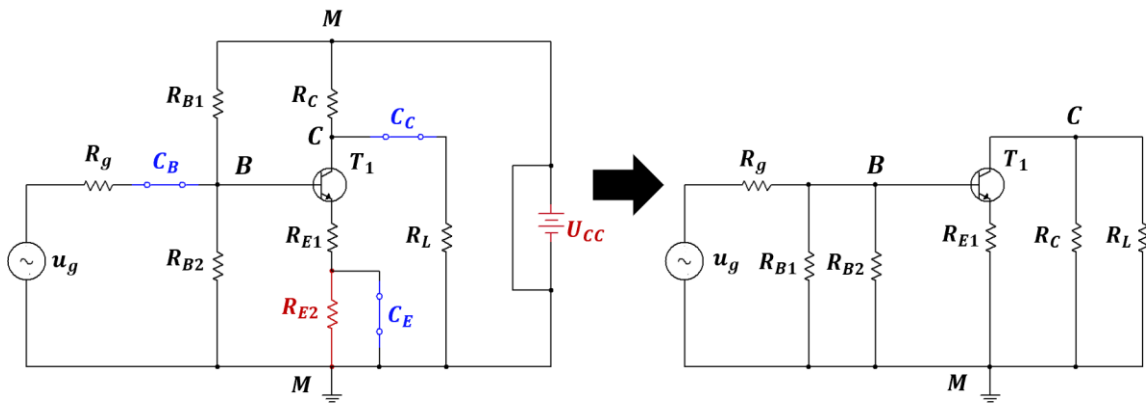
Figuur 8-11: voorbeeld van een versterkerschakeling

Om het DC-equivalent schema te bekomen worden alle condensatoren beschouwd als open keten. Immers op DC-gebied geleiden de condensatoren enkel tot ze volledig opgeladen zijn. Vanaf dan vloeit er naar/van de condensator geen stroom meer. Als er geen stroom meer vloeit betekent dit dat de impedantie van de condensator zeer hoog is en bijgevolg als 'open' kan worden beschouwd. Vermits C_B 'open' is, is de generator niet meer verbonden met de schakeling en valt deze dus weg in het DC-equivalent schema. Het aldus bekomen DC-schema komt overeen met de spanningsdelerinstelling van de transistor.

Het AC-equivalent schema kan gevonden worden door de DC-spanningsbron als een kortsluiting te beschouwen (toepassen superpositie). Als de capaciteit van de condensator zodanig gekozen is dat de reactantie X_C van deze condensator zo goed als 0Ω is, kan deze condensator als kortsluiting beschouwd worden. Dit betekent dat de condensator slechts in een bepaald frequentiegebied zich echt als kortsluiting zal gedragen (later meer hier over). Bij het analyseren van de versterkerschakelingen gaan we ervan uit dat het frequentiegebied van het te versterken signaal zodanig is dat de betrokken condensatoren als kortsluiting kunnen beschouwd worden.



(a) DC-equivalent schema via toepassing superpositie (AC-bron kortgesloten) en alle C's zijn open ketens



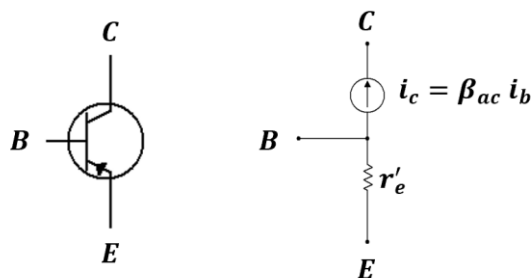
(b) AC-equivalent schema via toepassing superpositie (DC-bron kortgesloten) en alle C's zijn kortgesloten ketens

Figuur 8-12 : DC- en AC-equivalent schema van de schakeling in figuur 8-11

Door het feit dat de DC-bron als kortsluiting wordt beschouwd is het massapunt M ook verbonden met de weerstanden R_{B1} en R_C . Hierdoor staan de weerstanden R_{B1} en R_{B2} parallel vermits ze beiden tussen de punten B en M zijn geschakeld. Hetzelfde geldt voor de weerstanden R_C en R_L . Deze weerstanden staan eveneens parallel vermits ze tussen de punten C en M zijn geschakeld.

8.2.3 Equivalent schema van een transistor

Om de werking van versterkerschakelingen beter te kunnen begrijpen is het handig om de transistor voor te stellen als een serieschakeling van een veranderlijke weerstand r'_e met een stroombron. Dit equivalent schema is in figuur 8-13 weergegeven.



Figuur 8-13 : equivalent schema van een transistor

De stroombron is de collectorstroom die wordt gegenereerd door de basisstroom. De weerstand r'_e is de doorlaatweerstand van de junctie tussen basis en emitter. Doordat de junctie in doorlaat is gepolariseerd is deze weerstand relatief klein. Hoe beter de transistor in doorlaat wordt geschakeld, hoe meer de transistor in geleiding is en hoe kleiner deze weerstand is. De waarde van r'_e kan als volgt worden bepaald:

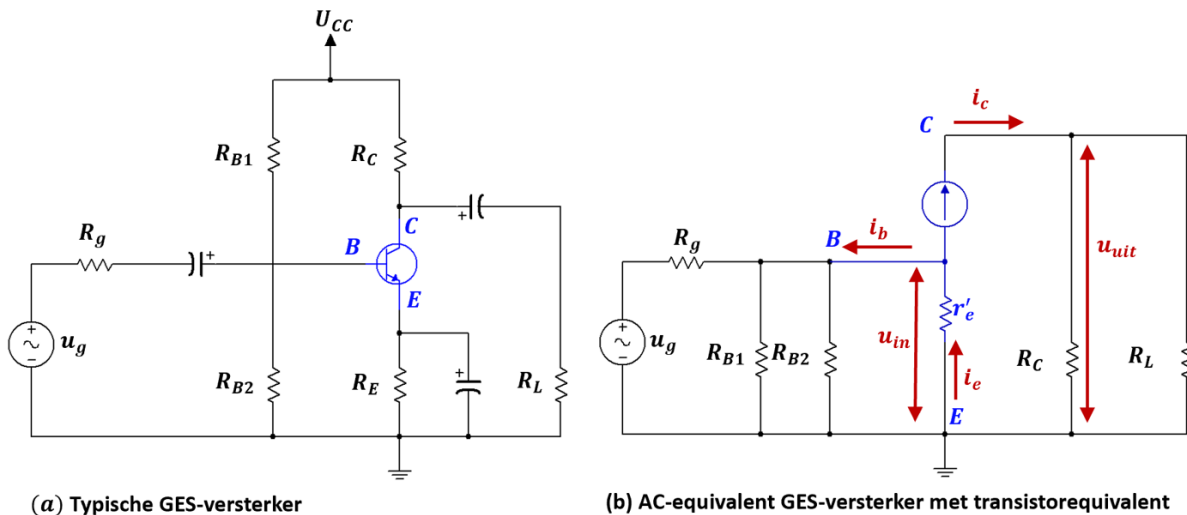
$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E \text{ (mA)}}$$

Vermits de emitterstroom meestal in mA wordt weergegeven kan men deze formule herleiden tot 25 gedeeld door I_E .

8.2.4 De GES-versterkerschakeling

Kenmerkend voor een *GES*-versterker is dat de emitter zowel aan de in- als aan de uitgang verschijnt. Je kan deze versterker herkennen door het feit dat de emitter via een condensator rechtstreeks met de massa (of een andere voedingsklem) is verbonden. Wanneer een gedeelte van de emitterweerstand is ontkoppeld staat er nog een kleine weerstandswaarde in serie met de condensator naar de massa toe.

Meestal gebeurt de werkpuntinstelling met een spanningsdelerinstelling. In figuur 8-14 is een typische *GES*-versterker weergegeven met daarnaast zijn *AC*-equivalent schema waarbij de transistor vervangen is door zijn equivalent schema.



Figuur 8-14 : typische *GES*-versterker

8.2.4.1 Bepalen van de spanningsversterking A_{ue}

Figuur 8-14(a) toont een typische *GES*-versterkerschakeling waarbij de emitterweerstand volledig ontkoppeld is. De figuur 8-14(b) toont het *AC*-equivalent schema van deze schakeling waarbij de transistor vervangen is door zijn equivalent schema.

Per definitie is de spanningsversterking gelijk aan de verhouding van de uitgangsspanning op de ingangsspanning. We wensen de spanningsversterking van de transistor te bepalen dan is bijgevolg de uitgangsspanning gelijk aan de spanning tussen collector en emitter en de ingangsspanning tussen basis en emitter. In formulevorm:

$$A_{ue} = \frac{u_{uit}}{u_{in}} = \frac{u_{ce}}{u_{be}}$$

Hierbij stelt A_{ue} de spanningsversterkingsfactor voor van de *GES*-schakeling. De u_{ce} -spanning is via de wet van Ohm te vinden. Zoals in figuur 8-14(b) te zien is staat er tussen collector en emitter van de transistor een parallelschakeling van R_C en R_L . De vervangingsweerstand van deze parallelschakeling

kunnen we voorstellen als R_{cl} . We gebruiken kleine letters in het subscript omdat het gaat om AC-signalen die door deze parallelschakeling gaan. De uitgangsstroom is gelijk aan de collectorstroom waardoor de uitgangsspanning als volgt is te bepalen:

$$u_{uit} = u_{ce} = -i_c \times \frac{R_c \times R_L}{R_c + R_L} = -i_c \times R_{cl}$$

Het minteken in bovenstaande formule is te wijten aan het feit dat bij een GES-schakeling de collectorstroom tegengesteld vloeit aan de basisstroom.

Op dezelfde wijze kan de ingangsspanning worden bepaald. In figuur 8-14(b) is duidelijk te zien dat de ingangsspanning gelijk is aan de basis-emitterspanning. Deze spanning staat over de inwendige weerstand r'_e . De stroom die door deze equivalentweerstand vloeit is gelijk aan i_e . In formulevorm:

$$u_{in} = u_{be} = i_e \times r'_e$$

De spanningsversterking is gelijk aan:

$$A_{ue} = -\frac{u_{ce}}{u_{be}} = -\frac{i_c \times R_{cl}}{i_e \times r'_e}$$

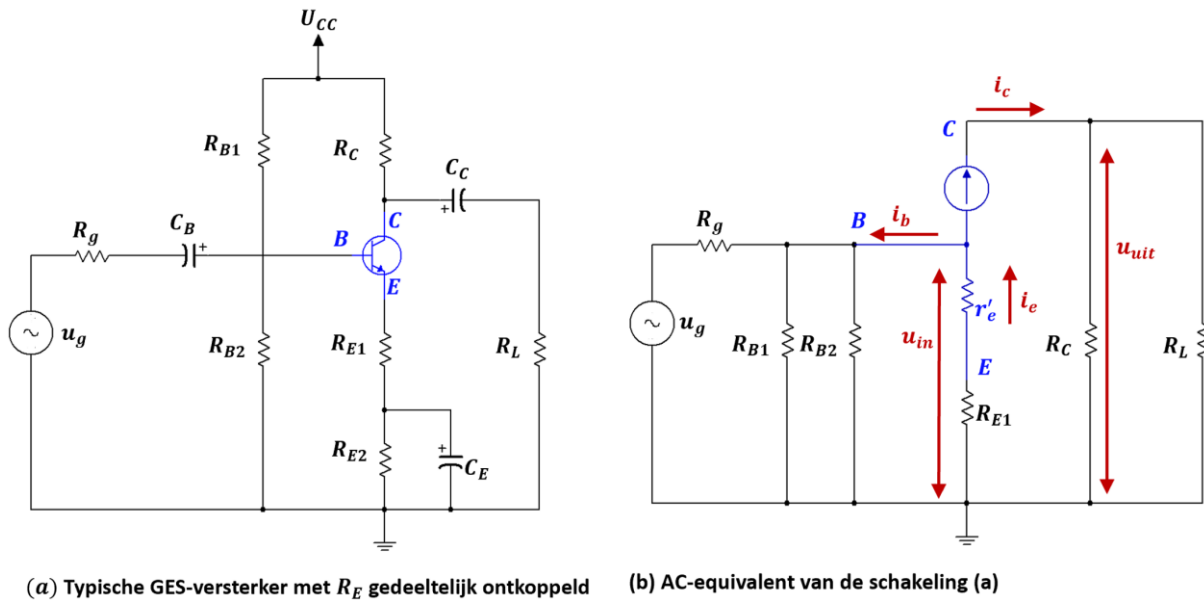
Vermits de stroomversterkingsfactor voor de meeste transistoren 100 of meer bedraagt, is de basisstroom zeer klein ten opzichte van de collectorstroom of de emitterstroom. Hierdoor kan benaderend gesteld worden dat de collectorstroom ongeveer even groot is als de emitterstroom. Doordat ze praktisch even groot zijn kunnen ze weggedeeld worden in bovenstaande formule en verkrijgen we:

$$A_{ue} = \frac{R_{cl}}{r'_e}$$

Met R_{cl} de parallelschakeling van R_c met R_L en r'_e de doorlaatweerstand van de basis-emitterjunctie van de transistor.

Spanningsversterking met een gedeelte van R_E niet ontkoppeld

In sommige gevallen wil men de invloed van r'_e beperken in het bepalen van de spanningsversterking of wil men een bepaalde spanningsversterking bekomen die lager ligt dan de normaal bekomen spanningsversterking. Dit kan verwezenlijkt worden door een gedeelte van de emitterweerstand te ontkoppelen. In de figuur 8-15 is een voorbeeld van zo'n schakeling weergegeven. Voor het bepalen van uitgangsspanning van de schakeling in figuur 8-15 verandert er niets. Voor het bepalen van de ingangsspanning zie je in figuur 8-15(b) dat het niet-ontkoppelde gedeelte van de emitterweerstand (R_{E2}) in serie staat met r'_e . Merk op dat de weerstand R_{E2} is ontkoppeld door de condensator C_E en hierdoor in het AC-equivalent niet voorkomt.



Figuur 8-15 : GES-versterker met gedeeltelijk ontkoppelde emitterweerstand.

Bepalen van de spanningsversterking A_{ue} levert het volgende op:

$$A_{ue} = -\frac{u_{uit}}{u_{in}} = -\frac{u_{ce}}{u_B} = -\frac{i_c \times R_{cl}}{i_e \times (r'_e + R_{E1})}$$

Daar $i_c \approx i_e$ is A_{ue} gelijk aan:

$$A_{ue} = -\frac{R_{cl}}{r'_e + R_{E1}}$$

Voorbeeld 8-6

Stel dat de weerstandswaarden van figuur 8-15(a) gelijk zijn aan de volgende waarden:

$$R_g = 600 \, \Omega; R_{B1} = 27 \, k\Omega; R_{B2} = 3,9 \, k\Omega; R_C = 2,7 \, k\Omega; R_{E1} = 200 \, \Omega; R_{E2} = 270 \, \Omega; R_L = 8,2 \, k\Omega$$

De gebruikte voedingsspanning U_{CC} voor de schakeling in te stellen is gelijk aan 18 V.

Gevraagd:

- Bepaal de spanningsversterking van de schakeling
- Bepaal de spanningsversterking van de schakeling als de emitter volledig ontkoppeld is

Oplossing :

Om de spanningsversterking te vinden moet eerst r'_e gevonden worden. Hiervoor moet eerst de emitterstroom worden bepaald. Deze kan gevonden worden door de gelijkspanning U_B (is gelijk aan U_{R2}) te bepalen en vervolgens U_{RE} te bepalen. De transistor is ingesteld met de spanningsdelerinstelling. Bepalen van U_B :

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times U_{CC} = \frac{3,9 \, k\Omega}{27 \, k\Omega + 3,9 \, k\Omega} \times 18 \, V = 2,27$$

De emitterspanning U_E is gelijk aan:

$$U_E = U_B - U_{BE} = 2,27 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 1,57 \text{ V}$$

De emitterstroom I_E , nodig om r'_e te bepalen, is via de wet van Ohm te vinden. Vermits het om een gelijkstroom gaat, is de emitterweerstand van het DC -equivalent van de schakeling die we nodig hebben. Deze is gelijk aan de som van beide emitterweerstand. We bekomen :

$$I_E = \frac{U_{RE}}{R_E} = \frac{U_{RE}}{R_{E1} + R_{E2}} = \frac{1,57 \text{ V}}{200 \Omega + 270 \Omega} = 3,34 \text{ mA}$$

De basis-emitter junctieweerstand r'_e is dan gelijk aan:

$$r'_e = \frac{25}{I_E(\text{mA})} = \frac{25}{3,34} = 7,48 \Omega \cong 7,5 \Omega$$

De weerstand R_{cl} is via het AC -equivalent schema als volgt te bepalen:

$$R_{cl} = \frac{R_C \times R_L}{R_C + R_L} = \frac{2,7 \text{ k}\Omega \times 8,2 \text{ k}\Omega}{2,7 \text{ k}\Omega + 8,2 \text{ k}\Omega} = 2,03 \text{ k}\Omega$$

De spanningsversterking van de schakeling in figuur 8-15(a) met de opgegeven weerstand is dan gelijk aan:

$$A_{ue} = -\frac{R_{cl}}{r'_e + R_{E1}} = -\frac{2,03 \text{ k}\Omega}{7,5 \Omega + 200 \Omega} = -9,65$$

Als de weerstand R_{E1} mee ontkoppeld is (vraag b)), is de spanningsversterking gelijk aan:

$$A_{ue} = -\frac{R_{cl}}{r'_e} = -\frac{2,03 \text{ k}\Omega}{7,5 \Omega} = -267,07$$

8.2.4.2 Bepalen van de in- en uitgangsimpedantie van een GES-versterker

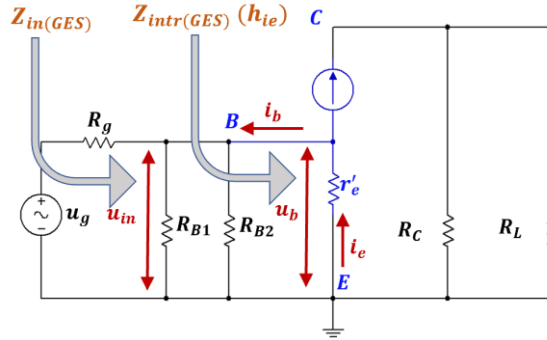
De ingangsimpedantie van een GES-versterker

In figuur 8-16 is het AC -equivalent schema van een GES -schakeling weergegeven. Hierop is de ingangsimpedantie van de transistor zelf ($Z_{intr(GES)}$) weergegeven en de totale ingangsimpedantie zoals die vanaf de generatorzijde wordt gezien. De ingangsimpedantie van een transistor die in GES is geschakeld kan gevonden worden via de wet van Ohm. Op de basis bevindt zich de ingangsspanning en ingangsstroom is gelijk aan de basisstroom. In formulevorm:

$$Z_{in(GES)} = \frac{u_b}{i_b}$$

De ingangsspanning is de spanning tussen basis en massa. Voor een typische GES -versterkerschakeling komt dit overeen met de spanning over r'_e . Door deze weerstand vloeit de stroom i_e . De formule kan dan aangepast worden als volgt:

$$Z_{intr(GES)} = \frac{i_e \times r'_e}{i_b}$$



Figuur 8-16 : Bepalen van de ingangsimpedantie van een transistor in GES geschakeld

Vermits de stroomgrootte i_e ongeveer overeenkomt met de stroomgrootte i_c kan benaderend geschreven worden dat i_e overeenkomt met het product van de stroomversterkingsfactor met de basisstroom. Vullen we dit in bovenstaande formule in:

$$Z_{intr(GES)} = \frac{(\beta_{ac} \times i_b) \times r'_e}{i_b} = \beta_{ac} \times r'_e = h_{ie}$$

Het product $\beta_{ac} r'_e$ kan in de meeste situaties benaderend geschreven worden als $\beta r'_e$. In het verder verloop schrijven we steeds β in plaats van β_{ac} . Dit product wordt in het hybride parametersysteem (h-parameters) ook omschreven als h_{ie} of de ingangsimpedantie van een transistor in GES geschakeld. De totale ingangsimpedantie van de GES transistorversterker is gelijk aan de impedantie die de generator ziet waarop de GES-versterker is op aangesloten. Deze totale ingangsimpedantie (zie figuur 8-16) noemen we $Z_{in(GES)}$ en bestaat uit de parallelschakeling van R_{B1} met R_{B2} en $Z_{intr(GES)}$. Aldus is $Z_{in(GES)}$ gelijk aan:

$$Z_{intr(GES)} = \frac{1}{\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{Z_{intr(GES)}}}$$

Of:

$$Z_{intr(GES)} = \frac{1}{\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{\beta r'_e}}$$

Wanneer een gedeelte van de emitterweerstand niet ontkoppeld is dan staat de basisspanning over de serieschakeling van r'_e met het niet ontkoppelde gedeelte van de emitterweerstand, voorgesteld als R_e . De formules aangaande de ingangsimpedantie worden dan:

$$Z_{intr(GES)} = \beta(r'_e + R_e)$$

en :

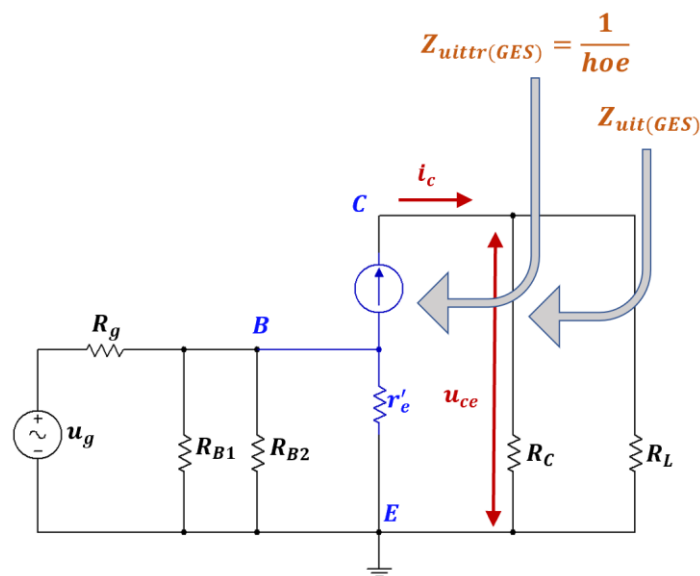
$$Z_{in(GES)} = \frac{1}{\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{\beta(r'_e + R_e)}}$$

De uitgangsimpedantie van een GES-versterker

De uitgangsimpedantie een transistor in GES is relatief hoog. Als je de transistor vervangt door zijn equivalent dan zie je dat aan de collectorzijde van de transistor een stroombron is aangesloten. Deze

stroombron is het gevolg van het feit dat bij een constante basisstroom de collectorstroom nagenoeg constant blijft over een groot deel van het u_{ce} -spanningsbereik. Een goede stroombron heeft een hoge weerstand en bij een transistor bestaat deze weerstand uit de sperrende basis-collectorjunctie. In het hybride parameterstelsel (h-parameters) wordt het omgekeerde van de transistoruitgangsimpedantie gebruikt en aangeduid als h_{oe} . h_{oe} is de uitgangsadmittantie van de transistor in *GES*. Als je de totale uitgangsimpedantie van een *GES*-versterker bekijkt vanuit de belasting dan staat de weerstand van de basis-collectorjunctie in parallel met de collectorweerstand R_C . Bij een typische *GES*-versterker zal R_C heel wat kleiner zijn dan de sperweerstand van de basis-collectorjunctie zodat de vervangingsweerstand ongeveer R_C is. In formulevorm is de uitgangsimpedantie $Z_{uit(GES)}$ gelijk aan:

$$Z_{uit(GES)} \approx R_C$$



Figuur 8-17 : bepalen uitgangsimpedantie *GES*-versterker

8.2.4.3 Bepalen van de stroomversterking A_{ie}

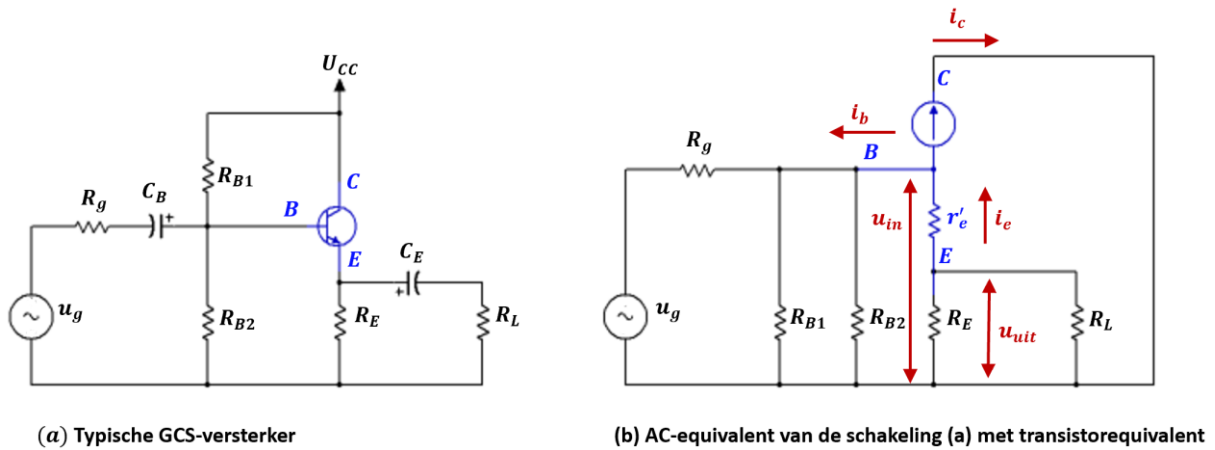
De stroomversterking bij een transistor in *GES* is de verhouding van de uitgangsstroom op de ingangsstroom. In formulevorm:

$$A_{ie} = \frac{i_c}{i_b} = \beta_{ac}$$

Merk op dat bij klein signaal versterkers β_{ac} meestal overeenkomt met β . De stroomversterking bij *GES* wordt in het hybride parameterstelsel weergegeven als h_{fe} .

8.2.5 De GCS-versterkerschakeling

Meestal kan je de gemeenschappelijke aansluiting van een transistor herkennen aan het feit dat deze direct of via een condensator met een gelijkspanningsbron (of massa) is verbonden. In de schakeling van figuur 8-18(a) is een gemeenschappelijke collectorschakeling of *GCS* weergegeven. Je ziet dat de collector rechtstreeks verbonden is met de positieve voedingsklem van U_{CC} .



Figuur 8-18: Typische GCS-versterker

Het te versterken signaal komt via de basis de transistor in en verlaat de transistor via de emitter. Figuur 8-18(b) toont het AC-equivalent van de GCS-versterker. Hierin is de transistor vervangen door zijn equivalent schema bestaande uit de stroombron i_c en de weerstand r'_e van de BE-junctie van de transistor.

8.2.5.1 De spanningsversterking A_{uc} van een GCS

Zoals reeds aangehaald is de spanningsversterking per definitie de verhouding van de uitgangsspanning op de ingangsspanning. Bij een GCS-versterker is de uitgangsspanning de spanning u_{CE} en de ingangsspanning u_{BC} de spanning tussen de basis en de gemeenschappelijke klem (collector). In formulevorm:

$$A_{uc} = \frac{u_{uit}}{u_{in}} = \frac{u_{ec}}{u_{bc}}$$

De uitgangsspanning staat over de parallelschakeling van R_E met R_L . Deze stellen we voor als R_e . De ingangsspanning staat (zie figuur 8-18(b)) over de serieschakeling van de inwendige r'_e met de uitwendige totale wisselstroomweerstand R_e . Door beide weerstanden vloeit de stroom i_e . Ook door R_e vloeit i_e . De formule van de spanningsversterking is dan aanpasbaar op volgende wijze:

$$A_{uc} = \frac{i_e \times R_e}{(i_e \times (R_e + r'_e))}$$

Wegdelen van i_e levert het volgende op:

$$A_{uc} = \frac{R_e}{R_e + r'_e}$$

Als R_e relatief groot is ten opzichte van r'_e dan is de versterking van de GCS-versterker ongeveer gelijk aan 1. Men kan concluderen dat in het ideale geval de spanningsversterking van deze versterkerschakeling gelijk is aan 1. In formulevorm:

$$A_{uc} \cong 1$$

Afhankelijk van de verhouding van r_e' ten opzichte van R_e kan de spanningsversterking heel wat minder bedragen dan de benadering van 1. Stel dat we een schakeling hebben waarbij r_e' gelijk is aan $20\ \Omega$ en R_e gelijk is aan $8\ \Omega$, dan is de spanningsversterking gelijk aan:

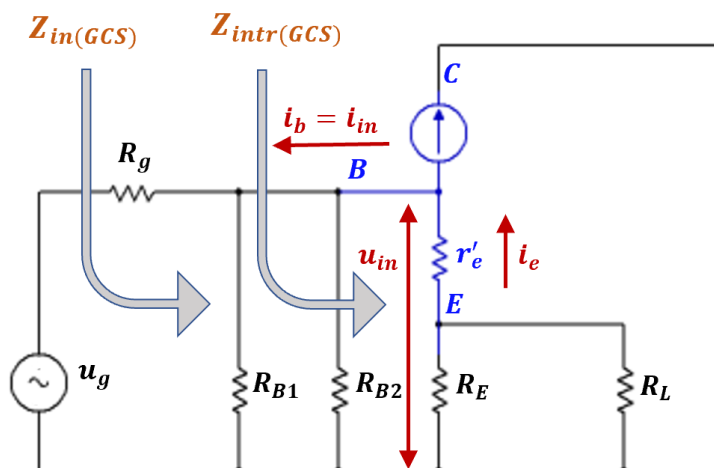
$$A_{uc} = \frac{8}{20 + 8} = 0,29$$

Voorals bij vermogenversterkers is dit iets om rekening mee te houden.

8.2.5.2 Bepalen van in- en uitgangsimpedantie van de GCS

Bepalen van de ingangsimpedantie van een GCS

Figuur 8-19 toont het AC-equivalent schema van een GCS voor het bepalen van de ingangsimpedantie. Hierbij is $Z_{intr(GCS)}$ is de ingangsimpedantie van de transistor gemeten tussen de basisaansluiting en de massa. Met $Z_{in(GCS)}$ wordt de ingangsimpedantie bedoeld die zich voordoet aan de generataraansluiting.



Figuur 8-19 : bepalen van de ingangsimpedantie van een typische GCS-versterker

In principe is $Z_{intr(GCS)}$ gelijkaardig te vinden als $Z_{intr(GES)}$ in een GES-schakeling. Het verschil zit hem erin dat bij een GCS-schakeling de weerstand aan de emitter niet ontkoppeld wordt. Bijgevolg moet deze weerstand mee in rekening gebracht worden. Vermits bij een GCS-schakeling de belasting verbonden is aan de emitter hebben we te maken met een parallelschakeling van de weerstanden R_E met R_L . De vervangingsweerstand van deze parallelschakeling stellen we voor als R_e . Zo bekomen we:

$$R_e = \frac{R_E \times R_L}{R_E + R_L}$$

Volgens de wet van Ohm kan je de $Z_{intr(GCS)}$ als volgt bepalen:

$$Z_{intr(GCS)} = \frac{u_{in}}{i_{in}} = \frac{u_b}{i_b}$$

Uit figuur 8-19 kan je de spanning u_b als volgt bepalen:

$$u_b = i_e \times \left(r'_e + \frac{R_E \times R_L}{R_E + R_L} \right)$$

$$u_b = i_e \times (r'_e + R_e)$$

Invullen in de formule voor de ingangsimpedantie van de transistor:

$$Z_{intr(GCS)} = \frac{i_e \times (r'_e + R_e)}{i_b}$$

Zoals reeds bij *GES* is besproken kan je de verhouding van de emitterstroom op de basisstroom ongeveer gelijk stellen aan de stroomversterkingsfactor β . Vullen we dit in de formule voor de ingangsimpedantie van de transistor dan verkrijgen we:

$$Z_{intr(GCS)} = \beta \times (r'_e + R_e)$$

Meestal is de waarde van R_e veel groter dan de waarde van r'_e zodat :

$$Z_{intr(GCS)} \approx \beta \times R_e$$

Via figuur 8-19 zien we dat de totale ingangsimpedantie van de *GCS*-versterker kan gevonden worden via de parallelschakeling van de basisweerstand met de ingangsimpedantie van de transistor. In formulevorm:

$$Z_{in(GCS)} = \frac{1}{\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{Z_{intr(GCS)}}}$$

De uitgangsimpedantie van een GCS

Voor algemene analyses is de uitgangswaerstand van een *GCS*-versterker ongeveer gelijk aan r'_e .

De stroomversterking van een GCS

Algemeen is de stroomversterking gelijk aan:

$$A_{i(GCS)} = \frac{I_{belasting}}{I_{in}}$$

Vermits de spanningsversterking van een *GCS*-schakeling ongeveer gelijk is aan 1, is de uitgangsspanning ongeveer gelijk aan de ingangsspanning. Houden we hiermee rekening dan kunnen we voor de stroomversterking van een *GCS*-schakeling schrijven:

$$A_{i(GCS)} = \frac{\frac{U_{in}}{R_L}}{\frac{U_{in}}{Z_{in(GCS)}}}$$

$$A_{i(GCS)} = \frac{Z_{in(GCS)}}{R_L}$$

8.3 Bijzondere formules

5-1	Bepalen U_{RE} bij zelf ontwerpen transistorschakeling	$U_{RE} = \frac{1}{6} U_{CC}$
5-2	Bepalen koppelcondensator	$C \geq \frac{1}{R_{te\ koppelen} \times f_{minimum}}$
5-3	Bepalen ontkoppelcondensator	$C \geq \frac{1}{R_{te\ ontkoppelen} \times f_{minimum}}$
5-4	Bepalen spanningsversterking GES met emitterweerstand volledig ontkoppeld	$A_{u(GES)} = -\frac{R_c}{r'_e}$
5-5	Bepalen spanningsversterking GES met emitterweerstand (gedeeltelijk) niet ontkoppeld	$A_{u(GES)} = -\frac{R_c}{r'_e + R_e}$
5-6	Ingangsimpedantie GES	$Z_{in(GES)} = \frac{1}{\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{Z_{intr(GES)}}}$
5-7	Ingangsimpedantie van een transistor in GES	$Z_{intr(GES)} = \beta(r'_e + R_e)$
5-8	Uitgangsimpedantie GES	$Z_{uit(GES)} \approx R_c$
5-9	Stroomversterking GES	$A_{i(GES)} = \beta_{ac} \approx \beta$
5-10	Bepalen spanningsversterking GCS met emitterweerstand (gedeeltelijk) niet ontkoppeld	$A_{u(GCS)} = \frac{R_e}{r'_e + R_e}$
5-11	Ingangsimpedantie GCS	$Z_{in(GCS)} = \frac{1}{\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{Z_{intr(GCS)}}}$
5-12	Ingangsimpedantie van een transistor in GCS	$Z_{intr(GCS)} = \beta(r'_e + R_e)$
5-13	Uitgangsimpedantie GCS	$Z_{uit(GCS)} = r'_e$
5-14	Stroomversterking GCS	$A_{i(GCS)} = \frac{Z_{in(GCS)}}{R_L}$
5-15	Spanningsversterking GBS met emitterweerstand volledig ontkoppeld	$A_{u(GBS)} = \frac{R_c}{r'_e}$
5-16	Spanningsversterking GBS met emitterweerstand (gedeeltelijk) niet ontkoppeld	$A_{u(GBS)} = \frac{R_c}{r'_e + R_e}$
5-17	Ingangweerstand van een transistor in GBS	$Z_{intr(GBS)} = r'_e + R_e$
5-18	Steilheid in een punt transconductantiekarakteristiek JFET	$y_{fs} = \frac{i_d}{u_{gs}}$
5-19	Spanningsversterking GSS	$A_{u(GSS)} = -y_{fs} \times R_d$
5-20	Spanningsversterking GDS	$A_{u(GDS)} = \frac{y_{fs} \times R_s}{1 + R_s}$
5-21	Spanningsversterking GGS	$A_{u(GGS)} = y_{fs} \times R_d$
5-22	Saturatiepunt AC-belastingslijn	$I_{c(sat)} = I_{CP} + \frac{U_{CEP}}{R_e + R_c}$
5+25	Afsnijpunt (cutoff) AC-belastingslijn	$U_{ce(cutoff)} = U_{CEP} + I_{CP}(R_e + R_c)$

8.4 Oplossingen Test jezelf vragen

8.4.1 Antwoorden Test jezelf : instelpunt/werkpunt van de transistor

(Cursus onderdeel 5.1.3)

- Stap1 : Bepalen U_B
 Stap 2 : Bepalen U_E via U_B
 Stap 3: Bereken van I_E via U_E (deze stroom is ook ongeveer gelijk aan I_C)
 Stap 4: Bepalen U_{CE} : $U_{CE} = U_{CC} - I_E(R_E + R_C)$
- De emitterspanning is 0,7 V hoger dan de basisspanning

3. $I_C = 2,03 \text{ mA}; U_{CE} = 7,48 \text{ V}$

8.4.2 Antwoorden section 4-6 check-up

(zie presentatie versterkers)

1. Spanningsversterking : $y_{fs} \times R_d$ (steilheid \times wisselstroomweerstand aan drain);
2. Een GDS-versterker met stroombronstelling heeft een hogere ingangsimpedantie, geen instelweerstand en kan DC gekoppeld worden met 0 V DC aan de uitgang.
3. GGS en GDS
4. Lage ingangsimpedantie