

Hoofdstuk 33

De transistor als vierpool

3.1 Het principe van een vierpool

Schakelingen waarbij we twee ingangsklemmen en twee uitgangsklemmen aantreffen noemt men een vierpool.

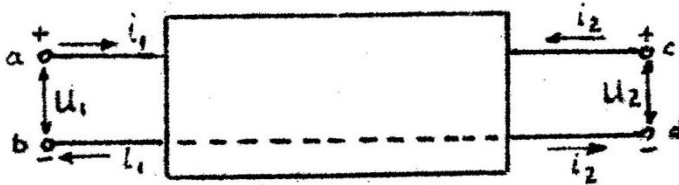


Fig. 3.1 Vierpool

In fig. 3.1 is het principe van de vierpool getekend. Voor de te gebruiken vierpool gelden de volgende afspraken: De niet doorverbonden klemmen (a en c) noemen we positief ten opzichte van de door-

verbonden klemmen (b en d).

De stromen vloeien van de niet doorverbonden klemmen de vierpool in. Indien de vierpool bestaat uit lineaire elementen, dus een lineaire vierpool is, kunnen we de volgende vergelijkingen opstellen:

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \dots \dots \dots (1)$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \dots \dots \dots (2)$$

Deze vergelijkingen geven het verband van tussen de wisselstromen en -spanningen aan de ingang en uitgang.

De constanten die in de vergelijkingen voorgesteld worden door de letter h, worden de h-parameters genoemd. We zullen eerst de betekenis van deze h-parameters vaststellen. Denken we de uitgangsklemmen (c-d) kortgesloten, dan is $u_2 = 0$ en blijkt uit de vergelijking (1) dat $u_1 = h_{11}i_1$. De parameter h_{11} geeft dus het verband tussen i_1 en u_1 en stelt dus een impedantie voor. De definitie van deze parameter is:

$r_1 = h_{11} = \frac{u_1}{i_1} (u_2 = 0)$; en wordt de ingangsimpedantie bij kortgesloten uitgang genoemd.

(Bedenk dat met u_1 , i_1 , u_2 en i_2 wisselstromen en -spanningen worden bedoeld, die voor een juiste definitie van de parameters zeer kleine amplituden moeten hebben, daar de karakteristieken voor kleine wisselstroom grootheden als rechte lijnen mogen worden opgevat).

Uit de vergelijking (2) volgt, bij $u_2 = 0$ dat $i_2 = h_{21}i_1$. De parameter h_{21} geeft dus de verhouding tussen i_2 en i_1 , bij kortgesloten uitgangsklemmen ($u_2 = 0$) aan.

De definitie van deze parameter is nu: $\alpha = h_{21} = \frac{i_2}{i_1} (u_2 = 0)$ en wordt de stroomversterkingsfactor bij kortgesloten uitgang genoemd.

Stelt men $i_1 = 0$, dit wil zeggen, de ingangsklemmen zijn open, dan volgt uit de 1e vergelijking $u_1 = h_{12}u_2$ en geeft h_{12} de verhouding aan tussen twee spanningen. De definitie van deze parameter is:

$$\mu = h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \begin{pmatrix} i_1 = 0 \\ i_1 = 0 \end{pmatrix}$$

Deze parameter noemt men de spanningsterugwerkingsfactor bij open ingangsklemmen.

Bij $i_1 = 0$ volgt uit de tweede vergelijking $i_2 = h_{22}u_2$ en blijkt h_{22} een admittantie aan de uitgang te zijn.

De definitie van deze parameter is $\frac{1}{r_a} = h_{22} = \frac{i_2}{u_2} (i_1 = 0)$ en wordt

de uitgangsadmittantie of reciproka uitgangsimpedantie bij open ingangsklemmen genoemd.

Het is ook mogelijk de h-parameters uit te drukken in kleine veranderingen van de gelijkstromen en -spanningen.

De definities worden dan als volgt:

$$r_i = h_{11} = \frac{u_1}{i_1} (u_2 = 0) \quad \text{of} \quad h_{11} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} (U_2 \text{ constant})$$

$$\alpha = h_{21} = \frac{i_2}{i_1} (u_2 = 0) \quad \text{of} \quad h_{21} = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} (U_2 = \text{constant})$$

$$\mu = h_{12} = \frac{u_1}{u_2} (i_1 = 0) \quad \text{of} \quad h_{12} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} (I_1 = \text{constant})$$

$$\frac{1}{r_a} = h_{22} = \frac{i_2}{u_2} (i_1 = 0) \quad \text{of} \quad h_{22} = \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} (I_1 = \text{constant})$$

Oplossingen inzenden van opgaven Hg no 65 t/m 68.

Halfgeleiderlektronika Les 11

3.2 Toepassingen van de vierpoolvergelijkingen op de transistor HILVERSUM

a De transistor in gearde-basisschakeling

We zullen allereerst de transistor in gearde-basisschakeling als vierpool opvatten. In fig. 3.2 is de schakeling hiervan weergegeven. We handhaven daarbij de pijlrichtingen en plus en mintekens zoals die bij de vierpool werden afgesproken. Deze richtingen zullen dus niet altijd overeenstemmen met de bewegingsrichtingen van de positieve ladingsdragers.

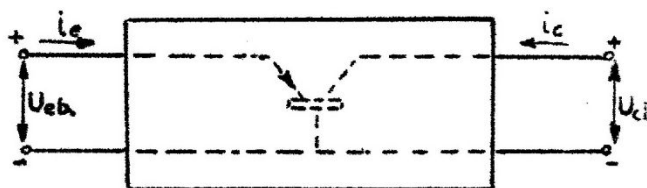


Fig. 322 Transistor in gearde basisschakeling als vierpool

De grootheden uit de vergelijkingen (1) en (2) krijgen nu de volgende betekenissen

$$\begin{aligned} u_1 &= u_{eb} & u_2 &= u_{cb} \\ i_1 &= i_e & i_2 &= i_c \end{aligned}$$

Hiermede worden de vierpoolvergelijkingen voor de transistor

$$u_{eb} = h_{11}i_e + h_{12}u_{cb}$$

$$i_c = h_{21}i_e + h_{22}u_{cb}$$

De definities van de h-parameters worden nu voor de transistor in gearde basisschakeling:

$$h_{11} = \frac{u_{eb}}{i_e} \quad (u_{cb} = 0) = r_i = \text{ingangsweerstand}$$

$$h_{12} = \frac{u_{eb}}{u_{cb}} \quad (i_e = 0) = \mu = \text{spanningsterugwerkingsfactor}$$

$$h_{21} = \frac{i_c}{i_e} \quad (u_{cb} = 0) = \alpha = \text{stroomversterkingsfactor}$$

$$h_{22} = \frac{i_c}{u_{cb}} \quad (i_e = 0) = \frac{1}{r_u} = \text{uitgangsadmittantie}$$

In fig. 3.3 zijn de $I_c - U_{eb}$ en de $I_c - U_{cb}$ karakteristieken van de transistor OC 71 in gemeenschappelijke-basisschakeling weergegeven. Fig. 3.3a geeft de ingangskarakteristieken en fig. 3.3b de uitgangskarakteristieken weer.

De hyperbool (gestreepte kromme) geeft het maximaal toelaatbaar dissipatievermogen aan. Gaan we uit van de veronderstelling dat in de collectorketen een weerstand R_b is opgenomen, dan kunnen we hiervan, evenals we bij de elektronenbuizen konden doen, een belastingslijn tekenen. Deze lijn, in fig. 3.3b de lijn AB, geeft dus het verband tussen de wisselstroom en de collectorketen en de wisselspanning tussen collector en basis. De aldus gevormde driehoek (gearceerd) geeft dan het afgegeven wisselstroomvermogen aan. We zien dat U_{cb} varieert tussen -2 en -5 volt, I_e tussen 2 en 5 mA en I_c tussen ongeveer -1.95 tot ongeveer -4.90 mA. Leggen we deze zelfde punten vast in fig. 3.3a dan krijgen we daar de lijn AB, waarmee de gearceerde oppervlakte het toegevoerde vermogen aan de ingang van de transistor in gemeenschappelijke basisschakeling aan-

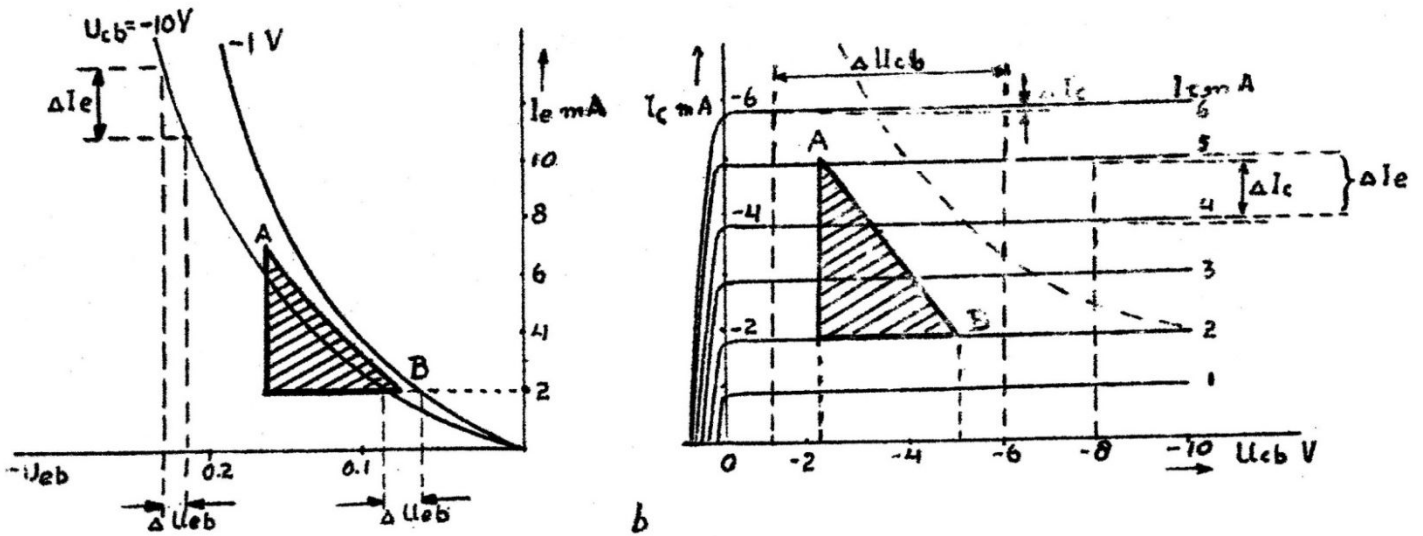


Fig. 3.3 De ingangskarakteristieken van de transistor OC 71 in geaarde basisschakeling

geeft. Bedenk dat in fig. 3.3a, de punten A en B, respectievelijk bij $U_{cb} = -2$ en -5 volt, op karakteristieken (niet getekend) gelegen zijn die lopen tussen de getekende karakteristieken bij $U_{cb} = -10V$ en $U_{cb} = -1V$.

De hier optredende vermogensversterking wordt nu bepaald door de verhouding van de oppervlakken van de twee driehoeken.

We kunnen uit de karakteristieken van fig. 3.3 ook de h-parameters bepalen.

$$h_{11} = \mu = \frac{\Delta U_{eb}}{\Delta I_e} (U_{cb} = \text{constant}) = \text{ingangsweerstand.}$$

We laten in fig. 3.3a U_{eb} met een bedrag ΔU_{eb} veranderen; hierdoor zal bij constante waarde van U_{cb} (hier -10 Volt gekozen) I_e veranderen met een waarde ΔI_e . Het quotiënt van beide veranderingen levert $r_i = h_{11}$ op.

$$h_{21} = \alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} (U_{cb} = \text{constant}) = \text{stroomversterkingsfactor.}$$

In fig. 3.3b laten we I_e veranderen met een bedrag ΔI_e (hier van 4 naar 5 volt) bij constante waarde van U_{cb} (bijvoorbeeld 8 volt). Hiertoe trekken we door $U_{cb} = 8$ volt een loodlijn. De snijpunten van deze loodlijn met de karakteristieken van I_e is 4 en 5 volt bepalen op de verticale as de hierbij behorende verandering ΔI_c van I_c . Het quotiënt van beide veranderingen levert $h_{21} = \alpha$, de stroomversterkingsfactor op. We zien dat de toename ΔI_e van de emitterstroom een afname ΔI_c van de collectorstroom veroorzaakt dus heeft de stroomversterkingsfactor α een negatief karakter. Uit de karakteristieken is gemakkelijk te zien dat dit quotiënt niet veel van 1 zal verschillen.

$$h_{12} = \mu = \frac{\Delta U_{eb}}{\Delta U_{cb}} (I_e = \text{constant}) = \text{spanningsteruwirkingsfactor.}$$

We laten in fig. 3.3a U_{cb} toenemen met een bedrag ΔU_{cb} (bijvoorbeeld van -10 tot -1 volt) bij constante waarde van I_e (hier 2 mA). De hierbij optredende verandering ΔU_{eb} kunnen we nu op de horizontale as aflezen. Het quotiënt van deze twee veranderingen geeft $h_{12} = \mu$.

Halfgeleiderlektronika

$$h_{22} = \frac{1}{r_u} = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{cb}} (I_c = \text{constant}) = \text{uitgangsadmittantie}$$

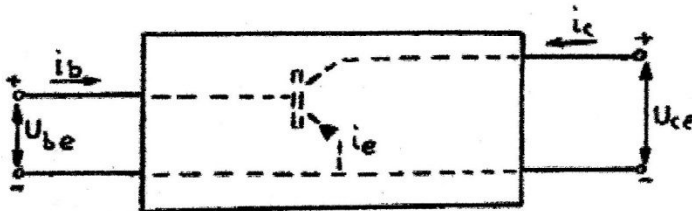
In fig. 3.3b laten we, bij constante waarde van $I_c = 6 \text{ mA}$, U_{cb} toenemen met een bedrag ΔU_{cb} (hier van -1 tot -6 volt). In I_c ontstaat hierdoor een kleine verandering ΔI_c . Het quotient van deze twee variaties levert ons

$h_{22} = \frac{1}{r_u}$ op. We zien dat dit quotient een kleine waarde heeft, waaruit volgt dat de uitgangsweerstand r_u groot zal zijn.

De volgende waarden werden gemeten bij de transistor OC 71 in geaarde-basis-schakeling bij $U_{ce} = -2$ volt en $I_c = 3 \text{ mA}$ bij 25°C .

$$h_{11} = 17\Omega \quad h_{12} = 8 \cdot 10^{-4} \quad h_{21} = -0,979 \quad h_{22} = 1,6 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

b De transistor in geaarde emitter-schakeling



Maken we weer gebruik van de vierpool vergelijkingen zoals die in het voorgaande werden vermeld dan gaan we dus weer uit van

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2$$

Hierin is nu: $u_1 = u_{be}$
 $u_2 = u_{ce}$ $i_1 = i_b$
 $i_2 = i_c$

Fig. 3.4 Transistor in gemeenschappelijke emitterschakeling als vierpool.

Hiermede worden de vierpoolvergelijkingen

$$u_{be} = h_{11}i_b + h_{12}u_{ce} \quad i_c = h_{21}i_b + h_{22}u_{ce}$$

De h-parameters voor de geaarde-emissor-schakeling worden met een enkel accent aangegeven, terwijl die voor de geaarde collectorschakeling voorzien worden van een dubbel accent. De parameters van de geaarde basisschakeling komen dus zonder accent voor.

De bovenvermelde parameters zijn all n constanten die een fysische betekenis hebben. De grootte van deze constanten zijn uit de karakteristieken van de transistor af te leiden. Daar de karakteristieken, gebogen lijnen zijn gelden de h-parameters, exact geredeneerd, slechts voor 1 punt. Dit wil zeggen dat de grootte van de parameters afhankelijk zijn van de instelling van de transistor, dus van de gelijkstromen die in de ketens optreden.

Met een toelaatbare verwaarlozing kunnen we bij het optreden van kleine wisselstromen, gesuperponeerd op de gelijkstromen, de parameters constant denken, dus rechte karakteristieken veronderstellen.

Bij het optreden van grote wisselstromen zijn de krommingen van de karakteristieken niet meer te verwaarlozen en zal vervorming van de wisselstroom optreden.

Hg 40

De definities van de h-parameters worden voor de transistor in geaarde schakeling:

$$h_{11}^i = \frac{u_{be}}{i_b} (u_{ce} = 0) = r_i = \text{ingangsweerstand}$$

$$h_{21}^i = \frac{i_c}{i_b} (u_{ce} = 0) = \alpha^i = \text{stroomversterkingsfactor}$$

$$h_{12}^i = \frac{u_{be}}{u_{ce}} (i_b = 0) = \mu = \text{spanningsterugwerkingsfactor}$$

$$h_{22}^i = \frac{i_c}{u_{ce}} (i_b = 0) = \frac{1}{r_u} = \text{uitgangsadmittantie}$$

In fig. 3.5 zijn de ingangs- en uitgangskarakteristieken van de transistor OC 71 in geaarde emitterschakeling weergegeven.

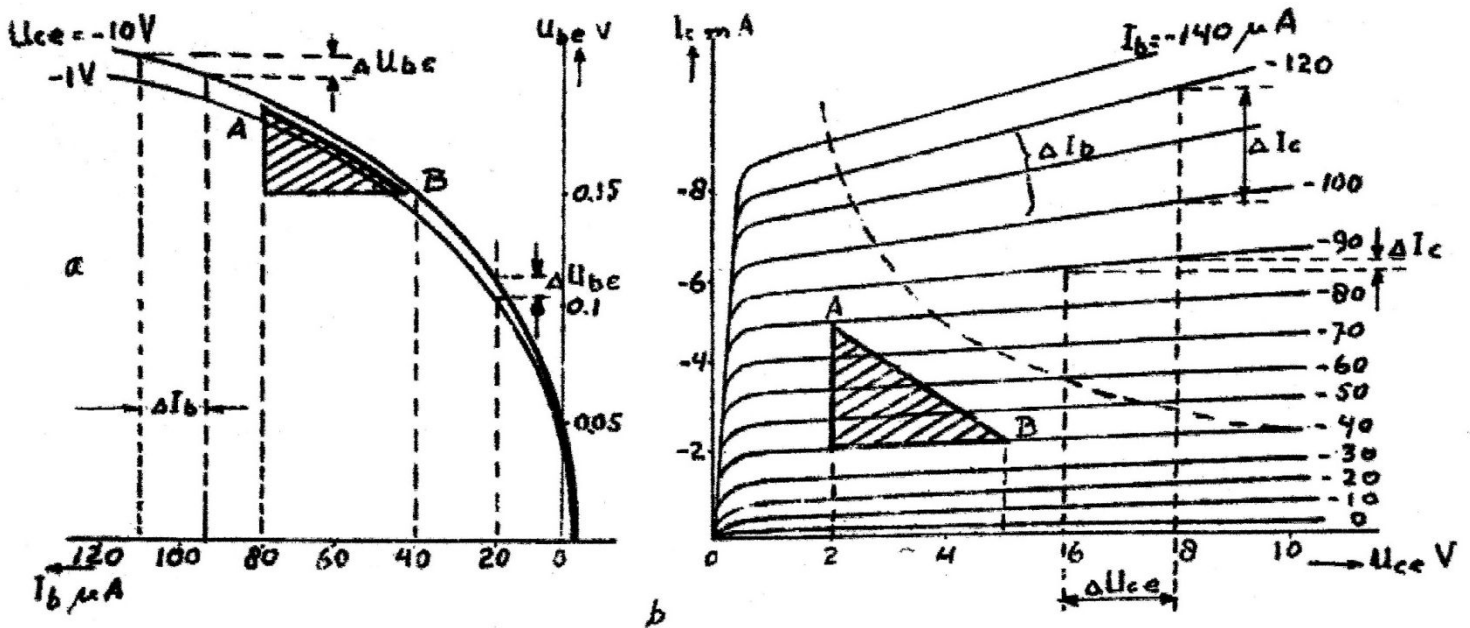


Fig. 3.5 a ingangskarakteristieken, b uitgangskarakteristieken van de transistor OC 71 in geaarde-emitterschakeling

Gaan we weer uit van het uitgangsvermogen dat bepaald wordt door de gereceerde driehoek, getekend op de belastingslijn AB (fig. 3.5b) dan kunnen we daaruit het ingangsvermogen weer afleiden.

De punten A en B zijn nu gelegen op de karakteristieken opgenomen bij $U_{ce} = 2$ volt en $U_{ce} = 5$ volt, die in fig. 3.5a gelegen zijn tussen de twee getekende karakteristieken ($U_{ce} = -10$ en -1 V).

Oplossingen inzenden van opgaven Hg no 68 t/m 78.

Halfgeleiderlektronika Les 12

Ook hier bepalen we de h-parameters uit de karakteristieken.

$$h_{11}^i = r_i = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_b} (U_{ce} = \text{constant}) = \text{ingangsweerstand.}$$

In fig. 3.5a kiezen we, bij constante waarde van $U_{ce} = -10V$, een verandering ΔI_b (van 90 tot 110 μA). Hierbij behoort een verandering ΔU_{be} , welke we op de verticale as aflezen. Het quotient van deze twee veranderingen geeft de gevraagde parameter $h_{11}^i = r_i$.

$$h_{21}^i = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} (U_{ce} = \text{constant}) = \alpha' = \text{stroomversterkingsfactor}$$

Laten we in fig. 3.5b bij een constante waarde van U_{ce} (nu 8 volt gekozen) de stroom I_b toenemen van -100 tot -120 μA , dan kunnen we op de verticale as de bijbehorende verandering van I_c , ΔI_c , aflezen. Het quotient van beide veranderingen geeft $h_{21}^i = \alpha'$.

$$h_{12}^i = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta U_{ce}} (I_b = \text{constant}) = \mu = \text{spanningsterugwerkingsfactor}$$

Laten we in fig. 3.5a, bij een constante waarde I_b van -20 μA , de spanning U_{ce} veranderen met een bedrag ΔU_{ce} van -10 tot -1 Volt, dan kunnen we op de verticale as de bijbehorende verandering ΔI_c van de collectorstroom aflezen. De beide veranderingen leveren de gevraagde parameter op.

$$h_{22}^i = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{ce}} (I_b = \text{constant}) = \frac{1}{r_u} = \text{uitgangsadmittantie}$$

Bij een constante waarde van I_b in fig. 3.5b kunnen we een verandering van U_{ce} kiezen. We nemen hier bij ΔU_{ce} van 6 tot 8 volt een constante waarde van $I_b = 90 \mu A$ en lezen op de verticale as de bijbehorende verandering ΔI_c op de verticale as af, waarmee de parameter is bepaald.

In de hierna volgende tabel zijn ter gergelijking de parameters van de transistor OC 70 en OC 71, in geaarde emissorschakeling weergegeven.

	OC 70	OC 71
	$U_{ce} = -2 \text{ volt}$	$U_{ce} = -2 \text{ volt}$
	$I_c = -0,5 \text{ mA}$	$I_c = -3 \text{ mA}$
h_{11}^i	= 2200 ohm	800 ohm
h_{12}^i	= $9 \cdot 10^{-4}$	$5.4 \cdot 10^{-4}$
h_{21}^i	= 30	47
h_{22}^i	= $23 \times 10^{-6} \text{ S}$	$80 \times 10^{-6} \text{ S}$

Eg 42

c. De transistor in gemeenschappelijke collectorschakeling

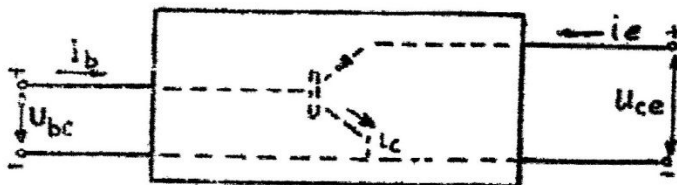


Fig. 3.6 Transistor in geaarde collectorschakeling

De vierpoolvergelijking, toegepast op de gemeenschappelijke collectorschakeling geven:

$$U_1 = h_{11}i_1 + h_{12}U_2$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}U_2$$

Hierin is nu: $U_1 = U_{bc}$ $U_2 = U_{ec}$ en $i_2 = i_c$

In de vierpoolvergelijking geeft dit:

$$U_{bc} = h_{1'1'}i_b + h_{1'2'}U_{ec}$$

$$i^e = h_{2'1'}i_b + h_{2'2'}U_{ec}$$

De definities van de h-parameters voor de transistor in geaarde- collectorschakeling worden nu:

$$h_{1'1'} = \frac{U_{bc}}{i_b} (U_{ec} = 0) = r_i \quad \text{ingangsweerstand}$$

$$h_{2'1'} = \frac{i_e}{i_b} (U_{ec} = 0) = \alpha' + 1 \quad \text{stroomversterkingsfactor}$$

$$h_{1'2'} = \frac{U_{bc}}{U_{ec}} (i_b = 0) = \mu \quad \text{spanningsterugwerkingsfactor}$$

$$h_{2'2'} = \frac{i_e}{U_{ec}} (i_b = 0) = \frac{1}{r_u} \quad \text{uitgangsadmittantie}$$

De karakteristieken voor de transistor in gemeenschappelijke collectorschakeling laten we hier achterwege. De constanten hiervoor kunnen eventueel uit de karakteristieken volgens fig. 3.3 en 3.5 worden afgeleid.

Deze transistorschakeling levert geen spanningsversterking. De uitgangsspanning "emissorspanning" is kleiner dan de ingangsspanning (basisspanning).

De stroomversterking is vrij groot.

Oplossingen inzenden van opgaven 79 t/m 83

Halfgeleiderlektronika Les 13Hoofdstuk 4Stabilisatie

Zoals we in het voorgaande hebben gezien is het gedrag van een transistor erg afhankelijk van de temperatuur. Het is dus van belang de transistor te stabiliseren tegen temperatuursvariaties.

Bij toenemende temperatuur zal de emitterstroom stijgen. Door in de schakeling temperatuursafhankelijke elementen op te nemen kan het toenemen van de stroom tegengewerkt worden.

We beschikken over verschillende temperatuursafhankelijke elementen.

Een van dergelijke elementen is de Thermistor (samenvoeging van Thermal en resistor, d.w.z. temperatuursafhankelijke weerstand.) De thermistor die wij gaan gebruiken, heeft een negatieve temperatuurcoëfficiënt, a.w.z. de weerstandswaarde neemt af bij toenemende temperatuur.

4.1 Stabiliseren van emitterstroom door middel van emitter-potentiaal.

In fig. 4.1 is een schakeling weergegeven waarin de emitterstroom gestabiliseerd wordt door de emitterspanning door middel van een thermistor te variëren. In deze schakeling komen twee spanningsdelers voor.

De spanningsdeling $U_b \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ levert de spanning tussen basis en emitter.

De emitter-basis diode is hiermede in doorlaatrichting werkzaam. De spanning die over de weerstand R_2 wordt ontwikkeld

$$(U_{R_2} = U_b \frac{R_2}{R_1 + ThR}) \text{ werkt}$$

de spanning over R_1 , die dus ook staat over de emitter-basis diode, tegen. De spanning over R_1 , die in doorlaatrichting werkzaam is, is groter dan de spanning over R_2 , welke in sperrichting werkzaam is. Als de temperatuur stijgt,

Fig. 4.1 Stabilisatie van de emitterstroom met behulp van een Thermistor.

dan zal normaal de emitterstroom ook stijgen, indien geen stabilisatie inrichting aanwezig is. De toename van de emitterstroom kan worden tegengegaan door de spanning welke in doorlaatrichting werkzaam is te verkleinen. Deze spanning is $U_{R_1} \sim U_{R_2}$.

Bij toenemende temperatuur neemt de weerstand van de Thermistor af en de stroom door de spanningsdeler $U_b \frac{R_2}{R_2 + ThR}$ neemt tengevolge hiervan dus toen, waardoor de spanning over R_2 eveneens toeneemt. Uiteindelijk zal de spanning, welke in doorlaatrichting over de emitter-basis diode werkzaam is kleiner worden, waardoor de toename van de emitterstroom wordt tegengewerkt.

De condensatoren C_1 en C_3 dienen voor blokkering van de gelijkspanning, terwijl C_2 er voor zorgt dat over R_2 geen wisselspanning wordt ontwikkeld.

4.2 Stabilisatie van emitterstroom door middel van de basis potentiaal.

In fig. 4.2 is het prinsipeschema van een dergelijke inrichting weergegeven. De spanningsdeler R_1 en ThR levert de spanning tussen basis en emitter, die nodig is om deze diode in doorlaatrichting werkzaam te doen zijn. De pijlrichting geeft de stroomrichting van de positieve lading aan.

Stijgt de temperatuur van de transistor, dan zal de emitterstroom ook toenemen. Eveneens zal de weerstand van de thermistor afnemen en daarmee de spanning over de thermistor en de spanning over de basis-emissor diode.

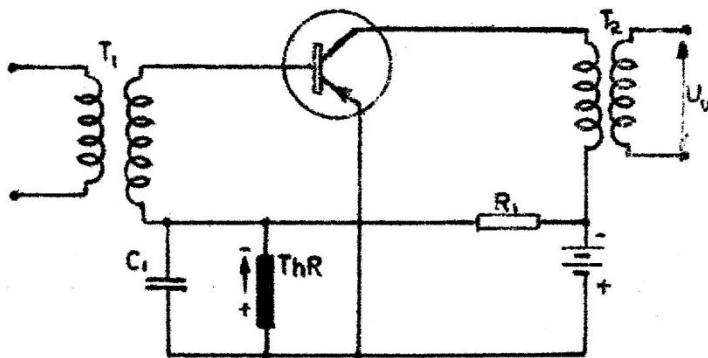


Fig. 4.2 Stabilisatie van de emitterstroom met behulp van een Thermistor

De stroomtoename door de emitter zal dus door deze spanningsafname worden tegengewerkt. De transformator T_1 en T_2 zorgen voor de overdracht van de ingangs- en uitgangswisselspanning. De condensator C_1 voorkomt dat een wisselspanning over de thermistor komt te staan.

Het effect van de stabiliserende werking van de thermistor is in fig. 4.3 weergegeven. Kromme a geeft de collectorstroom als functie

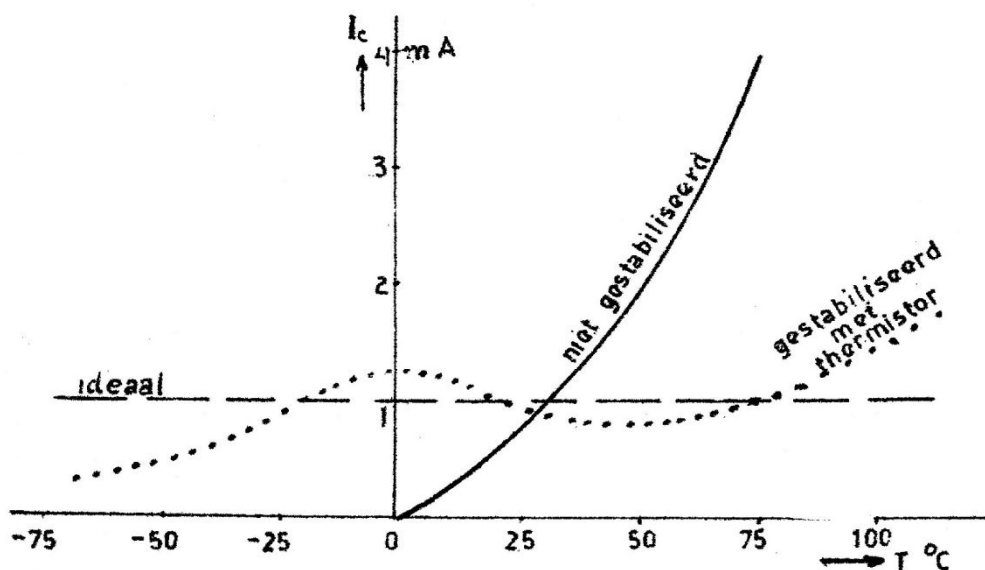


Fig. 4.3 Invloed van de stabilisatieinrichting

van de temperatuur indien geen stabilisatie aanwezig is. Kromme b geeft de collectorstroom als functie van de temperatuur bij stabilisatie met een thermistor. De lijn c zou optreden als de stabilisatie volkomen zou zijn. We zien dat de kromme b, de lijn c in drie punten snijdt, dit is te danken aan het feit dat de variatie van de weerstand der thermistor niet gelijk loopt met de variatie in de junction weerstand van de transistor

4.3 Stabilisatie met behulp van dioden

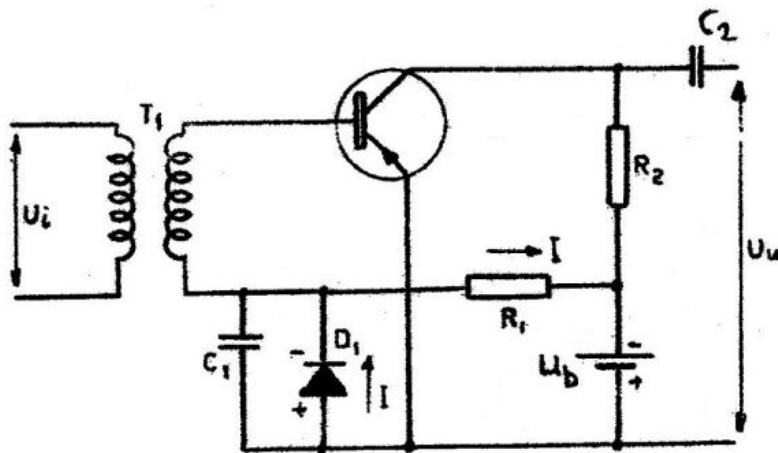
Het gebruik van Ge-dioden voor stabilisatie, dus als temperatuurafhankelijke weerstand, heeft een belangrijk voordeel ten opzichte van het gebruik van een thermistor. De Ge-diode kan uit dezelfde materialen zijn opgebouwd als de transistor, waarbij de stabilisatie moet worden verzorgd. Beide reageren dan evenveel of weinig op een temperatuursverandering.

Halfgeleiderlektronika

Hierdoor is het mogelijk bij grotere temperatuursverschillen de stabilisatie beter te verwezenlijken.

Een Ge-diode heeft in doorlaatrichting een negatieve temperatuurscoëfficiënt.

De Ge-diode in fig. 4.4 is in doorlaatrichting geschakeld om variaties van de weerstand, gevormd door de emitter-basisdiode te compenseren. Bij toenemende temperatuur zal de collectorstroom toenemen en tegelijkertijd de weerstand van de Ge-diode D_1 en daarmee de spanning hierover, afnemen. Hierdoor neemt de in doorlaatrichting werkende spanning over de emitter-basis diode ook af, waardoor ook de collectorstroom afneemt.



Via de transformator T_1 wordt de wisselspanning toegevoerd. Voor de wisselspanning is de Ge-diode kortgesloten door C_1 , terwijl C_2 de gelijkspanning blokkeert voor de uitgangsklemmen. Het effect van de stabilisatie van de collectorstroom met een Ge-diode bij temperatuursvariëaties is weergegeven door kromme b in fig. 4.5

Fig. 4.4 Stabilisatie met behulp van Ge-diode

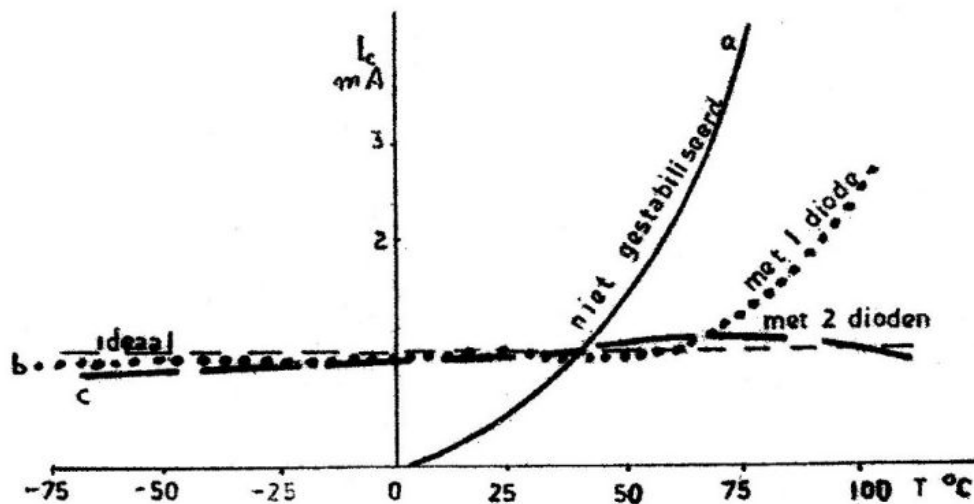


Fig. 4.5 Stabilisatie met behulp van dioden

Vergelijken we deze kromme met kromme a, welke zonder stabilisatie is opgenomen, dan zien we dat met deze schakeling een goede stabilisatie wordt verkregen voor temperaturen lager dan 50°C . De sterke stijging van de collectorstroom bij temperaturen boven 50°C komt omdat de diode D_1 de toename van de lekstroom I_{cbo} in de transistor niet compenseert (zie ook fig. 2.20). Deze lekstroom vloeit van collector via R_2 , U_b , D_1 en

transformatorwikkeling naar de basis. Deze lekstroom is echter een klein deel van de totale stroom door de diode D_1 , dus is op deze wijze weinig tegen variaties hierin te doen. Om deze variaties in I_{CBO} te compenseren is een tweede diode nodig (zie fig. 4.6). De diode in fig. 4.6 heeft dezelfde functie als in fig. 4.4, dus is deze in doorlaatrichting werkzaam ter compensatie van variaties in de weerstand van de emitter-basis overgang tengevolge van temperatuursvariaties onder de 50°C . (zie kromme **b** in fig. 4.5.)

De diode D_2 kan bij lage temperaturen opgevat worden als een grote weerstand, die dus praktisch geen stroom doorlaat, daar deze in sper-richting werkzaam is. De lekstroom door deze diode vloeit in de door de pijl aangegeven richting.

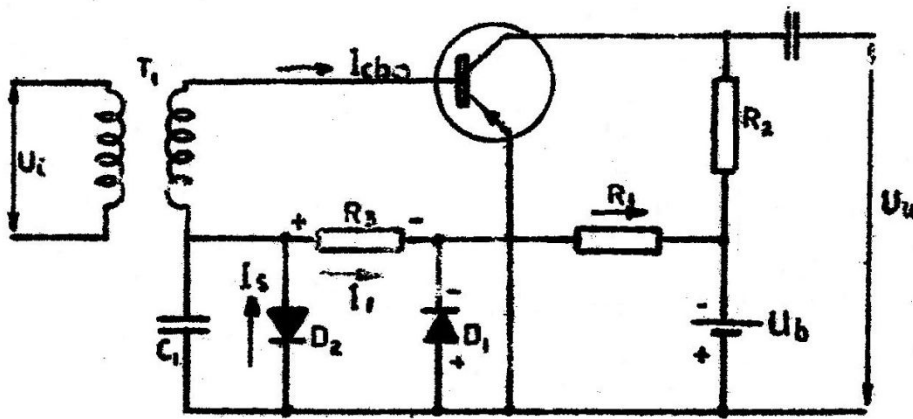


Fig. 4.6 Stabilisatie met behulp van twee dioden

Bij kamertemperatuur is de stroom I_s veel groter dan de stroom I_{CBO} . De stroom I_s wordt gevormd door de som van I_{CBO} en een stroom I_1 afkomstig van de batterij U_b . De spanning over de emitter-basis overgang is gelijk aan de som van de spanning over R_3 en over de diode D_1 . Deze spanningen staan in oppositie. Hierbij is de weerstand van de transformatorwikkeling verwaarloosd.

Als de temperatuur stijgt, dan nemen I_{CBO} , I_s en I_1 , allen toe. De door I_1 over R_3 ontwikkelde spanning neemt dus ook toe. De resulterende spanning die over R_3 en D_1 tezamen staat wordt dus kleiner, daar ze elkaar tegenwerken. Deze resulterende spanning is in doorlaatrichting op de emitter-basis diode werkzaam. De stroom hierdoor en dus ook de collectorstroom zal bij stijgende temperatuur niet veel kunnen toenemen. Het effect van deze stabilisatie is door de kromme **c** in fig. 4.5 weergegeven.

Oplossingen inzenden van opgaven Hg no 84 t/m 89.

4.4 Stabilisatie met behulp van transistors.

De stabilisatie van een transistor kan ook plaats vinden met behulp van een of meer andere transistors.

De emitter-basis junction van een transistor heeft een doorlaatweerstand die een negatieve temperatuurscoëfficiënt heeft. Het is mogelijk de veranderingen in de emitter-basis junction weerstand te gebruiken om de emitter-basis instelling van een andere transistor te controleren. In fig. 4.7 is een dergelijke schakeling weergegeven.

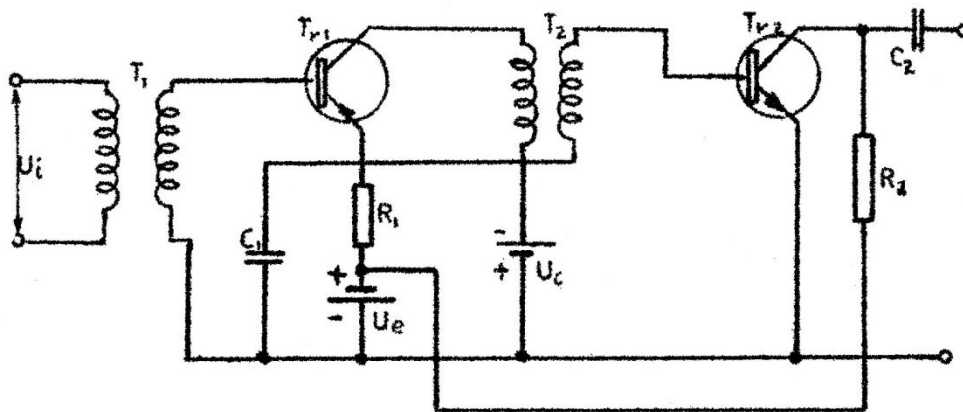


Fig. 4.7 Stabilisatie met behulp van een tweede transistor

De emitter-basis spanning U_e , van de transistor Tr_1 , wordt ook gebruikt voor de emitter-basis van de transistor Tr_2 .

Verwaarlozen we de gelijkstroomweerstand van de transformatoren, dan is de basis van Tr_2 voor gelijkstroom direct verbonden met de emitter van Tr_1 en de emitter van Tr_2 is direct verbonden met de basis van Tr_1 . De batterij U_e levert een spanning in doorlaatrichting voor de transistor Tr_1 , dat een n-p-n type is. Met dezelfde batterij U_e wordt de transistor Tr_2 , een p-n-p type, eveneens in doorlaatrichting geschakeld.

De transistor Tr_1 is gestabiliseerd tegen temperatuursverandering door de hoog-ohmige weerstand R_1 in de emitter leiding, terwijl de gelijkstroom weerstand van de basisketen klein gehouden wordt. Bij toenemende emitterstroom, stijgt de spanningsval over R_1 , en wordt de spanning over de emitter-basis junction (in doorlaatrichting) kleiner, dus wordt de stroom toename gecompenseerd.

Stijgt de temperatuur van de emitter-basis junction van Tr_1 , dan zal de weerstand van deze diode afnemen. Zou de stroom constant blijven, dan zou de spanningsval over deze junction afnemen. Een afname van deze spanningsval heeft een gelijke spanningsafname in doorlaatrichting over de emitter-basis diode van Tr_2 tot gevolg. De neiging van de collectorstroom van Tr_2 toe te nemen bij stijgende temperatuur wordt hiermede gecompenseerd.

De batterij U_e levert de emitter-basis spanning voor Tr_1 en de collector-basis spanning voor Tr_2 . De condensator C_1 sluit de weerstand R_1 en de batterij U_e kort voor de wisselspanning. De batterij U_e levert de collectorspanning voor Tr_1 .

4.5 Een stabilisatie methode van de collector-emissorstroom met behulp van de collector-emissorstroom van een tweede transistor.

In fig. 4.8 is het principeschema van een dergelijke schakeling weergegeven.

AR

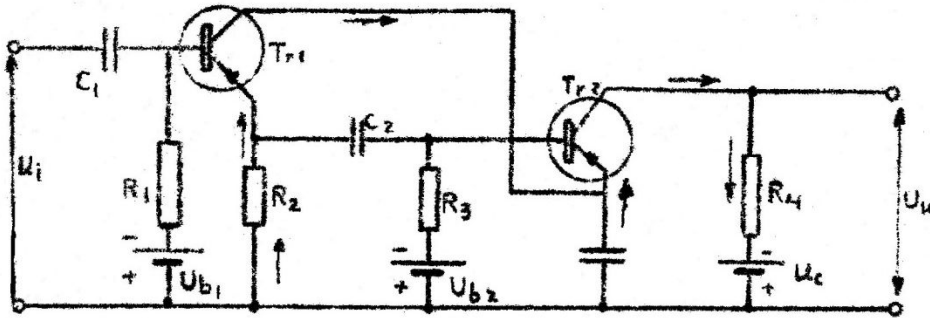


Fig. 4.8 Stabilisatie van collector-emissorstroom

De collectorstroom van Tr 1 is gestabiliseerd met behulp van de weerstand R_2 . De weerstand is klein gekozen, zodat hiermede begrenzing van de lekstroom I_{cbo} in de basis optreedt.

Indien de weerstand van de basisovergang hoog is, of de weerstand in de basisketen is groot, dan zal tengevolge van de lekstroom een opeenhoping van elektronen in de basis plaats hebben. Deze opeenhoping van elektronen heeft tot resultaat dat een groter aantal gaten van de emitter naar de basis gaat vloeien en de collectorstroom doet toenemen. Het toenemen van de collectorstroom heeft een temperatuurstijging en hiermede weer een toename van de lekstroom tot gevolg; waarop uiteindelijk beschadiging van de transistor volgt.

Een kleine weerstand voorkomt de opeenhoping van de elektronen in de basis en daarmede de vergroting van I_{cbo} .

De gestabiliseerde collectorstroom van Tr 1 wordt gevoerd door de emissor-keten van Tr 2. Dit wordt bereikt door de collector van Tr 1 direct te verbinden met de emitter van Tr 2. De stroom in het nu gevormde circuit is met pijlen aangegeven. De elektrische stroom (positieve ladingen) vloeit nu van emissorleiding van Tr 1 naar collector Tr 1 en dan via de emitter van Tr 2 en collector van Tr 2 door R_4 , U_c en R_2 terug naar emitter van Tr 1.

Doordat de collectorstroom van Tr 1 gestabiliseerd is, zal de stroom in Tr 2 eveneens gestabiliseerd zijn. Transistor Tr 1 is in gearde collectorschakeling en Tr 2 in gearde emissorschakeling opgenomen. Beide elektroden liggen via C_3 (kortsluiting voor de wisselspanning) aan aarde. U_{b1} levert de emissor-basis spanning voor Tr 1.

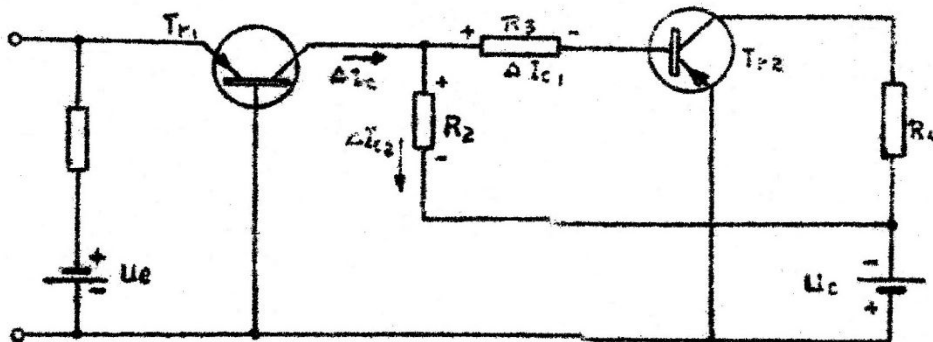


Fig. 4.9 Stabilisator bij een gelijkspanningsversterker

Halfgeleiderlektronika

4.6 Stabilisatie bij een gelijkspanningsversterker

HILVERSUM

Een derde methode om b met behulp van een tweede transistor een eerste transistor te stabiliseren is in fig. 4.9 weergegeven.

De stabilisatie wordt verkregen doordat een toename van de collectorstroom tengevolge van een temperatuurstijging in Tr 1 de doorlaatstroom in Tr 2 reduceert.

Veronderstellen we dat tengevolge van een temperatuurstijging de collectorstroom van Tr 1 stijgt met een bedrag ΔI_{c1} , dan zal deze stroomverandering zich splitsen in ΔI_{c1} door R_3 en ΔI_{c2} door R_2 . De hierdoor ontwikkelde spanningsverandering over R_3 ondersteunt de batterijspanning U_c in doorlaatrichting terwijl de spanningsverandering over R_2 juist de doorlaatspanning tegenwerkt. De spanning welke over de emitter-basis overgang van Tr 2 werkzaam is, wordt bepaald door de spanning U_c , de spanning over R_3 en de spanning over R_2 . We zien dat de spanning over R_3 de stroom ondersteunt en dat de spanning over R_2 de stroomdoorgang tegenwerkt. De emitter-basis diode heeft dus een spanningsverandering $\Delta U_{R_3} - U_c - \Delta U_{R_2}$.

Zorgen we nu dat de verandering in de spanningsval over R_2 groter is dan de verandering in de spanningsval over R_3 , dan zal bij stijgende temperatuur de spanning in doorlaatrichting over emitter-basis junction van Tr 2 afnemen en daarmee wordt de stroomtoename gecompenseerd.

De weerstand R_1 is de stabilisatieweerstand en de batterij u_c levert de emitter-basis spanning. De batterij U_c levert de collector-basis spanning voor beide transistors.

4.7 Stabilisatie met behulp van een Zener-diode.

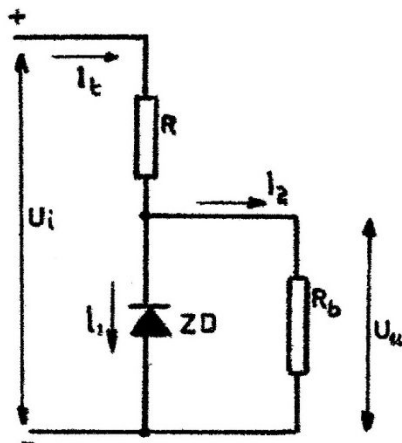


Fig. 4.10 Stabilisatie met Zenerdiode

spanning erover verandert, zodat ook de spanning op de belasting en de stroom I_2 onveranderd blijft.

Een afname van de spanning U_i heeft een afname van de stroom I_t en afname van de spanningsval over R_1 tot gevolg.

Als een Zenerdiode in het Zenerpunt (A in fig. 4.11) is ingesteld, dan is de spanning nagenoeg onafhankelijk van de stroom. Neemt de stroom I_2 door de belasting toe, dan zal deze stroom toename door de Zener diode worden geleverd. Een stroomverandering door de Zener diode heeft nagenoeg geen spanningsverandering tot gevolg en blijft de spanning over de belasting eveneens constant.

Een afname van de stroom I_2 zal een overeenkomende toename van de stroom door de diode veroorzaken, terwijl de spanning over de belasting onveranderd blijft.

Bij deze veranderingen in I_2 blijft de stroom I_t die door de bron U_i geleverd wordt constant.

Neemt de ingangsspanning U_i toe, dan zal de stroom I_t ook toenemen. De stroom door de Zenerdiode neemt ook toe, zonder dat de

4.8 Stabilisatie met behulp van een Zenerdiode tegen temperatuursvariaties

Zolang een Zenerdiode niet in het Zenerpunt werkzaam is, heeft deze een negatieve temperatuurscoëfficiënt.

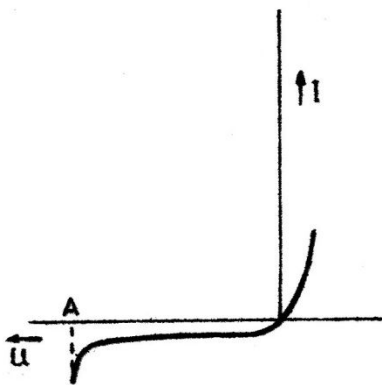


Fig. 4.11 Karakteristiek van Zenerdiode

in sperrichting of doorlaatrichting van een Ge-diode.
 Er bestaat dus een mogelijkheid om de veranderingen die in de Zenerdiode ontstaan tengevolge van de temperatuursvariaties te compenseren door weerstanden met positieve temperatuurscoëfficiënten.
 In fig. 4.12 is een schakeling voor een dergelijke temperatuurstabilisatie gegeven. De dioden D_1 en D_2 zijn in doorlaatrichting geschakeld, terwijl de diode Z.D. in het Zenerpunt werkzaam is. De totale weerstand van de drie dioden moet constant zijn ondanks vrij grote temperatuursschommelingen. De weerstandvariatie van elke diode moet de helft zijn van

de weerstandsvariatie van de Zenerdiode om volledig te stabiliseren bij temperatuursvariaties. Het voordeel van het gebruik van de beide dioden in doorlaatrichting is dat er weinig spanning over valt. Eventueel zou ook gebruik gemaakt kunnen worden van een thermistor.

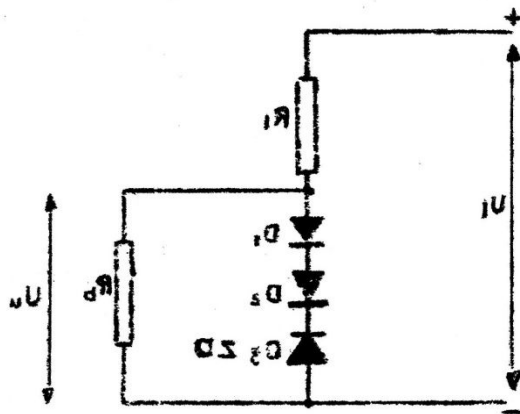


Fig. 4.12 Stabilisatie tegen temperatuursvariaties

4.9 Stabilisatie van de collectorspanning

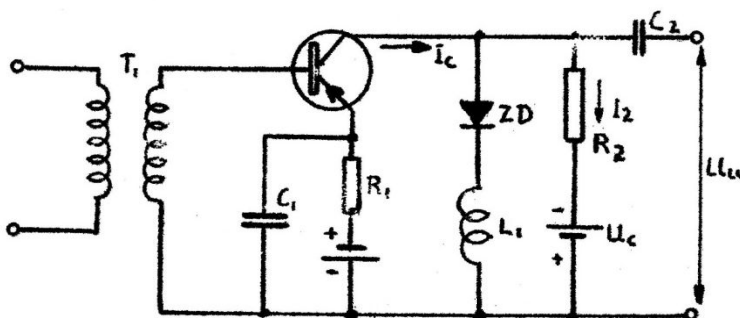


Fig. 4.13 Stabilisatie van de collectorstroom

Halfgeleiderlektronika

HILVERSUM

Met de Zenerdiode ZD in fig. 4.13 kan de collectorspanning een meer constante waarde gegeven worden bij verandering van de collectorstroom. De stroom I_2 die door de batterij U_c vloeit verdeelt zich over de Zenerdiode (I_1) en de collector (I_c). Als de gelijkstroom in de collector toeneemt tengevolge van temperatuurstijging, dan zal de stroom I_1 door de Zenerdiode afnemen, zodat de stroom I_2 door R_2 constant kan blijven. De spanning over R_2 en daarmee de collectorspanning ($U_c - U_{R_2}$) zal dan eveneens constant zijn.

In het voorgaande werden de variaties in weerstandswaarde van de Zenerdiode verwaarloosd. Deze variaties kunnen echter gestabiliseerd worden op de wijze zoals deze in 4.8 werd aangegeven.

Afhankelijk van het type diode kan de wisselstroomweerstand van de Zenerdiode tussen vrij grote grenzen variëren. (van 5 tot 1000 Ω) Om de wisselstroom door R_2 hier niet te veel van afhankelijk te doen zijn is in serie met ZD een smoorspoel L_1 opgenomen.

4.10 Parasitair oscilleren van een transistor

Indien het ingangssignaal plotseling sterk verandert of indien sterke ruisignalen de basis-emissor keten, welke normaal in doorlaatrichting werkzaam is, in sperrichting werkzaam doet zijn, dan wordt de collectorstroom plotseling afgesneden. Deze snelle verandering van de collectorstroom heeft in de transformator T2 (fig. 4.14) een grote spanning tot gevolg die een hoge spanning over de collector-emissor diode tot resultaat heeft, terwijl de emissor-basis diode in sperrichting geschakeld staat.

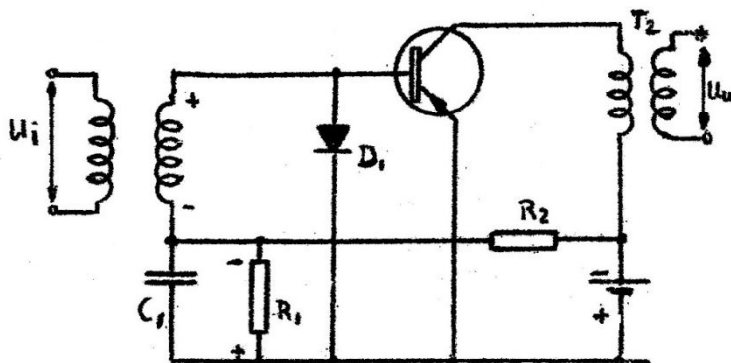


Fig. 4.14 Parasitair oscilleren van een transistor.

De grote collectorspanning werkt terug op de emissor basisketen en heeft door deze terugwerking parasitair oscilleren tot gevolg. De grote spanningen die bij dit oscilleren optreden kunnen beschadiging van de transistor veroorzaken.

Ter voorkoming van dit verschijnsel, nemen we een junction-diode tussen basis en emissor op om te voorkomen dat de emissor-basis diode in sperrichting kan komen te werken.

De batterij levert via R_2 en R_1 de spanning waarmee de emissor-basis diode in doorlaatrichting werkzaam is, terwijl de junction diode D_1 in sperrichting is aangesloten. Bij normale functionering van de transistor kan de junction diode verwaarloosd worden wegens de grote weerstand die deze heeft.

Hg 52

Een sterk ingangssignaal kan geïnduceerd worden via de transformator T1 volgend de in fig. 4.14 aangegeven tekens. Is dat signaal groter dan de spanning over R1, dan komt de diode D1 in doorlaatrichting werkzaam.

Als de diode geleidt, is de doorlaatweerstand zeer klein en de spanningsval daarover te verwaarlozen. Hiermede is voorkomen dat de emitter-basis diode in sperrichting werkzaam wordt.

De dissipatie

Als aan een transistor stroom en spanning worden toegevoerd, zal er dissipatie optreden:

- a aan de emitter-sperlaag
- b " " collector-sperlaag
- c in de basis

De belangrijkste temperatuursafhankelijke grootheden die de instelling bepalen zijn de basis-emissorspanning en de collector ruststroom I_{cbo} . De basis-emissorspanning u_{be} wordt bepaald door de temperatuur van de emitter sperlaag en I_{cbo} door de temperatuur van de collector-sperlaag. Daar de afstanden van de sperlagen bij een transistor zeer klein zijn hebben zij als een temperatuur-evenwicht bereikt is, gelijke temperatuur, zodat we van de transistor temperatuur kunnen spreken.

Deze temperatuur wordt bepaald door de omgevingstemperatuur, door de totale dissipatie en door het warmte-afvoerend vermogen van de gehele transistor.

In het algemeen bevindt het transistor element zich in een omhulsel, gemonteerd op drie draden (bij p-n-p of n-p-n transistor). In dit omhulsel bevindt zich een vetvulling (meestal een siliconen-vet) ter bescherming van het oppervlak en ter verbetering van het warmteafvoerend vermogen, dat dan mede door de aanvoerdraden wordt bepaald.

Dit warmte-afvoerend vermogen behoort door de fabrikant van een transistor te worden opgegeven. Meestal geeft men de warmte weerstand R_{th} op, die gegeven wordt in $^{\circ}C$ per watt of milliwatt. Dit geeft het temperatuurverschil van de transistor met de omgeving aan, als 1 watt of 1 milliwatt in de transistor wordt gedissipeerd. Voor kleine transistoren is $R_{th} = 0,4 \text{ }^{\circ}C/mW$. Dit betekent, dat als de omgevingstemperatuur $25^{\circ}C$ is en 100 mW wordt gedissipeerd, de temperatuur T_j van de collector-sperlaag $25 + 0,4 \times 100 = 65^{\circ}C$ zal zijn. Is echter de omgevingstemperatuur $T_{omg} = 45^{\circ}C$, hetgeen in gesloten bakken met veel dissiperende elementen of in bakken die door de zon bestraald worden, gemakkelijk kan voorkomen, dan wordt $T_j = 45 + 0,4 \times 100 = 85^{\circ}C$.

In het voorgaande hebben we gezien dat transistorwerking kan optreden als van een materiaal twee vormen met verschillend soort ladingsdragers kunnen voorkomen.

Bij hoge temperatuur worden deze ladingdragers echter niet alleen maar aan de verontreinigingen gevormd, maar ook willekeurig en wel van beide soorten.

Dit brengt met zich mede, dat bij hogere temperatuur het verschil tussen p-geleidend en n-geleidend materiaal gaat vervagen en de transistor werking gaat verdwijnen.

Halfgeleiderlektronika Les 15Hoofdstuk 5Berekening van de transistor in versterkerschakeling5.1 Het vervangingsschema van de transistor in geaarde emissor schakeling.

Bij de transistor in geaarde emissorschakeling hebben we de volgende h-parameters gedefinieerd.

h_{11} = ingangsweerstand $r_i = \frac{u_{eb}}{i_b}$ ($u_{ce} = 0$) (bij kortgesloten uitgang)

h_{12} = spanningsterugwerkingsfactor $u_{cb} = \frac{u_{eb}}{u_{cb}}$ ($i_b = 0$) (bij open ingang)

h_{21} = stroomversterkingsfactor $\alpha' = \frac{i_c}{i_b}$ ($u_{ce} = 0$) (bij kortgesloten uitgang)

h_{22} = uitgangsadmittantie $\frac{1}{r_u} = \frac{i_c}{u_{ce}}$ ($i_b = 0$) (bij open ingang)

Naar aanleiding van bovengenoemde definities kunnen we het volgende vervangingsschema opstellen:

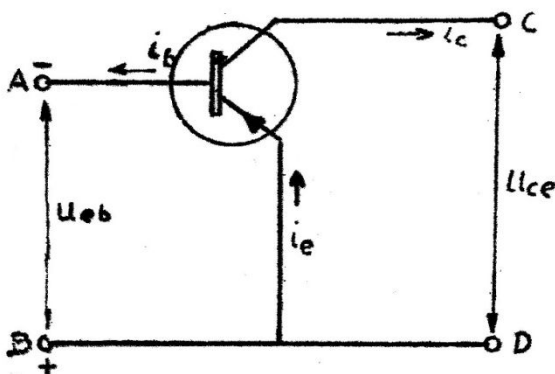


Fig. 5.1a

Het principeschema van de geaarde emissorschakeling

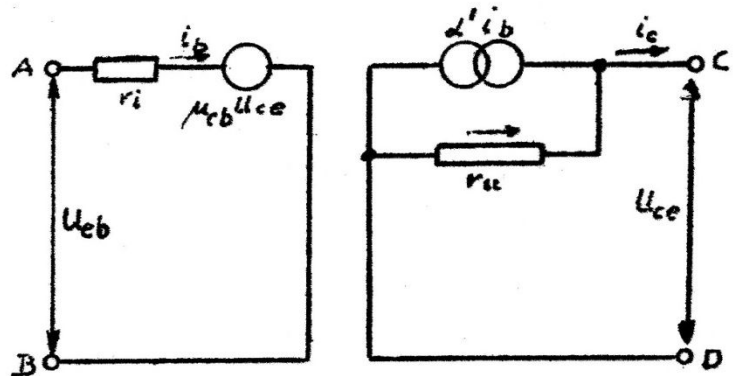


Fig. 5.1b

Het vervangingsschema van de geaarde emissor schakeling

Vanaf de ingangsklemmen A-B kunnen we de ingangsweerstand r_i in serie denken met de spanningsbron die μ_{cb} maal de uitgangsspanning is bij open

ingang. Vanaf de uitgangsklemmen CD zien we een stroombron die een stroom $i_c = \alpha' i_b$ levert naar de uitgangsklemmen, terwijl de uitgangsimpedantie gelijk moet zijn aan r_u . Het symbool van een stroombron is twee cirkeltjes. Deze weerstand moet dus parallel aan de stroombron $\alpha' i_b$ gedacht worden, (bedenk dat de stroombron een oneindig grote weerstand heeft); alles bij open ingang.

Deze beide delen van de vervanging der transistorschakeling kunnen tezamen worden gevoegd tot de schakeling volgens fig. 5.2 waarbij we tevens de weerstand R_g van de aangelegde wisselspanningsbron U_g aan de ingang van de transistor hebben opgenomen, terwijl de afsluitweerstand gevormd wordt door de belastingsweerstand R_b .

Hoewel we in het voorgaande het vervangingsschema van de transistor door middel van een vierpool, direct hebben toegepast op de geaarde emissorschakeling, merken we op dat we de transistorschakeling in algemene zin kunnen vervangen door fig. 5.3, ongeacht of het geaarde basis, emissor of collector schakeling betreft.

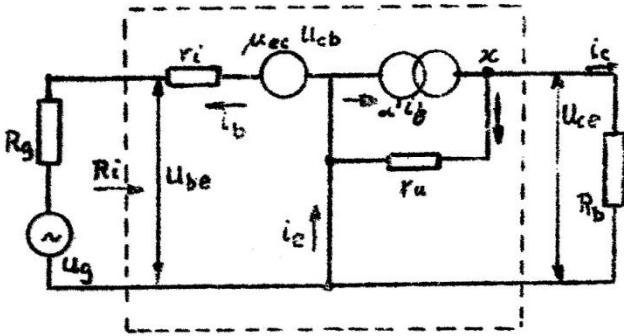


Fig. 5.2 Vervangingschema van de transistor in geaarde emissorschakeling

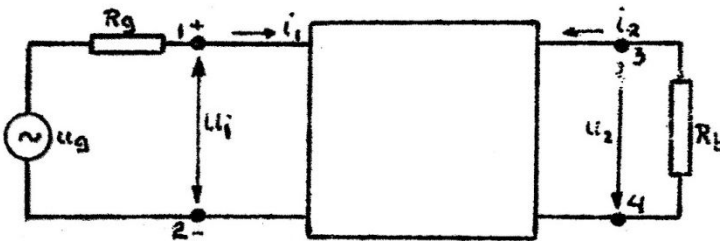


Fig. 5.3 Vervanging van de transistorschakeling als vierpool

Hierbij is de generator aan de ingang weergegeven door de omk u_g en inwendige weerstand R_g daarvan, terwijl de belasting gevormd wordt door R_b . De vierpoolvergelijkingen, behorende bij de aangegeven tekens zijn:

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \quad (1)$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \quad (2)$$

Tevens geldt voor de ingang:

$$u_1 = u_g - i_1R_g \quad (3)$$

en voor de uitgang

$$u_2 = -i_2R_b \quad (4)$$

5.2 De stroomversterking

Indien we in de vergelijking (2) u_2 vervangen door (4) dan geeft dit:

$$i_2 = h_{21}i_1 - h_{22}i_2R_b \quad \text{of}$$

$$i_2 + h_{22}R_b i_2 = h_{21}i_1 \quad \text{en}$$

$$i_2 = \frac{h_{21}i_1}{1 + h_{22}R_b} \quad (5)$$

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_b} \quad (6)$$

De stroomversterking bij niet kortgesloten uitgang is nu.

Voor een waarde $R_b = 0$ (kortgesloten uitgang) gaat de uitdrukking (6) over in h_{21} . Voor de geaarde basis schakeling is deze $h_{21} = -\alpha$, voor de geaarde emissorschakeling is $h_{21} = \alpha'$ en voor de geaarde collectorschakeling $\alpha' + 1$.

5.3 De ingangsweerstand R_i

Aan de ingangsklemmen (1 - 2) van de transistorschakeling doet zich een ingangsweerstand R_i gevoelen die bepaald is door

$R_i = \frac{u_1}{i_1}$. Indien we vergelijking (5) substitueren in vergelijking 4, dan vinden we: $u_2 = -\frac{h_{21}i_1R_b}{1+h_{22}R_b}$ en substitutie hiervoor in (1) geeft dan:

$$u_1 = h_{11}i_1 - h_{12} \frac{h_{21}i_1R_b}{1 + h_{22}R_b} \quad u_1 = i_1 \left(h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{1 + h_{22}R_b} R_b \right) \quad \text{en}$$

$$R_i = \frac{u_1}{i_1} = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}R_b}{1 + h_{22}R_b} = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{\frac{1}{R_b} + h_{22}} \quad (7)$$

Dit is dus de ingangsweerstand bij niet kortgesloten uitgang. Voor kortgesloten uitgang ($R_b = 0$) gaat de gevonden uitdrukking over in $R_i = h_{11}$. Voor het geval dat R_b niet gelijk is aan nul, doch $R_b \ll \frac{1}{h_{22}}$, waaraan in de praktijk meestal wordt voldaan, dan kan men met goede benadering de ingangsweerstand $R_i = h_{11}$ stellen. Berekenen we de ingangs-

Halfgeleiderlektronika

weerstand van de OC 71 in geaarde basis schakeling bij $U_{ce} = -2$ volt en $I_c = -3$ mA, waarvoor we de constanten in hoofdstuk 3.2a gegeven hebben, dan vinden we voor $R_b = 5$ kOhm:

$$R_i = 17 + \frac{8 \cdot 10^{-4} \cdot 979 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3}{1 + 1.6 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3} = 17 + \frac{3.916}{1.008} = 20.88 \text{ Ohm.}$$

Voor de ingangswaerstand van de OC 71 in geaarde-emissorschakeling vinden we, met behulp van de constanten in 3.2b

$$R_i = 800 - \frac{5.4 \cdot 10^{-4} \cdot 47.5 \cdot 10^3}{1 + 80 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3} = 800 - \frac{127}{1.4} = 710 \text{ Ohm}$$

5.4 De uitgangswaerstand

Evenals een ingangswaerstand, is ook een uitgangswaerstand te definiëren. Zien we in fig. 5.3 vanaf de klemmen 3-4 de schakeling in, dan kunnen we ons een voorstelling van deze schakeling maken door een constante stroombron (oneindig grote inwendige weerstand) parallel te schakelen met de uitgangswaerstand van de transistorschakeling, die we voorstellen door R_u (zie fig. 5.4). Voor dit uitgangscircuit kunnen we de volgende vergelijking noteren

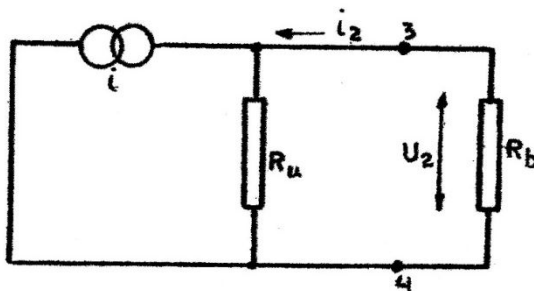


Fig. 5.4 Uitgangswaerstand van de transistor.

$$i_2 = i + \frac{u_2}{R_u} \quad (8)$$

Om de uitdrukking voor R_u vast te leggen substitueren we de vergelijking (3) in vergelijking (1)

$$u_g - i_1 R_g = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$$

$$u_g - h_{12} u_2 = h_{11} i_1 + i_1 R_g \text{ en}$$

$$i_1 = \frac{u_g}{h_{11} + R_g} - \frac{h_{12}}{h_{11} + R_g} u_2$$

In deze uitdrukking stelt de term

$$\frac{u_g}{R_g + h_{11}} \text{ de ingangsstroom voor,}$$

als de uitgang is kortgesloten (dus $R_b = 0$). De tweede term geeft de invloed weer, die de uitgangsspanning op de ingangsstroom heeft. Door deze uitdrukking voor i_1 in te vullen in vergelijking (2) krijgen we:

$$i_2 = h_{21} \frac{u_g}{h_{11} + R_g} - \frac{h_{21} h_{12}}{h_{11} + R_g} u_2 + h_{22} u_2 \text{ of}$$

$$i_2 = h_{21} \frac{u_g}{R_g + h_{11}} + \left(h_{22} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11} + R_g} \right) u_2$$

In deze laatste uitdrukking stelt de te term de stroom aan de uitgang voor indien $R_b = 0$, dus is deze term gelijk aan de stroom i in (8), de stroom van de stroombron in fig. 5.4.

De tweede term stelt dan de stroom $\frac{u_2}{R_u}$ uit (8) voor. Hieruit volgt dat R_u bepaald is door $\frac{1}{R_u} = h_{22} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11} + R_g}$

Wordt $R_g = \infty$ gesteld, dan nadert de uitgangswaerstand tot $\frac{1}{R_u} = h_{22}$

Bepalen we de waarde van R_u voor de transistor OC 71 in geaarde-basis-schakeling indien $R_g = 15$ Ohm, met behulp van de constanten die in 3.2

Hg 56

werden gegeven, dan vinden we:

$$\frac{1}{R_u} = 1.6 \cdot 10^{-6} - \frac{8 \cdot 10^{-4} (-979 \cdot 10^{-3})}{17 + 15} = 1.6 \cdot 10^{-6} + 24.5 \cdot 10^{-6} = 26.1 \cdot 10^{-6} \text{ s.}$$

$$R_u = 38,3 \text{ k.ohm.}$$

Wordt de OC 71 in geaarde-emissorschakeling bekeken, nu met een $R_g = 200 \text{ ohm}$, en met de constanten volgens 3.2

$$\frac{1}{R_u} = 80 \cdot 10^{-6} - \frac{5.4 \cdot 10^{-4} \times 47}{800 + 200} = 80 \cdot 10^{-6} - 25.4 \cdot 10^{-6} = R_u = 18,3 \text{ k.ohm.}$$

5.5 De spanningsversterking

We definiëren de spanningsversterking als $V = \frac{u_2}{u_1}$ (zie fig. 5.3).

We gaan weer uit van de reeds eerder genoemde vergelijkingen (1) en (2) van de vierpool en de vergelijking (4).

$$\text{Uit (1) volgt voor de stroom } i_1 = \frac{u_1 - h_{12}u_2}{h_{11}} \quad (9)$$

Substitutie van de vergelijking (2) en (4) geeft $u_2 = -h_{21}i_1R_b - h_{22}u_2R_b$. Vullen we in de laatste uitdrukking voor i_1 uitdrukking (9) in dan geeft dit:

$$u_2 = -h_{21}R_b \frac{u_1 - h_{12}u_2}{h_{11}} - h_{22}u_2R_b$$

$$u_2 = -\frac{h_{21}R_b u_1}{h_{11}} + \frac{h_{21}R_b h_{12} u_2}{h_{11}} - h_{22}u_2R_b \quad \text{of}$$

$$u_2 = -\frac{h_{21}R_b h_{12} u_2}{h_{11}} + h_{22}u_2R_b = -\frac{h_{21}R_b u_1}{h_{11}}$$

$$u_2 \left(1 - \frac{h_{21}R_b h_{12}}{h_{11}} + h_{22}R_b\right) = -\frac{h_{21}R_b}{h_{11}} u_1. \quad \text{Hieruit volgt:}$$

$$V = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-\frac{h_{21}R_b}{h_{11}}}{1 - \frac{h_{21}R_b h_{12}}{h_{11}} + h_{22}R_b} = \frac{-h_{21}R_b}{h_{11} + R_b(h_{22}h_{11} - h_{21}h_{12})} \quad (10)$$

5.6 De vermogensversterking

De vermogensversterking wordt bepaald door

$$G = \frac{\text{afgegeven wisselstroomvermogen}}{\text{toegevoerd wisselstroomvermogen}} = \frac{i_2^2 R_b}{i_1^2 R_i}$$

We kunnen de vermogensversterking dus bepalen door het kwadraat van de stroomversterking te vermenigvuldigen met het quotient van belastingsweerstand en de ingangsweerstand, dus:

$$G = \frac{h_{21}^2}{(1 + h_{22}R_b)^2} \cdot \frac{R_b}{h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{\frac{1}{R_b} + h_{22}}}$$

$$G = \frac{h_{21}^2 R_b}{(1 + h_{22}R_b)^2 h_{11} (1 + h_{22}R_b) - h_{12}h_{21}R_b} \quad (11)$$



Halfgeleiderlektronika Les 16

5.7 Aanpassing op maximaal uitgangsvermogen

In 5.6 werd de algemeen geldende uitdrukking voor de vermogensversterking (voor lage frequenties) vastgelegd.

Het ingangsvermogen wordt geleverd door een generator die zelf ook een inwendige weerstand R_g heeft. Deze generator zal maximaal vermogen aan de transistor leveren, als de ingangsweerstand van de transistor gelijk is aan de inwendige weerstand van de generator; dus als:

$$R_g = R_{gm} = R_i = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{\frac{1}{R_b} + h_{22}}$$

De belastingsweerstand zal maximaal vermogen van de transistor ontvangen als deze weerstand gelijk is aan de uitgangsweerstand van de transistor;

$$\text{dus als } R_b = R_{bm} = R_u = \frac{1}{h_{22} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}R_g}} \quad (13)$$

Wordt aan ingang en aan uitgang tegelijkertijd aan de aanpassing voor maximaal vermogensversterking voldaan, dan kunnen we in (12) voor R_b , R_{bm}

$$\text{schrijven } R_{gm} = R_{im} = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{\frac{1}{R_{bm}} + h_{22}} \quad (14)$$

In (13) vervangen we R_g door R_{gm} en wordt deze uitdrukking dan

$$R_{bm} = R_{um} = \frac{1}{h_{22} - \frac{h_{21}h_{12}}{h_{11} + R_{gm}}} \quad (15)$$

In de uitdrukking (15) zullen we nu (14) substitueren en vinden dan de waarde van R_{um} :

$$\frac{1}{R_{um}} = h_{22} - \frac{h_{21}h_{12}}{h_{11} + h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{\frac{1}{R_{bm}} + h_{22}}}$$

Brengen we de vorm onder een noemer en vervangen we R_{bm} door R_{um} :

$$\frac{1}{R_{um}} = \frac{2h_{11}h_{22} - \frac{h_{12}h_{21}h_{22}}{\frac{1}{R_{um}} + h_{22}} - h_{12}h_{21}}{2h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{\frac{1}{R_{um}} + h_{22}}} = \frac{2h_{11}}{R_{um}} - \frac{h_{12}h_{21}}{1+h_{22}R_{um}} =$$

$$2h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21} - \frac{h_{12}h_{21}h_{22}R_{um}}{1+h_{22}R_{um}}$$

$$2h_{11} - 2h_{11}h_{22}R_{um} - h_{12}h_{21}R_{um} = 2h_{11}h_{22}R_{um} - h_{12}h_{21}R_{um} + 2h_{11}h_{22}^2R_{um}^2 +$$

$$- h_{12}h_{21}h_{22}R_{um}^2 - h_{12}h_{21}h_{22}^2R_{um}^2$$

$$h_{11}h_{22}^2R_{um}^2 - h_{12}h_{21}h_{22}R_{um}^2 - h_{11} = 0$$

$$\frac{1}{R_{um}^2} = \frac{h_{11}h_{22}^2 - h_{12}h_{21}h_{22}}{h_{11}} = h_{22}^2 \left(\frac{h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}}}{h_{11}} \right) = h_{22}^2 \left(1 - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}} \right)$$

$$\frac{1}{R_{um}} = h_{22} \sqrt{1 - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}}} = \frac{1}{R_{bm}} \quad (16)$$

Hg 58

Gebruik makend van de gevonden uitdrukking voor $\frac{1}{R_{bm}}$, kunnen we nu ook de uitdrukking voor de inwendige weerstand van de ingangsgenerator vinden, waarbij aan de aanpassing $R_{ua} = R_{bm}$ en $R_{gm} = R_{im}$ wordt voldaan.

Ter vereenvoudiging stellen we de breuk $\frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}} = A$, dus wordt:

$$\frac{1}{R_{bm}} = \frac{1}{R_{um}} = h_{22} \sqrt{1-A}. \text{ De uitdrukking voor } R_{im} = h_{11} = \frac{h_{12}h_{21}}{\frac{1}{R_{um}} + h_{22}}.$$

Met de uitdrukking voor R_{bm} wordt dit

$$R_{im} = R_{gm} = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22} \sqrt{1-A} + h_{22}} = h_{11} \left(1 - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}h_{11}} \frac{1}{\sqrt{1-A} + 1} \right) =$$

$$h_{11} \left(1 - A \frac{1}{\sqrt{1-A} + 1} \right) = h_{11} \left(-1 - A \frac{\sqrt{1-A} - 1}{-A} \right) =$$

$$R_{gm} = h_{11} \sqrt{1-A} = h_{11} \sqrt{1 - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}}} \quad (17)$$

De maximale vermogensversterking kunnen we bepalen door in uitdrukking (11) de waarde voor R_{bm} volgens formule (16) te substitueren. Uitdrukking 11 wordt daarmee:

$$G_{max} = \frac{h_{21}^2 \frac{1}{h_{22} \sqrt{1-A}}}{\left(1 + \frac{h_{22}}{h_{22} \sqrt{1-A}} \right) \left\{ h_{11} \left(1 + \frac{h_{22}}{h_{22} \sqrt{1-A}} \right) - h_{12}h_{21} \frac{1}{h_{22} \sqrt{1-A}} \right\}} =$$

$$\frac{\frac{h_{21}^2}{h_{22}}}{\left(\sqrt{1-A} + 1 \right) h_{11} \left(\frac{\sqrt{1-A} + 1}{\sqrt{1-A}} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22} \sqrt{1-A}} \right)}$$

$$G_{max} = \frac{\frac{h_{21}^2}{h_{22}h_{11}}}{\left(1 + \sqrt{1-A} \right) \left\{ \frac{1 + \sqrt{1-A}}{\sqrt{1-A}} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22} \sqrt{1-A}} \right\}}$$

$$\frac{\frac{h_{21}^2}{h_{22}h_{11}}}{\left(1 + \sqrt{1-A} \right) \left(\frac{1 + \sqrt{1-A}}{\sqrt{1-A}} - \frac{A}{\sqrt{1-A}} \right)} = \frac{\frac{h_{21}^2}{h_{11}h_{22}}}{\left(1 + \sqrt{1-A} \right) \frac{\sqrt{1-A} + 1 - A}{\sqrt{1-A}}} =$$

$$\frac{\frac{h_{21}^2}{h_{11}h_{22}}}{\left(1 + \sqrt{1-A} \right) \left(1 + \sqrt{1-A} \right)} \cdot G_{max} = \frac{\frac{h_{21}^2}{h_{11}h_{22}}}{\left(1 + \sqrt{1-A} \right)^2} = \frac{\frac{h_{21}^2}{h_{11}h_{22}}}{\left(1 + \sqrt{1 - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}}} \right)^2} \quad (18)$$



Halfgeleiderlektronika Los 17

5.8 De totale vermogensversterking

Men kan onder de vermogensversterking ook verstaan de verhouding van het vermogen dat aan de belasting geleverd en het vermogen dat door de generator met inwendige weerstand R_g wordt ontwikkeld. We zullen deze vermogensversterking aangeven met

$$G_{\text{tot}} = \frac{\frac{u_2^2}{R_b}}{\frac{u_g^2}{(R_g + R_1)^2}} R_1 \quad \text{. Als voldaan is aan een der voorwaarden voor maximale vermogensversterking dan is } R_g = R_1 \text{ en wordt}$$

$$G_{\text{tot}} = \left(\frac{u_2}{u_g}\right)^2 \cdot \frac{4R_g}{R_b} .$$

Deze totale versterking kan als volgt worden berekend. Door substitutie van (3) in (1) krijgen we: $u_g - i_1 R_g = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$. Indien we in formule (4) i_2 met behulp van stroomversterkingsfactor volgens (6) in i_1

$$\text{uitdrukken geeft dit: } u_2 = -\frac{h_{21} R_b}{1 + h_{22} R_b} i_1 .$$

$$\text{Hiermede wordt } u_g = h_{11} i_1 + R_g i_1 - \frac{h_{12} h_{21} R_b}{1 + h_{22} R_b} i_1$$

en de totale vermogensversterking:

$$G_{\text{tot}} = \left(\frac{u_2}{u_g}\right)^2 \frac{4R_g}{R_b} = \frac{\left\{ \frac{h_{21} R_b}{1 + h_{22} R_b} i_1 \right\}^2 \frac{4 R_g}{R_b}}{\left\{ h_{11} i_1 + R_g i_1 - \frac{h_{12} h_{21} R_b}{1 + h_{22} R_b} i_1 \right\}^2}$$

$$G_{\text{tot}} = \frac{4 h_{21}^2 R_g R_b}{\left\{ (h_{11} + R_g)(1 + h_{22} R_b) - h_{12} h_{21} R_b \right\}^2} \quad (19)$$

Voorbeeld:

We zullen voor de OC 71 in geaarde basis schakeling de vermogensversterking berekenen voor het geval dat $R_b = 10 \text{ k ohm}$ en $R_g = 25 \text{ ohm}$. De volgende constanten werden in 3.2a reeds vermeld: bij $U_{ce} = -2 \text{ volt}$ en $I_c = -3 \text{ mA}$ bij 25°C .

$$h_{11} = 17 \Omega \quad h_{12} = 8 \cdot 10^{-4} \quad h_{21} = -0.979 \quad h_{22} = 1,610^{-6} \text{ S}$$

Deze getallen in (11) gesubstitueerd geeft:

$$G = \frac{979^2 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4}{(1 + 1.6 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4) \left\{ 17 (1 + 1.6 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4) + 8 \cdot 10^{-4} \cdot 979 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 \right\}^2} =$$

$$\frac{1.016 \cdot 9584}{17 \times 1.015 + 7.83} = \frac{9584}{1.016 \times 25,1} = 376$$

Indien we de gegeven grootheden in (15) substitueren vinden we voor de totale versterking:

Hg 60

$$G_{\text{tot}} = \frac{4 \times 979^2 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4 \cdot 25}{\left\{ (17 + 25)(1 + 1,6 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4) + 8 \cdot 10^{-4} \cdot 979 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 \right\}^2} =$$

$$\frac{958400}{\left\{ 42 \times 1,016 + 7,83 \right\}^2} = 380$$

Om de vermogensversterking in geaarde emitter schakeling van de OC 71 te berekenen maken we gebruik van de volgende constanten:

Bij $u_{ce} = -2V$; $I_c = -3 \text{ mA}$ en bij 25°C :

$$h_{11} = 800 \Omega \quad h_{12} = 5,4 \cdot 10^{-4} \quad h_{21} = 47 \quad h_{22} = 80 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

Verder kiezen we $R_g = 10^3 \text{ ohm}$ en $R_b = 10^4 \Omega$. Na substitutie in (11) krijgen we voor de vermogensversterking:

$$G = \frac{47^2 \cdot 10^4}{(1 + 80 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4) \left\{ 800 (1 + 80 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4) - 5,4 \cdot 10^{-4} \cdot 47 \cdot 10^4 \right\}^2} =$$

$$\frac{22 \cdot 10^6}{1,8 (800 \times 1,8 - 254)} = 10300.$$

Voor de totale versterking in geaarde emitter schakeling vinden we met behulp van (15)

$$G_{\text{tot}} = \frac{4 \cdot 47^2 \cdot 10^4 \cdot 10^3}{\left\{ (800 + 10^3)(1 + 80 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4) - 5,4 \cdot 10^{-4} \cdot 47 \cdot 10^4 \right\}^2} =$$

$$\frac{88 \cdot 10^9}{\left\{ 1800 \times 1,8 - 254 \right\}^2} = 9840.$$

Voor de aanpassing op maximale vermogens versterking berekenen we eerst de juiste aanpasweerstand. Voor de transistor OC 71 in geaarde basis schakeling wordt dit:

$$R_{gm} = R_{im} = h_{11} \sqrt{1 - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}}} = 17 \sqrt{1 + \frac{8 \cdot 10^{-4} \cdot 979 \cdot 10^{-3}}{17 \times 1,6 \cdot 10^{-6}}} =$$

$$R_{gm} = 17 \sqrt{1 + 28,8} = 17 \sqrt{29,8} = 92,8 \text{ ohm}$$

$$\frac{1}{R_{bm}} = \frac{1}{R_{um}} = h_{22} \sqrt{1 - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}}} = 1,610^{-6} \sqrt{29,8} = 8,74 \cdot 10^{-6} \text{ S of } R_{bm} = R_{um} = 114,4 \text{ k.ohm.}$$

Voor de transistor OC 71 in geaarde emitterschakeling vinden we:

$$R_{gm} = R_{im} = h_{11} \sqrt{1 - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}}} = 800 \sqrt{1 - \frac{5,4 \cdot 10^{-4} \cdot 47}{800 \times 80 \cdot 10^{-6}}} =$$

$$R_{gm} = R_{im} = 800 \sqrt{1 - 0,4} = 800 \sqrt{0,6} = 620 \text{ ohm}$$



Halfgeleiderelektronika

$$\frac{1}{R_{bm}} = \frac{1}{R_{um}} = h_{22} \sqrt{1 - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}}} = 80 \cdot 10^{-6} \sqrt{0.6} = 62 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

of $R_{bm} = R_{um} = 16,3 \text{ k Ohm}$.

De maximale vermogensversterking voor de OC 71 in geaarde-basis schakeling berekenen we met behulp van (18)

$$G_{max} = \frac{h_{21}^2}{h_{11}h_{22}} \frac{1}{(1 + \sqrt{1 - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}}})^2} = \frac{0.979^2}{17.1,6 \cdot 10^{-6}} \times$$

$$\times \frac{1}{(1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot 10^{-4} \cdot 0.979}{17.1,6 \cdot 10^{-6}}})^2} = 35240 \cdot \frac{1}{(1 + \sqrt{29,8})^2} = \frac{35240}{41,73} = 844.$$

In geaarde emissor schakeling wordt dit:

$$G_{max} = \frac{47^2}{800 \times 80 \cdot 10^{-6}} \frac{1}{(1 + \sqrt{1 - \frac{5,4 \cdot 10^{-4} \cdot 47}{800 \cdot 80 \cdot 10^{-6}}})^2} = 11000$$

5.8 De dynamische $I_C - I_b$ karakteristiek van een transistor in geaarde emissorschakeling.

Om de dynamische $I_C - I_b$ karakteristiek te construeren tekenen we eerst de belastingslijn in de $I_C - U_{ce}$ karakteristieken. In fig. 5.7b is de belastingslijn, behorende bij een belastingsweerstand $R_b = 1500 \text{ ohm}$, getekend.

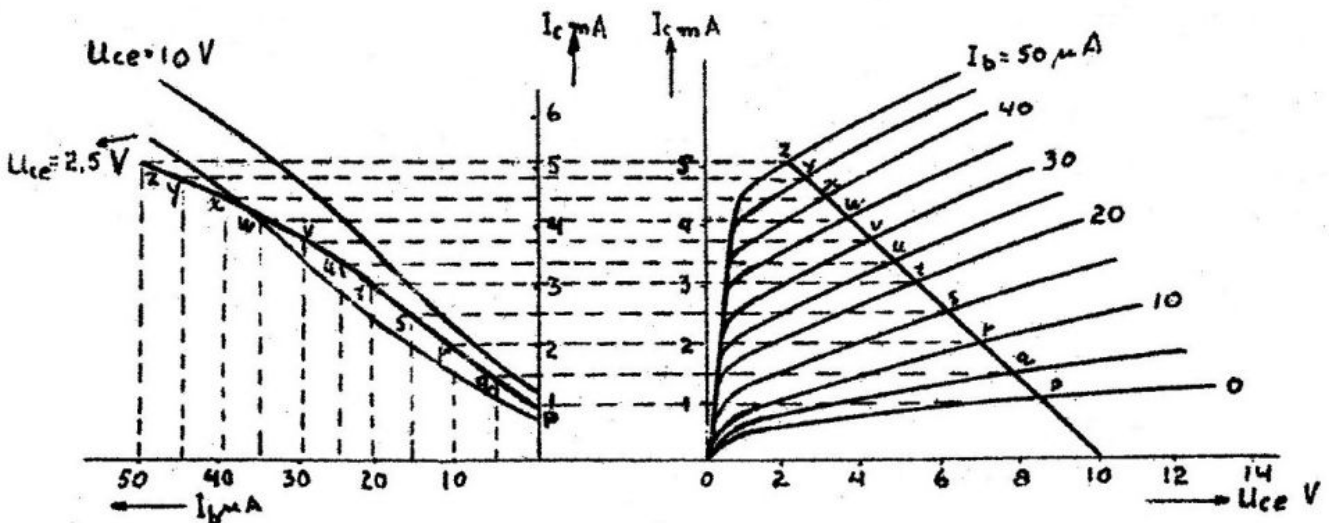


Fig. 5.7 Dynamische $I_C - I_b$ karakteristiek van geaarde emissorschakeling

In fig. 5.7a zijn twee I_C-I_B karakteristieken, respectievelijk bij $U_{CE} = 10V$ en $2,5 V$ getekend. De snijpunten van de belastingslijn met de I_C-U_{CE} karakteristieken in fig. 5.7b worden naar de linkerfiguur overgebracht met behulp van de horizontale stippellijnen, totdat deze de verticale stippellijnen die op de bijbehorende waarden van I_B zijn opgericht snijden.

Op deze wijze vinden we de punten p' t/m z', welke verbonden, de dynamische karakteristiek opleveren. Met deze karakteristiek moet rekening worden gehouden indien men het functioneren van de transistor wil beoordelen.

In fig. 5.8 is de dynamische I_C-I_B karakteristiek (men noemt deze karakteristiek ook wel de overdrachtskarakteristiek van de transistor) getekend met de instelspanning en wisselspanning, waarmee de transistor is klasse A is ingesteld. Het signaal beslaat nu zoveel mogelijk het rechte gedeelte van de karakteristiek.

In fig. 5.9 is nogmaals de klasse A instelling weergegeven, echter nu met oversturing van de basisstroom. We zien de collectorstroom sterk vervormd optreden.

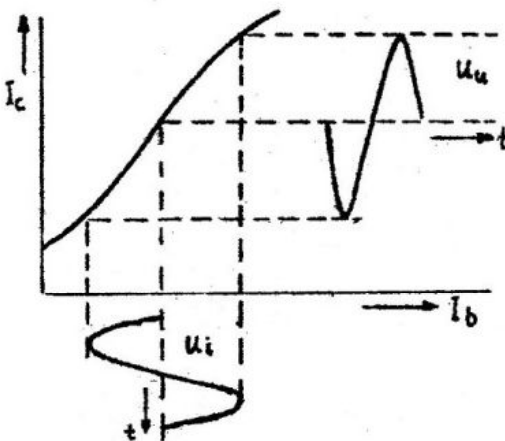


Fig. 5.8 Klasse A instelling

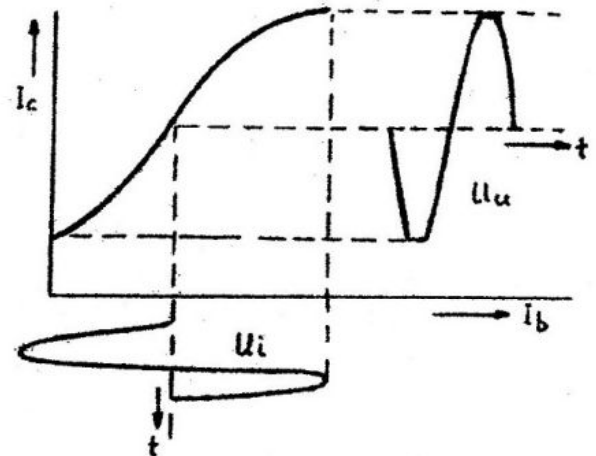


Fig. 5.9 Oversturing van basisstroom

Een instelling die ook tot vervorming leidt is in fig. 5.10 weergegeven. Door de sterke kromming van de karakteristiek ontstaat een vervormde collectorstroom.

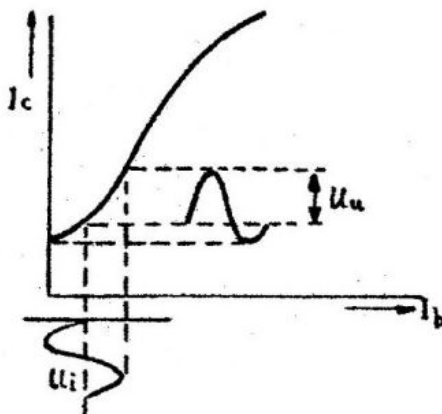


Fig. 5.10 Vervorming door onjuiste instelling

5.9. Het bepalen van de versterking uit de $I_c - u_{ce}$ karakteristieken van een gearde emissorschakeling.

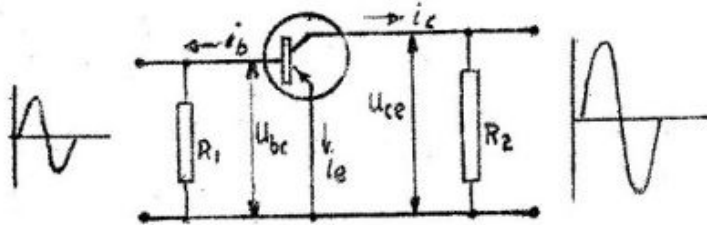
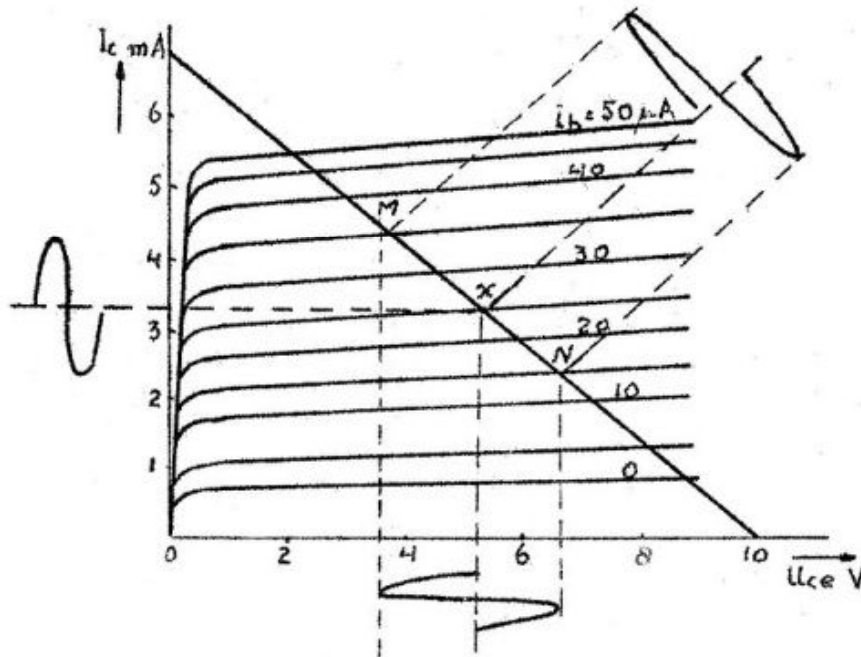


Fig. 5.11

De ingangsweerstand emissor-basis (R_1) = 500 Ω . De amplitude van de ingangsstroom is 10 μA . Het instelpunt x is 25 μA basisstroom en 4.8 volt collector emissor spanning.

In fig. 5.11 is de schakeling van de transistor weergegeven, terwijl in fig. 5.12 de $I_c - u_{ce}$ karakteristieken zijn getekend. Van de schakeling is gegeven: De aan de collector toegevoerde voedingspanning is 10 V. De belastingsweerstand $R_2 = 1500 \Omega$.

Fig. 5.12 $I_c - u_{ce}$ karakteristieken.

Als de collectorstroom is gelijk aan 0 mA, dan is de collectorspanning 10V (punt Z op horizontale as). Is de spanning op collector nul, dan valt over R_2 een spanning van 10V en is de stroom

$\frac{10}{1500} = 6,6$ mA (punt y op verticale as). Het verbinden van deze twee punten geeft de belastingslijn.

Het instelpunt moet op de karakteristiek $I_b = 25 \mu A$ liggen en op de belastingslijn. Het snijpunt x is dus het instelpunt ($u_{ce} = 5,2$ V en $I_c = 3,4$ mA). De wisselstroom (10 μA) die aan de basis wordt toegevoerd heeft tot gevolg dat de maximum stroom door punt M en de minimumstroom door N wordt bepaald.

De amplitude van de collectorstroom wordt nu bepaald door

$$\frac{I_c \text{ max} - I_c \text{ min}}{2} = \frac{4,4 - 4,2}{2} = 1,1 \text{ mA} . \text{ De amplitude van de basisstroom}$$

was 10 μ A. De stroomversterking is dus $A = \frac{I_c}{I_b} \frac{1100}{10} = 110$.

De spanningsversterking $V = \frac{u_{ce}}{u_{be}}$, bepalen we als volgt. De ingangsstroom van 10 μ A moet door een ingangsweerstand van 500 Ω . De amplitude ingangsspanning moet dus zijn $10 \times 10^{-6} \times 500 \Omega = 0,005$ V. De amplitude van de uitgangsspanning is

$$\frac{u_{max} - u_{min}}{2} = \frac{6,7 - 3,5}{2} = 1,6 \text{ volt.}$$

De spanningsversterking is dus $\frac{1,6}{0,005} = 320$. De vermogensversterking is

bepaald door het produkt van stroom- en spanningsversterking.

$$G = A \cdot V = 110 \times 320 = 35200.$$

De vermogensversterking in decibels uitgedrukt geeft $10 \log 35200 = 10 \times 4,55 = 45,5$ db.

5.10 De inwendige transistor capaciteiten.

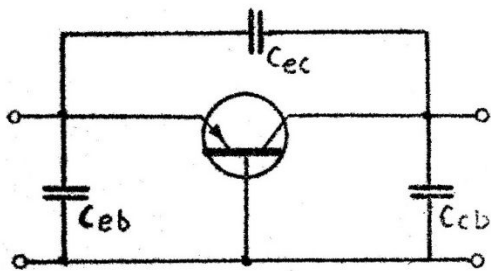


Fig. 5.13 Capaciteiten van een transistor

In fig. 5.13 is het principe van de transistor, zoals dit voor hoge frequenties moet worden opgevat, weergegeven. De capaciteiten van de transistor zijn vrij sterk afhankelijk van de dikte van de overgangsgebieden. De dikte van de overgangsgebieden zijn sterk afhankelijk van de stromen; bij verandering van de stromen zullen dus ook de capaciteiten variëren.

In fig. 5.14 is weergegeven hoe de capaciteit C_{cb} afhangt van de collector-basis spanning u_{cb} .

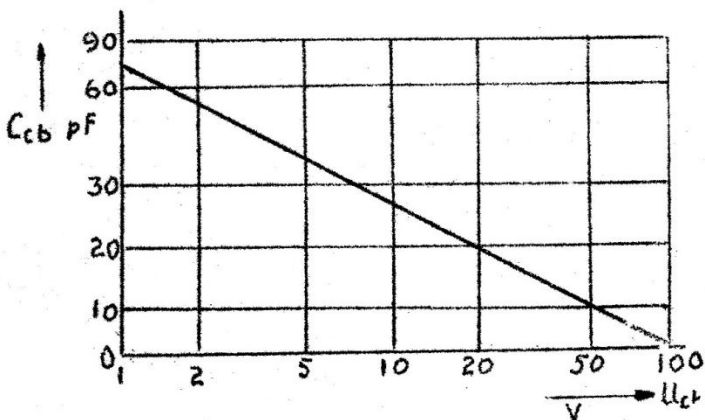


Fig. 5.14 De capaciteit C_{cb} als functie van u_{cb}

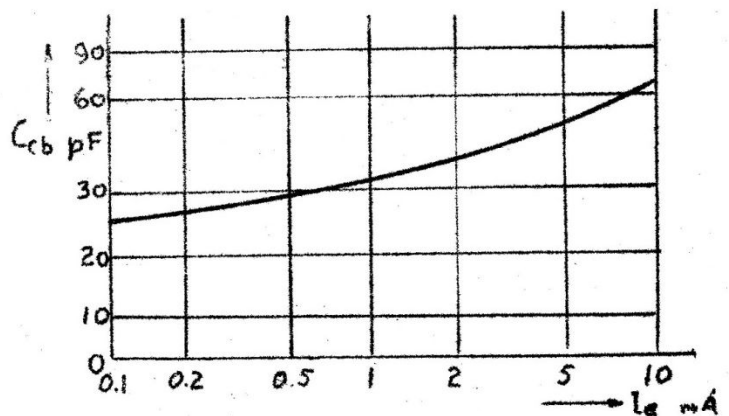


Fig. 5.15 C_{cb} als functie van I_c

Hierbij is de emitterstroom constant 1 mA gehouden. We zien bij toenemende spanning de capaciteit afnemen.

Daar de collector-basis overgang in spertoestand is geschakeld, zal bij toename van de spanning de capaciteit afnemen, daar het overgangsgebied dikker wordt.