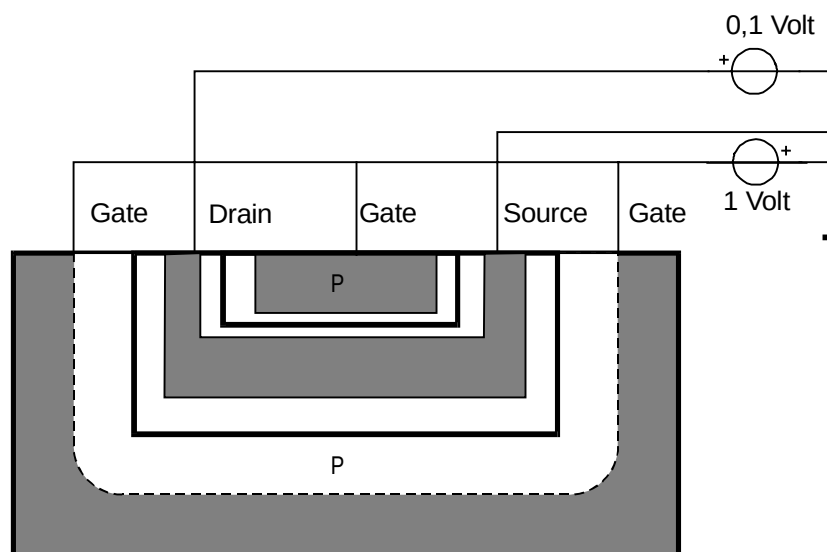


9. VERSTERKENDE ELEMENTEN

9.1 Veld-Effect Transistoren

Inleiding

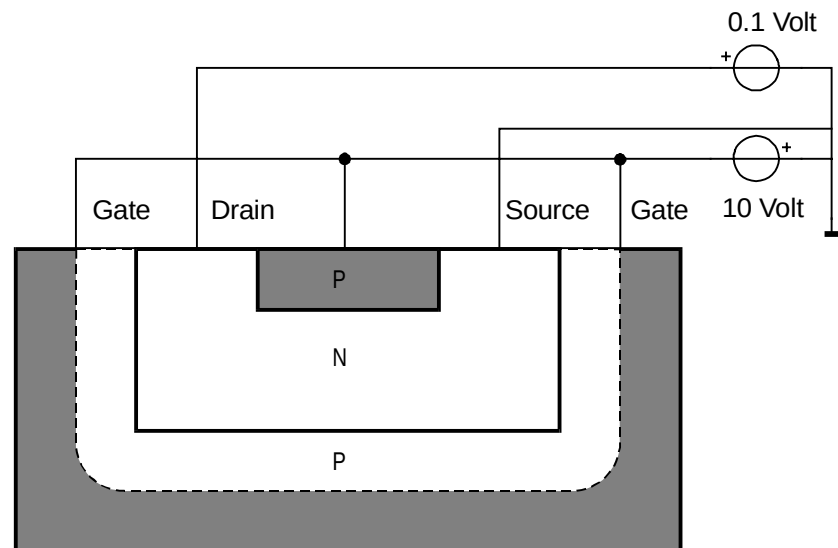
In het voorgaande hebben we gezien, dat bij een gesperde PN-junctie een uitputtingsgebied aanwezig is, waarin geen vrije ladingdragers voorkomen. De breedte van dit gebied hangt af van de spanning over de junctie. Van dit effect wordt onder andere gebruik gemaakt bij capaciteitsdioden, zoals we eveneens zagen.



Figuur 9.1-1 Schematische voorstelling van een N-kanaal FET met zeer kleine drain-source spanning.

De FET

Er is echter meer. Beschouwen we figuur 9.1-1, waarin 2 PN-juncties getekend zijn. N-materiaal ligt ingebed in P-materiaal. In het N-materiaal ligt weer P-materiaal ingebed. De twee stukken P-materiaal zijn geleidend met elkaar verbonden, zodat er effectief eigenlijk maar één PN-overgang is. Het N-materiaal heeft aan elke kant een aansluiting. De PN-overgang staat gesperd. Er is dus een uitputtingszone. Brengen we nu tussen de aansluitingen van het N-materiaal een spanningsverschil aan, dan zal er tussen de aansluitingen een stroom gaan vloeien. Het ladingtransport kan niet via de uitputtingszone lopen, want daar zijn geen vrije ladingdragers. Dit loopt via het deel van het N-materiaal dat buiten de uitputtingszone ligt. Dit geleidende deel van het N-materiaal wordt smaller als de uitputtingszone breder wordt. Het laatste wordt bereikt door de spanning op het P-materiaal meer negatief te maken ten opzichte van het N-materiaal. Wanneer dit zover gaat, dat de twee bezijden het kanaal gelegen delen van het uitputtingsgebied elkaar raken, dan is de stroom geblokkeerd (figuur 9.1-2).



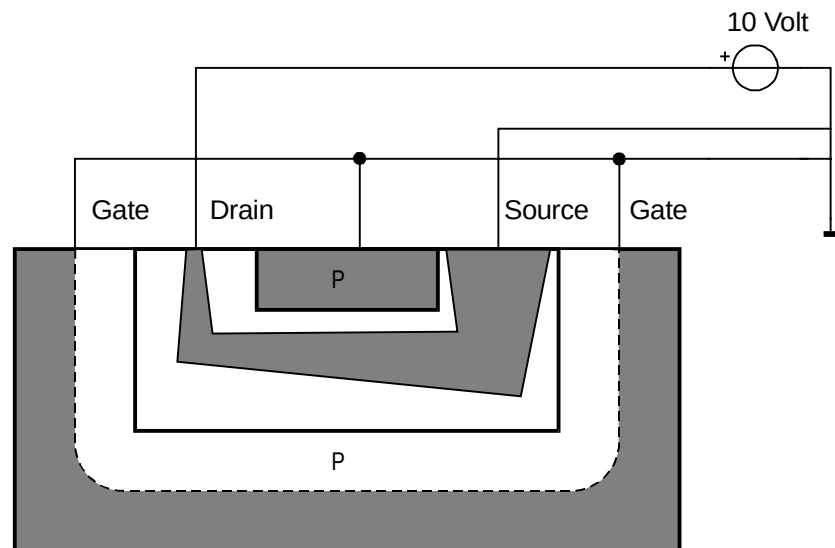
Figuur 9.1-2 FET in afgeknepen toestand. De uitputtingszone in het kanaal beslaat de volle breedte ervan.

In alle gevallen tussen deze situatie en die van een volledig open kanaal wordt de stroom in het kanaal beïnvloed door het spanningsverschil tussen P- en N-materiaal, waarmee we dus een spanningsgestuurde weerstand hebben. Op dit verschijnsel, het regelen van een stroom onder invloed van een door een elektrisch veld veroorzaakte uitputtingszone, berust de werking van de veldeffect transistor, afgekort FET (Field Effect Transistor). Het N-materiaal in figuren 9.1-1 en 9.1-2 heet het *kanaal* van de FET (in het Engels Channel); het P-materiaal heet *poort* (Engels: Gate). De kanaal-aansluiting waar de ladingdragers van uit vertrekken, noemen we de *bron* (Source). De aansluiting van het kanaal, waar ze aankomen, heet de *afvoer* (Drain).

Een FET kan, zoals figuur 9.1-1 en 9.1-2 aangeeft, een kanaal van N-materiaal hebben. Er bestaan ook FET's met een kanaal van P-materiaal. Vanzelfsprekend is dan de poort van N-materiaal. Men spreekt van N- resp. P-kanaal FET's. Omdat de Engelse benamingen van de aansluitingen van FET's ook in Nederlandstalige boeken en tijdschriften veel gangbaarder zijn dan de Nederlandse, zullen wij bij de verdere bespreking van de eigenschappen van FET's ook de termen Source, Gate en Drain gebruiken.

Eigenschappen van FET's

We hebben al gezien dat bij een klein spanningsverschil tussen source en drain een FET zich gedraagt als een spanningsgestuurde weerstand. Bij een wat groter spanningsverschil (ruwweg enkele Volts, enigszins afhankelijk van de gate-spanning) wordt het gedrag echter anders. Dat komt omdat de spanning in het kanaal tussen source en drain geleidelijk overgaat van sourcespanning naar drainspanning. Hoe dichterbij de drain, des te dichterbij zal ook de spanning in het kanaal bij de drainspanning komen.



Figuur 9.1-3 N-kanaal FET met flinke drain-source spanning. Het geleidende deel van het kanaal versmalt zich geleidelijk van source naar drain.

Daardoor zal de uitputtingszone niet overal even breed zijn. Aan de kant van de source is hij het smalst. Hij wordt richting drain steeds breder (figuur 9.1-3). Een hogere drainspanning heeft daarom nauwelijks nog een hogere drainstroom tot gevolg. Weliswaar wordt het spanningverschil over het kanaal vergroot, maar daarmee wordt ook de breedte van de uitputtingszone aan de drainkant van het kanaal groter, waardoor een stroomtoename wordt tegengegaan. Hoewel dat misschien op dit moment nog wat vreemd klinkt, is deze eigenschap een van de twee die het vermogen van een FET tot het versterken van signalen bepalen.

De tweede eigenschap is de afhankelijkheid van de kanaalstroom (drainstroom) van de gatespanning of nauwkeuriger: het spanningsverschil tussen gate en source. Dit spanningsverschil bepaalt de ligging van de grens tussen uitputtingszone en het geleidende deel van het kanaal nabij de source. De vorm van die grens wordt voornamelijk bepaald door het spanningsverschil tussen source en drain.

Verandering van gatespanning veroorzaakt verandering van kanaalstroom. Een FET zet dan ook een wisselspanning (tussen gate en source) om in een wisselstroom in het kanaal. Weliswaar staat tussen gate en source eigenlijk de som van een wisselspanning en een gelijkspanning en vloeit door het kanaal de som van een wisselstroom en een gelijkstroom, maar de gelijkstroom en -spanning zijn er alleen maar om de FET naar behoren te laten werken. Ze vormen geen onderdeel van het te versterken signaal. De mate waarin de drainstroom wordt veranderd door een verandering van het spanningsverschil tussen gate en source heet de *steilheid* van de FET. Deze wordt aangegeven met de letter S en uitgedrukt in mA/V . Een steilheid van 5 mA/V betekent dat bij 1 V verandering van de spanning tussen gate en source de drainstroom verandert met 5 mA .

FET-karakteristieken

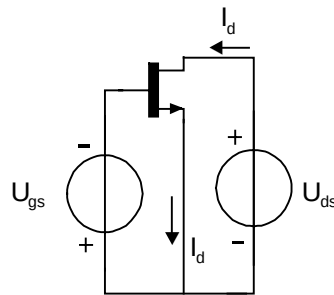
Het schemasymbool van de FET staat in figuur 9.1-4. De pijl in de gate-aansluiting herinnert aan het diodekarakter van de gate-kanaal-overgang. Bij een N-kanaal FET wijst de pijl daarom naar het kanaal (want de gate is van P-materiaal) en bij een P-kanaal FET wijst hij van het kanaal af.



1. gate-aansluiting
2. source-aansluiting
3. drain-aansluiting

Figuur 9.1-4 Schemasymbool van een N-FET (a) en een P-FET (b).

Bij een N-kanaal FET wordt de drain positief ten opzichte van de source aangesloten, bij een P-kanaal FET is dat juist andersom. Bij een symmetrisch opgebouwde FET is er eigenlijk geen verschil tussen drain- en sourceaansluiting omdat de polariteit van de voedingsspanning bepaalt, welke kanaalaansluiting drain is en welke source.

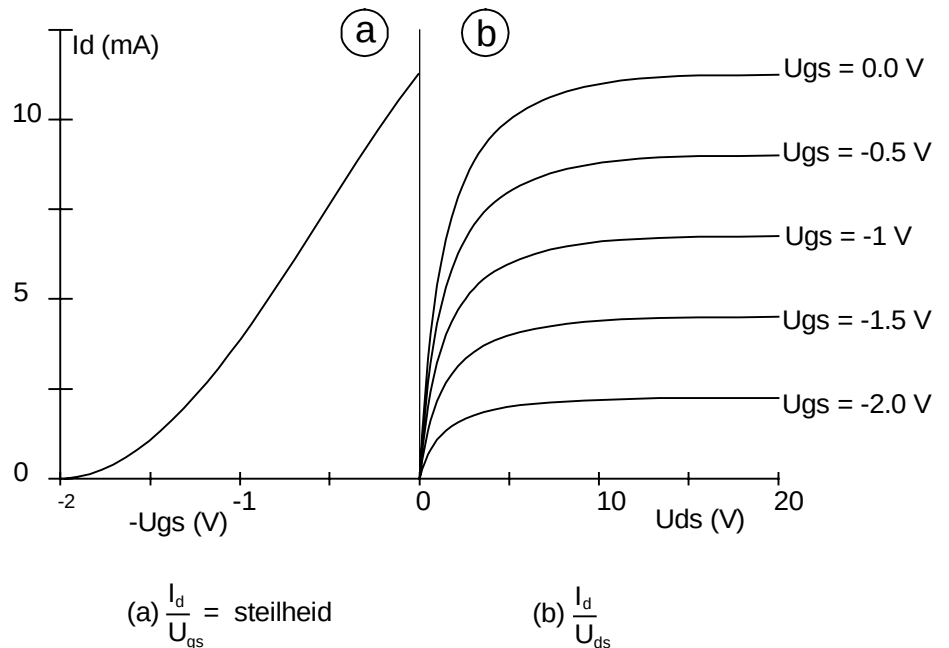


Figuur 9.1-5 N-kanaal FET met I_d (drainstroom), U_{gs} en U_{ds} .

In figuur 9.1-5 is een schema getekend met een N-kanaal FET en twee spanningsbronnen, die respectievelijk het spanningsverschil tussen gate en source (U_{gs}) en dat tussen drain en source (U_{ds}) verzorgen. Uit het voorgaande volgt dat voor een goede werking in het geval van een N-kanaal FET, U_{ds} positief moet zijn en U_{gs} lager dan de spanning waarbij de gate-kanaal-diode in geleiding komt, in de praktijk 0 V.

Het verband tussen de drainstroom en U_{gs} (bij een constant gehouden U_{ds}) ziet er dan grafisch weergegeven ongeveer uit als in figuur 9.1-6a. De as voor U_{gs} is naar links getekend, omdat de waarden negatief zijn. Het punt waar de FET geen stroom meer doorlaat heet de afknijpspanning (in sommige beschrijvingen genoemd: pinch-off voltage). De grafiek in figuur 9.1-6a is geen rechte lijn. Dit is een belangrijke eigenschap. Het betekent, dat de steilheid voor iedere waarde van U_{gs} anders is. Figuur 9.1-6b geeft het verband aan tussen I_d en U_{ds} bij een constant gehouden U_{gs} . U_{gs} is uitgezet op een naar rechts verlopende as omdat hij positief moet zijn. Bij een vanaf 0 V oplopende spanning stijgt aanvankelijk de drainstroom I_d zeer snel, maar

wanneer U_{ds} een waarde van enkele V heeft bereikt, neemt de stijging snel af om bij nog enkele V meer, zeer klein te worden. Dit komt door het eerder besproken spanningsverloop in het kanaal tussen source en drain, waardoor aan de drainkant bij toenemende drainspanning de uitputtingszone dikker wordt. Het stroomsterkte vergrotende effect van de hogere drainspanning wordt vrijwel teniet gedaan door de vergroting van het uitputtingsgebied die een verhoogde kanaalweerstand tot gevolg heeft.

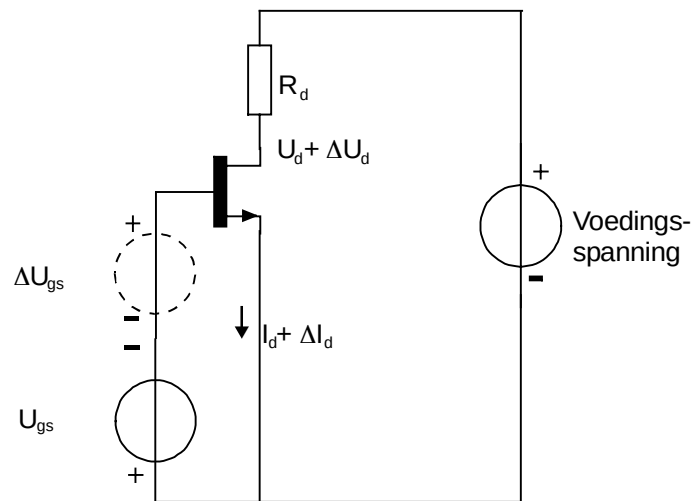


Figuur 9.1-6 FET-karakteristieken

De FET als versterker

Hoe gaat hier het versterken in zijn werk? Wij zullen dit bekijken aan de hand van een N-kanaal FET. Hetzelfde verhaal gaat echter op voor de P-kanaal FET, onder omkering van alle bijbehorende spanningen. Een FET is een ding waar een stroom doorheen vloeit, waarvan de grootte in hoofdzaak afhangt van het spanningsverschil tussen gate en source (U_{gs}), zoals we in het voorgaande zagen. De gate zelf trekt geen stroom, zolang de gate-kanaal-diode spert. Dit laatste is nodig om de FET naar behoren te laten werken. De weerstand tussen gate en kanaal ligt dan al gauw in de orde van grootte van 1000 M Ω of hoger. Verandering van U_{gs} veroorzaakt verandering in de drainstroom I_d . Als we er in zouden slagen, de verandering van de drainstroom weer om te zetten in een verandering van de drainspanning U_d , dan kunnen we, door vergelijking van de verandering van U_{gs} (aangeduid met ΔU_{gs}) met de verandering van U_d (aangeduid met ΔU_d), de versterking van onze FET bepalen.

Dit omzetten van een stroomverandering in een spanningsverandering kan op heel eenvoudige wijze gebeuren. We zetten een weerstand tussen drainaansluiting en voedingsspanning (zie figuur 9.1-7), zodat de drainstroom door de weerstand moet vloeien.



Figuur 9.1-7 N-kanaal FET met drainweerstand

De drainspanning U_d is dan de voedingsspanning, verminderd met de spanning over de weerstand. Bij toenemende I_d neemt de drainspanning af, want de voedingsspanning blijft gelijk. We hebben nu dus een omzetting gemaakt van ΔU_{gs} naar ΔU_d . Als ΔU_d groter is dan ΔU_{gs} , dan hebben we inderdaad een versterker gerealiseerd.

Stel nu dat de voedingsspanning van de FET-schakeling van figuur 9.1-7 gelijk is aan 20 V, de drainstroom is 10 mA en de drainweerstand is 1 k Ω . De spanning over de drainweerstand bedraagt dan 10 V zodat er voor de drainspanning U_d ook 10 V overblijft. Stel de steilheid op 5 mA/V. (Dit zijn gewone waarden.) We maken nu U_{gs} 0,1 V minder negatief. ΔU_{gs} is dan +0,1 V. De drainstroom I_d zal toenemen met $0,1 \times 5 \text{ mA} = 0,5 \text{ mA}$. Men kan dit ook schrijven als $\Delta I_d = +0,5 \text{ mA}$. De spanning over de drainweerstand wordt 0,5 V groter en de drainspanning daalt met 0,5 V, want de voedingsspanning blijft onveranderd. ΔU_d is dan -0,5 V en U_d daalt van 10 naar 9,5 V. De spanningsverandering ΔU_{gs} vinden we in dit geval 5 maal vergroot, maar tegengesteld terug in ΔU_d .

Er is dus sprake van twee dingen als we ΔU_d vergelijken met ΔU_{gs} : een versterking, maar ook een omkering. Een positiever wordende gatespanning veroorzaakt een negatiever (of minder positief) wordende drainspanning.

Wanneer we nu behalve de gelijkspanning U_{gs} een kleine wisselspanning, bijvoorbeeld 10mV op de gate zetten, dan vinden we deze wisselspanning, als het ware opgeteld bij de gelijkspanning op de drain, 5 maal versterkt, dus als 50mV, op de drain terug, maar in tegenfase met de wisselspanning op de gate. Deze versterking is er echter alleen, als de drainstroom zich inderdaad weinig of niets aantrekt van de drainspanning. Anders zou bij een daling van de drainspanning de drainstroom afnemen, de spanningsval over de drainweerstand verminderen en de drainspanning weer stijgen. Er zou dan minder of mogelijk helemaal geen versterking zijn. We moeten er dan ook voor zorgen dat bij versterking van een wisselspanning de drainspanning op geen enkel moment op een waarde komt, waarbij hij de drainstroom wel merkbaar gaat beïnvloeden. De versterking is dan namelijk niet meer dezelfde gedurende de volle periode van de wisselspanning. Dit heeft vervorming van het signaal tot gevolg.

Een andere bron van vervorming als gevolg van niet-constante versterking gedurende een volle wisselspanningsperiode is het feit, dat de steilheid varieert met de waarde van U_{gs} , zoals we in figuur 9.1-6a kunnen zien. We hebben ook gezien, dat de versterking nauw samenhangt met de steilheid. Als U_{gs} bestaat uit een gelijkspanning met een wisselspanning, dan doorloopt U_{gs} voortdurend een aantal waarden. Als voor al die waarden de versterking anders is, zal vervorming van het signaal optreden. Nu behoeft dit geen probleem te zijn voor kleine signalen, omdat de U_{gs}/I_d karakteristiek voor kleine trajecten in het middengedeelte een rechte lijn voldoende benadert. Voor grotere signalen zijn er echter wel vervormingsproblemen. Die problemen moeten op een andere manier worden opgelost. Dat komt later in deze cursus aan de orde.

Mosfets

De benaming MOSFET is een afkorting van Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor. De gate bestaat hier achtereenvolgens uit een laagje metaal, een laagje isolerend oxyde (meestal Si-oxide, zeg maar: glas), dat weer op het kanaalmateriaal ligt. In feite is het beter te spreken van *substraat* in plaats van kanaal. De opbouw van de MOSFET is namelijk enigszins anders dan die van de junctie-FET (JFET) die we tot nu toe behandeld hebben. Bespreking van de verschillen valt echter buiten het bestek van deze cursus. Van belang is wel, dat de weerstand tussen gate en source als gevolg van de oxidelaag bij de MOSFET nog veel hoger is dan bij de JFET: zo'n 100-1000 maal. Als gevolg van deze eigenschap is de MOSFET zeer gevoelig voor statische spanningen, waardoor oppakken met de hand al fatale gevolgen kan hebben. De tegenwoordige typen zijn meestal inwendig beveiligd tegen deze onhebbelijkheid. Desondanks is het niet aan te raden dergelijke componenten met een niet-gearde soldeerbout in contact te brengen!

De overige eigenschappen zijn vergelijkbaar met die van de JFET, zij het dat de gate-source capaciteit (ook hier is sprake van een kleine condensator!) bij MOSFET's ca 10 maal zo laag ligt (ca 1 pF) als bij de JFET's (ca 10 pF). MOSFET's kennen we in P- en N-kanaal uitvoering. Verder zijn er MOSFET's die tussen source en drain pas geleiding vertonen als er op de gate een zekere spanning staat. Men noemt dit FET's van het verrijkingstype, in tegenstelling tot de FET's met uitputtingszone die we hiervoor hebben behandeld. Ze komen echter in de zendamateur praktijk nog weinig voor en worden daarom niet behandeld.

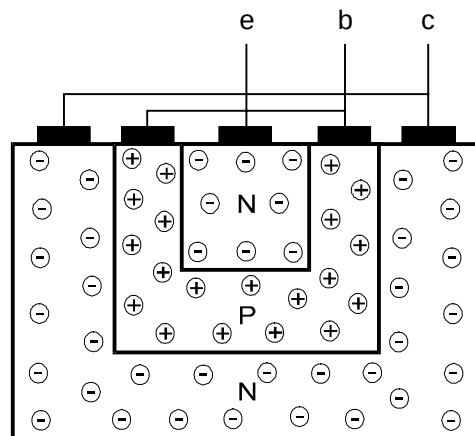
Dual-gate MOSFET

Er zijn ook MOSFET's met 2 gates, meestal dual-gate MOSFET genoemd. De eerste gate heeft de gebruikelijke functie van stuu-elektrode. De tweede gate, tussen de 1^e gate en de drain, krijgt meestal een constante spanning en wordt via een capaciteit ontkoppeld naar 0 V (aarde), waardoor een capacitieve afscherming tussen drain en eerste gate wordt verkregen. Daardoor wordt de effectieve capaciteit tussen drain en eerste gate sterk verkleind (van ca 1 pF tot ongeveer 0,02 pF), wat van belang is in HF-versterkerschakelingen.

9.2 Transistoren

Inleiding

De FET is eigenlijk geen echte transistor. Een echte transistor is namelijk een stroomversterker, waarbij een grote stroom gestuurd wordt door een kleine stroom. Een FET is, zoals we hebben gezien, een ding waarin een stroom wordt gestuurd door een spanning. Door via een weerstand die stroom weer om te zetten in een spanning werd dan een spanningsversterker verkregen.

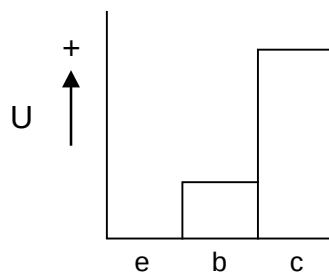


Figuur 9.2-1 Opbouw van een transistor. e emitteraansluiting, b basisaansluiting, c collectoraansluiting

De opbouw van een transistor

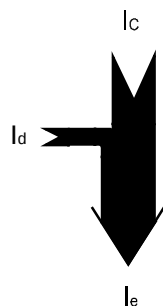
Een transistor kan zijn opgebouwd als aangegeven in figuur 9.2-1. Een klein N-gebied ligt ingebed in een P-gebied, dat op zijn beurt weer in een groter N-gebied ligt ingebed. Totzover is er enige gelijkenis met een P-kanaal FET. De beide N-gebieden zijn echter niet met elkaar verbonden, zodat er sprake is van twee PN-overgangen. Die van het kleine N-gebied naar het P-gebied geleidt, die van het P-gebied naar het grote N-gebied staat gesperd. Vanuit het kleine N-gebied passeren elektronen de grens met het P-gebied. Het kleine N-gebied heet de emitter, omdat het ladingdragers emitteert (uitzendt) in het P-gebied, dat de basis wordt genoemd. De elektronen die in de basis terecht zijn gekomen, zullen met een gat recombineren, zodra ze er een tegenkomen. Omdat het grote N-gebied een relatief hoge positieve spanning heeft (de tweede PN-overgang staat immers gesperd), worden de elektronen in de basis naar die grenslaag toe getrokken en als ze niet voortijdig een gat tegenkomen, zullen ze de grenslaag zonder problemen passeren. Het grote N-gebied verzamelt dus de niet-gerecombineerde elektronen en heet om die reden collector, wat verzamelaar betekent. We zien hier het merkwaardige verschijnsel, dat ladingdragers een gesperde grenslaag overschieten. Dit is het gevolg van het feit dat de basis van P-materiaal ondanks zijn samenstelling elektronen als ladingdragers bevat, die er zojuist vanuit de emitter in terecht zijn gekomen. Naarmate het gebied van de basis dunner is gemaakt, zal een groter deel van de elektronen uit de emitter op de collector

aankomen, omdat de kans op een ontmoeting met een gat en de daaruit voortkomende recombinatie dan kleiner is.



Figuur 9.2-2 Spanningsverdeling over een werkende transistor volgens figuur 9.2-1

De spanningverdeling over de transistor is ongeveer als aangegeven in figuur 9.2-2. Het spanningverschil tussen basis en emitter komt overeen met de spanning over een geleidende diode (de emitter-basisovergang is ook een diode!) van hetzelfde materiaal: bij Ge circa 0,2 V en bij Si circa 0,6 V. Er vloeit een stroom de collector in, een tweede stroom vloeit de basis in en de som van beide stromen vloeit de emitter uit (figuur 9.2-3). Dit is een regelrechte consequentie van de eerste Wet van Kirchhoff. Er blijkt een vrij vaste verhouding te bestaan tussen het deel van de emitterstroom dat via de basis binnenkomt en het deel dat via de collector vloeit. Als we de basisstroom veranderen, dan verandert de collectorstroom evenredig mee. Aangezien bij een ordentelijke transistor de collectorstroom vele malen groter is dan de basisstroom, sturen we zo een grote stroom met behulp van een kleine stroom.



Figuur 9.2-3 Stroom in een NPN-transistor: I_e emitterstroom, I_b basisstroom, I_c collectorstroom.

Hierop berust de werking van de transistor, die dus inderdaad een stroomversterker is, zoals aan het begin van dit hoofdstuk werd opgemerkt. De stroomversterking wordt vaak aangegeven met de Griekse letter β (spreek uit bèta). β Wordt als volgt gedefinieerd:

$$\beta = \frac{\text{collectorstroom}}{\text{basisstroom}}$$

Voor verschillende transistortypen kan de waarde van β uiteenlopen van 5 tot 1000. In transistorhandboeken wordt β vaak aangegeven met h_{fe} of h_{21} .

De oorsprong van deze symbolen ligt in de zogenaamde vierpool benadering van de transistor. Dat valt buiten het bestek van deze cursus. Een tweede karakteriserende transistorgrootte wordt aangegeven met de Griekse letter α (spreek uit *alfa*). Deze grootte wordt gedefinieerd als:

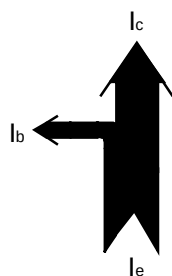
$$\alpha = \frac{\text{collectorstroom}}{\text{emitterstroom}}$$

Daar de collectorstroom altijd iets kleiner is dan de emitterstroom als gevolg van het feit dat er basisstroom vloeit, is α altijd (iets) kleiner dan 1. α wordt ook wel aangeduid met α_b of h_{fb} . Om de verwarring compleet te maken wordt β ook wel aangeduid met α_e . Tijdens de reis van de emitter via de basis naar de collector verdwijnt van de ladingdragers 1 op de $1+\beta$ in de basis. Dit is de basisstroom. Het verband tussen α en β wordt dan ook gegeven door:

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

Tot nu toe hebben we het steeds gehad over een transistor met een emitter en een collector van N-materiaal en een basis van P-materiaal, de zogenaamde NPN-transistor (NPN geeft de opeenvolging van halfgeleidermateriaal aan). Er zijn echter ook transistoren met een collector en emitter van P-materiaal en een basis van N-materiaal, de zogenaamde PNP-transistoren.

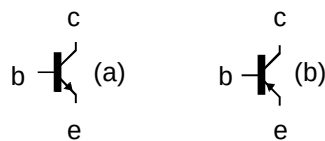
Een PNP-transistor werkt precies zo als een NPN-transistor, met dien verstande dat de rol van de elektronen in de NPN transistor wordt vervuld door gaten in de PNP-transistor (en omgekeerd). De spanningsverdeling over een PNP-transistor loopt dan ook net andersom als bij een NPN-transistor. Figuur 9.2-2 geldt ook hier, echter met dien verstande dat de '+' bij de verticale as moet worden vervangen door een '-'. De loop van de stroom bij een PNP-transistor is aangegeven in figuur 9.2-4.



Figuur 9.2-4 Stroom in een PNP-transistor. I_e emitterstroom, I_b basisstroom, I_c collectorstroom.

De schemasymbolen voor de NPN en PNP-transistoren staan resp. in figuur 9.2-5a en 9.2-5b. De pijl in de emitteraansluiting herinnert aan het diodekarakter van de emitter-basisovergang. Hij wijst dan ook net als bij de diode in de richting van het N-materiaal. De transistor wordt wel *bipolaire*

transistor genoemd, ter onderscheiding van de FET, die *unipolaire transistor* wordt genoemd.

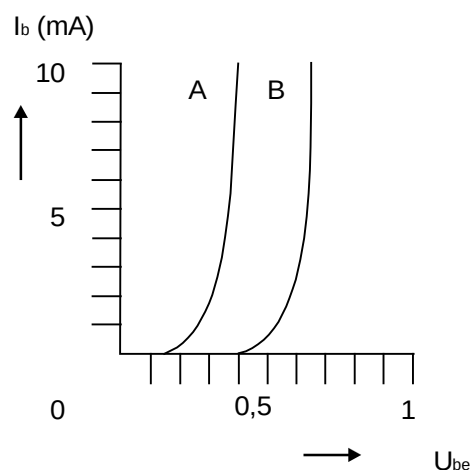


Figuur 9.2-5 Schemasymbool voor NPN-transistor (a) en PNP-transistor(b).

Deze naamgeving komt voort uit het feit dat in een FET de stroom slechts door een soort ladingdrager wordt verzorgd (elektronen bij een N-kanaal, gaten bij een P-kanaal) en dat er bij een PNP of NPN-transistor twee soorten, namelijk zowel gaten als elektronen aan te pas komen (in de basis spelen ze beide een rol). Het meest gebruikte halfgeleidermateriaal voor bipolaire transistoren is tegenwoordig Silicium (Si). Germaium (Ge) wordt in vrijwel niet meer gebruikt.

Transistorkarakteristieken

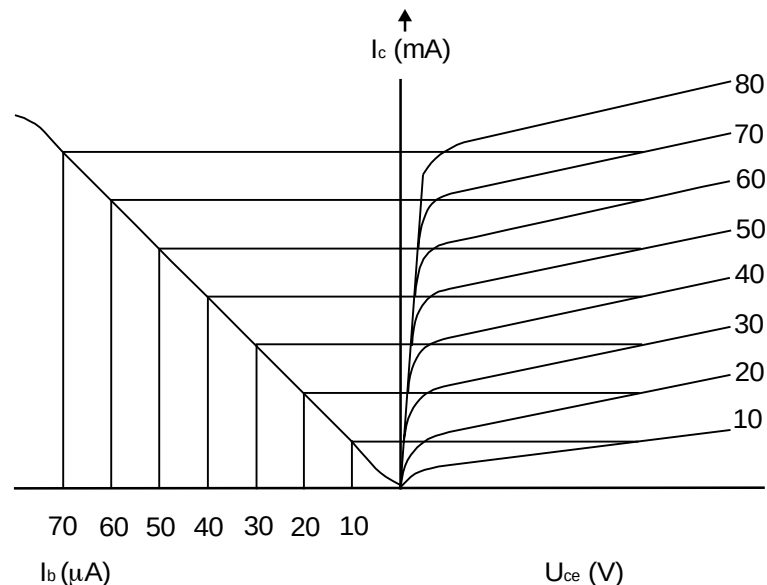
Het verband tussen basis-emitterspanning en basisstroom (uitgaande van een voldoende hoge collectorspanning) heeft een vorm als aangegeven in de grafiek van figuur 9.2-6. Curve a geldt voor een Ge-transistor, curve b voor een Si-transistor. De grafiek lijkt sprekend op die voor een enkele diode, zij het dat de stroom veel lager is. De bekende drempelspanning, waarboven pas stroom optreedt, is ook hier aanwezig: circa 0,2 V voor Ge en circa 0,6 V voor Si.



Figuur 9.2-6 I_b/U_{be} -karakteristiek voor NPN Ge-transistor (A) en NPN Si-transistor (B).

Strikt genomen geldt figuur 9.2-6 voor een NPN-transistor. In geval van een PNP-transistor wordt I_b op de vertikale as en U_b op de horizontale as van een '-' teken voorzien (waarom?). Een grafiek als figuur 9.2-6 kan ook worden gegeven voor het verband tussen basis-emitterspanning en collectorstroom. De stroom op de vertikale as wordt dan β maal zo groot, de vorm blijft ongeveer gelijk. Ongeveer, omdat β enigszins varieert met de grootte van de collectorstroom. Bij een PNP-transistor krijgt het symbool voor de

collectorstroom I_c evenals de U_{ce} weer een '–' teken, bij een NPN-transistor uiteraard niet. Een set karakteristieken als bij de FET kan ook worden gegeven (figuur 9.2-7). Op de linker horizontale as komt dan in plaats van de gate-source spanning U_{gs} de basisstroom I_b te staan, de drainstroom en -spanning worden vervangen door collector-stroom en -spanning (I_c en U_{ce}). U_{ce} wordt gemeten ten opzichte van de emitter. U_{ce} is dus het spanningsverschil tussen collector en emitter. Boven een zekere U_{ce} blijkt de collectorstroom weinig afhankelijk van die spanning, net als bij de FET, waar de drainstroom weinig afhankelijk is van de drainspanning U_{ds} , wanneer de laatste eenmaal boven een bepaald niveau ligt.



Figuur 9.2-7 I_c/I_b karakteristiek en I_c/U_{ce} karakteristieken voor een NPN-transistor

Dit komt door dat de stroom door de transistor grotendeels wordt bepaald door de situatie op de basis-emitter overgang. Ook hier hebben we weer voor elke basisgelijkstroom een I_c/U_{ce} curve. De afgebeelde grafiek geldt voor een NPN-transistor. Bij een PNP-transistor worden de grootheden bij de verschillende assen van een minteken voorzien. Als de basis-emitter overgang gesperd staat en er wel een spanningsverschil is tussen collector en emitter, vloeit er een kleine lekstroom. We zeggen dan dat de transistor gesperd is. Voor deze lekstroom geldt vrijwel hetzelfde als voor de lekstroom van een gesperde diode: hij is zeer klein, veel kleiner voor een Si- dan voor een Ge-transistor. Bij stijgende temperatuur wordt deze lekstroom snel groter.

Warmteontwikkeling bij transistoren

Als door een transistor een stroom vloeit bij een zeker spanningsverschil tussen collector en emitter, dan wordt in de transistor elektrische energie omgezet in warmte. Bij benadering geldt:

$$P = U_{ce} \cdot I_c$$

ofwel, de warmte-ontwikkeling in Watts is gelijk aan collectorstroom (in A) maal spanningsverschil tussen collector en emitter. Merk op dat hier de basisstroom is verwaarloosd; deze is echter van weinig belang omdat die stroom doorgaans veel kleiner is dan de collectorstroom en alleen maar het spanningsverschil tussen basis en emitter doorloopt (0,2 V bij Ge resp. 0,6 V bij Si). We hebben nog niet geleerd te berekenen hoe warm een transistor kan worden. Soms is het belangrijk dit te weten omdat een Ge-transistor (liefst ver) beneden 70° C en een Si-transistor beneden zo'n 150° C moet werken. Voor de berekening hebben we nodig:

- de omgevingstemperatuur
- de warmteweerstand van de transistor naar zijn omgeving

De warmteweerstand wordt uitgedrukt in °C/W of K/W (Kelvin per Watt, niet te verwarren met kW, kiloWatt). Wanneer de warmteweerstand bijv. 10° C/W is dan wordt de transistor bij 1 W warmteontwikkeling 10° C warmer dan zijn omgeving. Als de omgevingstemperatuur 25° C is, dan wordt de transistor dus 35° C. Bij kleinere transistoren kunnen we de warmteweerstand verkleinen met een koelvin (vooral als ze een goed warmtegeleidende metalen omhulling hebben). De koelvin vergroot het warmte-afgevend oppervlak. Transistoren voor groot vermogen worden meestal op een flinke koelplaat gemonteerd.

Zo'n plaat is:

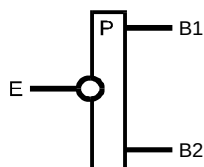
- goed warmtegeleidend
- doorgaans zwart (geeft betere warmte-uitstraling) en is voorzien van ribben die het oppervlak vergroten.

9.3 Enkele bijzondere halfgeleiderelementen

We behandelen:

- de uni-junction transistor
- de thyristor
- de triac

Omdat deze elementen in de praktijk van de zendamateur niet veel voorkomen is de behandeling vrij summier gehouden.



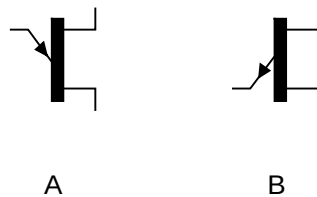
Figuur 9.3-1 Uni-junction transistor

De uni-junction transistor

Dit halfgeleider element wordt vaak aangeduid met de afkorting UJT. Een UJT bestaat uit een emitter en een basis. De basis heeft 2 aansluitingen, in

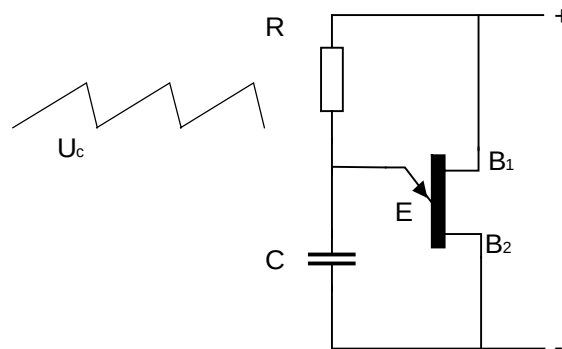
figuur 9.3-1 aangeduid met B_1 en B_2 . De emitter zit tussen B_1 en B_2 . De basis is van N- en de emitter van P-materiaal (er zijn ook UJT's met een P-basis en een N-emitter). De bijbehorende schemasymbolen staan in figuur 9.3-2.

We bekijken de schakeling volgens figuur 9.3-3. Tussen B_1 en B_2 wordt een spanning aangelegd. Door de basis vloeit daardoor een zekere stroom. De spanning in de basis ter hoogte van de emitter ligt tussen die op B_1 en B_2 . Zolang de emitterspanning niet meer dan 0,6 V daarboven komt, vloeit er geen stroom tussen basis en emitter.



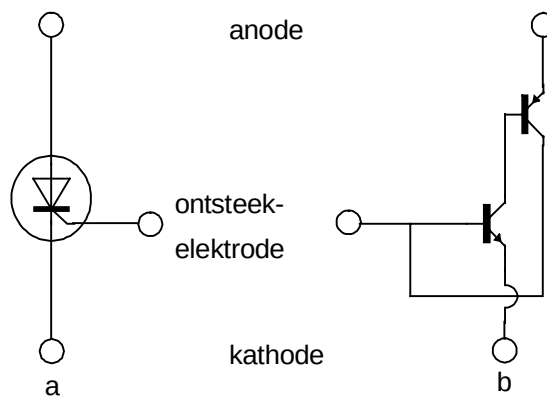
Figuur 9.3-2 Schemasymbool UJT

Komt de emitterspanning daar wel boven, dan zal in het N-materiaal van de basis een stroom gaten worden geïnjecteerd. Deze verplaatsen zich naar de negatieve pool, dus in dit geval B_2 . De weerstand tussen emitter en B_1 wordt door de aanwezigheid van de gaten kleiner, waardoor de spanning in de basis ter hoogte van de emitter minder positief wordt en de emitterstroom nog verder toeneemt.



Figuur 9.3-3 Zaagtand oscillator met een UJT

Dit proces gaat door totdat de emitterspanning zakt tot iets meer dan 0,6 V. De condensator C wordt op deze manier ontladen. Vervolgens wordt C via R weer opgeladen, totdat het beschreven proces opnieuw optreedt, enz. De schakeling produceert een golfvorm ongeveer in de vorm van een zaagtand. De frequentie hangt af van de waarden van R en C. Zaagtandspanningen worden in sommige meetschakelingen toegepast.



Figuur 9.3-4

De thyristor

Een thyristor kan worden voorgesteld als een combinatie van een NPN- en een PNP-transistor, verbonden volgens figuur 9.3-4b. Het schemasymbool met overeenkomstige aansluitingen staat in figuur 9.3-4a. Er is een anode, een kathode en een zogenaamde ontsteek-elektrode. Thyristors bestaan vrijwel altijd uit Si. Wanneer de ontsteek-elektrode op kathodespanning (of minder dan 0,6 V hoger) staat, loopt er (praktisch) geen stroom door de schakeling. Zodra de spanning op de elektrode hoger wordt, gaat er door de NPN-transistor stroom vloeien. De PNP-transistor krijgt dan basisstroom en wordt dus in geleiding gebracht. De collectorstroom van de PNP-transistor levert vervolgens weer (versterkte) basisstroom aan de NPN-transistor, enz. Eenmaal in geleiding gebracht, blijft de thyristor dus geleiden, ook al wordt de ontsteek-elektrode van alle spanning losgekoppeld. Opmerkelijk is, dat er bijna geen spanning over het totale halfgeleiderelement staat gedurende de geleidingsperiode. De stroom kan worden gestopt door de anodespanning op een spanning gelijk aan of lager dan de kathodespanning te brengen. Thyristors vinden toepassing in onder meer schakelingen die er voor dienen, andere schakelingen te vrijwaren voor te hoge spanning (overspanningsbeveiligingen), elektronische auto-ontstekingen en alarmsystemen. Thyristors worden ook wel aangeduid met de afkorting SCR (Silicon Controlled Rectifier).

De triac

Een triac bestaat uit twee tegen elkaar in geschakelde thyristors, met een gemeenschappelijke ontsteek-elektrode. Triacs worden gebruikt om wisselstroom te schakelen of te regelen. Ze worden bijvoorbeeld toegepast in lichtdimmers. Het schemasymbool staat in figuur 9.3-5. Het bespreken van schakelingen met triacs valt buiten het bestek van deze cursus.



Figuur 9.3-5 Schemasymbool van de Thyristor

9.4 Elektronenbuizen

Inleiding

Radiolampen, in vaktaal elektronenbuizen, zijn de oudste versterkende elementen in de radiotechniek. We behandelen deze als laatste, na de FET en de bipolaire transistor, omdat de buizen steeds meer door deze twee worden verdrongen. Dit heeft de volgende oorzaken:

- Door de afmetingen van buizen en de noodzakelijke warmteafvoer, zijn buisschakelingen (veel) omvangrijker dan gelijkwaardige schakelingen met halfgeleiders.
- Buizen hebben gloeistroom nodig, waardoor de buis kan werken. De gloeistroom draagt niet bij aan het eigenlijke versterkende proces. Daardoor ontstaat in buisschakelingen meer warmte dan in transistor-schakelingen. Dit kan koelproblemen geven en de eigenschappen van componenten (weerstand, spoelen, condensatoren) op ongewenste wijze beïnvloeden.
- Buizen slijten meer dan halfgeleiders, de emissie neemt af.
- Buizen werken meestal op erg hoge spanningen, doorgaans enkele honderden Volts.
- Buizen zijn kwetsbaarder (gloeidraad- of glasbreuk).

Niettemin worden buizen nog steeds toegepast, zij het op bescheiden schaal. Op het zendexamen wordt daarom kennis van buizen gevraagd.

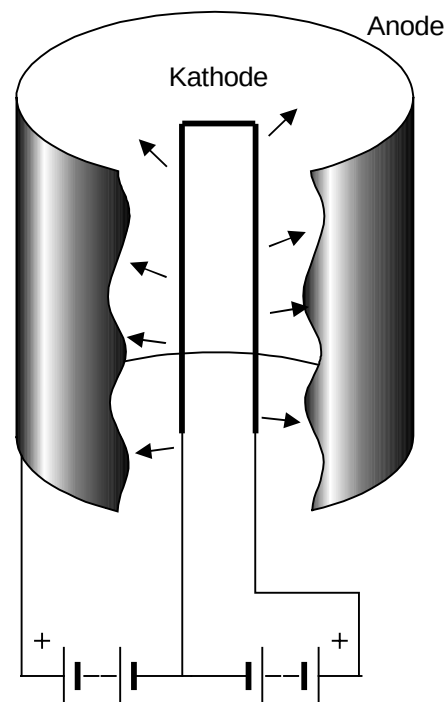
Basisprincipes

In een radiobuis verplaatsen elektronen zich in het luchtledige onder invloed van een spanningsverschil. Het vacuüm vormt een redelijk goede geleider voor vrije elektronen. Bij kamer-temperatuur komen die elektronen echter niet vanzelf vanuit een geleider (nodig om ze aan te voeren) in het luchtledige terecht. Een geleider houdt ze daarvoor te stevig vast. Bij hoge temperatuur, een paar honderd graden Celsius, raken de atomen zo sterk in trilling, dat er rond een geleider een elektronenwolk ontstaat. In een buis moet daarom een geleider heet worden gemaakt. Dat gebeurt door middel van een (in vacuüm geplaatste) gloeidraad. Deze kan tegelijkertijd de geleider zijn die elektronen uitzendt (emiteert). Het is ook mogelijk dat de gloeidraad een andere geleider verhit die de elektronen uitzendt. In het eerste geval spreken we van: direct verhitte buis, in het tweede geval van een indirect verhitte.

Het vertrekpunt van de elektronen heet *kathode*, net als het N-materiaal in een tweelaags halfgeleiderdiode. Ook daar is de kathode het vertrekpunt van elektronen. Evenals bij de halfgeleiderdiode is er ook in een buis een *anode*. Deze heeft ten opzichte van de kathode een positieve spanning. Daardoor trekt de anode de elektronen aan. Van de kathode naar de positieve anode vloeit dus een elektronenstroom. Een omgekeerde stroming (met negatieve anode en positieve kathode) is niet mogelijk, omdat de anode niet wordt verhit en daardoor geen elektronen kan uitzenden. Een buis met alleen een kathode en een anode werkt als diode. De opbouw van zo'n buis (met direct

verhitte kathode) is weergegeven in figuur 9.4-1. De anode is een metalen koker met in het midden de kathode.

Een hogere temperatuur van de kathode veroorzaakt een hogere anodestroom. Omdat gloeidraden van buizen het eenvoudigste met wisselstroom kunnen worden verhit (tenzij batterijvoeding wordt toegepast), zal er een zekere temperatuurschommeling in het ritme van de wisselstroom van de gloeidraad optreden. Daarmee ontstaat een zelfde schommeling in de stroom door de buis. In versterkerschakelingen kan dit tot uiting komen in een bromtoon van 100 Hz (waarom niet 50 Hz?), die uiteraard ongewenst is.



Figuur 9.4-1 Het inwendige van een buis met anode en direct verhitte kathode.

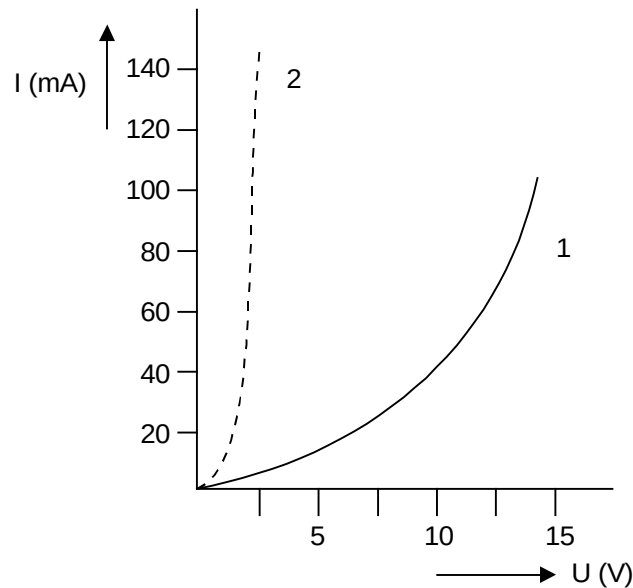
De temperatuur van de kathode moet in de meeste gevallen constant blijven of mag hoogstens heel langzaam variëren. Dit is een van de redenen om de al eerder genoemde indirect verhitte kathode toe te passen. De gloeidraad zit gemonteerd in een metalen kokertje, dat een veel grotere massa heeft dan het dunne gloeidraadje. Daardoor behoudt dit een gelijkmatige temperatuur. Veelal is het buisje aan de buitenzijde bedekt met een speciale stof, die elektronen gemakkelijker emitteert dan het metaal van het buisje zelf. De indirecte verhitte kathode is de oorzaak, dat een ontvanger die met buizen is uitgerust, pas enige tijd na het inschakelen geluid gaat geven. De kathoden van de buizen moeten eerst voldoende worden opgewarmd.

Dioden

Een buis met slechts een anode en kathode noemen we een diode. Ter onderscheiding van het gelijknamige halfgeleidende element spreken we bij buisdioden van vacuümdioden. Ook een vacuümdiode kan dienst doen als

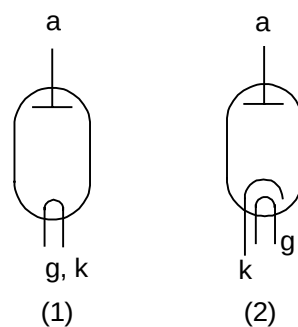
gelijkrichter, omdat de stroom er maar in één richting doorheen kan. De doorlaatkarakteristiek van een vacuümdiode ziet er echter wat anders uit dan die van een halfgeleiderdiode. De verschillen zijn:

- De anodestroom bij de vacuümdiode vloeit reeds bij een anodespanning van 0 (nul) volt, terwijl een halfgeleiderdiode een zekere voorwaartse spanning moet hebben, voordat geleiding optreedt.
- Bij toenemende spanning loopt bij de vacuümdiode de stroom minder snel op dan bij de halfgeleiderdiode (zie figuur 9.4-2).



Figuur 9.4-2 Doorlaatkarakteristiek vacuümdiode (1) en halfgeleiderdiode (2)

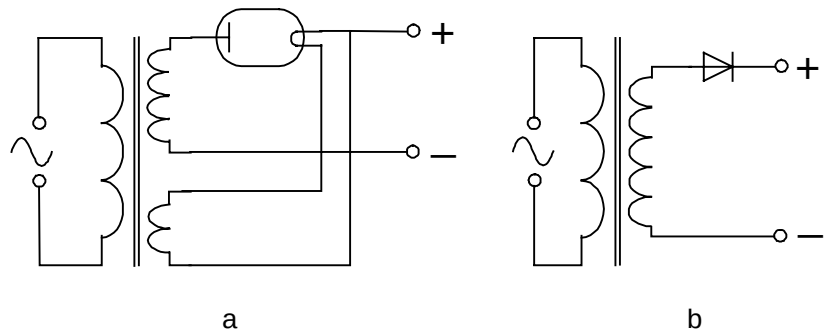
Het schemasymbool voor de vacuümdiode staat in figuur 9.4-3. Een gelijkrichtschakeling met een vacuümdiode staat in figuur 9.4-4a, een vergelijkbare schakeling met een halfgeleiderdiode in figuur 9.4-4b.



Figuur 9.4-3 Schemasymbool voor vacuümdiode; direct (1) en indirect verhit (2) a = anode, g = gloeidraad, k = kathode.

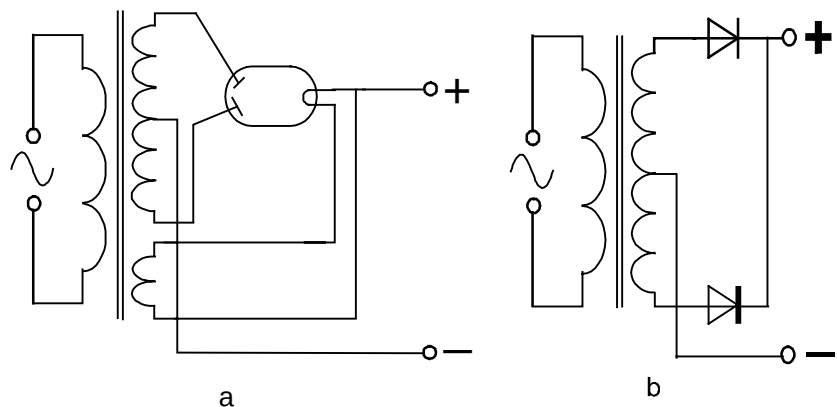
Merk op dat de buis in 9.4-4a een direct verhitte kathode heeft. Dat kan in dit geval, omdat de gelijk te richten spanning dezelfde frequentie en bij benadering dezelfde fase heeft als de gloeistroom (ze worden immers via een trafo uit hetzelfde lichtnet betrokken). Bovendien wordt de vacuümdiode nog gevolgd door een afvlakfilter, zodat een eventuele

stroomvariatie als gevolg van temperatuurschommelingen van de kathode van geen belang is.



Figuur 9.4-4 Enkelfase gelijkrichter met vacuümdiode (a) en halfgeleiderdiode (b).

Dubbelfasige gelijkrichting wordt meestal bereikt door middel van een buis met dubbele anode in plaats van twee aparte buizen. Een schema voor zo'n schakeling staat in figuur 9.4-5a, een vergelijkbare schakeling met halfgeleiderdioden in figuur 9.4-5b.



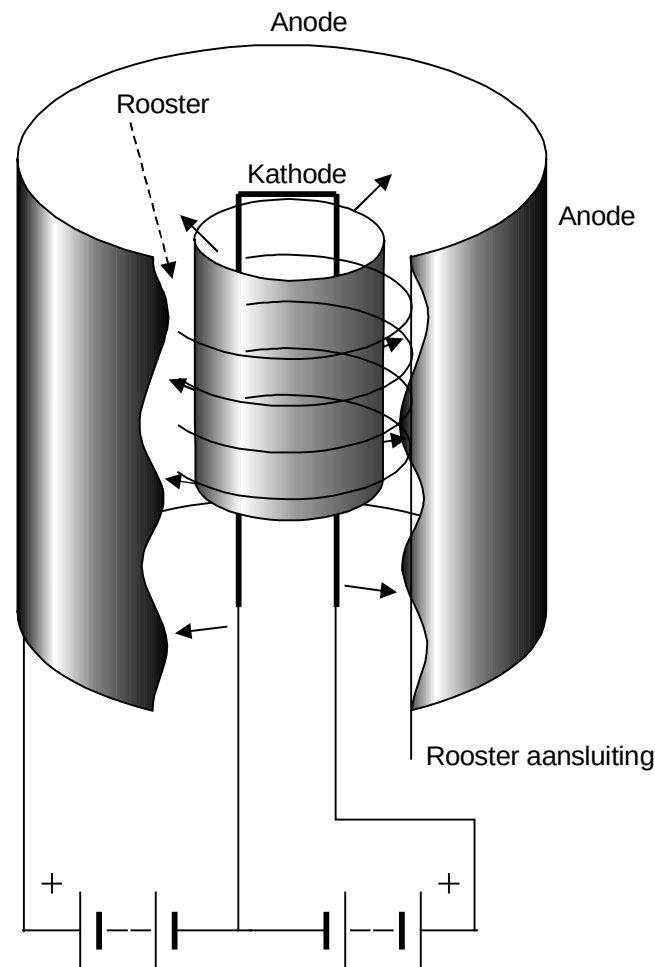
Figuur 9.4-5 Dubbelfase gelijkrichter met vacuümdiode (a) en met halfgeleiderdiode (b)

Het is dezelfde schakeling als in figuur 8.3-2. Een afvlakschakeling die veel wordt gebruikt staat in figuur 8.3-5. Het is een zg. condensator-ingangsfiler omdat de eerste afvlakkende component een condensator is. Een smoorspoel-ingangsfiler wordt ook wel gebruikt; in dat geval gaat vaak een smoorspoel vooraf aan de schakeling van figuur 8.3-5. Het komt echter ook voor dat de eerste afvlakcondensator (C_1 in figuur 8.3-5) ontbreekt. In dat geval wordt de afvlakkende werking minder en de uitgangsspanning lager. Wel wordt de spanningsregulatie wat beter.

Trioden

Het is mogelijk om de stroom door een buis te beïnvloeden door middel van een derde elektrode, die tussen kathode en anode wordt geplaatst. Zo'n elektrode moet natuurlijk elektronen kunnen doorlaten, anders is er geen anodestroom meer. Een dergelijke elektrode bestaat meestal uit een spiraal

van dunne geleidende draad met betrekkelijk veel ruimte tussen de windingen (zie figuur 9.4-6), zodat de elektronen daar gemakkelijk tussendoor kunnen. Zo'n elektrode noemen we het *rooster*.

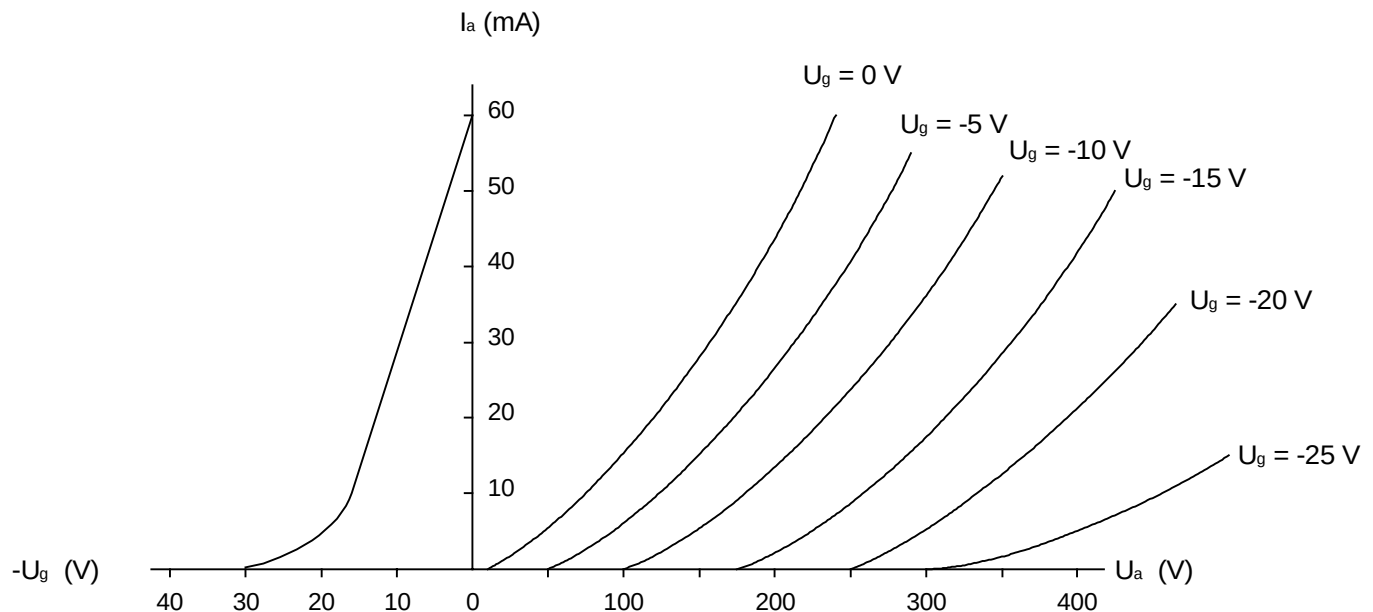


Figuur 9.4-6 Het inwendige van een triode met indirecte verhitting.

Als we op dat rooster een negatieve spanning aanbrengen, wordt de stroom afgeremd, doordat de elektronen teruggeduwd worden naar de kathode. Omgekeerd wordt de stroom groter bij een positieve roosterspanning. Wel belandt in het laatste geval een deel van de elektronen op het rooster, waardoor er een zekere roosterstroom gaat vloeien. Het rooster gaat dan dus als een soort tweede anode fungeren. Een rooster dat bedoeld is om de stroom door de buis te beïnvloeden heet, heel toepasselijk, *stuurrooster*. Een buis met kathode, stuurrooster en anode heet een *triode* wat eigenlijk 'drieweg' betekent. Het stuurrooster is op korte afstand van de kathode gewikkeld, de anode bevindt zich op veel grotere afstand. De invloed van de roosterspanning op de anodestroom is daardoor veel groter dan de invloed van de anodespanning.

Niettemin is de invloed van de anodespanning op de anodestroom bij een triode minder verwaarloosbaar dan bijv. de invloed van de drainspanning op de drainstroom bij een FET. Overigens is het gedrag van beide zeer

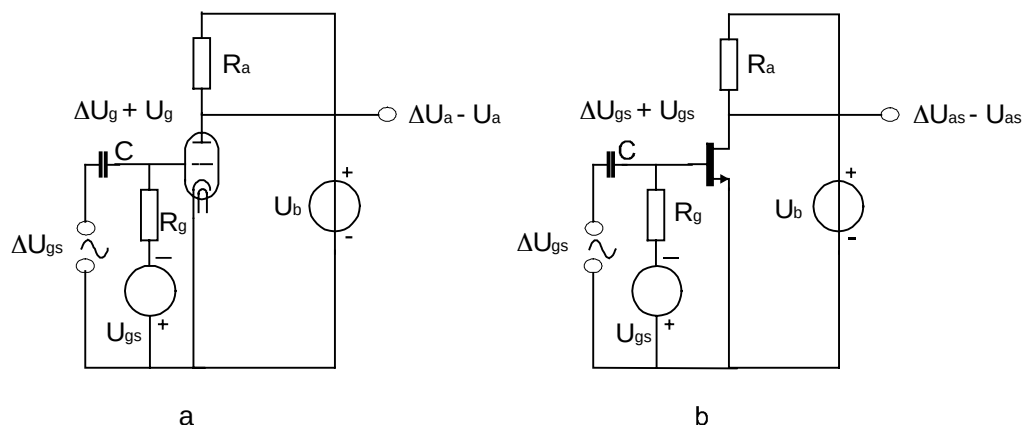
vergelijkbaar; zozeer zelfs, dat de FET in zijn begintijd (toen de trioden al tientallen jaren bestonden) wel eens vaste stof triode werd genoemd. De kathode bij de triode komt overeen met de source bij de FET, het stuurrooster met de gate, de anode met de drain en de luchtledige ruimte met het kanaal (zie hoofdstuk over FET's). Zoals bij een positieve roosterspanning roosterstroom gaat vloeien, gaat bij een (N-kanaal) FET bij een positieve gatespanning gatestroom vloeien, althans als de spanning voldoende hoog is om de gate-kanaal-diode in geleiding te brengen.



Figuur 9.4-7 Triode-karakteristieken

De triode werkt op een hogere spanning dan de FET. De voedingsspanning ligt grofweg 20 maal zo hoog. Er bestaat geen gaten-triode, terwijl er wel een P-kanaal FET bestaat. Evenals voor de FET bestaan ook voor de triode karakteristieken (figuur 9.4-7). Het spanningsverschil tussen rooster en kathode wordt aangeduid met het symbool U_g (doorgaans eigenlijk foutief roosterspanning genoemd) en komt overeen met de U_{gs} van de FET. De index g bij de U_g van de buis heeft niets met het woord gate te maken maar met grid, het Engelse woord voor rooster. Het spanningsverschil tussen anode en kathode (meestal ook weer eigenlijk foutief anodespanning genoemd) heeft het symbool U_a en de anodestroom wordt aangeduid met I_a . Ze zijn vergelijkbaar met resp. U_{ds} en I_d bij de FET.

Ook bij de triode spreken we over steilheid als we het verband tussen U_g en I_a bedoelen. Net als bij de FET wordt deze uitgedrukt in mA/V. Uit de linkergrafiek van figuur 9.4-7 blijkt dat ook de triode een afknijppunt heeft: de roosterspanning waarbij juist geen anodestroom vloeit. De steilheidskarakteristiek loopt bij een triode meestal wat rechter dan bij een FET en benadert de rechte lijn vaak beter over een wat langer roosterspannings traject. Trioden kunnen daardoor vaak grotere signalen met minder vervorming verwerken dan FET's.



Figuur 9.4-8 Versterker met triode (a) en n-kanaal-fet (b) ΔU_a , resp. ΔU_{ds} zijn voorzien van een minteken omdat ze tegengesteld zijn aan ΔU_g , resp. ΔU_{gs} .

De U_a/I_a karakteristiek van de triode ziet er duidelijk anders uit dan de U_{ds}/I_s karakteristiek van de FET. De lijnen (voor elke U_g één) lopen langzaam op met stijgende anodespanning, zonder op een of ander punt naar een vrijwel horizontaal verloop over te gaan (vergelijk figuur 9.1-6, in het hoofdstuk over FET's). Omdat de anodespanning een aanmerkelijke invloed heeft op de anodestroom, geldt de in figuur 9.4-7 getekende steilheidsgrafiek (beter is stuurkarakteristiek) slechts voor een bepaalde anodespanning. Daarom wordt bij een triode voor de steilheidsgrafiek ook meestal niet volstaan met één curve, maar wordt een aantal (een voor elke U_a) gegeven. Terwille van de eenvoud is in figuur 9.4-7 volstaan met één curve. Bij die curve moet eigenlijk de bijbehorende anodespanning worden opgegeven.

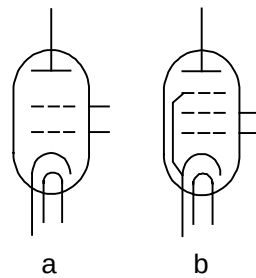
Het zal na het voorgaande weinig verbazing wekken dat een versterker met een triode weinig anders in elkaar zit dan een met een FET. Ook een triode is een omzetter van spanning naar stroom en de stroom moet via een weerstand weer worden omgezet in een spanning om de volgende buis aan te sturen. Figuur 9.4-8 geeft een schema van een basisschakeling voor een triodeversterker en een gelijkwaardige FET-versterker. Merk op dat de triode indirect verhit is en dat de gloeidraadleiding niet in het schema staat. Deze wordt terwille van de overzichtelijkheid in schema's meestal weggelaten omdat voeding van de gloeidraad vanzelfsprekend is.

9.5 Meerroosterbuizen

Tetroden en penthoden

Tetroden zijn buizen met een tweede rooster. Dit rooster bevindt zich tussen stuurrooster en anode. Het wordt op een constante positieve spanning gehouden. Daardoor trekt het een zekere stroom. Het vormt een capacitieve afscherming tussen anode en stuurrooster en vermindert daardoor de effectieve capaciteit tussen anode en stuurrooster. Dit is van belang in HF-schakelingen (zie hoofdstuk over neutrodynisatie). Het tweede rooster staat

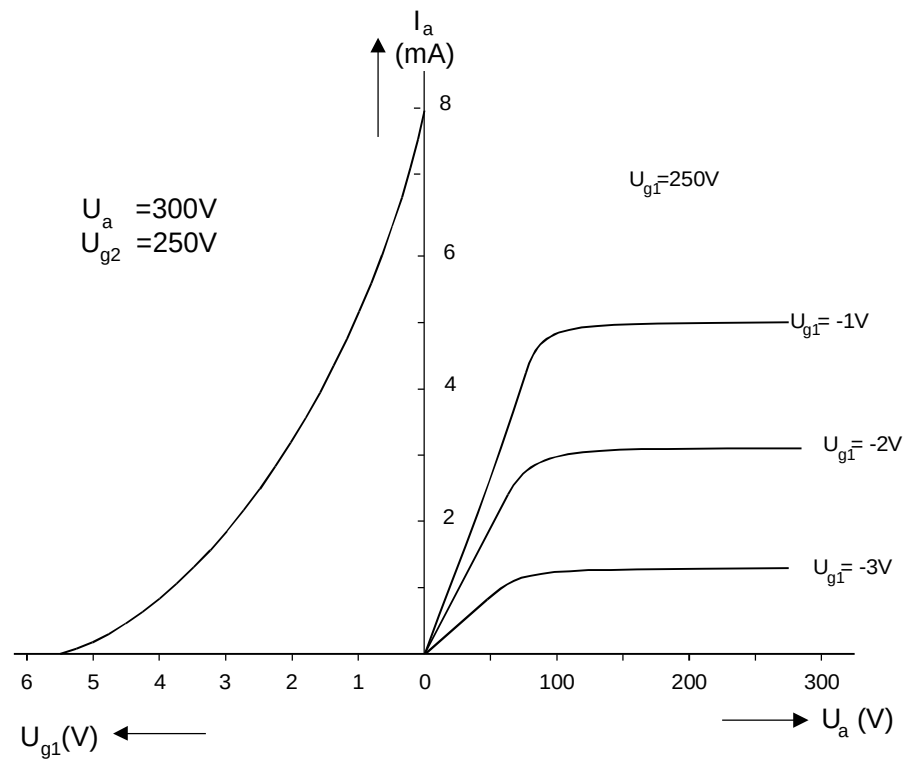
bekend onder de naam *schermrooster*. Een ander belangrijk gevolg van de aanwezigheid van een op constante spanning gehouden schermrooster is, dat de invloed van de anodespanning op de anodestroom erg klein wordt. Dit komt, doordat het elektrisch veld van de anode nauwelijks nog kan doordringen in het gebied van de kathode, omdat het wordt afgeschermd door het tweede rooster. De I_a/U_a karakteristieken van een tetrode lijken dan ook sterk op de I_d/U_{ds} karakteristieken van de FET. Er is een FET-tetrode in de vorm van de dual-gate MOSFET (zie het hoofdstuk over FET's). De functie van de tweede gate is echter beperkt tot het terugbrengen van de effectieve capaciteit tussen drain en stuur-gate.



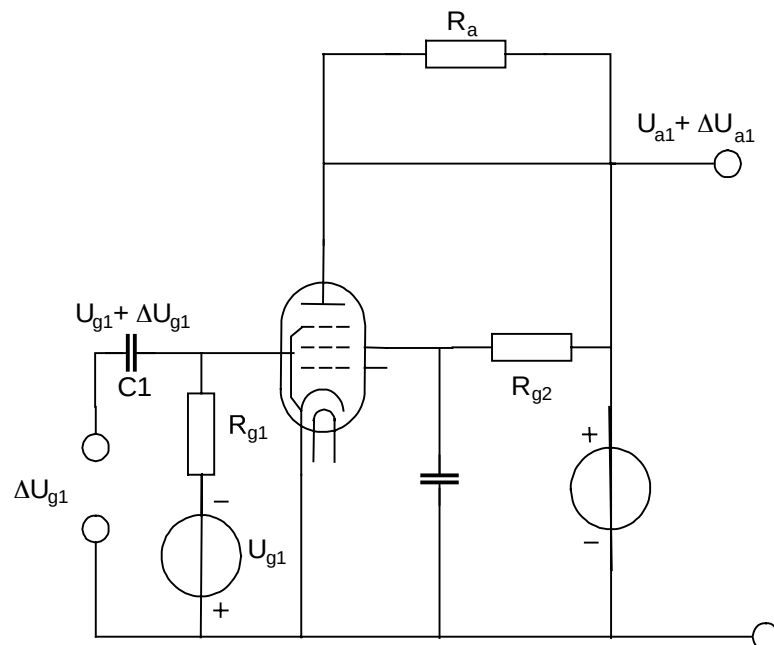
Figuur 9.4-9 schemasymbolen voor een tetrode (a) en penthode (b).

De tetrode kan als gevolg van de geringe invloed op de anodestroom van de anodespanning een grotere signaalversterking leveren dan de triode. Het waarom is eerder beschreven in het hoofdstuk over FET's. Desondanks is de tetrode een weinig toegepast versterkend element. De oorzaak ligt in het volgende. Doordat zowel anode als schermrooster positief zijn, krijgen de elektronen in een tetrode een zeer hoge snelheid. Als de snelheid voldoende hoog is, stoten de elektronen bij aankomst op de anode andere elektronen daaruit los, die dan de buis inschieten (uiteindelijk komen ze op hetzij het schermrooster, hetzij de anode terecht). Dit proces is te vergelijken met een waterdruppel die, als hij in het water valt, andere druppeltjes even uit het water vrij maakt. Men noemt dit verschijnsel secundaire emissie omdat de anode onder invloed van de botsende elektronen zelf elektronen emitteert.

Bij trioden treedt geen secundaire emissie op, omdat er geen positief rooster is dat secundaire elektronen aantrekt. Bij secundaire emissie vanaf de anode daalt de anodestroom en stijgt de schermroosterstroom. Beide zijn ongewenst: het schermrooster dat uit zeer dun draad bestaat kan te heet worden en de daling van de anodestroom (bij stijgende anodespanning) geeft vervorming van het signaal en kans op oscillatie (de buis vertoont het gedrag van een negatieve weerstand). Voor het euvel van secundaire emissie heeft men een doeltreffende oplossing gevonden in de vorm van een derde rooster dat tussen schermrooster en anode wordt geplaatst. Dit rooster wordt verbonden met de kathode (meestal in de buis). Het remt de elektronen, vlak voor hun landing op de anode, enigszins af. Als er toch secundaire emissie optreedt, worden de vrijkomende elektronen in de ruimte tussen anode en schermrooster onmiddellijk gedwongen naar de anode terug te gaan.

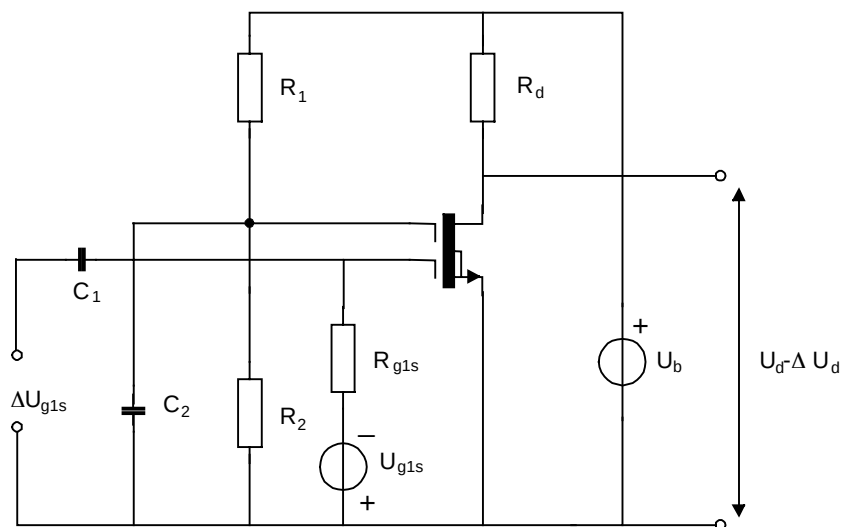


Figuur 9.4-10. Karakteristieken van een penthode, geldend bij een schermroosterspanning (U_{g2}) van 250 V. De stuurroosterspanning is aangegeven met U_{g1} .



Figuur 9.4-11a. Versterkerschakeling met penthode. De combinatie R_{g2} en C_2 dient voor het constant houden van de schermroosterspanning U_{g2} . C_2 dempt schommelingen van U_{g2} als gevolg van kortstondige veranderingen in I_{g2} .

De veel grotere invloed van het derde rooster op de secundaire elektronen dan op de primaire (die rechtstreeks van de kathode komen) is een gevolg van de veel lagere snelheid van die secundaire elektronen. Het derde rooster heet op grond van zijn functie rem- of vangrooster. Een buis met drie roosters heet penthode. Penthoden worden in buisschakelingen wel veel toegepast. De schemasymbolen voor tetrode en penthode vinden we in figuur 9.4-9. Een grafiek met buiskarakteristieken staat in figuur 9.4-10. Vergelijk deze figuur eens met de karakteristieken van de triode en met die van de N-kanaal FET. Een versterkerschakeling met een penthode, analoog aan die met een triode van figuur 9.4-8a, is weergegeven in figuur 9.4-11a; een vergelijkbare schakeling met een dual-gate MOSFET in figuur 9.4-11b.



Figuur 9.4-11b. Versterkerschakeling met dual-gate mosfet. De combinatie R_1 en R_2 stelt de spanning op de tweede gate in. C_2 dient voor het constant houden van deze spanning. De schakeling werkt verder als die met de penthode.

Bij het onderzoek naar verbetering van de tetrode zijn ook nog enkele typen geproduceerd, waarbij de elektronenstroom in een bundel naar de anode wordt gestuurd. Daarmee wordt een grote (negatieve) ruimtelading ter plaatse van de anode verkregen. Hiermede wordt de secundaire emissie gedwongen naar de anode terug te gaan. De Engelse benaming: beam power tetrode (beam is bundel), waarvan de QQE 06/40 en de oudere 6V6 typen voorbeelden zijn.

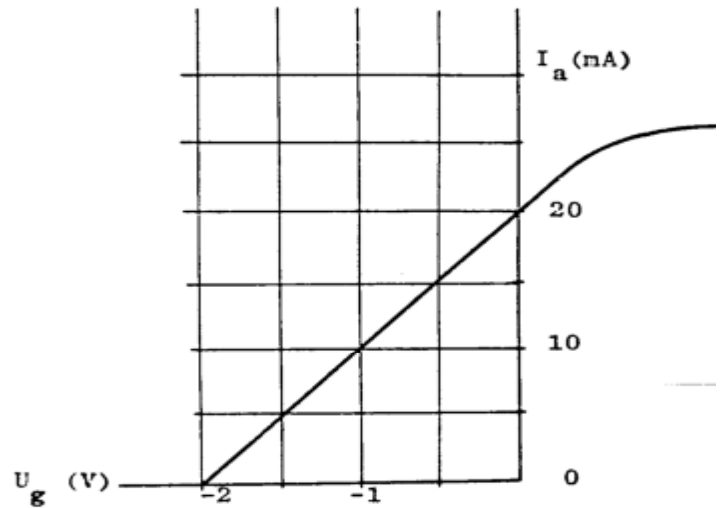
9.6 Vragen

Vraag 1

Van een pentode, ingesteld in klasse A, is het verband tussen I_a en U_g gegeven bij een anodeweerstand van 5000 Ohm.

De spanningsversterking is:

- A. 10 maal
- B. 20 maal
- C. 50 maal
- D. 100 maal

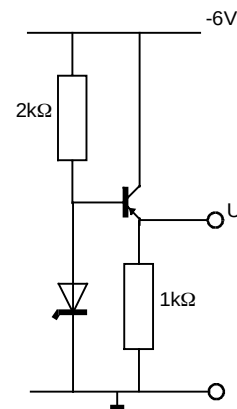


Vraag 2

Voor de transistor geldt: $U_{BE} = -0,5$ volt. De zenerspanning is 2 volt.

De spanning U is:

- A. 0 V
- B. $-1,5$ V
- C. $-2,5$ V
- D. -6 V



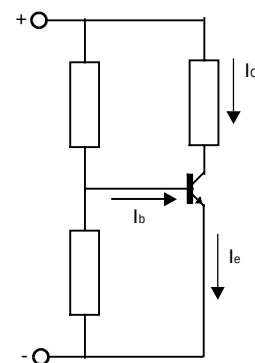
Vraag 3

I_b is 20 mA

I_e is 18 mA

De collectorstroom I_c is:

- A. 17,8 mA
- B. 18 mA
- C. 18,2 mA
- D. 20 mA

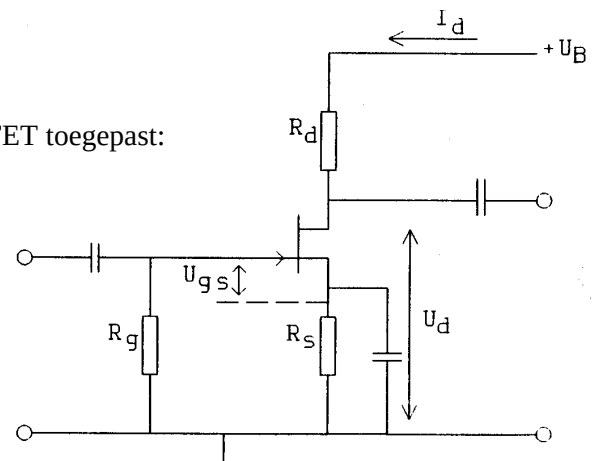


Vraag 4

In de versterkertrap is een FET toegepast:

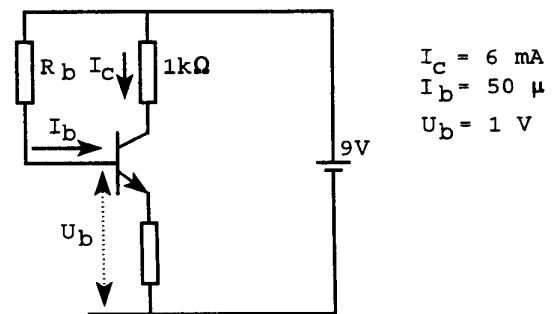
De waarde van R_s is:

- A. $R_s = U_d : I_d$
- B.
- C. $R_s = U_B : I_d$
- D. $R_s = U_{gs} : I_d$
- E. $R_s = U_{gs} - U_d : I_d$

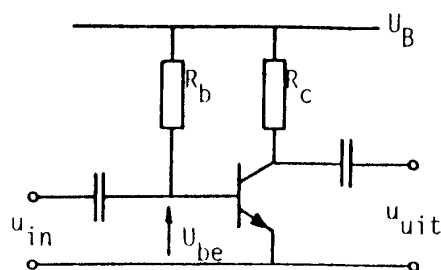
**Vraag 5**

De waarde van R_b is:

- A. 60 K Ohm
- B. 120 K Ohm
- C. 160 K Ohm
- D. 180 K Ohm

**Vraag 6**

In de figuur is het schema van een versterkerschakeling met een transistor weergegeven. De transistor is ideaal verondersteld.



Gegeven is: $U_B = 20 \text{ V}$
 $R_C = 1 \text{ k}\Omega$
 $I_b = 200 \text{ } \mu\text{A}$
 $\beta = 49$
 $U_{be} = 0,2 \text{ V}$
 $I_{co} = 0 \text{ } \mu\text{A}$

De spanning over R_c is gelijk aan:

- A. 0,2 V
- B. 9,8 V
- C. 19,8 V
- D. 20 V

