

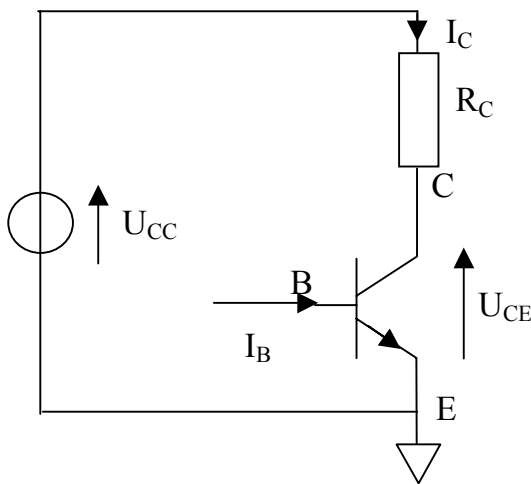
Hoofdstuk 9: Transistorschakelingen

1: Inleiding

Na in het voorgaande hoofdstuk het gedrag van de transistor zelf beschreven te hebben, zullen we in dit hoofdstuk zien hoe een transistor zich gedraagt in een volledige schakeling. Op deze manier zal inzicht groeien in een aantal belangrijke toepassingsmogelijkheden van de transistor.

1.1: De transistormodes

Beschouw de onderstaande Figuur 9.1.



Figuur 9.1: Transistorschakeling

In de bovenstaande Figuur 9.1, zijn de voedingsspanning U_{CC} (bijvoorbeeld 20 V) en de collectorweerstand R_C (bijvoorbeeld 1 k Ω) constant. We gaan er van uit dat de transistor een constante stroomversterkingsfactor $\beta = h_{FE} = 200$ heeft.

Stel dat we de basisstroom I_B geleidelijk opdrijven vanaf nul tot aan 100 μA (we zullen later bespreken hoe een dergelijke I_B praktisch bekomen kan worden). Bij dat opdrijven van I_B zal U_{BE} slechts weinig veranderen maar I_C , $R_C I_C$ en U_{CE} zullen wel sterk variëren. Meer concreet bekomen we dat $U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C$.

In de onderstaande tabel zijn I_C , $R_C I_C$ en U_{CE} uitgerekend voor een $I_B = 0 \mu\text{A}$, een $I_B = 10 \mu\text{A}$, een $I_B = 20 \mu\text{A}$, een $I_B = 30 \mu\text{A}$, een $I_B = 40 \mu\text{A}$, een $I_B = 50 \mu\text{A}$, een $I_B = 60 \mu\text{A}$, een $I_B = 70 \mu\text{A}$, een $I_B = 80 \mu\text{A}$, een $I_B = 90 \mu\text{A}$ en een $I_B = 100 \mu\text{A}$.

In de eerste rij met $I_B = 0 \mu\text{A}$ is $U_{BE} \leq 0,6 \text{ V}$ en zijn de stromen erg klein. De transistor is in gesperde mode (cut-off). Dit betekent dat $I_C = 0 \text{ mA}$ zodat $R_C I_C = 0 \text{ V}$ en $U_{CE} = 20 \text{ V}$.

In de laatste rij is $I_B = 100 \mu\text{A}$ of meer, dit impliceert een $U_{BE} \cong 0,8 \text{ V}$ of $0,9 \text{ V}$. Met een $\beta = 200$ zou dit een $I_C = 20 \text{ mA}$ geven wat $R_C I_C$ opdrijft tot 20 V . Dit betekent dat U_{CE} kleiner wordt dan de kniespanning $U_{CEK} \cong 0,3 \text{ V}$. De transistor is bijgevolg in verzadigde mode (saturatie) wat betekent dat $I_C = \beta I_B$ niet meer geldig is ($I_C < \beta I_B$).

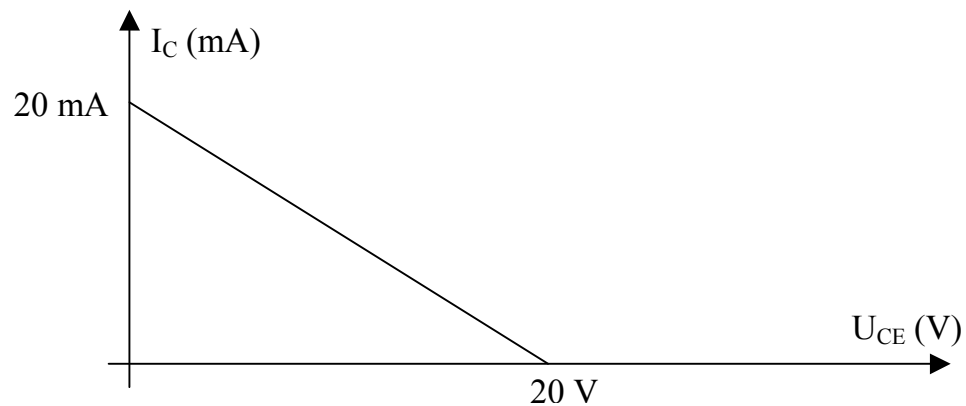
Voor basisstromen tussen $10 \mu\text{A}$ en $90 \mu\text{A}$ werkt de transistor in de normale mode en zijn de stromen en spanningen geldig die weergegeven zijn in de onderstaande tabel.

$I_B (\mu\text{A})$	$U_{BE} (\text{V})$	$I_C (\text{mA})$	$R_C I_C (\text{V})$	$U_{CE} (\text{V})$
0	$\leq 0,6 \text{ V}$			
10	0,6 V tot 0,8 V	2	2	18
20		4	4	16
30		6	6	14
40		8	8	12
50		10	10	10
60		12	12	8
70		14	14	6
80		16	16	4
90		18	18	2
100	0,8 V			

1.2: De belastingslijn

Steunende op de berekende waarden in de bovenstaande tabel blijkt dat U_{CE} daalt naarmate I_C stijgt. Indien dit gedrag grafisch voorgesteld wordt, bekomen we de belastingslijn.

De belastingslijn voor het eerder vermelde getallenvoorbeeld ziet er dan ook uit als volgt:



Figuur 9.2: De belastingslijn

Het is inderdaad duidelijk dat $U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C$ een rechte voorstelt in het U_{CE} - I_C -assenstelsel. Deze belastingslijn laat ons toe om voor elke opgegeven I_C -waarde de overeenstemmende U_{CE} -waarde af te lezen en omgekeerd.

De belastingslijn is zeer eenvoudig te tekenen, want ze loopt door het punt U_{CC} op de U_{CE} -as en door het punt U_{CC}/R_C op de I_C -as.

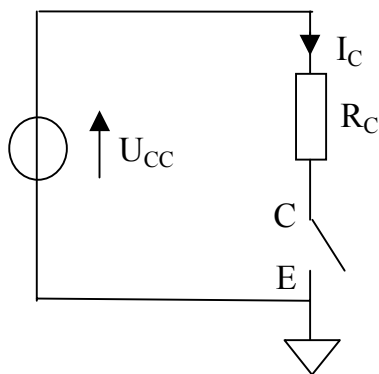
Op de belastingslijn kan men de transistorwerking in normale mode, cut-off-mode en saturatie-mode duidelijk onderscheiden. Duid zelf deze drie gebieden aan op de belastingslijn.

Zoals reeds kort aangehaald in het vorige hoofdstuk hebben deze drie modes elk hun nuttige toepassingen. In de hier volgende Paragraaf 2 zullen we het nut aantonen van de cut-off-mode en van de saturatie-mode. Verderop in dit hoofdstuk zullen we uitgebreid ingaan op het nut van de normale mode.

2: De transistor als schakelaar

De vergelijking $U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C$ die de belastingslijn beschrijft toont ons het volgende:

Bij een transistor in cut-off ($I_B = 0$ zodat ook $I_C = 0$ indien we de lekstromen verwaarlozen) verwerkt de transistor de volledige spanning. Dit betekent dat $U_{CE} = U_{CC}$. De spanning over de collectorweerstand R_C is gelijk aan nul. Dit betekent dat de transistor in cut-off zich als een open schakelaar gedraagt.



Figuur 9.3: Transistor in cut-off-mode

Stel dat R_C een gloeilamp, een verwarmingselement, een DC-motor of een relaispoel voorstelt, dan is het mogelijk deze af te schakelen door de stroom I_B van de transistor nul te maken.

Indien we daarna I_B (en dus ook I_C) strikt groter dan nul maken, dan komen we eerst in de normale mode. Op deze normale mode gaan we nu niet in. Bij het gebruiken van de transistor als schakelaar is het namelijk niet de bedoeling dat de transistor in normale mode werkt. Die normale mode is dan slechts de overgang tussen de werking

als open schakelaar en de werking als gesloten schakelaar. Een overgang die hier zo kort mogelijk duurt.

Hoe hoger we I_B maken, hoe hoger I_C is. Tengevolge van de spanning over R_C impliceert dit dat U_{CE} kleiner wordt. Bij een zekere waarde van I_B wordt de transistorspanning U_{CE} uiteindelijk zo laag (ongeveer 0,3 V) dat de transistor in saturnatie komt.

In deze verzadigingsmode of saturatiemode is $U_{CE} = U_{CEsat}$ erg klein. Dit betekent dat over de weerstand R_C bijna de volledige spanning U_{CC} staat. De transistor gedraagt zich dan als een gesloten schakelaar (dus een doorverbinding tussen collector en emitter).

2.1: De dimensionering van de transistorschakelaar

We zagen zonet dat de transistor in Figuur 9.1 zich als een gesloten schakelaar gedraagt indien I_B voldoende groot is. In deze paragraaf zullen we nagaan hoe groot die I_B moet zijn.

Algemeen geldt dat $U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C$. Bij saturatie is $U_{CE} = U_{CEsat}$ wat betekent dat $I_C \cong U_{CC}/R_C$. Het is dus duidelijk dat I_C bij saturatie bijna enkel bepaald is door U_{CC} en R_C . Dit betekent onder meer dat de formule $I_C = h_{FE} I_B$ niet geldig is.

Om een transistor in saturatie te sturen moet de stroom I_B duidelijk voldoende groot gemaakt worden. Bij het overgangspunt van normale mode naar verzadigingsmode geldt $I_C = h_{FE} I_B$ nog net. Saturatie wordt bekomen indien

$$I_B > I_{BS} = I_C/h_{FE} = (U_{CC} - U_{CEsat})/(R_C h_{FE}).$$

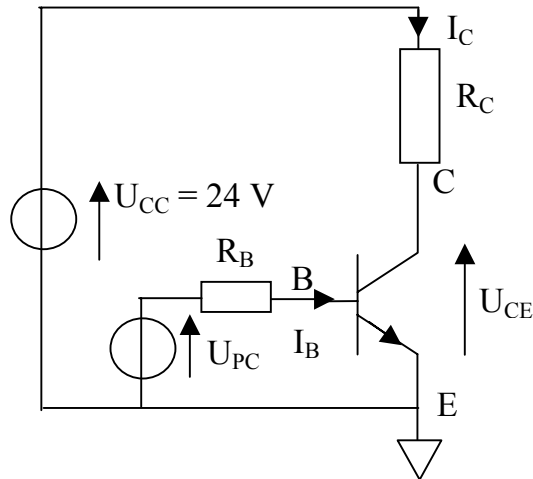
Om de transistor in volle saturatie te krijgen (“gegarandeerd gesloten schakelaar”), eisen we dat $I_B \gg I_{BS}$. In de praktijk nemen we I_B een factor 2 tot 10 keer groter dan $U_{CC}/h_{FE}R_C$.

Hierbij moet er ook rekening mee gehouden worden dat de h_{FE} -parameter slechts bij benadering gekend is. Er moet omwille van de zekerheid dan ook met de minimale h_{FE} gerekend worden.

2.2: Toepassingsvoorbeeld: sturing via computerpoort

Met een computer die ofwel een spanning van 5 V of 0 V uitstuurt, wil men een 1,2 W lampje van 24 V (50 mA) in- of uitschakelen. De uitgang van de computer kan echter slechts 1 mA stroom leveren waardoor het onmogelijk is het lampje direct aan te sturen.

We beschikken over een BC547B transistor. Zoals uit de tabellen in Paragraaf 7.2 van het vorige hoofdstuk blijkt, heeft deze transistor een minimale h_{FE} van 200. De transistor heeft een $U_{CEO\ max}$ van 45 V en een $U_{CES\ max}$ van 50 V (Paragraaf 9.5 van Hoofdstuk 8). De transistor heeft een $I_{C\ max} = 100\ mA$ en een $P_{tot\ max} = 0,3\ W$ (bij een omgevingstemperatuur van 25 °C).



Figuur 9.4: Aansturen lamp vanuit computerpoort

Indien $U_{PC} = 0\ V$, dan is de transistor in gesperde mode ($I_B = 0$) en gedraagt de transistor zich als een open schakelaar. De lamp brandt niet en $U_{CE} = 24\ V$ waar de transistor ruim tegen bestand is.

Indien $U_{PC} = 5\ V$, wensen we dat de transistor in saturatie is. Aangezien $U_{CE} \cong U_{CE\ sat} \cong 0,3\ V$ staat er over de weerstand R_C (die de lamp voorstelt) een spanning van ongeveer 24 V. De stroom door de lamp is $I_C = 50\ mA$.

De transistor is in saturatie indien $I_B > I_C/h_{FE\ min} = 250\ \mu A$. Een redelijke keuze is een $I_B = 500\ \mu A$. Dit betekent dat $R_B = (U_{PC} - U_{BE})/I_B = (5\ V - 0,7\ V)/500\ \mu A = 8,6\ k\Omega$ een goede keuze is. Enerzijds is I_B groot genoeg om de transistor in saturatie te sturen en kan de computerpoort ($U_{PC} = 5V$) de $I_B = 500\ \mu A$ probleemloos leveren.

In realiteit geldt de beperking om een weerstand uit de E12-reeks te nemen. De E12-reeks kunt u terug vinden in Bijlage 4. Een realistische keuze is een $R_B = 8,2\ k\Omega$ te nemen.

Nu is het eveneens mogelijk een andere weerstandswaarde R_B te kiezen. Welke gevolgen heeft het verkleinen van R_B voor de computer? Welke gevolgen heeft het verkleinen van R_B voor de schakelsnelheid van de transistor? Stel dat de schakelsnelheid te klein is, hoe kunt u hieraan verhelpen? Wat is de rol van een “speed up condensator”?

3: De DC-instelling van een AC-versterker

In Paragraaf 2 hebben we gezien hoe een transistor als schakelaar kan functioneren. In de huidige Paragraaf 3 en de hier volgende paragrafen van Hoofdstuk 9 zullen we zien hoe een transistor als AC-versterker gebruikt kan worden. Hierbij is het belangrijk te beseffen dat de transistor steeds in de normale mode zal werken.

3.1: Probleemstelling

De antenne van een radio-ontvanger, de weergavekop van een cassettespeler, een microfoon ... produceren slechts een zwakke AC-spanning. De amplitudes van de spanningen zijn minder dan $1 \mu\text{V}$ tot hoogstens enkele mV.

Het is duidelijk dat deze zwakke signalen eerst versterkt zullen moeten worden vooraleer ze aan een AM-detektor, een hoofdtelefoon of een luidspreker gelegd kunnen worden. Inderdaad, voor een goede werking eisen dergelijke elementen meestal een tamelijk grote AC-spanning. Dit gaat bijvoorbeeld van enkele honderden mV tot enkele tientallen V.

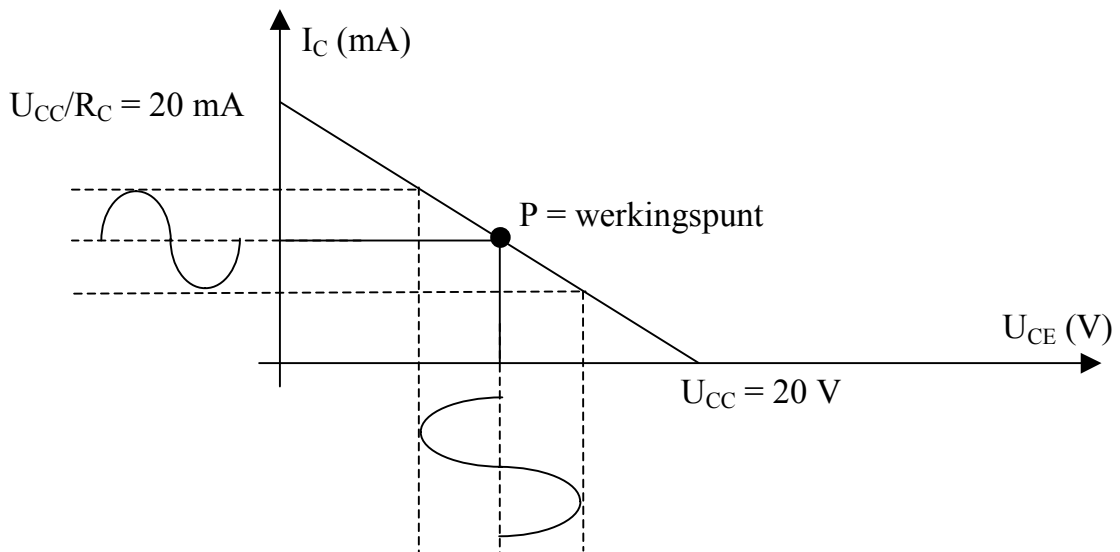
De gewenste versterking kan bekomen worden met behulp van diverse transistorschakelingen. Bovenstaande voorbeelden tonen echter nu al aan dat dergelijke versterkers pure AC-signalen zullen moeten verwerken. Transistoren zijn daar echter van nature uit niet toe in staat. In normale mode is het namelijk zo dat U_{BE} , U_{CE} , I_{BE} en I_{CE} altijd positief blijven bij een NPN-transistor. Indien er gewerkt wordt met een PNP-transistor, dan zullen deze spanningen en stromen altijd negatief blijven.

Dit probleem zal opgelost worden door de pure AC-signalen te superponeren op vooraf vastgelegde DC-niveau's. Deze DC-niveau's zijn vooraf vastgelegde transistor-spanningen en transistor-stromen. Dit betekent dat we moeten zorgen voor een vaste I_{C} , I_{B} , U_{BE} en U_{CE} waarop later de AC-signalen gesuperponeerd kunnen worden. Op die manier zullen samengestelde signalen bekomen worden die steeds een zelfde polariteit hebben terwijl ze toch de benodigde AC-component bevatten.

3.2: Het superponeren van een AC-spanning op een DC-spanning

Voor elke I_{C} is er een gepast werkingpunt P op de belastingslijn. Dit instelpunt is bepaald door de DC-stroom I_{C} en de DC-spanning U_{CE} . Indien $U_{\text{CE}} > U_{\text{CE sat}}$ en indien de stromen I_{C} en I_{B} allebei niet al te klein zijn ($I_{\text{C}} = \beta I_{\text{B}}$) werkt de transistor in normale mode. Het is nu precies die normale mode die we wat van naderbij gaan bekijken.

Zoals reeds aangehaald in Paragraaf 3.1, wordt er op de DC-instelling vaak een AC-component gesuperponeerd. Dit betekent dat zowel de collectorstroom als de collector-emitter-spanning een sinuscomponent bevatten zoals weergegeven is op de onderstaande Figuur 9.5. Bemerkt wel dat beide AC-componenten in tegenfase zijn.



Figuur 9.5: AC-spanning gesuperponeerd boven op een DC-instelling

Ga zelf na waar het werkingpunt P gelegen moet zijn om een zo groot mogelijke sinusoïdale component te kunnen verkrijgen zonder dat deze vervormd wordt. Hierbij is het ook de bedoeling met een zo groot mogelijke AC-component steeds in de normale mode te werken en niet in saturatie of in cut-off mode terecht te komen.

Stel dat I_C sinusoïdaal zou variëren tussen de grenswaarden 6 mA en 12 mA. Stel deze collectorstroom grafisch voor in het U_{CE} - I_C -assenstelsel en leidt het bijhorende U_{CE} -verloop af met behulp van de belastingslijn. Tussen welke grenswaarden varieert U_{CE} .

3.3: De keuze van de DC-instelling: de collector-instelstroom

We zullen eerst over een “DC-instelschakeling” moeten beschikken vooraleer het AC-signaal versterkt kan worden. Dit is een schakeling die de transistor een welbepaalde stabiele I_C en U_{CE} bezorgt. De waarden van I_B en U_{BE} zullen dan vanzelf ook vast liggen.

Kiest men een kleinere R_C en dus een grotere U_{CC}/R_C , dan laat een grotere DC-instelstroom $I_C = U_{CC}/2R_C$ grotere (onvervormde) I_C -stroomvariaties mogelijk. Later zal duidelijk worden dat het juist deze I_C -variaties zijn die de AC-uitgangsstroom van de versterker zullen vormen. Het is precies die AC-uitgangsstroom die bijvoorbeeld door een luidspreker gestuurd zal worden.

We kunnen concluderen dat de haalbare uitgangsstroom en dus ook het haalbare uitgangsvermogen groter wordt naarmate de instelstroom $I_C = U_{CC}/2R_C$ groter genomen wordt. Een groter uitgangsvermogen betekent praktisch dat de luidspreker sterkere (luidere) audio-signalen kan produceren.

Helaas veroorzaakt een grotere instelstroom I_C een groter stroomverbruik. Dit laatste is vooral hinderlijk indien de elektronische schakeling gevoed wordt met behulp van batterijen. Bovendien betekent een groter stroomverbruik niet enkel meer vermogenverlies, het zorgt ook voor meer warmteontwikkeling in de elektronische schakeling. Dit laatste kan als gevolg hebben dat een “zwaardere” transistor gekozen moet worden en dat grotere koelplaten voorzien moeten worden.

Dit alles betekent dat een grotere I_C zowel voordelen als nadelen heeft. De keuze van de instelstroom zal dan ook een compromis zijn tussen enerzijds de gewenste AC-uitgangsstroom en anderzijds het aanvaardbare stroomverbruik.

3.4: De keuze van de DC-instelling: de collector-emitter-instelspanning

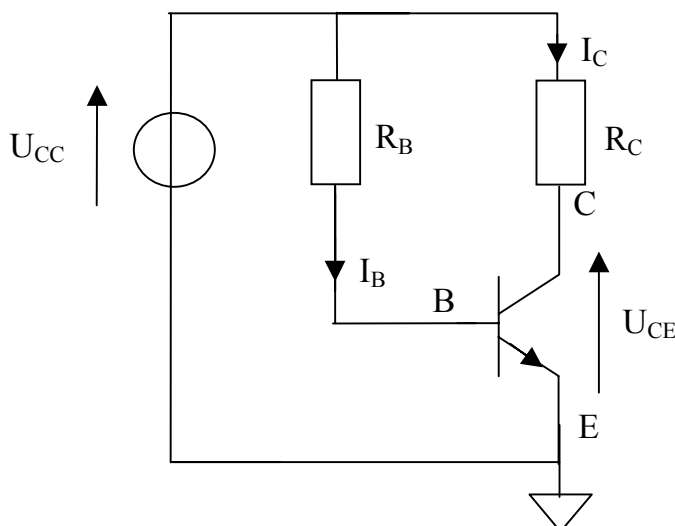
De transistorschakeling (en haar belastingslijn) tonen duidelijk aan dat de maximale (onvervormde) U_{CE} -variaties slechts bekomen kunnen worden als men de rustspanning of instelspanning U_{CE} gelijk kiest aan de helft van de effectief beschikbare voedingsspanning U_{CC} .

Het is belangrijk grote onvervormde U_{CE} -variaties mogelijk te maken. Later zullen we namelijk zien dat het juist die U_{CE} -variaties zijn die de AC-uitgangsspanning van de versterker zullen vormen. Het is precies die AC-uitgangsspanning die aangelegd zal worden aan een AM-detektor, een hoofdtelefoon of een luidspreker.

Zoals de belastingslijn van Figuur 9.5 illustreert, betekent een collector-emitter-instelspanning $U_{CE} = U_{CC}/2$ dat de collector-instelstroom $I_C = U_{CC}/2R_C$.

3.5: De DC-instelling van AC-versterkers: praktische schakeling

Een instelschakeling moet de transistor van de AC-versterker doen werken bij de gewenste stroom I_C en de gewenste spanning U_{CE} . Beschouw meer specifiek de instelschakeling van Figuur 9.6.



Figuur 9.6: DC-instelling transistor met basisweerstand R_B

In het huidige voorbeeld nemen we aan dat de voedingsspanning $U_{CC} = 13 \text{ V}$. Een voedingsspanning van 13 V wordt onder meer geleverd door een accumulator van een auto. Het is de bedoeling de transistor in te stellen bij een $I_C = 10 \text{ mA}$ en een $U_{CE} = 6,5 \text{ V}$. De gebruikte transistor is een siliciumtransistor met een $\beta = 200$.

Op basis van de schakeling bekomen we dat $U_{CE} + R_C I_C = U_{CC}$ wat betekent dat we R_C kunnen bepalen als $R_C = (U_{CC} - U_{CE})/I_C$.

Dit betekent dat $R_C = 650 \Omega$ genomen wordt. Wetende dat $I_B = I_C/\beta$, dan bekomen we dat $I_B = 50 \mu\text{A}$. Teneinde deze $I_B = 50 \mu\text{A}$ te bekomen moeten we een geschikte R_B bepalen.

Op basis van de schakeling bekomen we dat $U_{BE} + R_B I_B = U_{CC}$ wat betekent dat we R_B kunnen bepalen als $R_B = (U_{CC} - U_{BE})/I_B$.

In het huidige getallenvoorbeeld geeft dit een $R_B = 246 \text{ k}\Omega$.

Onthoud echter goed dat de zonet besproken schakeling helemaal niet zo goed ontworpen is. De schakeling is niet zelfstabiliserend. Veronderstellen we namelijk dat ten gevolge van een temperatuurstijging van de transistor de stroomversterking 250 geworden is in plaats van de vooropgestelde 200 . Deze verandering zal aanleiding geven tot een ander instelpunt.

Inderdaad, $I_B = (U_{CC} - U_{BE})/R_B = 50 \mu\text{A}$. Met een $\beta = 250$ geeft dit een $I_C = 12,5 \text{ mA}$. Deze $I_C = 12,5 \text{ mA}$ geeft een $U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C = 4,88 \text{ V}$.

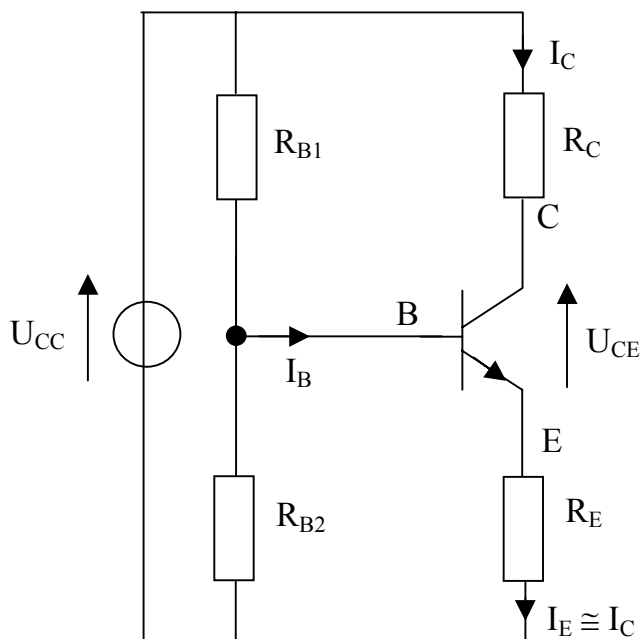
Dit betekent dat ten gevolge van de verandering van de β -waarde U_{CE} gedaald is van $6,5 \text{ V}$ tot $4,88 \text{ V}$. Dit is een daling van 25% . De stabiliteit van de schakeling is bijgevolg onvoldoende.

4: Zelfstabiliserende schakeling met stroomtegenkoppeling

Rekening houdende met het feit dat de β van een transistor beïnvloed wordt door de temperatuur, rekening houdende met het feit dat verschillende transistoren sterk uiteenlopende stroomversterkingsfactoren β kunnen hebben, is de schakeling van Figuur 9.6 niet bevredigend.

We zullen in de hier volgende paragrafen dan ook instelschakelingen zien die wel zelfstabiliserend zijn.

De in deze paragraaf besproken schakeling wordt zeer vaak toegepast. We gaan uit van een spanningsdeler (weerstand R_{B1} en R_{B2}) die een stabiele spanning U_B (over R_{B2}) opwekt. Dit betekent dat U_B nauwelijks afhankelijk is van I_B .



Figuur 9.7: Zelfstabiliserende schakeling met stroomtegenkoppeling

Indien U_B constant is, dan is I_C enkel afhankelijk van U_{BE} . Aangezien U_{BE} weinig varieert, varieert ook I_C (en I_E) slechts weinig. Dit betekent meteen dat zowel I_C als U_{CE} weinig afhankelijk zijn van β .

Indien we U_B en dus ook U_E voldoende groot kiezen ($U_E > 1$ V en liefst $U_E \geq 2$ V), dan zal de U_{BE} -variatie die slechts -2 mV/°C bedraagt weinig invloed hebben op $U_E = U_B - U_{BE}$. Wat dus inderdaad betekent dat I_C weinig varieert.

Ten einde U_B nagenoeg onafhankelijk van I_B te houden, kiezen we de stromen door R_{B1} en R_{B2} een flink stuk groter dan de stroom I_B . Vaak kiest men de stroom door R_{B1} gelijk aan tien keer I_B . Dit impliceert dan dat de stroom door R_{B2} gelijk is aan negen keer I_B .

We hebben al eerder gezien dat U_E voldoende groot moet zijn om I_C onafhankelijk van de variaties op β te krijgen (= zelfstabiliserend effect). Bovendien zal dit zelfstabiliserend effect sterker worden indien U_E groter gekozen is.

Het is echter niet goed om U_E al te groot te nemen, want een stijging van U_E betekent dat $U_{CC} - U_E = U_{CE} + R_C I_C$ kleiner wordt. Bij een zelfde $R_C I_C$ is de spanning U_{CE} kleiner. Bij een zelfde U_{CE} is de spanning $R_C I_C$ kleiner. De schakeling wordt gebruikt om een AC-sigitaal te versterken, doch de daling van U_{CE} en/of $R_C I_C$ zal er voor zorgen dat de uitgang slechts een kleinere AC-spanning zal kunnen leveren.

Dus U_E mag niet te groot en ook niet te klein zijn. Een goed compromis is een U_E tussen 10% en 20% van de voedingsspanning U_{CC} . Hierbij is een U_E van 1 V (en liefst zelfs 2 V) een minimum. Hoe groter U_E , hoe stabieler de DC-instelling zal zijn, doch ook hoe groter het spanningsverlies is.

4.1: Berekening van de instelweerstand

Hierbij is er gegeven of een silicium dan wel een germanium transistor gebruikt wordt. De typische stroomversterkingsfactor β en de zelfgekozen spanning U_E staan ook voorop. Wat eveneens voorop staan, zijn de gewenste I_C en de gewenste U_{CE} . Dit alles met de vooropgestelde U_{CC} .

Bij een dergelijke DC-instelling is het de bedoeling de weerstanden R_{B1} , R_{B2} , R_E en R_C te berekenen.

De berekening zelf vloeit voort uit het opeenvolgende gebruik van de volgende formules:

- 1) Met behulp van de vooropgestelde I_C en U_E bekommen we een $R_E = U_E/I_E \cong U_E/I_C$.
- 2) We weten dat $U_E + U_{CE} + R_C I_C = U_{CC}$. Hierbij zijn U_E , U_{CE} , U_{CC} en ook I_C gekend. Dit laat toe om R_C te dimensioneren.
- 3) Aangezien $U_B = U_{BE} + U_E$ kennen we U_B want U_E hebben we eerder gekozen en de spanning $U_{BE} \cong 0,7$ V bij een silicium transistor en $U_{BE} \cong 0,2$ V bij een germanium transistor.
- 4) Kies de stroom door R_{B2} gelijk aan $9 I_B$. Hierbij wetende dat $I_B = I_C/\beta$. Dit betekent dat $R_{B2} = U_B/(9 I_B)$.
- 5) De spanning over de weerstand R_{B1} is gelijk aan $U_{CC} - U_B$. Bovendien is de stroom door R_{B1} gelijk aan $10 I_B$. Dit impliceert dat $R_{B1} = (U_{CC} - U_B)/(10 I_B)$.

Deze schakeling is duidelijk sterk zelfstabiliserend indien men de hierboven vermelde afspraken qua dimensionering respecteert. Stel dat I_C om de één of andere reden de neiging zou hebben om te stijgen (die stijging kan voortvloeien uit een temperatuurstijging of uit de plaatsing van een transistor met een andere β ...). Tengevolge van die stijging van I_C zullen ook I_E en U_E stijgen. Als we aannemen dat U_B constant blijft, zal U_{BE} dalen wat betekent dat I_B daalt. De daling van I_B resulteert dan in een daling van I_C .

Een gelijkaardige beredenering kan opgezet worden als I_C de neiging heeft om te dalen. Deze daling resulteert in een stijging van I_C die deze aanvankelijke daling (grotendeels) ongedaan maakt.

Het hierboven beschreven systeem zorgt er dus voor dat I_C weinig varieert. Dit betekent dan ook meteen dat U_{CE} weinig varieert. De DC-instelling is bijgevolg erg stabiel.

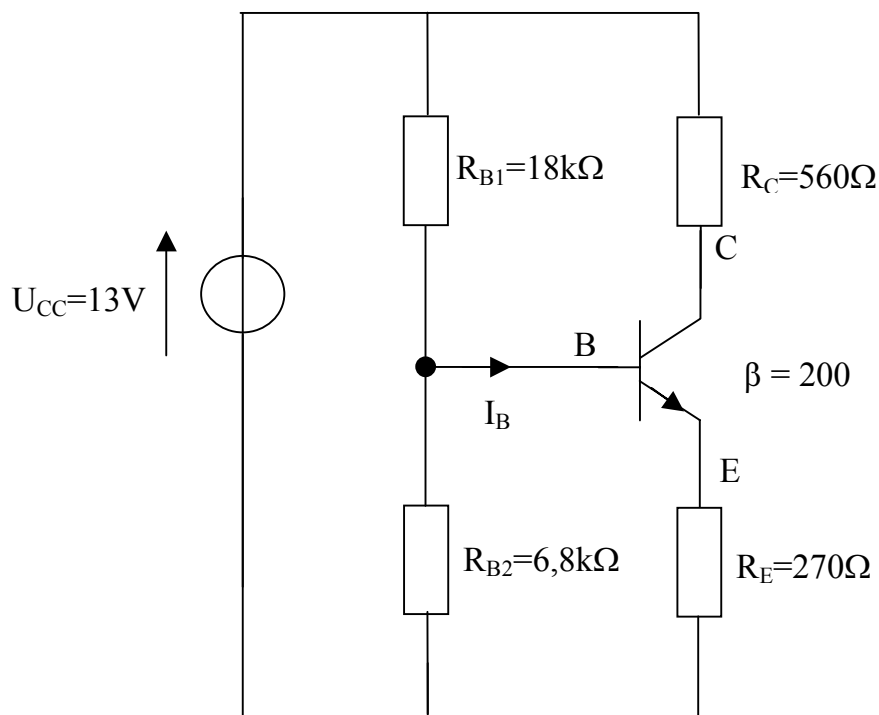
4.2: Oefening 1

Neem een silicium transistor met een $\beta = 200$ (bijvoorbeeld een BC547A). Stel deze transistor in bij een $I_C = 10 \text{ mA}$ en een $U_{CE} = 5 \text{ V}$. De voedingsspanning U_{CC} bedraagt 13 V . Kies U_E gelijk aan 20% van U_{CC} . Gebruik hiervoor de instellingen van Figuur 9.7.

Reken na dat op basis van de eerder gemaakte veronderstellingen een $R_E = 260 \Omega$, een $R_C = 540 \Omega$, een $R_{B1} = 19,4 \text{ k}\Omega$ en een $R_{B2} = 7,33 \text{ k}\Omega$ bekomen wordt.

Indien de zonet berekende weerstanden in de schakeling van Figuur 9.7 geplaatst worden en indien $\beta = 200$, dan wordt effectief de gewenste $U_{CE} = 5 \text{ V}$ en $I_C = 10 \text{ mA}$ bekomen.

Nu is het echter zo dat de bovenvermelde weerstandswaarden niet zomaar bestaan. In de praktijk zullen we ons beperken tot de E12-reeks (10 – 12 – 15 – 18 – 22 – 33 – 39 – 47 – 56 – 68 – 82). Dit betekent dat we als weerstanden $R_E = 270 \Omega$, $R_C = 560 \Omega$, $R_{B1} = 18 \text{ k}\Omega$ en $R_{B2} = 6,8 \text{ k}\Omega$ nemen.



Figuur 9.8: Zelfstabiliserende instelling van een transistor: oefening 1

Proberen we even het gevolg van deze vervangingen op de schakeling na te gaan. Met andere woorden, we bepalen welke U_{CE} -waarde en welke I_C -waarde men heeft bij de schakeling van Figuur 9.8.

We kunnen het gedeelte van de schakeling die bestaat uit U_{CC} , R_{B1} en R_{B2} vervangen door zijn Thevenin-equivalent (zie Figuur 9.9). Hierbij is

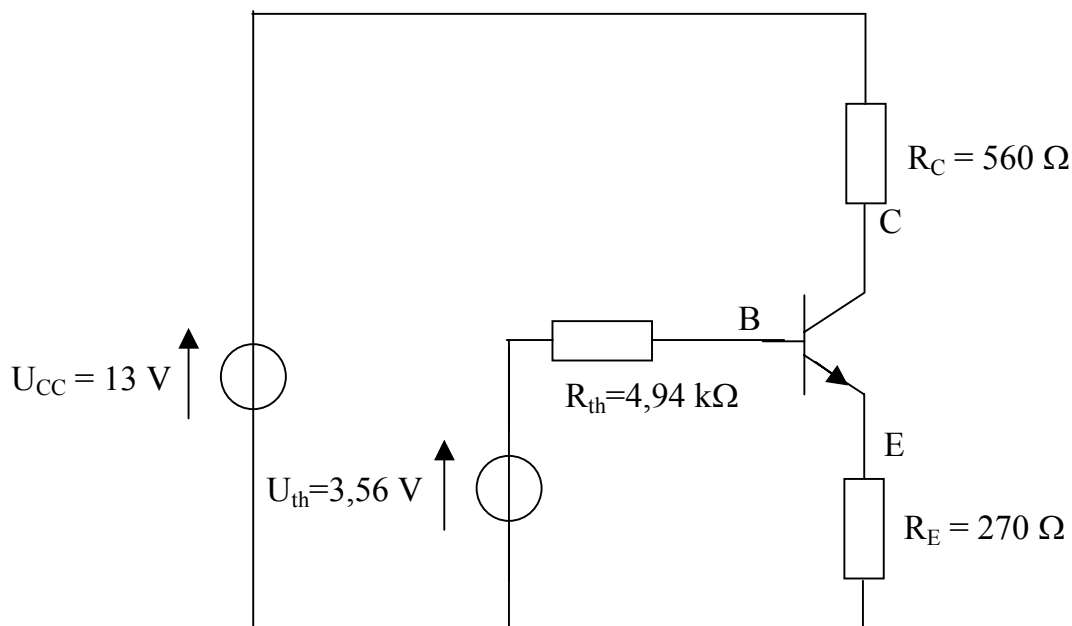
$$R_{th} = R_{B1} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = 4,94 \text{ k}\Omega \text{ en } U_{th} = U_{CC} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = 3,56 \text{ V.}$$

Nu geldt er dat $U_{th} = R_{th} I_B + U_{BE} + \beta I_B R_E$ zodat $I_B = (U_{th} - U_{BE}) / (R_{th} + \beta R_E)$. Als we de correcte getalwaarden invullen, zien we dat $I_B = 48,52 \mu\text{A}$ (met $U_{BE} \cong 0,7 \text{ V}$).

Indien we rekenen met een $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$, dan is $U_E = 2,62 \text{ V}$. Bovendien is $I_C = 9,70 \text{ mA}$ met een $U_{CE} = 4,74 \text{ V}$.

We kunnen besluiten dat de keuze van weerstanden uit de E12-reeks geen drastische verandering van het instelpunt teweeg brengt (I_C gelijk aan $9,70 \text{ mA}$ i.p.v. 10 mA en een U_{CE} gelijk aan $4,74 \text{ V}$ i.p.v. 5 V).

Meteen is het ook duidelijk dat de weerstandswaarden ook afwijkingen mogen hebben ten gevolge van de toleranties. Het is niet nodig dure precisieweerstanden te kopen.



Figuur 9.9: Schakeling met Thévenin equivalent schema

4.3: Oefening 2

Neem de praktische schakeling van Figuur 9.8. Indien de transistor een $\beta = 200$ heeft, is $I_C = 9,70 \text{ mA}$ en is $U_{CE} = 4,74 \text{ V}$.

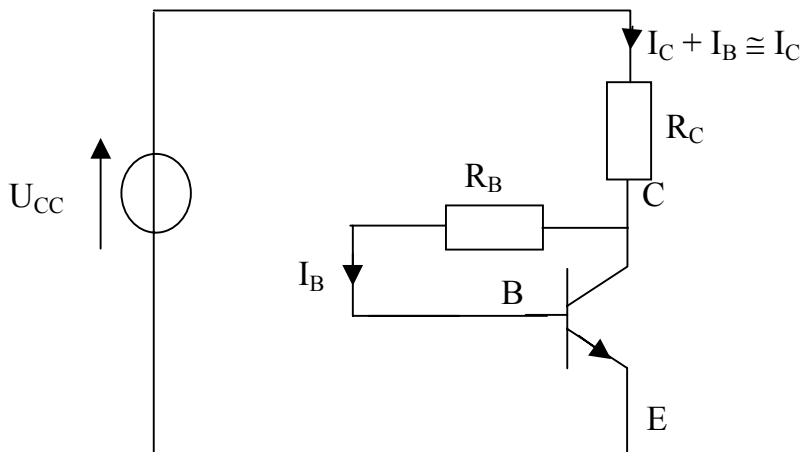
Veronderstel nu dat er in dezelfde schakeling een andere transistor geplaatst wordt. Deze transistor is bijvoorbeeld een BC549 met een $\beta = 600$. Bepaal de nieuwe instelling (dus I_C en U_{CE}) met de nieuwe transistor.

U stelt vast dat deze nieuwe instelling weinig afwijkt van de oude instelling. Welke belangrijke conclusie trekt u hieruit?

5: Zelfstabiliserende schakeling met spanningstegenkoppeling

In de voorgaande Paragraaf 4, beschouwden we een zelfstabiliserende schakeling met stroomtegenkoppeling. Nu bestuderen we een zelfstabiliserende schakeling met spanningstegenkoppeling.

Het schema welke we nu beschouwen ziet er als volgt uit:



Figuur 9.10: Zelfstabiliserende schakeling met spanningstegenkoppeling

Bij het berekenen van de DC-instelling van de bovenstaande schakeling in Figuur 9.10, beschouwen we U_{CC} en β als zijnde gegeven. We stellen een gewenste U_{CE} en I_C voorop.

Op basis van U_{CC} , β , U_{CE} en I_C , kunnen we R_C en R_B dimensioneren.

Eerst bepalen we R_C . Dit is mogelijk want $U_{CC} = U_{CE} + R_C(I_C + I_B) \cong U_{CE} + R_C I_C$. Bijgevolg kiezen we $R_C = (U_{CC} - U_{CE})/I_C$.

Verder weten we ook dat $U_{CE} = U_{BE} + R_B I_B$. Dit betekent dat $R_B = (U_{CE} - U_{BE})/I_B$. We weten hierbij dat $U_{BE} \cong 0,7 \text{ V}$ indien we een silicium transistor gebruiken en we weten ook dat $I_B = I_C/\beta$.

Dit alles is eenvoudig te illustreren met behulp van een getallenvoorbeeld. Indien $\beta = 200$ en indien we een $I_C = 10 \text{ mA}$ en een $U_{CE} = U_{CC}/2 = 6,5 \text{ V}$ (met $U_{CC} = 13 \text{ V}$) wensen, dan bekommen we het volgende resultaat:

$$R_C = 650 \Omega, I_B = 50 \mu\text{A}, R_B = 116 \text{ k}\Omega.$$

Het is belangrijk om op te merken dat ook deze schakeling zelfstabiliserend werkt. Stel dat door een bepaalde oorzaak de ingestelde I_C de neiging heeft om te stijgen, dan komt er ook hier een tegenreactie in werking. Als I_C stijgt, dan stijgt $R_C I_C$ en daalt U_{CE} . Dit betekent dat $R_B I_B$ daalt zodat I_B en uiteindelijk ook I_C terug daalt. De oorspronkelijke neiging van I_C om te stijgen wordt dus tegengewerkt. Dit heeft tot gevolg dat I_C ongeveer constant blijft.

De schakeling van Figuur 9.10 is inderdaad een spanningsterugkoppeling. Als $U_C = U_{CE}$ stijgt, dan stijgt de spanning over R_B . Hierdoor stijgt I_B zodat ook I_C stijgt. De stijging van $R_C I_C$ zorgt voor een daling van $U_C = U_{CE}$.

De hier beschreven schakeling is dus zelfstabiliserend, zij het dat ze minder sterk zelfstabiliserend is dan de eerder beschreven schakeling van Figuur 9.7. De hier beschreven schakeling is daarentegen wel eenvoudiger.

6: Belangrijke opmerkingen

6.1: De AC-versterker

Zowel de schakeling van Figuur 9.7 (stroomtegenkoppeling) als van Figuur 9.10 (spanningstegenkoppeling) zijn zelfstabiliserend. Nu is het echter de bedoeling deze ingestelde transistor te gebruiken om een AC-signaal te versterken. Hierbij moet opgelet worden dat het AC-signaal effectief versterkt wordt. Het mag niet zo zijn dat de stroomtegenkoppeling of de spanningstegenkoppeling de AC-componenten en dus de AC-versterking tegenwerkt.

Bekijken we bijvoorbeeld de schakeling van Figuur 9.10. Wanneer we de schakeling als versterker willen gebruiken, zullen we een kleine AC-spanning aanbrenge op de basis. De weerstand R_B veroorzaakt dan echter een tegenkoppeling. Welke gevolgen heeft deze AC-tegenkoppeling voor het gedrag van de versterker? Hoe kan men deze AC-tegenkoppeling eventueel opheffen?

Inderdaad, via een koppelcondensator wordt een AC-spanning aangelegd aan de basis van de transistor. Die spanning wordt versterkt en staat (180° verschoven) over de collector-emitter van de transistor. Via R_B en de interne weerstand van de AC-spanningsbron wordt die uitgangsspanning teruggekoppeld. Omwille van de 180° fase-draaiing is het een tegenkoppeling.

Die AC-tegenkoppeling kan verdwijnen door R_B te vervangen door twee weerstanden in serie die elk een waarde $R_B/2$ hebben. Het knooppunt tussen die twee weerstanden wordt via een voldoende grote condensator op AC-vlak met de massa verbonden. Op die manier wijzigt de DC-instelling niet en is de AC-tegenkoppeling weggewerkt.

6.2: Stabiliteit van de DC-instelling en temperatuurscompensatie

Stel dat een bepaalde instelschakeling, bij een bepaalde temperatuur T en met een bepaalde transistor, de gewenste instelstroom I_C oplevert.

Indien de temperatuur verandert (ΔT) of indien de transistor door een ander element vervangen wordt, dan krijgen we andere een I_{CBO} -waarde, een andere U_{BE} -waarde, en een andere β -waarde.

De vuistregels i.v.m. temperatuursvariaties die hier relevant zijn, zijn de volgende:

- 1) I_{CBO} verdubbelt per 7 à 10°C temperatuurstijging.
- 2) De U_{BE}/I_B -grafiek verschuift naar links met een waarde van ongeveer 2 mV per °C temperatuurstijging.
- 3) Bij de meeste transistoren stijgt β indien de temperatuur stijgt (bijvoorbeeld 1 % per °C).

Indien de transistor ingesteld zou zijn met behulp van een vaste spanningsbron (die een U_{BE} van 0,7 V oplegt) tussen B en E, dan zullen de voornoemde variaties (dus ΔI_{CBO} , $\Delta U_{BE}/I_B$ en $\Delta \beta$) elk een verandering van de instelstroom I_C veroorzaken. Deze variaties van de instelstroom zijn telkens in dezelfde zin gericht zodat ze elkaar versterken.

Inderdaad, ten gevolge van een temperatuurstijging zal (met een constante U_{BE}) I_{CBO} stijgen, I_B stijgen en β stijgen. De formule $I_C = \beta I_B + (1+\beta)I_{CBO}$ geeft aan dat de instelstroom I_C fors stijgt.

De voornoemde instelmethode (dus met een vaste spanningsbron tussen B en E) levert dus een onstabiele instelling op. I_C is bij deze schakeling te sterk afhankelijk van I_{CBO} , van de U_{BE}/I_B -grafiek en van β . Dit alles zorgt automatisch voor een veel te sterke gevoeligheid voor temperatuursvariaties en spreidingen op de transistorparameters.

In Paragraaf 3.5 zagen we dat ook de schakeling van Figuur 9.6 niet zelfstabiliserend is. Gelukkig zagen we al andere, wel zelfstabiliserende instelschakelingen (Figuur 9.7 en Figuur 9.10). Dit zijn schakelingen die de ingestelde I_C automatisch redelijk stabiel houden ondanks eventuele β -variaties, U_{BE} -variaties en I_{CBO} -variaties. We krijgen dan een stabiele instelling ondanks veranderingen van de temperatuur T of van β .

In principe kan men van elke instelschakeling de zogenaamde stabiliteitfactoren

$$S = \Delta I_C / \Delta I_{CBO}, S' = \Delta I_C / \Delta U_{BE} \text{ en } S'' = \Delta I_C / \Delta \beta$$

bepalen. Deze factoren geven dus aan hoeveel I_C in de beschouwde instelling zal variëren bij variaties van respectievelijk I_{CBO} , U_{BE} en β van de transistor. Hoe kleiner de stabiliteitsfactoren, hoe stabiel de schakeling is.

Een apart geval vormen de transistoren die bij zeer grote temperatuursvariaties (bijvoorbeeld van -10°C tot -150°C) moeten kunnen werken. In een dergelijk geval kan zelfs een instelling zoals in Figuur 9.7 een onvoldoende stabiele instelling opleveren. De zeer sterke temperatuursstijgingen kunnen namelijk voor een te grote toename van I_C zorgen. In dat geval worden de zogenaamde compensatieschakelingen, meestal opgebouwd met diodes of NTC's, aangewend.

Beschouw bijvoorbeeld de schakeling van Figuur 9.7. Stel dat I_C te veel varieert ten gevolge van de grote temperatuursvariaties. Voeg nu in serie met R_{B2} een geleidende diode of een NTC-weerstand toe. Toon aan dat I_C hierdoor veel stabiel kan blijven.

Bij een stijgende temperatuur heeft I_C de neiging om te stijgen. De stijgende temperatuur zorgt er echter ook voor dat de weerstandswaarde van de NTC daalt waardoor U_B daalt. Dit daling van U_B doet U_{BE} en dus ook I_C dalen.

Natuurlijk moet er een goede thermische koppeling zijn tussen de transistor en de diode of NTC-weerstand. Hoe is het mogelijk om dit te bereiken? Indien de bekomen compensatie onvoldoende is, dan kan men twee of meer diodes (of een NTC met een grotere weerstandswaarde of temperatuurscoëfficiënt) in serie met R_{B2} plaatsen. Natuurlijk mag men hiermee niet overdrijven teneinde overcompensatie te vermijden.

7: De AC-versterker

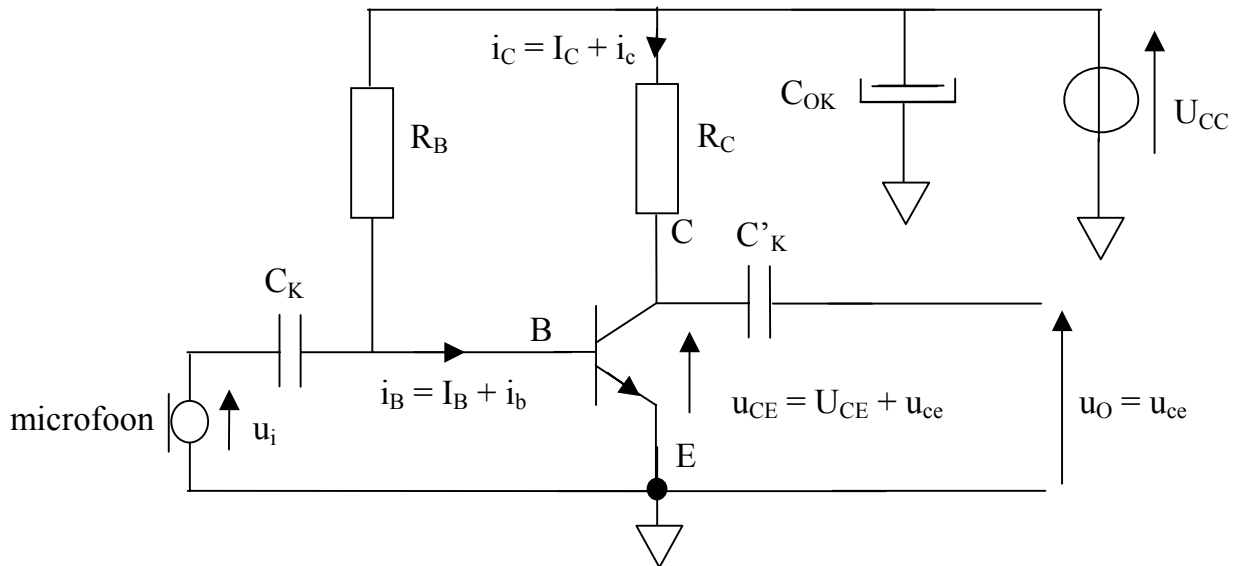
7.1: De DC-instelling

Eens een transistor ingesteld is bij een bepaalde I_C en U_{CE} , kan hij worden aangewend als AC-versterker. De onderstaande Figuur 9.11 vertrekt van de DC-instelling van Figuur 9.6.

De koppelcondensatoren C_K en C'_K alsook de ontkoppelcondensator C_{OK} zijn voldoende groot verondersteld zodat ze voor de toegepaste AC-signalen nagenoeg als een kortsluiting beschouwd kunnen worden. Voor gelijkspanningen en gelijkstromen gedragen deze condensatoren zich als onderbrekingen.

Stel dat we de transistor instellen bij een $I_C = 2 \text{ mA}$ en een $U_{CE} = 4,6\text{V}$ (dus ongeveer de helft van de voedingsspanning $U_{CC} = 10 \text{ V}$), dan ligt het werkpunt P vast op de belastingslijn en op de karakteristieken in Figuur 9.12. We vinden op Figuur 9.12 dat

de overeenstemmende I_B gelijk is aan $8 \mu\text{A}$ (dus $\beta = 250$). Op die manier is ook het werkpunt in de transfertkarakteristiek en in de ingangskarakteristiek gekend. Dit geeft in ons voorbeeld een $U_{BE} \cong 0,7 \text{ V}$.



Figuur 9.11: De AC-versterker

Reken zelf na dat die instelling bekomen wordt bij een $R_C = 2,7 \text{ k}\Omega$ en een $R_B \cong 1,16 \text{ M}\Omega$. Eenmaal R_C gedimensioneerd is, kan ook de belastingslijn getekend worden (de zone van de uitgangskarakteristiek).

7.2: De AC-signaalverwerking

Stel nu dat we een (bijvoorbeeld sinusoïdale) AC-spanning u_i aanleggen aan de ingang van de schakeling. Welke spanning ontstaat er nu tussen de basis en de emitter van de transistor? Het antwoord op die vraag bekomen we met behulp van de superpositiestelling.

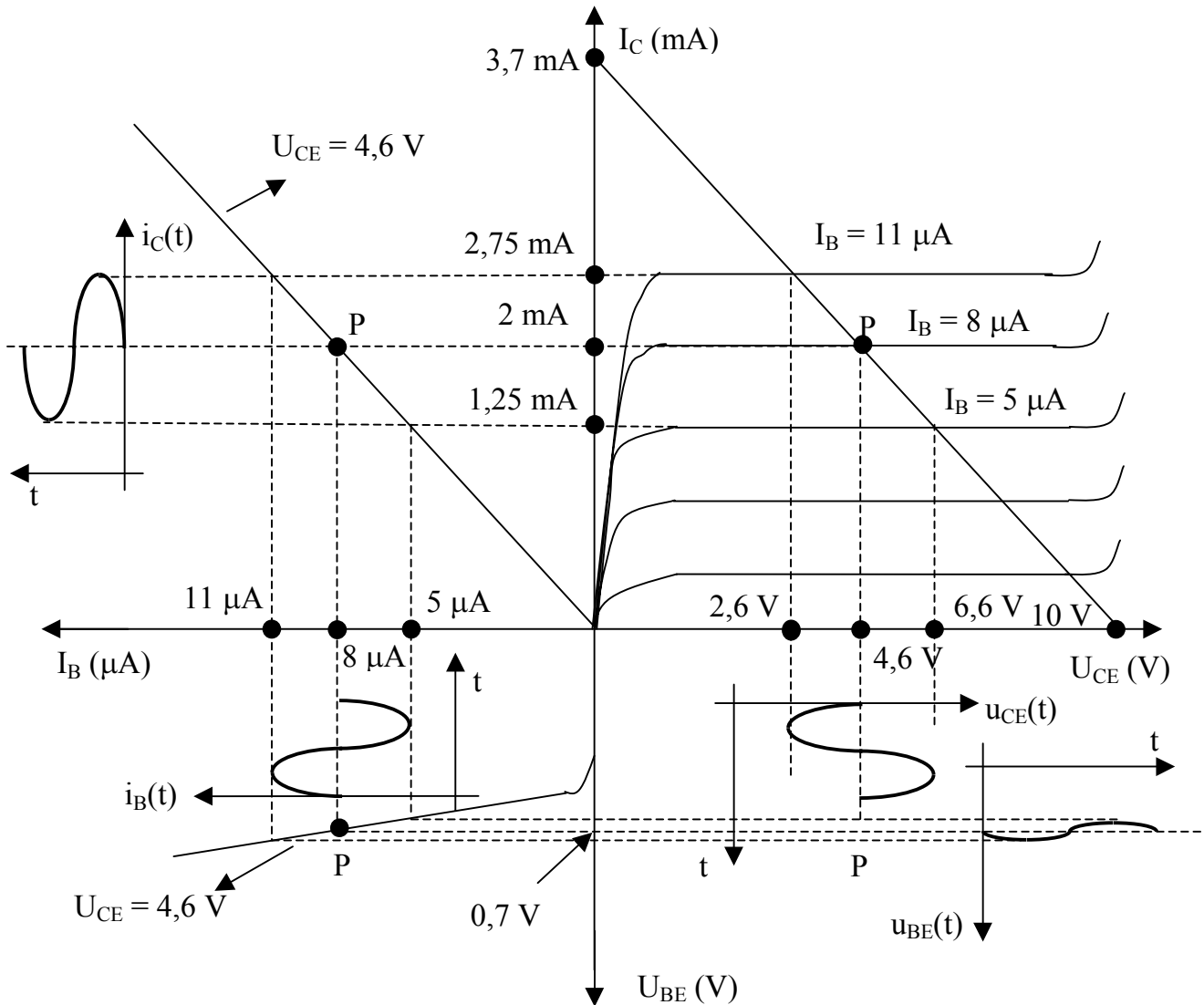
Met alleen de DC-bron U_{CC} van 10 V (en dus $u_i = 0$) is de spanning tussen basis en emitter de instelwaarde $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$. De koppelcondensatoren en ook de ont-koppelcondensator hebben hier geen invloed, ze gedragen zich als een open keten.

Met alleen de AC-bron u_i is de spanning $u_{be} = u_i$. De DC-spanning tussen basis en emitter is gelijk aan nul.

In werkelijkheid zijn U_{CC} en u_i natuurlijk gelijktijdig werkzaam. Volgens de superpositiestelling is de spanning tussen basis en emitter de som van U_{BE} (zuivere DC-component) en u_{be} (zuivere AC-component).

We noteren dit als volgt: $u_{BE} = U_{BE} + u_{be}$.

Het samengestelde signaal (dus een DC-signaal met een AC-signaal erop gesuperponeerd) noteren we als u_{BE} . De DC-instelling noteren we als U_{BE} en het AC-signaal als u_{be} .



Figuur 9.12: De karakteristieken en de belastingslijn van de ingestelde transistor

Stel dat de DC-instelwaarde U_{BE} bijvoorbeeld $0,7 \text{ V}$ is en dat de amplitude van de AC-sinus $u_{be} = u_i$ gelijk is aan 10 mV_p . Er verschijnt dan tussen de basis en de emitter een samengestelde spanning u_{BE} die zal variëren tussen $0,7 - 0,01 = 0,69 \text{ V}$ en $0,7 + 0,01 = 0,71 \text{ V}$.

Als u_{BE} varieert tussen $0,69 \text{ V}$ en $0,71 \text{ V}$, dan zien we dat i_B varieert tussen $5 \mu\text{A}$ en $11 \mu\text{A}$. Inderdaad, $h_{ie} \cong 26 h_{FE}/I_C \cong 3250 \Omega$ (zie Paragraaf 7.1 in Hoofdstuk 8). Een u_{be}

van 10 mV_p geeft een i_b van $3 \mu\text{A}$. Aangezien $I_B = 8 \mu\text{A}$ en $i_B = I_B + i_b$, varieert i_B tussen $5 \mu\text{A}$ en $11 \mu\text{A}$. Steunende op een $h_{fe} \cong 250$, zien we dat i_C varieert tussen $1,25 \text{ mA}$ en $2,75 \text{ mA}$.

Tenslotte zal $u_{CE} = U_{CE} + u_{ce}$ variëren tussen $2,6 \text{ V}$ en $6,6 \text{ V}$. Inderdaad, $U_{CE} = 4,6 \text{ V}$ en $u_{ce} = R_C i_c = R_C h_{fe} i_b = 2 \text{ V}_p$.

Dit alles wordt grafisch weergegeven in Figuur 9.12. Bemerkt wel dat Figuur 9.12 niet op schaal getekend is.

Het aanleggen van een kleine ingangsspanning u_i (sinus van bijvoorbeeld $0,01 \text{ V}_p$) veroorzaakt dus een gelijkvormige uitgangsspanning u_o die echter een veel grotere amplitude heeft dan u_i (bij ons 2 V_p).

De schakeling heeft de AC-spanning u_i versterkt met een factor $A_V = |u_o| / |u_i| = 200$.

De uitgangsspanning is dus een vergrootte kopie van u_i . Vanuit een zwak ingangssignaal u_i (bijvoorbeeld afkomstig van een microfoon) kan een 200 maal groter uitgangssignaal u_o bekomen worden. Die u_o is dan groot genoeg om bijvoorbeeld een hoofdtelefoon te sturen. Het signaal u_i zelf zou daarvoor veel te klein zijn.

Het is belangrijk om op te merken dat u_i en u_o in tegenfase zijn. Verklaar dit met behulp van de figuren.

Het is ook nuttig om op te merken dat we steeds dezelfde I_B/U_{BE} -grafiek en dezelfde I_C/U_{CE} -grafiek gebruiken. Beide grafieken gelden in principe slechts voor één welbepaalde constante collector-emitter-spanning. In realiteit is het echter zo dat bij ons u_{CE} steeds verandert. Toch kunnen we stellen dat we hierdoor slechts een kleine fout maken. Waarom?

8: De fundamentele versterkerschakelingen

In de huidige paragraaf zullen we een overzicht bespreken van de fundamentele versterkerschakelingen. De eigenschappen van deze fundamentele versterkerschakelingen zullen later in Paragraaf 9, Paragraaf 10 en Paragraaf 11 uitgebreid besproken worden.

8.1: De fundamentele versterkerschakelingen: overzicht

In de huidige cursus bespreken we drie fundamentele versterkerschakelingen. We onderscheiden namelijk:

- 1) De **gemeenschappelijke** (of **geaarde**) **emitterschakeling** (GES).
- 2) De **gemeenschappelijke** (of **geaarde**) **basisschakeling** (GBS).

3) De gemeenschappelijke (of geaarde) collectorschakeling (GCS).

Elke praktische transistorversterker werkt volgens één van de hierboven vermelde basisconfiguraties. In het huidige Hoofdstuk 9 zullen we de GES, GBS en GCS in hun allereenvoudigste gedaante bespreken. Later in Hoofdstuk 11, komen diverse uitbreidingen, varianten en combinaties van deze basisschakeling aan bod.

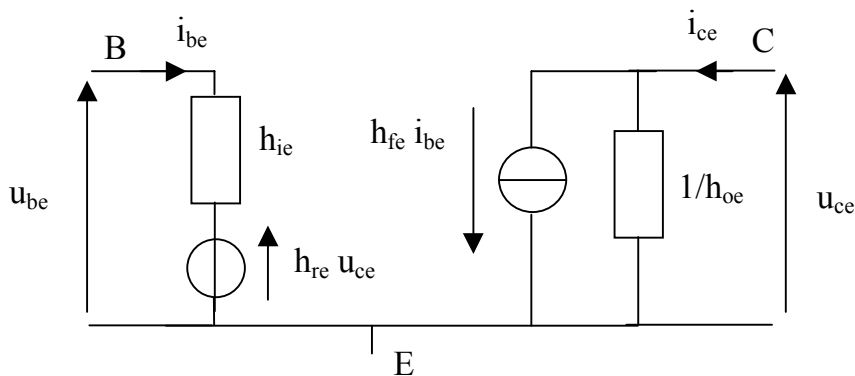
De fundamentele basisschakelingen werken alle drie met dezelfde DC-instellingen. De GES, de GBS en de GCS onderscheiden zich niet op DC-gebied. We gaan dus in principe niet meer in op de telkens gelijke DC-instelwaarden I_C , U_{CE} , I_B en U_{BE} .

De GES, de GBS en de GCS onderscheiden zich wel (en zelfs sterk) op AC-gebied. Het is dan ook niet verwonderlijk dat we deze drie schakelingen hun AC-gedrag volledig afzonderlijk bestuderen. Aangezien we hiervoor sterk zullen steunen op het AC-equivalent schema van de transistor, herhalen we kort de resultaten welke we bekomen hebben in Paragraaf 8 van Hoofdstuk 8.

8.2: Het AC-equivalent schema van een transistor

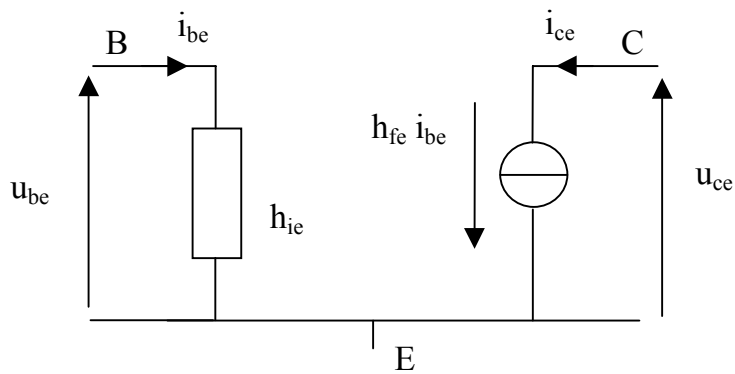
Teneinde de eigenschappen van de versterkerschakelingen te kunnen bestuderen, zullen we gebruik maken van het AC-equivalent schema welke afgeleid is in Paragraaf 8 van Hoofdstuk 8.

Het volledige AC-equivalent schema (die gerust gebruikt kan worden voor audio-frequenties tot 20 kHz) is opgebouwd met behulp van de h-parameters h_{ie} , h_{re} , h_{fe} en h_{oe} .



Figuur 9.13: AC-equivalent schema

In Paragraaf 8 van Hoofdstuk 8 werd aangetoond dat het AC-equivalent schema van Figuur 9.13 vereenvoudigd kan worden tot het onderstaande equivalente schema van Figuur 9.14.

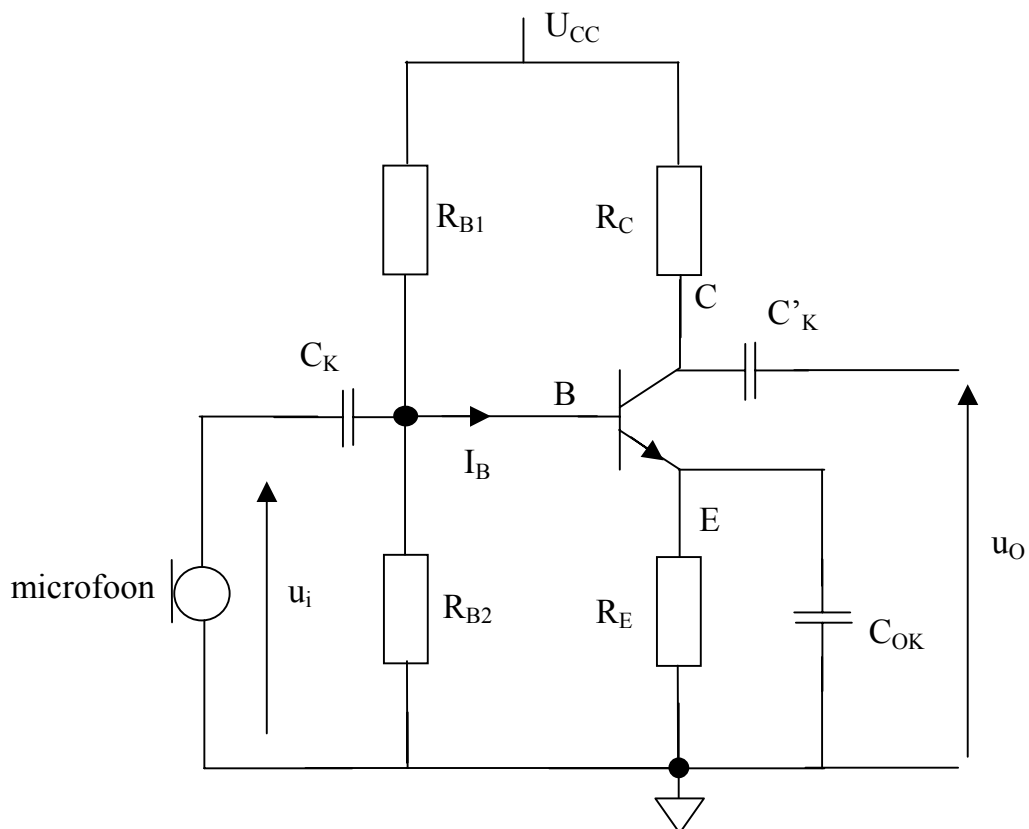


Figuur 9.14 : Vereenvoudigd AC-equivalent schema transistor

9: De gemeenschappelijke emitterschakeling (GES)

Overlopen we eerst de kenmerken van de gemeenschappelijke emitterschakeling:

- De emitter E ligt voor AC-signalen aan de “massa” of “aarde”.
- Het AC-ingangssignaal u_i wordt via C_K aangesloten op de basis B.
- Het AC-uitgangssignaal u_o wordt via C'_K afgenomen van de collector C.



Figuur 9.15: De gemeenschappelijke emitterschakeling

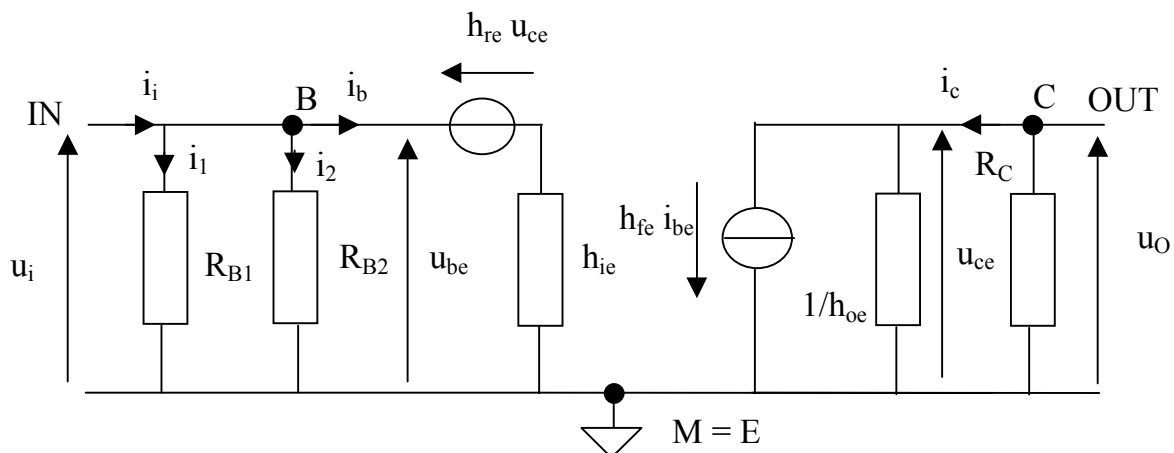
Dit alles betekent dat de ingang de basis is en de uitgang de collector. Met die informatie in het achterhoofd kunt u verklaren waarom de schakeling de naam “gemeenschappelijke of gearde emitter schakeling” draagt. Ga dan ook na dat de bovenstaande schakeling een GES is.

9.1: Het AC-gedrag van de GES

Indien we het AC-gedrag van Figuur 9.15 wensen te bestuderen moeten we een aantal belangrijke bedenkingen in acht nemen:

- Op AC-gebied vormen de massa en de voedingsspanning U_{CC} een gemeenschappelijk punt.
- De condensatoren C_K en C'_K (de koppelcondensatoren die een AC-sigitaal moeten doorgeven vanuit één onderdeel van de schakeling naar een ander onderdeel van de schakeling) en ook de condensator C_{OK} (de ontkoppelcondensatoren die een AC-sigitaal naar de massa moeten kortsluiten) zijn voldoende groot. Voor de toegepaste AC-signalen gedragen ze zich dan ook als “doorverbindingen” of “kortsluitingen” ($X_C \cong 0$).
- We kunnen de transistor vervangen door zijn AC-equivalent schema (zie Figuur 9.13).

Op die manier verkrijgen we de onderstaande Figuur 9.16.



Figuur 9.16: AC-equivalent schema van versterker in GES

Bij lage frequenties (d.w.z. frequenties tot ongeveer 20 kHz) hebben moderne kleinsignaal transistoren zeer kleine h_{re} en h_{oe} waarden. Verifieer zelf in datasheets dat een $h_{re} = 2 \cdot 10^{-4}$ en een $h_{oe} = 30 \cdot 10^{-6}$ S realistische waarden zijn.

Beschouwen we nu de eerder beschreven versterkerschakeling van Figuur 9.15. Het is duidelijk dat de zogenaamde “collectorbelasting” R_C op AC-gebied tussen de collector en de emitter (= massa) van de transistor staat. Dit betekent dat R_C parallel staat met de weerstand $1/h_{oe}$ in het h-parameterschema.

Bij versterkers met zuivere weerstandsbelasting (dus een zuivere weerstand tussen de collector en de voedingsspanning) moet de voornoemde weerstand tamelijk klein gekozen worden omdat de DC-instelstroom I_C erdoor moet vloeien.

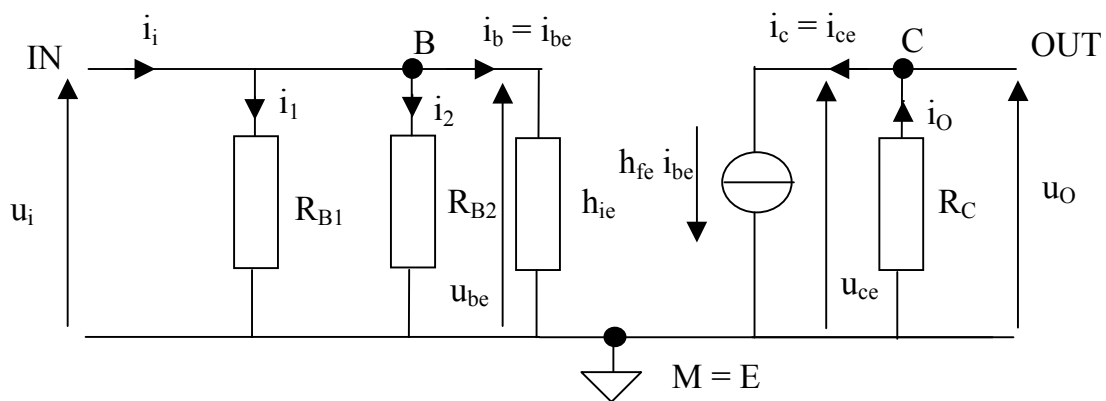
Bij laagfrequent versterkers is $1/h_{oe}$ veel hoger dan R_C . Dit betekent dat $1/h_{oe}$ verwaarloosd (dus geschraapt in het schema) mag worden t.o.v. R_C .

We zien daar dan ook dat $|u_{ce}| = R_C i_{ce}$ slechts een beperkte grootte kan halen (omdat R_C relatief klein is). Dit betekent dat $|u_{ce}|$ slechts een beperkt aantal keren (in de praktijk maximum enkele honderden keren) groter kan worden dan $|u_{be}|$.

Daar $|u_{ce}|/|u_{be}|$, als gevolg van de beperkte R_C , blijkbaar hoogstens enkele honderden kan bedragen en daar h_{re} voor laagfrequente signalen erg klein is (bijvoorbeeld 0,0002), zal $h_{re}u_{ce}$ slechts een te verwaarlozen deel zijn van u_{be} .

Vergeet trouwens niet dat al de h-parameters (ook h_{fe} en h_{ie}) slechts bij benadering gekend zijn. De fout die gemaakt wordt ten gevolge van het verwaarlozen van $h_{re}u_{ce}$ en $1/h_{oe}$ is verwaarloosbaar klein ten opzichte van de fout die geïntroduceerd wordt ten gevolge van de grote afwijkingen op h_{fe} en h_{ie} .

Dus, als we in Figuur 9.16 de invloed van $h_{re}u_{ce}$ en van $1/h_{oe}$ verwaarlozen, dan bekomen de vereenvoudigde Figuur 9.17.



Figuur 9.17: AC-equivalent schema van versterker in GES

Steunende op Figuur 9.17, kunnen we de spanningsversterking A_V , de stroomversterking A_I , de ingangsimpedantie Z_I en de uitgangsimpedantie Z_O bepalen.

9.2: De spanningsversterking van de GES: uitdrukking 1

De spanningsversterking $A_V = u_o/u_i$. $|A_V|$ geeft aan hoeveel keren u_o groter is dan de aangelegde u_i .

We zien in Figuur 9.15 dat $u_o + R_C i_c + U_{C'K} = U_{CC}$. Hierbij weten we dat op AC-gebied de zuivere DC-spanning U_{CC} geen AC-component heeft. De spanning $U_{C'K}$ heeft eveneens geen AC-component. Zo bekomen we wat betreft het AC-gedrag dat $u_o = -R_C i_c$. Een relatie die ook terug te vinden is op Figuur 9.17.

Verder geldt dat $i_c \cong h_{fe} i_{be}$. We weten dat $i_b \cong u_{be}/h_{ie} \cong u_i/h_{ie}$ aangezien $u_{be} = u_i$. We kunnen besluiten dat $u_o \cong -R_C h_{fe} i_b \cong -R_C h_{fe} u_i/h_{ie}$. Bijgevolg kunnen we stellen dat de spanningsversterking

$$A_V = u_o/u_i = - (h_{fe}/h_{ie}) R_C.$$

Hier is dus wel verwaarloosd dat h_{fe} en h_{ie} enkel gedefinieerd zijn bij een constante u_{ce} . Zoals al eerder gesteld mogen we dit gerust doen.

Het is belangrijk om op te merken dat het min-teken in de A_V -formule er op wijst dat u_o en u_i in tegenfase zijn. Er is dus een 180° faseverschuiving tussen beide sinusoidale spanningen.

9.3: De spanningsversterking van de GES: uitdrukking 2

In paragraaf 9.2 hebben we de AC-spanningsversterking uitgedrukt met behulp van h-parameters. Het is echter ook mogelijk de AC-spanningsversterking van een transistorschakeling in GES uit te drukken zonder gebruik te maken van h-parameters. Dit is uitgewerkt in de huidige paragraaf 9.3.

We vertrekken van $S = g_m = h_{fe}/h_{ie}$. S of g_m noemt men de steilheid van de transistor. Deze steilheid wordt uitgedrukt in ampère per volt. Toon aan dat $S = \Delta I_C / \Delta U_{BE}$ bij een constante collector-emitter-spanning.

We zagen eerder dat $h_{ie} \cong 26 h_{FE}/I_C$ waarbij I_C uitgedrukt is in mA en $h_{FE} \cong h_{fe}$. Dit betekent dat $h_{ie} \text{ (k}\Omega) \cong 26 h_{fe}/1000 I_C$ waarbij I_C uitgedrukt is in mA. Hieruit volgt dat $S = g_m \cong 38 I_C$.

Hieruit kunnen we besluiten dat $A_V = u_o/u_i = -S R_C \cong -38 I_C R_C$.

Vergeet niet dat deze formule enkel geldig is voor kleine I_C signalen van hoogstens enkele mA bij kleinsignaal transistoren. Bovendien is deze formule ook enkel geldig bij kamertemperatuur, dus bij $T_j \cong 300 \text{ K}$.

Bemerk dat de formule $A_V = -38 I_C R_C$ steunt op tamelijk grove benaderingen. Toch laat de formule een redelijke schatting van A_V toe en dit zonder de h-parameters te kennen. Kennen we de h-parameters wel, dan passen we natuurlijk de formule $A_V = -(h_{fe}/h_{ie}) R_C$ toe.

9.4: De ingangsimpedantie

Het aanleggen van een AC-spanning u_i doet een AC-stroom i_i vloeien. De u_i -bron wordt inderdaad belast door een weerstand die tussen de klemmen $IN = B$ en $M = E$ te vinden is. De AC-ingangsweerstand $Z_i = u_i/i_i$ is de weerstand tussen die klemmen B en M .

Indien we enkel de transistor beschouwen (dus indien we de instelweerstandens wegdenken), dan is $i_i = i_b$ omdat i_1 en i_2 niet meegerekend worden. Bovendien is $u_i = u_{be}$. Dit betekent dat de ingangsweerstand (ingangsimpedantie) $Z_{i,T}$ van de transistor alleen gelijk is aan $u_{be}/i_b \cong h_{ie}$.

De ingangsweerstand van de totale schakeling $Z_{i,S}$ is lager dan de ingangsweerstand van de transistor alleen. Dit omdat de u_i -bron niet enkel de stroom i_b in de basis van de transistor moet leveren, maar ook de stromen i_1 en i_2 door de weerstanden R_{B1} en R_{B2} .

De ingangsweerstand (ingangsimpedantie) van de schakeling is bijgevolg gelijk aan

$$Z_{i,S} = Z_{i,T} // R_{B1} // R_{B2}.$$

9.5: De uitgangsimpedantie

De ingangsweerstand $Z_{i,T}$ was AC-weerstand tussen de ingang $IN = B$ en de massa $M = E$. Naar analogie hiermee is de uitgangsweerstand van de transistor $Z_{o,T}$ de AC-weerstand tussen de uitgang $OUT = C$ en de massa $M = E$.

Beschouwen we enkel de transistor (denken we dus onder meer R_C weg), dan is de AC-weerstand tussen de uitgang ($OUT = C$) en de massa ($M = E$) oneindig groot. Dit betekent dat we het gedrag van een stroombron terugvinden en niet het gedrag van een spanningsbron.

Het is echter wel duidelijk dat deze oneindig grote uitgangsimpedantie het gevolg is van het verwaarlozen van de impedantie $1/h_{oe}$. Zonder verwaarlozing van $1/h_{oe}$ bekomen we dat de uitgangsweerstand (uitgangsimpedantie) van de transistor gelijk is aan $Z_{o,T} = 1/h_{oe}$.

De uitgangsimpedantie van de volledige schakeling $Z_{o,S}$ is duidelijk de parallelschakeling van $1/h_{oe}$ en R_C . Omdat h_{oe} klein is en dus $1/h_{oe}$ groot is, kan $1/h_{oe}$ verwaarloosd worden ten opzichte van R_C . Dit betekent dat de uitgangsweerstand van de totale schakeling gelijk is aan R_C . Dus $Z_{o,S} \cong R_C$.

9.6: De stroomversterking

Bij de GES is de ingang van de transistor de basis ($IN = B$) wat betekent dat de transistor-ingangsstroom de basisstroom i_b is. Bij de GES is de uitgang van de

transistor de collector (OUT = C), de transistor-uitgangsstroom is de collectorstroom i_c .

De ingangsstroom van de transistor i_b moet geleverd worden door de wisselspanningsbron u_i (in ons voorbeeld de microfoon). De door de transistor opgewekte uitgangsstroom (i_c bij de GES) vloeit naar de belasting. Deze belasting is hier voorgesteld door R_C zodat R_C zou bijvoorbeeld een hoofdtelefoon is.

De verhouding tussen de AC-uitgangsstroom van de transistor en de AC-ingangsstroom van de transistor is de stroomversterking van de transistorschakeling.

Toegepast op de GES-schakeling is de stroomversterkingsfactor $A_{I,T} = i_c/i_b \cong h_{fe}$.

Aangezien $R_{B1} \gg h_{ie}$ en $R_{B2} \gg h_{ie}$, geldt dat $i_i \cong i_b$. Verder geldt dat $i_O = i_c$ zodat de stroomversterking van de volledige schakeling

$$A_{I,S} = i_O/i_i \cong i_c/i_b \cong h_{fe}.$$

9.7: Oefening

Bereken A_V , $Z_{I,S}$, $Z_{I,T}$, $Z_{O,S}$, $Z_{O,T}$, $A_{I,S}$ en $A_{I,T}$ voor de schakeling van Figuur 9.15. Ga er van uit dat $R_E = 270 \Omega$, $R_C = 560 \Omega$, $R_{B1} = 18 \text{ k}\Omega$ en dat $R_{B2} = 6,8 \text{ k}\Omega$. Maak onderscheid tussen het geval waarbij u

1) enkel over de gegevens beschikt die bij Figuur 9.15 vermeld zijn

en het geval waarbij u

2) weet dat de transistor een BC548B is. Gebruik de typische waarden $h_{ie} \cong 4,5 \text{ k}\Omega$ en $h_{fe} \cong 330$.

9.8: Opmerking

De polariteiten van de basisstroom i_b en de collectorstroom i_c in Figuur 9.16 zijn gelijk gekozen aan de polariteiten van de instelstromen I_B en I_C . In de hierop volgende paragrafen waar de GBS schakeling en de GCS schakeling bestudeerd worden, zal dezelfde conventie gebruikt worden.

Een zelfde conventie zal ook gebruikt worden voor de emitterstroom. Dus i_e krijgt dezelfde polariteit mee als I_E .

De keuze van de polariteiten van I_B , I_C en I_E is reeds eerder vastgelegd in Paragraaf 2.5 in Hoofdstuk 8.

In Figuur 9.17 zijn u_i en i_i in dezelfde zin getekend. Ook u_o en i_o zijn in dezelfde zin getekend. Er is bijgevolg zowel voor de ingang als voor de uitgang gekozen voor het generator referentie systeem (GRS).

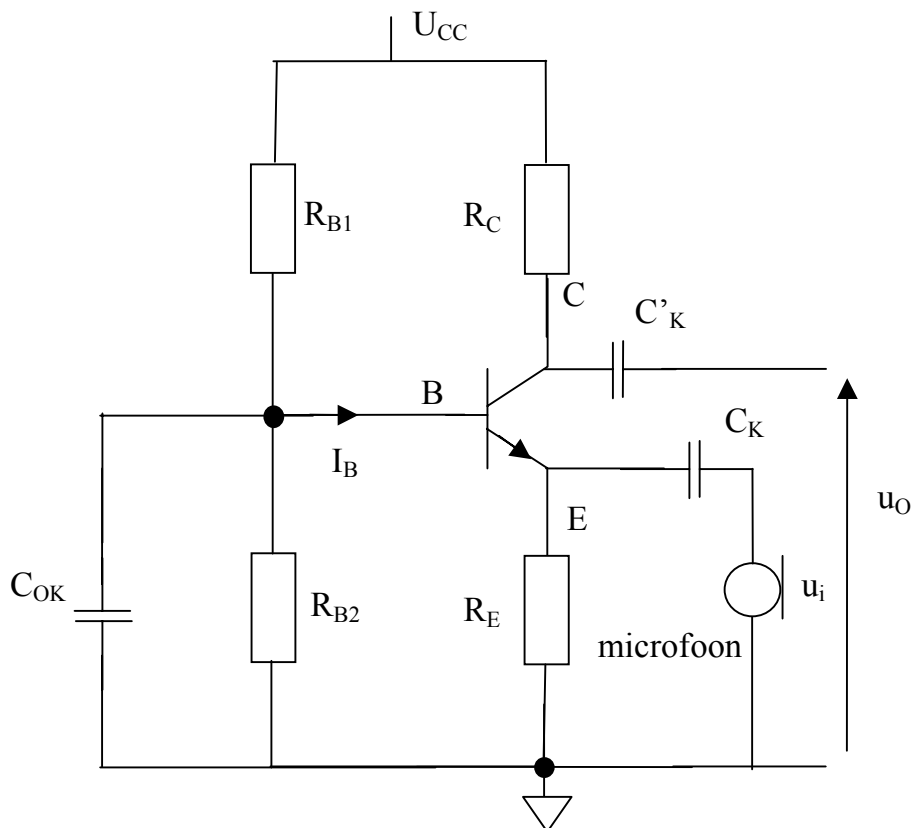
10: De gemeenschappelijke basisschakeling (GBS)

Overlopen we eerst de kenmerken van de gemeenschappelijke basisschakeling:

- De basis B ligt voor AC-signalen aan de “massa” M of “aarde”.
- Het AC-ingangssignaal u_i wordt via C_K aangesloten op de emitter E.
- Het AC-uitgangssignaal u_o wordt, net als bij de GES, via C'_K afgenomen van de collector C.

Dit alles betekent dat de ingang de emitter is en de uitgang de collector. Met die informatie in het achterhoofd kunt u verklaren waarom de schakeling de naam “gemeenschappelijke of geaarde basisschakeling” draagt. Ga dan ook na dat de onderstaande schakeling een GBS is.

Zoals reeds eerder opgemerkt, hebben de GBS en de GES dezelfde DC-instelling. We nemen bijgevolg aan dat R_{B1} , R_{B2} , R_E en R_C dezelfde waarde hebben als in Paragraaf 9.



Figuur 9.18: De gemeenschappelijke basisschakeling

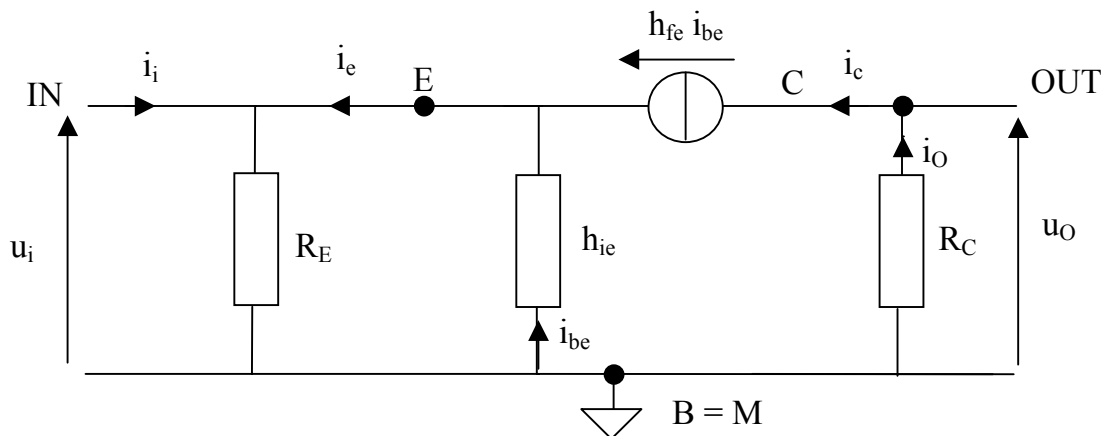
10.1: Het AC-gedrag van de GBS

Indien we het AC-gedrag van Figuur 9.18 wensen te bestuderen moeten we een aantal belangrijke bedenkingen in acht nemen:

- Op AC-gebied vormen de massa en de voedingsspanning U_{CC} een gemeenschappelijk punt.
- De condensatoren C_K en C'_K (de koppelcondensatoren die een AC-sigitaal moeten doorgeven vanuit één onderdeel van de schakeling naar een ander onderdeel van de schakeling) en ook de condensator C_{OK} (de ontkoppelcondensatoren die een AC-sigitaal naar de massa moeten kortsluiten) zijn voldoende groot. Voor de toegepaste AC-signalen gedragen ze zich dan ook als “doorverbindingen” of “kortsluitingen” ($X_C \cong 0$).
- We kunnen de transistor vervangen door zijn AC-equivalent schema (zie Figuur 9.13). We kunnen echter net zoals bij de GES gerust het vereenvoudigd AC-equivalent schema gebruiken van Figuur 9.14.

Als we de invloed van $h_{re}u_{ce}$ en van $1/h_{oe}$ verwaarlozen, dan bekomen we de vereenvoudigde Figuur 9.19.

Steunende op Figuur 9.19, kunnen we de spanningsversterking, de stroomversterking, de ingangsimpedantie en de uitgangsimpedantie bepalen. Hierbij blijven de eerder geziene definities van A_V , $Z_{I,T}$, $Z_{I,S}$, $Z_{O,T}$, $Z_{O,S}$, $A_{I,T}$ en $A_{I,S}$ geldig.



Figuur 9.19: AC-equivalent schema van versterker in GBS

10.2: De spanningsversterking van de GBS: uitdrukking 1

De spanningsversterking $A_V = u_o/u_i$. $|A_V|$ geeft aan hoeveel keren u_o groter is dan de aangelegde u_i .

Steunende op Figuur 9.19 blijkt dat $i_{be} = -u_i/h_{ie}$ en dat $u_o = -R_C h_{fe} i_{be}$. Door die beide uitdrukkingen te combineren bekommen we dat

$$A_V = u_o/u_i = + (h_{fe}/h_{ie}) R_C.$$

Hier is dus wel verwaarloosd dat h_{fe} en h_{ie} enkel gedefinieerd zijn bij een constante u_{ce} . Zoals al eerder gesteld mogen we dit gerust doen.

Het is belangrijk om op te merken dat het plus-teken in de A_V -formule er op wijst dat u_o en u_i in fase zijn. Er is dus geen 180° faseverschuiving tussen beide sinusoidale spanningen zoals dit het geval was bij de GES.

10.3: De spanningsversterking van de GBS: uitdrukking 2

In paragraaf 10.2 hebben we de AC-spanningsversterking uitgedrukt met behulp van h-parameters. Het is echter ook mogelijk de AC-spanningsversterking van een transistorschakeling in GBS uit de drukken zonder gebruik te maken van h-parameters.

We vertrekken van de steilheid $S = g_m = h_{fe}/h_{ie}$. Deze steilheid $S = \Delta I_C/\Delta U_{BE}$ bij een constante collector-emitter-spanning.

We zagen eerder dat $h_{ie} \cong 26 h_{FE}/I_C$ waarbij I_C uitgedrukt is in mA en $h_{FE} \cong h_{fe}$. Hieruit volgt dat $S = g_m \cong 38 I_C$.

Hieruit kunnen we besluiten dat $A_V = u_o/u_i = S R_C \cong 38 I_C R_C$.

Vergeet niet dat deze formule enkel geldig is voor kleine I_C signalen van hoogstens enkele mA bij kleinsignaal transistoren. Bovendien is deze formule ook enkel geldig bij kamertemperatuur, dus bij $T_j \cong 300$ K.

10.4: De ingangsimpedantie

Het aanleggen van een AC-spanning u_i doet een AC-stroom i_i vloeien. De AC-ingangsweerstand $Z_i = u_i/i_i$ is de weerstand tussen de klemmen B = M en E.

Indien we enkel de transistor beschouwen (dus indien we de instelweerstand wegdenken), dan is $i_i = - (1 + h_{fe})i_{be}$. Bovendien is $u_i = -u_{be} = -h_{ie} i_{be}$. Dit betekent dat de ingangsweerstand $Z_{I,T}$ van de transistor alleen gelijk is aan $u_i/i_i = h_{ie}/(1 + h_{fe}) \cong h_{ie}/h_{fe}$.

De ingangsweerstand van de totale schakeling $Z_{I,S}$ is lager dan de ingangsweerstand van de transistor alleen. Dit omdat de u_i -bron niet enkel de stroom in de emitter van de transistor moet leveren, maar ook de stroom door de weerstand R_E .

De ingangsweerstand (ingangsimpedantie) van de schakeling is bijgevolg gelijk aan

$$Z_{I,S} = Z_{I,T} // R_E.$$

10.5: De uitgangsimpedantie

De uitgangsweerstand van de transistor $Z_{O,T}$ is de AC-weerstand tussen de uitgang $OUT = C$ en de massa $M = B$.

Beschouwen we enkel de transistor (denken we dus onder meer R_C weg), dan is de AC-weerstand tussen de uitgang ($OUT = C$) en de massa ($M = B$) oneindig groot. Dit betekent dat we het gedrag van een stroombron terugvinden en niet het gedrag van een spanningsbron.

Het is echter wel duidelijk dat deze oneindig grote uitgangsimpedantie het gevolg is van het verwaarlozen van de impedantie $1/h_{oe}$. Zonder verwaarlozing van $1/h_{oe}$ bekomen we dat de uitgangsweerstand (uitgangsimpedantie) van de transistor gelijk is aan $Z_{O,T} = 1/h_{oe}$.

De uitgangsimpedantie van de volledige schakeling $Z_{O,S}$ is duidelijk de parallelschakeling van $1/h_{oe}$ en R_C . Omdat h_{oe} klein is en dus $1/h_{oe}$ groot is, kan $1/h_{oe}$ verwaarloosd worden ten opzichte van R_C . Dit betekent dat de uitgangsweerstand van de totale schakeling gelijk is aan R_C . Dus $Z_{O,S} \cong R_C$.

10.6: De stroomversterking

Bij de GBS is de ingang van de transistor de emitter ($IN = E$) wat betekent dat de transistor-ingangsstroom de emitterstroom $i_e = + (1 + h_{fe}) i_{be}$. Bij de GBS is de uitgang van de transistor de collector ($OUT = C$), de transistor-uitgangsstroom is de collectorstroom $i_c = h_{fe} i_{be}$.

De verhouding tussen de AC-uitgangsstroom en de AC-ingangsstroom is de stroomversterking van de transistorschakeling. Toegepast op de GBS-schakeling is de stroomversterkingsfactor

$$A_{I,T} = i_c/i_e \cong + h_{fe} i_{be} / (1 + h_{fe}) i_{be} \cong +1.$$

Indien de AC-stroom door R_E verwaarloosd wordt, dan is $i_i \cong - i_e$. Verder geldt dat $i_o = i_c$ zodat de stroomversterking van de volledige schakeling

$$A_{I,S} = i_o/i_i \cong i_c/-i_e \cong -1.$$

10.7: Oefening

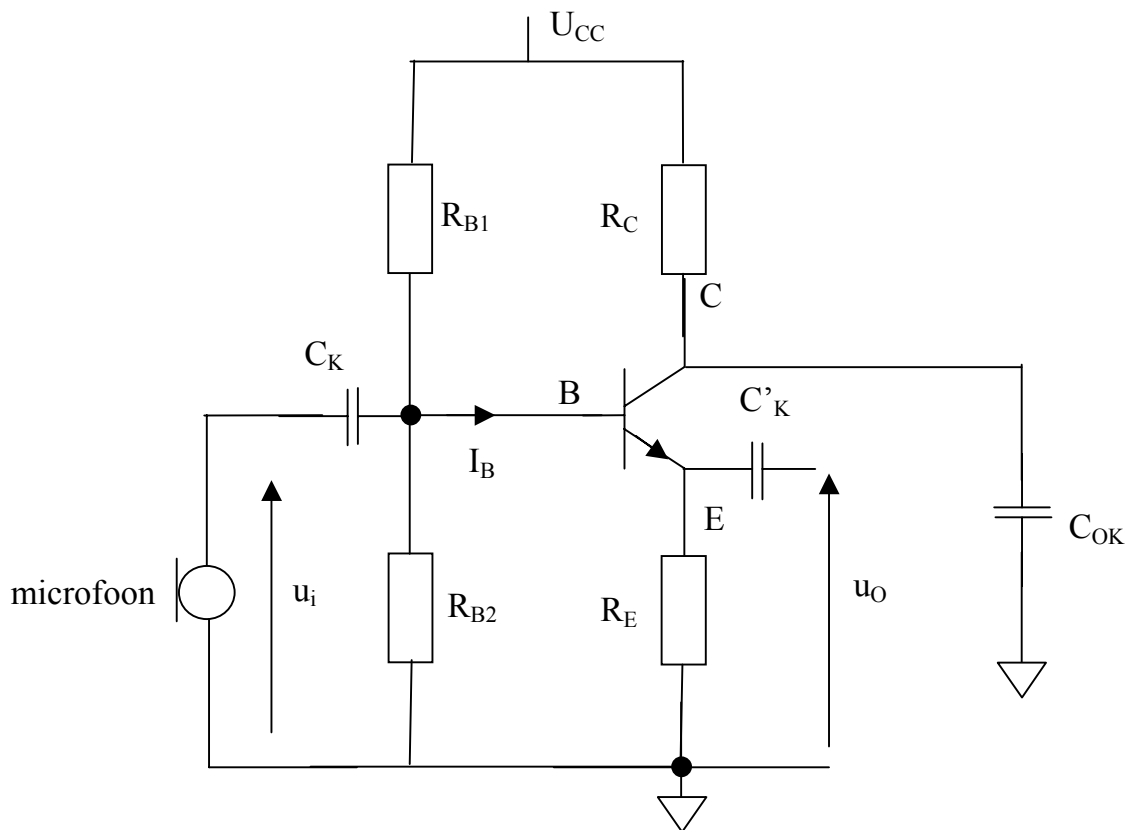
Bereken A_V , $Z_{I,S}$, $Z_{I,T}$, $Z_{O,S}$, $Z_{O,T}$, $A_{I,S}$ en $A_{I,T}$ voor de schakeling van Figuur 9.18. Ga er van uit dat $R_E = 270 \Omega$, $R_C = 560 \Omega$, $R_{B1} = 18 \text{ k}\Omega$ en dat $R_{B2} = 6,8 \text{ k}\Omega$. Maak onderscheid tussen het geval waarbij u

3) enkel over de gegevens beschikt die bij Figuur 9.18 vermeld zijn

en het geval waarbij u

4) weet dat de transistor een BC548B is. Gebruik de typische waarden $h_{ie} \cong 4,5 \text{ k}\Omega$ en $h_{fe} \cong 330$.

11: De gemeenschappelijke collectorschakeling (GCS)



Figuur 9.20: De gemeenschappelijke collectorschakeling

Overlopen we eerst de kenmerken van de gemeenschappelijke collectorschakeling:

- De collector C ligt voor AC-signalen aan de “massa” M of “aarde”.
- Het AC-ingangssignaal u_i wordt via C_K aangesloten op de basis B.
- Het AC-uitgangssignaal u_o wordt via C'_K afgenomen van de emitter E.

Dit alles betekent dat de ingang de basis is en de uitgang de emitter. Met die informatie in het achterhoofd kunt u verklaren waarom de schakeling de naam

De spanningsversterking $A_V = u_O/u_i$. Steunende op Figuur 9.21 blijkt dat $u_i = h_{ie} i_{be} + (1 + h_{fe}) R_E i_{be}$ en dat $u_O = (1 + h_{fe}) R_E i_{be}$. Door die beide uitdrukkingen te combineren bekomen we dat

$$A_V = u_O/u_i = (1 + h_{fe}) R_E / (h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E) \cong 1.$$

Hier is dus wel verwaarloosd dat h_{fe} en h_{ie} enkel gedefinieerd zijn bij een constante u_{ce} . Zoals al eerder gesteld mogen we dit gerust doen.

11.3: De ingangsimpedantie

Het aanleggen van een AC-spanning u_i doet een AC-stroom i_i vloeien. De AC-ingangsweerstand $Z_i = u_i/i_i$ is de weerstand tussen die klemmen B en C = M.

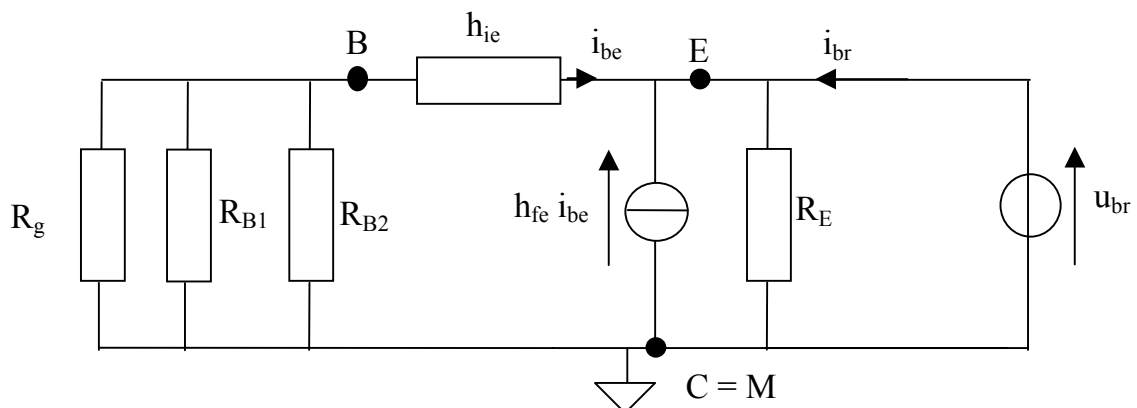
Indien we enkel de transistor beschouwen (dus indien we de instelweerstand R_{B1} en R_{B2} wegdenken), dan is $i_i = i_{be}$. Bovendien is $u_i = h_{ie} i_{be} + (1 + h_{fe}) R_E i_{be}$. Dit betekent dat de ingangsweerstand $Z_{i,T}$ van de transistor gelijk is aan $u_i/i_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E$.

De ingangsweerstand van de totale schakeling $Z_{i,S}$ is lager dan de ingangsweerstand van de transistor alleen. Dit omdat de u_i -bron niet enkel de stroom in de basis van de transistor moet leveren, maar ook de stroom door de weerstanden R_{B1} en R_{B2} .

De ingangsweerstand (ingangsimpedantie) van de schakeling is bijgevolg gelijk aan

$$Z_{i,S} = Z_{i,T} // R_{B1} // R_{B2}.$$

11.4: De uitgangsimpedantie



Figuur 9.22: Bepaling $Z_{O,S}$ bij een GCS

De uitgangsweerstand van de transistor $Z_{O,T}$ wordt bepaald door aan de uitgangszijde een externe spanningsbron u_{br} aan te leggen. Hierbij worden alle andere externe spanningsbronnen nul gesteld en bepaalt men welke stroom i_{br} de spanningsbron u_{br} levert. De uitgangsimpedantie is dan u_{br}/i_{br} .

Hierbij moet er wel rekening mee gehouden worden dat de microfoon een niet-ideale spanningsbron is met een inwendige weerstand R_g . Zodoende kan u_{br}/i_{br} bepaald worden op basis van de bovenstaande schakeling 9.22.

Steunende op Figuur 9.22 bekomen we dat $i_{br} = -(1 + h_{fe}) i_{be}$. Indien we er van uitgaan dat $R_g \ll R_{B1}$ en dat $R_g \ll R_{B2}$, dan geldt dat $i_{be} = -u_{br} / (h_{ie} + R_g)$. Dit alles impliceert dat $Z_{O,T} = u_{br}/i_{br} = (h_{ie} + R_g) / (1 + h_{fe}) \cong h_{ie}/h_{fe} + R_g/h_{fe} = 1/S + R_g/h_{fe}$.

Indien we van de veronderstelling uit gaan dat $R_g = 0$ (dus de microfoon is wel een ideale spanningsbron) dan geldt dat $Z_{O,T} = 1/S$.

Naast de uitgangsimpedantie van de transistor is er ook de uitgangsimpedantie van de volledige schakeling $Z_{O,S} = Z_{O,T} // R_E$. Aangezien in de praktijk $Z_{O,T}$ (en $1/S$) meestal een lage waarde is ($Z_{O,T} \ll R_E$) geldt bij benadering dat $Z_{O,S} \cong Z_{O,T}$.

11.5: De stroomversterking

Bij de GCS is de ingang van de transistor de basis (IN = B) wat betekent dat de transistor-ingangsstroom $i_b = i_{be}$ is. Bij de GCS is de uitgang van de transistor de emitter (OUT = E), de transistor-uitgangsstroom is de emitterstroom $i_e = (1 + h_{fe}) i_{be}$.

De verhouding tussen de AC-uitgangsstroom en de AC-ingangsstroom is de stroomversterking van de transistorschakeling. Toegepast op de GBS-schakeling is de stroomversterkingsfactor

$$A_{I,T} = i_e/i_b \cong (1 + h_{fe}) i_{be} / i_{be} = (1 + h_{fe}).$$

Aangezien R_{B1} en R_{B2} voldoende groot zijn, geldt dat $i_i \cong i_b$. Bovendien is $i_o = -i_e$. De stroomversterking van de volledige schakeling is dan ook

$$A_{I,S} = i_o/i_i \cong -i_e/i_b \cong -(1 + h_{fe}).$$

11.6: Oefening

Bereken A_V , $Z_{I,S}$, $Z_{I,T}$, $Z_{O,S}$, $Z_{O,T}$, $A_{I,S}$ en $A_{I,T}$ voor de schakeling van Figuur 9.20. Ga er van uit dat $R_E = 270 \Omega$, $R_C = 560 \Omega$, $R_{B1} = 18 \text{ k}\Omega$ en dat $R_{B2} = 6,8 \text{ k}\Omega$. Maak onderscheid tussen het geval waarbij u

5) enkel over de gegevens beschikt die bij Figuur 9.20 vermeld zijn

en het geval waarbij u

6) weet dat de transistor een BC548B is. Gebruik de typische waarden $h_{ie} \cong 4,5 \text{ k}\Omega$ en $h_{fe} \cong 330$.

12: Vergelijking tussen GES, GBS en GCS

	GES	GBS	GCS
ingang	Basis	Emitter	Basis
uitgang	Collector	Collector	Emitter
A_V	$-(h_{fe}/h_{ie})R_C$	$(h_{fe}/h_{ie})R_C$	1
$Z_{I,T}$	h_{ie}	h_{ie}/h_{fe}	$h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E$
$Z_{O,T}$	$1/h_{oe}$	$1/h_{oe}$	$1/S + R_g/h_{fe}$
$A_{I,S}$	h_{fe}	-1	$-(1 + h_{fe})$

In de huidige paragraaf vergelijken we de waarden van A_V , $Z_{I,T}$, $Z_{O,T}$ en $A_{I,S}$ die we bekomen hebben bij respectievelijk de GES, GBS en GCS.

Bij het vergelijken van de versterkingsfactoren A_V en $A_{I,S}$ zien we dat de GES zowel de ingangsspanning als de ingangsstroom versterkt. De GBS versterkt enkel spanning en geen stroom. De GCS versterkt enkel stroom en geen spanning.

Nu definieert men vaak niet enkel een spanningsversterkingsfactor A_V en een stroomversterkingsfactor $A_{I,S}$ doch een vermogenversterkingsfactor A_P . Deze A_P is de verhouding van het AC-uitgangsvermogen en het AC-ingangsvermogen. Het is duidelijk dat $A_P = |A_V| |A_{I,S}|$. Zowel in GES, GBS als GCS is er vermogenversterking doch deze is duidelijk het grootst bij de GES. Bij GES is er namelijk zowel spanningsversterking als stroomversterking.

De uitgangsimpedantie bij een GES en een GBS is hoog ($1/h_{oe}$) wat betekent dat de schakeling zich ten opzichte van de belasting als een stroombron gedraagt. Dit zie je trouwens ook aan de spanningsversterkingsfactor. De spanningsversterkingsfactor is evenredig met R_C wat er op duidt dat de AC-stroom door deze weerstand onafhankelijk is van R_C zelf.

Bij de GCS is de uitgangsimpedantie veel lager wat betekent dat de GCS zich ten opzichte van de belasting als een spanningsbron gedraagt. Inderdaad met een spanningsversterkingsfactor gelijk aan 1, is de AC-uitgangsspanning onafhankelijk van bijvoorbeeld R_C .

Ten gevolge van de $A_V = 1$ bij de GCS, volgt op AC-niveau de emitter-uitgang het spanningsverloop van de basis-ingang. Daarom noemt men een GCS vaak een emittervolger.

Bij een schakeling in GES is $Z_{I,T}$ redelijk hoog. Inderdaad, de microfoon moet enkel de kleine AC-basisstroom leveren. Bij de GBS is de emitter de ingang en moet de

microfoon de grotere AC-emitterstroom leveren. Dit betekent dat bij de GBS de ingangsimpedantie inderdaad erg laag is.

Bij een schakeling in GCS is $Z_{I,T}$ erg hoog, namelijk $h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E \cong h_{fe} R_E$. Inderdaad, de microfoon moet enkel de kleine AC-basisstroom leveren. Nu is er bij de GCS geen spanningsversterking doch ten gevolge van de GCS ziet bijvoorbeeld de microfoon een impedantie $h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E \cong h_{fe} R_E$ in plaats van de veel kleinere R_E . De emittervolger (GCS) is een impedantieverhogende schakeling.

13: De belastingsweerstand

Bij het bestuderen van de GES, de GBS en de GCS in Paragraaf 9, Paragraaf 10 en Paragraaf 11 is er tussen de koppelcondensator C'_K en de massa geen belastingsweerstand R_L geplaatst. Dit betekent dat de versterkers niet belast zijn met een R_L die bijvoorbeeld een luidsprekertje voorstelt.

Bij de GES schakeling (zie Figuur 9.17) en de GBS schakeling (zie Figuur 9.19) beschouwen we een uitgangsstroom i_O door R_C . Bij de GCS schakeling beschouwen we een uitgangsstroom i_O door R_E . Dit is verantwoord omdat bij eenvoudige (goedkope) schakelingen R_C (GES en GBS) of R_E (GCS) de ohmse weerstand is van het luidsprekertje. Dit betekent dat de weerstand van het luidsprekertje mee de DC-instelling bepaalt.

Plaatst men echter het luidsprekertje (met weerstand R_L) tussen C'_K en de massa, dan wijzigen de resultaten bekomen in Paragraaf 9, Paragraaf 10 en Paragraaf 11.

Bij de GES schakeling veranderen Figuur 9.16 en Figuur 9.17. Nu staat R_L er parallel met R_C . Ga zelf na dat nu $A_V = -(h_{fe}/h_{ie}) (R_C // R_L)$ in plaats van de reeds eerder bekomen $-(h_{fe}/h_{ie}) R_C$. Indien $R_C \gg R_L$, dan geldt dat $A_V = -(h_{fe}/h_{ie}) R_L$.

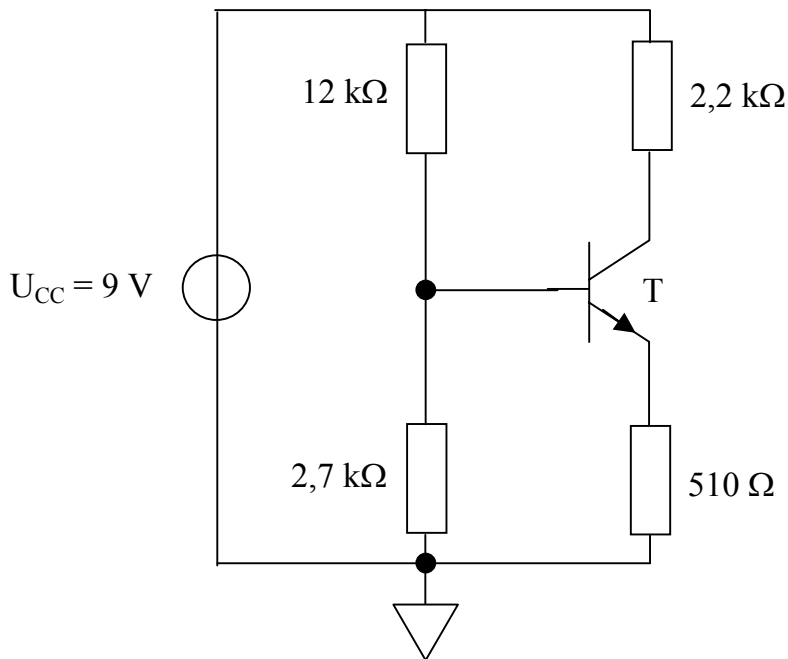
Ga zelf na hoe bij de GBS schakeling Figuur 9.19 verandert. Ga zelf na dat nu een $A_V = (h_{fe}/h_{ie}) (R_C // R_L)$ bekomen wordt.

Ga zelf na hoe bij de GCS schakeling Figuur 9.21 verandert. Ga na dat $A_V \cong 1$ blijft. Ga bij diezelfde GCS schakeling na dat nu $Z_{I,T} = h_{ie} + (1 + h_{fe})(R_E // R_L)$ bekomen wordt.

We laten het over aan de geïnteresseerde student om de andere kenmerken ($Z_{I,T}$, $Z_{I,S}$, $Z_{O,T}$, $Z_{O,S}$, $A_{I,T}$, $A_{I,S}$) van de andere schakeling te onderzoeken indien hetzelfde luidsprekertje met ohmse weerstand R_L tussen C'_K en de massa geschakeld is. Ga er van uit dat i_O door R_L vloeit en dat u_O de AC-spanning is die over R_L staat. Bij de GES schakeling en de GBS schakeling kunt u er eventueel van uit gaan dat $R_C \gg R_L$. Bij de GCS schakeling kunt u er eventueel van uit gaan dat $R_E \gg R_L$.

14: Oefening

Gegeven is de onderstaande schakeling waarbij u weet dat T een Silicium-transistor is met een $h_{FE} \gg 40$. Deze schakeling is zoals u weet de DC-instelling van een transistorversterker. Bereken de DC-instelling van deze schakeling.



Figuur 9.23: De DC-instelling

Gevraagd wordt nu om een laagfrequent versterker in GBS te realiseren uitgaande van de bovenstaande Figuur 9.23. Duidt hierbij duidelijk aan waar en hoe hetingangssignaal aangelegd wordt. Duidt eveneens aan waar en hoe het uitgangssignaal bekomen wordt.

Stel dat hetingangssignaal u_i afkomstig is van een luidspreker die als microfoon gebruikt wordt in een intercomschakeling. Deze produceert een signaal van $100 \mu\text{V}$ op de ingang van de transistorversterker in GBS. Hoe groot zal het uitgangssignaal zijn?

Bepaal bij benadering de stroomversterkingsfactor, de spanningsversterkingsfactor, de ingangsweerstand en tenslotte ook de uitgangsweerstand van de volledige schakeling. Bepaal deze zowel wanneer de h-parameters van de transistor totaal onbekend zijn als wanneer men weet dat $h_{fe} = 300$ en $h_{ie} = 4500 \Omega$.

Stel dat we de schakeling van Figuur 9.23 in respectievelijk GES en GCS willen gebruiken. Duidt telkens duidelijk aan waar en hoe hetingangssignaal aangelegd wordt. Duidt eveneens aan waar en hoe het uitgangssignaal bekomen wordt. Bepaal, in beide gevallen, de stroomversterkingsfactor, de spanningsversterkingsfactor, de ingangsweerstand en tenslotte ook de uitgangsweerstand van de volledige schakeling.