

6 PN-juncties

6.1 Atoomstructuur van halfgeleiders

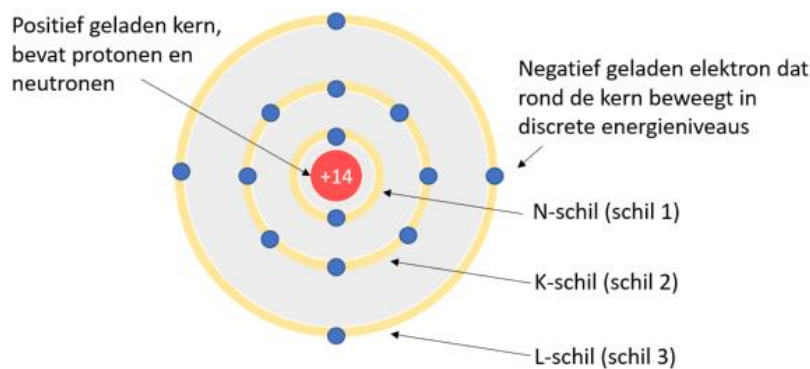
Elektronische componenten zoals dioden, transistoren en JFET's zijn gemaakt van halfgeleidermateriaal. Dit hoofdstuk handelt over het basisprincipe hoe halfgeleiders werken.

Wat is belangrijk?

- Je omschrijft de atoomstructuur van halfgeleiders
- Je omschrijft hoe silicium- en germaniumatomen kristallen vormen.
- Je maakt een vergelijking tussen de energieniveaus in een geleider, halfgeleider en isolator.
- Je verklaart hoe een elektronenstroom ontstaat in een intrinsiek halfgeleiderkristal.
- Je verklaart hoe een gatenstroom ontstaat in een intrinsiek halfgeleiderkristal.

6.1.1 Elektronenschillen en banen

De elektrische eigenschappen van een materiaal kunnen verklaard worden aan de hand van hun atoomstructuur. Figuur 6-1 toont een siliciumatoom volgens het Bohr-model.

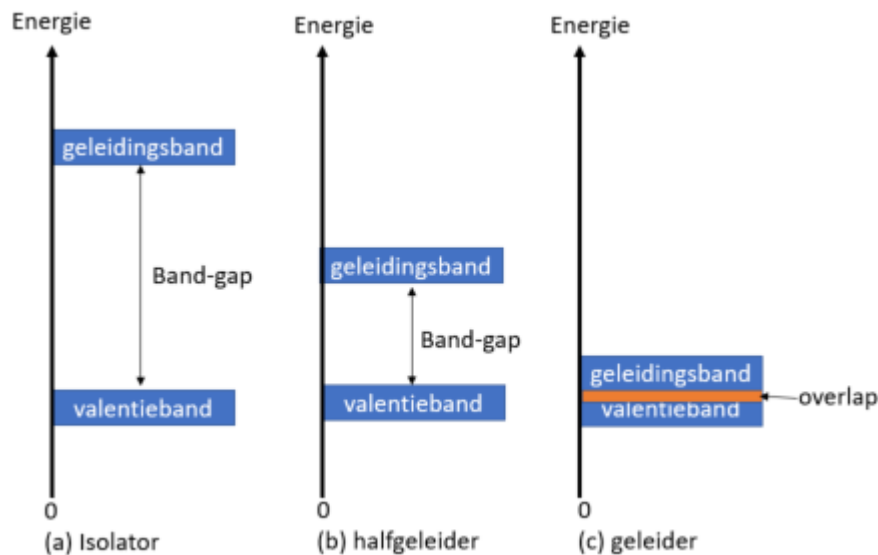


Figuur 6-1 : neutraal Si-atoom met 14 elektronen en protonen

Een atoom bestaat uit een kern welke positieve ladingen (protonen) en ongeladen deeltjes (neutronen) bevat. De elektronen die in een baan rond de kern bewegen zijn negatief geladen. Vanuit de kwantummechanica weet men dat elektronen in feite een soort van “materiegolven” zijn. Dit betekent dat een elektron zich in bepaalde omstandigheden gedraagt als een golf en in andere omstandigheden als massa. De afstand tot de kern bepaalt de hoeveelheid energie dat een elektron bezit. Hoe dichter een elektron zich bij de kern bevindt, hoe kleiner zijn hoeveelheid energie. Elektronen bewegen zich in bepaalde gebieden rondom de kern. Deze gebieden worden schillen genoemd. De schillen worden genoemd vanaf de letter *N*. De *N*-schil is de schil die zich het dichtst bij de kern bevindt. Zie hiervoor ook figuur 6-1. Schillen kunnen ook genoemd worden met een nummer. In dat geval is de schil met nummer 1 de schil die zich het dichtst bij de kern bevindt. Iedere schil kan maar een bepaald maximum elektronen bevatten. Het verschil in energieniveaus binnen een schil is veel kleiner dan het verschil in energieniveaus tussen twee schillen. Een energieniveau is een bepaalde baan rondom een atoom waarin een elektron zich kan bewegen. In één energieniveau kunnen zich maximaal twee elektronen bevinden. De hoeveelheid energie dat een elektron op een bepaald moment bezit, komt overeen met het energieniveau waarin het zich bevindt.

6.1.2 Metaalbindingen

Metalen zijn vaak vaste stoffen bij kamertemperatuur. De kern van een metaalatom en de binnenste elektronen nemen vaste posities in. Valentie-elektronen bevinden zich in de buitenste schil die valentieband wordt genoemd. Deze elektronen zijn “losjes” en kunnen zich vrij gemakkelijk losmaken van hun atomen waardoor ze tussen de metaalionen door kunnen bewegen in een band die de geleidingsband of conductieband wordt genoemd. Deze vrije elektronen zorgen voor een stroom van negatieve ladingen binnen de structuur waardoor de positief geladen ionen bij elkaar worden gehouden. Men noemt dit metaalbinding.



Figuur 6-2 : verschil geleider, halfgeleider en isolator op energieniveau

Bij metalen overlappen de valentieband en de geleidingsband elkaar (Figuur 6-2 (c)). De elektronen kunnen heel gemakkelijk van de valentieband overvloeien naar de geleidingsband en omgekeerd. De beweging van elektronen van- en naar de geleidingsband veroorzaakt een bepaalde glans bij metalen.

6.1.3 Covalente bindingen

Atomen in kristalstructuren blijven bij elkaar door de vorming van sterke covalente bindingen. Een covalente binding bestaat uit twee elektronen die om elkaar draaien. Dit om elkaar draaien wordt “spinnen” genoemd. De twee elektronen die samen een covalente binding aangaan zijn afkomstig van twee verschillende atomen en worden gedeeld door deze atomen. Koolstof (C) bijvoorbeeld heeft vier valentie-elektronen op zijn buitenste schil en kan hiermee vier covalente bindingen aangaan met vier andere koolstofatomen. Op die wijze bekomt het koolstofatoom acht elektronen op zijn buitenste schil, wat een toestand van chemische stabiliteit oplevert. De gedeelde elektronen zijn niet mobiel. Ieder gedeeld elektron in de binding hoort bij de covalente binding tussen de atomen van het kristal. Om de covalente binding te bekomen ontstaat er een grotere band-gap (ook energiegap genoemd) tussen de valentieband en de geleidingsband.

Kristalstructuren zoals diamant zijn isolatoren (niet geleiders) voor elektriciteit. Een band-gap is een ruimte waarin zich geen elektron in stabiele toestand kan bevinden. Heeft het elektron onvoldoende energie om de geleidingsband te bereiken, zal het terugvallen in de valentieband. Voor een isolator heb je veel energie nodig om een elektron vanuit de valentieband te laten overgaan naar de geleidingsband.

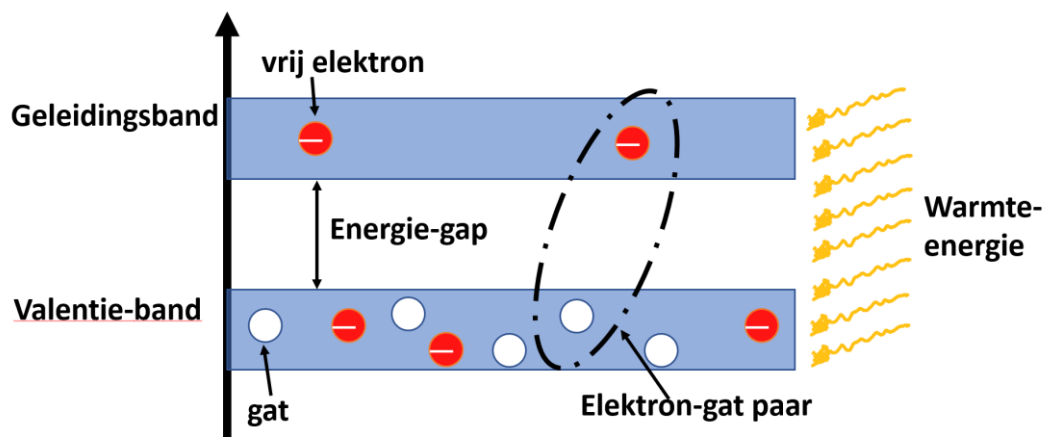
Elektronische componenten worden meestal uit materiaal gemaakt dat men halfgeleiders noemt. Als basis wordt veelal silicium gebruikt. Naast silicium wordt soms ook germanium gebruikt als basisstof.

Bij kamertemperatuur is silicium een vaste stof met een covalente kristalstructuur. Dit houdt in dat één siliciumatoom covalente bindingen vormt met vier andere siliciumatomen. De structuur is vergelijkbaar met deze van diamant maar niet zo stevig.

Wat is nu het belangrijkste verschil tussen een isolator en een halfgeleider? Dit verschil zit hem vooral in de tussenruimte (bandgap) die de geleidingsband scheidt van de valentieband. Bij halfgeleiders is deze lege ruimte relatief klein. Door toevoeging van thermische energie (warmte) kunnen elektronen gemakkelijk de geleidingsband bereiken. Bij het absolute nulpunt (-273 K) bevinden alle elektronen zich in de valentieband. Bij kamertemperatuur hebben vele elektronen voldoende energie om over te vloeien naar de geleidingsband. Eens de elektronen zich in de geleidingsband bevinden, worden het vrije elektronen en zijn ze niet langer aan een atoom van het kristal verbonden.

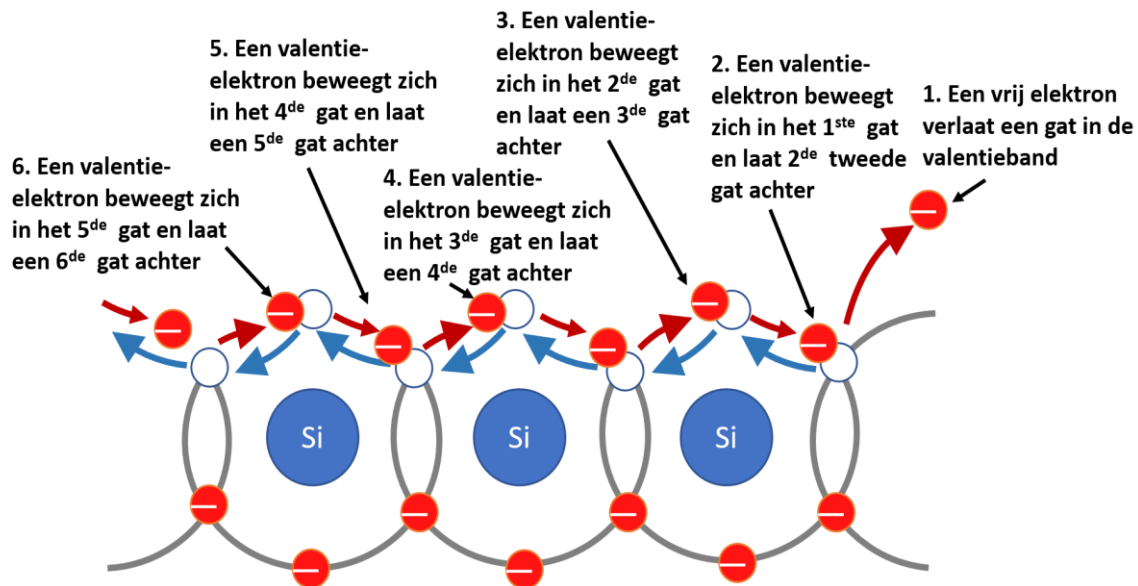
6.1.4 Elektronenstroom en gatenstroom

Als een elektron naar de geleidingsband springt, blijft er een lege ruimte over bij het atoom. Deze lege ruimte wordt een gat (of hole) genoemd. Voor ieder elektron dat - ten gevolge van de warmte-energie - naar de geleidingsband verdwijnt, blijft er een gat over in de valentieband. Men noemt dit de creatie elektron-gat paar. Recombinatie vindt plaats als een vrij elektron energie verliest en terugvalt in een gat in de valentieband. Bij kamertemperatuur heeft een stukje intrinsiek (zuiver) silicium op ieder moment een hoeveelheid vrije elektronen in de geleidingsband en een gelijk aantal gaten in de valentieband.



Figuur 6-3: creatie elektron-gat paar

Legt men een spanning aan over dit stukje intrinsiek silicium dan zullen de vrije elektronen gemakkelijk worden aangetrokken door de positieve klem van de spanningsbron. Deze beweging van elektronen is een type van stroom door een halfgeleider en wordt de elektronenstroom genoemd. Een ander soort van stroom ontstaat er in de valentieband. Als een elektron de valentieband verlaat ontstaat er een gat in de kristalstructuur. Een valentie-elektron kan met een beetje extra energie zich verplaatsen naar een nabijgelegen gat in de kristalstructuur en laat op zijn beurt een nieuw gat achter. Men kan zich voorstellen dat in dit geval het gat zich verplaatst heeft in de kristalstructuur van de ene positie naar de andere. Deze stroom wordt de gatenstroom genoemd. Merk op dat deze gatenstroom tegengesteld vloeit aan de stroom van valentie-elektronen.



Als een valentie-elektron van links naar rechts beweegt om te recombineren met een gat, laat het een ander gat achter. Je kan dit aanzien als een gat dat zich van rechts naar links heeft bewogen in de valentieband. De blauwe pijlen duiden de effectieve beweging van de gaten aan.

Figuur 6-4: verplaatsing van gaten in een intrinsieke halfgeleider

6.1.5 Test jezelf aangaande de atoomstructuur van halfgeleiders

1. In welke energieband bevinden zich in een intrinsieke halfgeleider de vrije elektronen?
2. Hoe ontstaan gaten in een intrinsieke halfgeleider?
3. Waarom vloeit er gemakkelijker stroom in een halfgeleider dan in een isolator?

6.2 De PN-junctie

Intrinsiek silicium of germanium is geen goede geleider. Het moet bewerkt worden om het aantal vrije elektronen en gaten te laten stijgen om zo voldoende geleidbaarheid te creëren. Als een vijfwaardige onzuiverheid wordt toegevoegd aan silicium dan ontstaat er een zogenaamd N-materiaal. Wordt een driewaardige onzuiverheid toegevoegd aan silicium ontstaat er een zogenaamd P-materiaal. Gedurende de fabricage vormen deze materialen een grens dat PN-junctie wordt genoemd. Het zijn juist de eigenschappen van zo'n PN-junctie die toelaten om onder andere dioden, transistoren en JFET's te laten werken.

Wat is belangrijk?

- Je maakt een vergelijking tussen P-type en N-type halfgeleiderkristal.
- Je geeft een voorbeeld van donor- en acceptormateriaal.
- Je omschrijft hoe een PN-junctie tot stand komt.

6.2.1 Doping

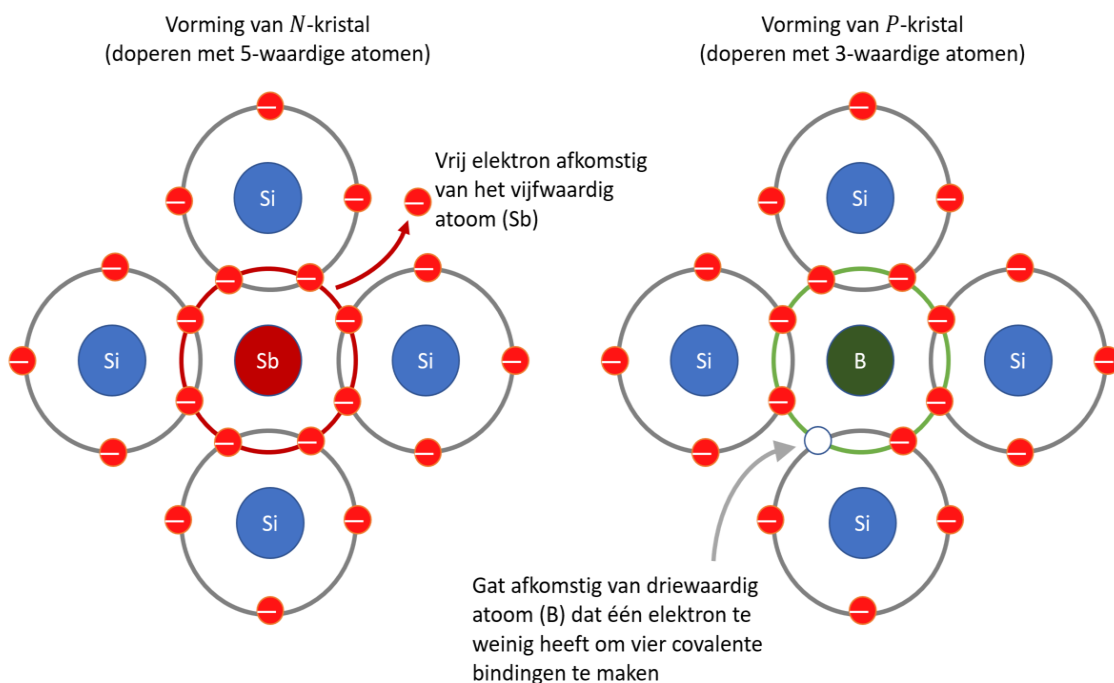
Het verhogen van de geleidbaarheid door toevoeging van onzuiverheden in een intrinsiek kristal wordt doping genoemd. Er zijn twee mogelijkheden om een intrinsiek kristal te doperen, namelijk door gebruik te maken van vijfwaardige atomen of door gebruik te maken van driewaardige atomen.

6.2.1.1 Toevoegen van vijfwaardige onzuiverheden

Antimoon (Stibium Sb) is een vijfwaardig atoom. Dit wil zeggen dat het vijf elektronen in zijn valentieband heeft. Door antimoon toe te voegen aan een intrinsiek siliciumkristal zal antimoon zich

covalent binden met vier siliciumatomen om op die manier een kristalstructuur te vormen. Door de covalente bindingen met vier siliciumatomen heeft antimon negen elektronen in zijn valentieband. Vermits ieder atoom streeft naar een stabiele toestand (edelgasstructuur) die erin bestaat in acht elektronen (of helemaal geen) in zijn valentieband te hebben, zal antimon zijn vijfde elektron afstoten. De vier overige elektronen hebben immers covalente bindingen aangegaan met valentie-elektronen van silicium waardoor rond antimon acht elektronen bewegen. Het vijfde afgestoten elektron wordt een vrij elektron in de geleidingsband.

Vermits het vijfwaardig atoom een vrij elektron afgeeft in het kristal wordt ook de benaming donor gebruikt om dit atoom aan te duiden. Antimon is bijgevolg een donor van een vrij elektron in het kristal. Hoe meer donoren in het kristal worden gedopeerd, hoe meer extra vrije elektronen in het kristal worden gecreëerd. Deze extra vrije elektronen zijn niet ontstaan door thermische energie die covalente bindingen breekt. Zodoende zijn er ook geen extra gaten ontstaan en zijn er in siliciumkristallen die met vijfwaardige atomen gedopeerd zijn meer elektronen aanwezig dan gaten. In zulk kristal worden de elektronen de meerderheidsladingsdragers genoemd en de gaten de minderheidsladingsdragers. Aangezien er meer “bewegelijke” negatieve ladingen in het kristal aanwezig zijn dan positieve ladingen noemt men een met vijfwaardige atomen gedopeerd intrinsiek siliciumkristal een *N*-kristal. De letter *N* slaat op negatief en duidt er op dat de meerderheidsladingsdragers in dit kristal negatieve ladingen of elektronen zijn. Merk op dat de totale lading in het kristal gelijk blijft aan nul. Dit komt omdat voor elk vrij elektron, dat ontstaat door het doperen van het siliciumkristal, een positief ion vast in de kristalstructuur aanwezig is. Op die wijze is de totale hoeveelheid lading binnen het *N*-kristal in evenwicht en gelijk aan nul.



Figuur 6-5 : doperen met vijfwaardige atomen leidt tot *N*-kristal en doperen met driewaardige atomen leidt tot *P*-kristal

6.2.1.2 Toevoegen van driewaardige onzuiverheden

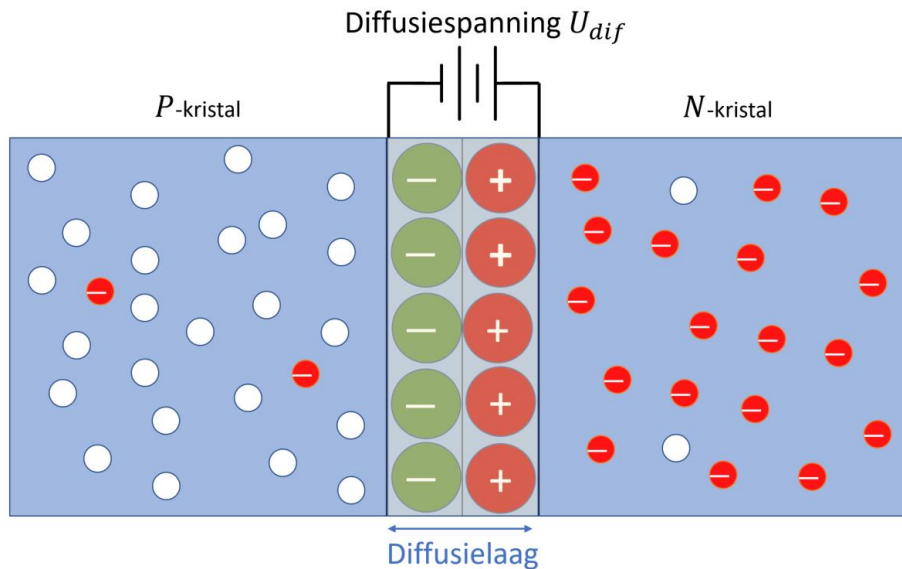
Een driewaardig atoom heeft drie elektronen in de valentieband. Borium (B) is een voorbeeld van een driewaardig atoom. Wanneer borium gedopeerd wordt in intrinsiek silicium zal het covalente bindingen maken met omringende siliciumkristallen en op die wijze integreren in de kristalstructuur. Echter borium heeft één elektron te weinig om vier covalente bindingen te kunnen opbouwen. Hierdoor wordt kunstmatig een gat gecreëerd en zal borium proberen een vrij elektron te “vangen” om

aldus tot de vorming van de vierde covalente binding te kunnen overgaan. De driewaardige atomen die gedopeerd worden in een intrinsiek halfgeleiderkristal worden ook acceptoren genoemd. Een acceptoratoom is een atoom dat een vrij elektron probeert op te nemen in zijn valentieband. Door een groot aantal driewaardige atomen te doperen in het kristal wordt een bepaalde extra hoeveelheid gaten in het kristal gecreëerd. Hierdoor zijn de gaten in de meerderheid in dit kristal en wordt gesproken van een positief kristal of *P*-kristal. Ze zijn in de meerderheid omdat ze niet ontstaan zijn door een verbreking van een covalente binding ten gevolge van thermische energie. Hierdoor is bij de creatie van een gat door het acceptoratoom geen vrij elektron ontstaan en zijn er dus meer gaten in dit kristal dan vrije elektronen. Ook in een *P*-kristal is de totale lading gelijk aan nul vermits voor ieder gat dat gemaakt is door het invoegen van een acceptor, evenveel elektronen rond de kern aanwezig zijn als protonen in de kern. Vermits door de aanwezigheid van thermische energie covalente bindingen worden gebroken, zijn er ook vrije elektronen aanwezig in het *P*-kristal. Zodoende heeft men binnen dit *P*-kristal vrije elektronen als minderheidsladingsdragers en gaten als meerderheidsladingsdragers.

6.2.2 Vorming van een PN-junctie

Door een intrinsiek kristal voor de ene helft met *N*-materiaal te doperen en voor de andere helft met *P*-materiaal, ontstaat tussen deze twee gebieden een *PN*-junctie. Binnen het *N*-gebied zijn de meerderheidsladingsdragers vrije elektronen die zich voornamelijk bevinden in de geleidingsband. Er bevinden zich in dit gebied ook enkele gaten die door thermische energie zijn gecreëerd. Het *P*-gebied bestaat voornamelijk uit gaten als meerderheidsladingsdragers. De gaten bevinden zich in de valentieband waar ook enkele vrije elektronen aanwezig zijn door het verbreken van covalente bindingen ten gevolge van thermische energie. Op de grens tussen het *N*-kristal met het *P*-kristal ontstaat een *PN*-junctie. Deze *PN*-junctie vormt de basis van alle halfgeleidercomponenten. Is er maar één *PN*-junctie aanwezig in het kristal dan spreekt men van een diode.

Tijdens de vorming van de *PN*-junctie zullen sommige vrije elektronen het *P*-gebied instromen. Wanneer zo'n elektron het *P*-gebied instroomt is het zeer waarschijnlijk dat het recombineert met een gat dat gecreëerd is door een driewaardig atoom. Als deze recombinatie gebeurt ontstaat er een negatief ion in het *P*-kristal, meer bepaald in de onmiddellijke omgeving van de grens tussen het *P*- en *N*-kristal. Het vrij elektron dat deze grens overstak laat in het *N*-gebied een positief vijfwaardig ion achter. Naarmate er meer en meer vrije elektronen vanuit het *N*-gebied de grens oversteken naar het *P*-gebied, zullen er in het *P*-gebied meer negatieve ionen ontstaan en in het *N*-gebied meer positieve ionen. Op die wijze ontstaat er een elektrisch veld tussen de negatieve ionen in het *P*-gebied en de positieve ionen in het *N*-gebied. Vermits het negatief gedeelte van deze veldsterkte in het *P*-gebied ligt, wordt het voor de vrije elektronen alsmaar moeilijker om dit *P*-gebied binnen te dringen. Waarom? Door het feit dat gelijknamige ladingen elkaar afstoten zal op een gegeven moment de (negatieve) veldsterkte over het gans grensgebied tussen *P*- en *N*-kristal zodanig groot geworden zijn dat elk vrij elektron dat deze grens wil oversteken wordt teruggeduwd naar het *N*-kristal. Wanneer deze veldsterkte bereikt wordt, is het spanningsverschil tussen de positieve- en negatieve ionen opgelopen tot een 0,6 à 0,7 V voor juncties op basis van silicium en 0,2 V à 0,3 V op basis van germanium. Dit spanningsverschil wordt de diffusiespanning U_{dif} genoemd. Zie hiervoor ook figuur 6-6.



Figuur 6-6 : vorming van een *PN*-junctie

Vermits germanium-juncties enkel in speciale situaties worden gebruikt, wordt algemeen aangenomen dat de diffusiespanning over een diode gelijk is aan $0,7\text{ V}$. De laag ionen die tussen het *P*- en *N*-gebied ontstaat wordt de diffusielaag of depletie (uitputtingsgebied) genoemd. In deze laag bevinden zich zeer weinig vrije ladingdragers. De enkele die zich in de diffusielaag bevinden zijn ladingdragers die door de aanwezigheid van thermische energie ontstaan zijn. Ideaal gezien is er, zonder dat er uitwendige energie wordt aangelegd, in dit gebied geen enkele vrije ladingdrager aanwezig.

6.2.3 Test jezelf aangaande *PN*-junctie

1. Hoe wordt een *N*-type halfgeleider gevormd?
2. Hoe wordt een *P*-type halfgeleider gevormd?
3. Wat is een *PN*-junctie?
4. Wat is de waarde van de diffusiespanning voor silicium?

6.3 De halfgeleiderdiode

Een *PN*-junctie vormt een halfgeleiderdiode. Er vloeit geen stroom door de junctie bij evenwicht. Het voornaamste nut van een diode is de mogelijkheid om de stroom in één richting te laten vloeien. Of er stroom vloeit is afhankelijk van de instelling. Er zijn twee basisinstellingen voor de diode: een instelling waarbij de diode in geleiding staat en een instelling waarbij de diode in sper staat. Elk van deze genoemde basisinstellingen wordt gecreëerd via het aanleggen van een externe spanningsbron in de juiste richting over de *PN*-junctie van de diode.

De diodekarakteristiek is een grafische voorstelling van de stroom-spanningsrelatie van de diode. De lijn van de karakteristiek geeft het weerstandsverloop van de diode weer. Drie diodemodellen worden eveneens besproken. Ieder model geeft een ander soort benadering van een werkelijke diode zodat je één van deze modellen kan kiezen voor analyse van een bepaalde toepassing. In sommige gevallen is een eenvoudige benadering reeds voldoende om de werking van de schakeling te verklaren. In andere gevallen is een meer geavanceerd model noodzakelijk.

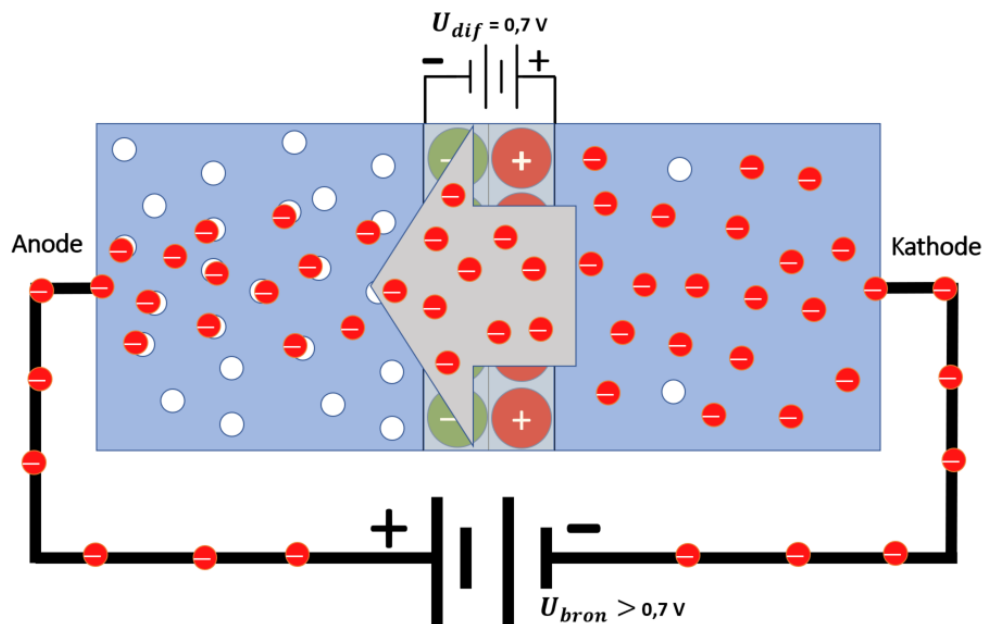
Wat is belangrijk?

- Je beschrijft hoe je een diode in doorlaat instelt.
- Je beschrijft hoe je een diode in sper instelt.
- Je definieert het doorslaan van een diode (avalanche breakdown)
- Je verklaart het verloop van een diodekarakteristiek.
- Je verklaart hoe je een diodekarakteristiek zichtbaar kan maken op een oscilloscoop.
- Je beschrijft de drie modellen die gebruikt worden om een diode in een schakeling voor te stellen.

6.3.1 Instellen van een halfgeleiderdiode

6.3.1.1 Diode in geleiding

Forward bias, of de diode in geleiding instellen, is de conditie die toelaat dat er stroom vloeit door de *PN*-junctie. De term bias refereert naar een vaste gelijkspanning waarmee de werkingvoorwaarde van de halfgeleidercomponent wordt vastgelegd. Aan de *PN*-junctie zijn twee aansluitdraden aangebracht. De aansluiting langs de *P*-zijde wordt de anode genoemd en de aansluiting langs de *N*-zijde de kathode. Dioden (of *PN*-juncties) staan in doorlaat als de anode positiever is dan de kathode. Dit wil zeggen dat als de anode $0,7\text{ V}$ positiever is dan de kathode bij silicium of als de anode $0,3\text{ V}$ positiever is dan de kathode bij germanium, de diode (*PN*-junctie) in geleiding staat.



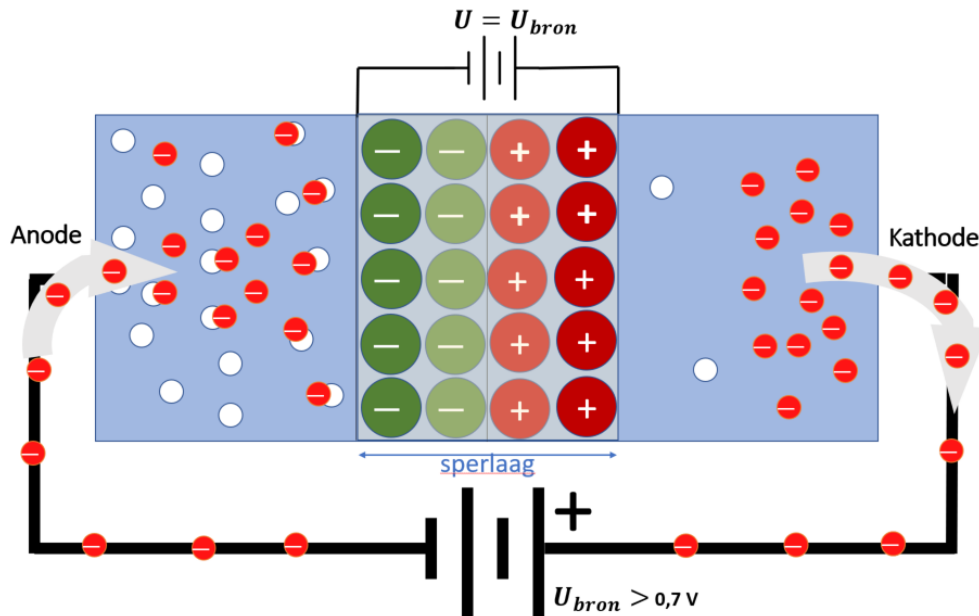
Figuur 6-7 : Diode (*PN*-junctie) in geleiding

Het werkingsprincipe is weergegeven in figuur 6-7. Door het aansluiten van de voedingsklemmen wordt langs de kathode (*N*-zijde) elektronen in het kristal gestuurd en langs de anode (*P*-zijde) worden er elektronen uit het kristal onttrokken door de positieve klem van de voeding. Zolang de aangelegde spanning niet hoger is dan de diffusiespanning $U_{dif}(0,7\text{ V})$, kunnen er praktisch geen elektronen door de diffusielaag. Van zodra de aangelegde bronspanning hoger is dan de $0,7\text{ V}$ die over de diffusielaag staat, hebben de vrije elektronen in het *N*-gebied voldoende energie om door deze diffusielaag te vloeien. Van dan af vloeit er in de geleidingsband van het *N*-kristal een stroom van meerderheidsladingsdragers (vrije elektronen) door de diffusielaag naar het *P*-gebied. Eens de vrije elektronen in het *P*-gebied aangekomen zijn, recombineren ze met de vele gaten die daar

aanwezig zijn. Door in het *P*-gebied te recombineren met gaten verlaten de vrije elektronen de geleidingsband en komen ze in de valentieband terecht. Ze worden dus valentie-elektronen. In de valentieband bewegen deze elektronen van gat tot gat richting positieve klem van de voeding. Deze beweging van valentie-elektronen veroorzaakt een beweging van gaten (meerderheidsladingsdragers in het *P*-gebied) in de tegenovergestelde richting.

6.3.1.2 Diode in sper

Reverse bias of de dioden in sper aansluiten is de conditie die verhindert dat er stroom zou vloeien door de *PN*-junctie. Figuur 6-8 toont wat er gebeurt als de diode in sper wordt aangesloten.



Figuur 6-8 : Diode (*PN*-junctie) in sper

De diode wordt in sper aangesloten door de negatieve klem van de spanningsbron aan de anode aan te sluiten en de positieve klem aan de kathode. De negatieve klem van de spanningsbron trekt de gaten aan in het *P*-gebied, terwijl de positieve klem de elektronen in het *N*-gebied aantrekt. Hierdoor blijft er in het gebied rond de *PN*-overgang enkel nog ionen over en (praktisch) geen vrije ladingsdragers. Dit gebied wordt de sperlaag genoemd. Door het feit dat er rond de *PN*-overgang meer ionen bevinden is de sperlaag groter dan de diffusielaag. De elektrische veldsterkte tussen het *P*- en *N*-kristal neemt hierdoor toe. Zolang de spanning over de sperlaag kleiner is dan de aangelegde spanning van de spanningsbron, blijven er elektronen en gaten weggetrokken worden uit de junctie. Het gevolg hiervan is dat de sperlaag nog groter wordt. De elektronenstroom (en gatenstroom) die de sperlaag creëren stopt van zodra de spanning over de sperlaag even groot is als de aangelegde spanning van de spanningsbron. Van zodra de spanning over de sperlaag even groot is als de aangelegde spanning is er geen potentiaalverschil meer tussen de aangelegde spanningsbron en sperspanning over de sperlaag van de diode. Het ontbreken van een spanningsverschil zorgt er voor dat er geen stroom meer kan vloeien waardoor er ook geen ladingsdragers meer weggetrokken kunnen worden uit het grensgebied waardoor de sperlaag niet meer breder wordt.

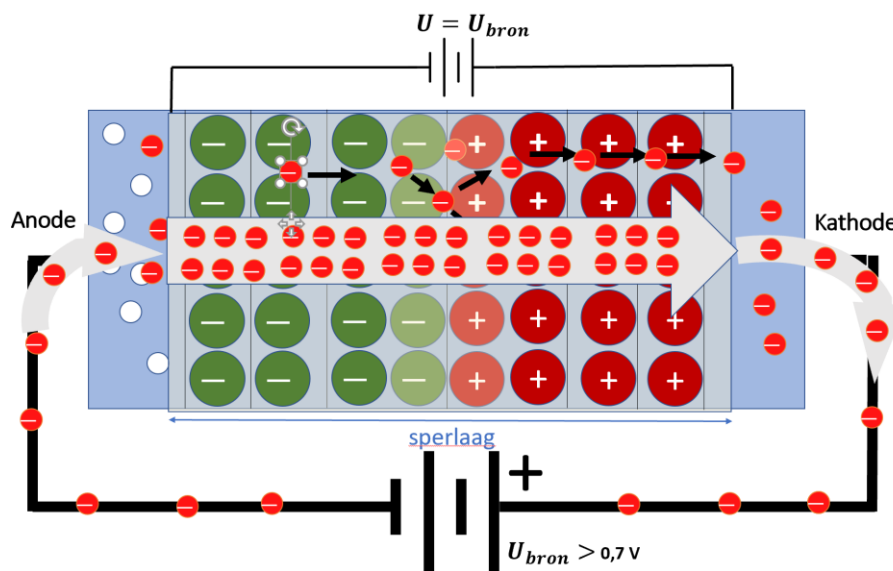
Peak Inverse Voltage (*PIV*)

Als een diode in sper is geschakeld moet deze bestand zijn tegen de maximaal aangelegde sperspanning. Als de diode hiertoe niet bestand is, zal deze doorslaan. De maximale inverse

spanning over een diode wordt aangegeven door *PIV* (Peak Inverse Voltage). De hoeveelheid vereiste *PIV* is afhankelijk van de toepassing. Voor veel toepassingen moet *PIV* hoger zijn dan de inverse spanning (sperspanning) over de diode.

Doorslaan van een diode in sper

Wanneer de sperspanning blijft stijgen dan zal op een gegeven moment toch noemenswaardige stroom door de diode beginnen te vloeien. Door de stijgende sperspanning verkrijgen de vrije elektronen als maar meer energie van de uitwendig aangelegde spanningsbron. Hierdoor gaan ze sneller bewegen. Wanneer zo'n vrij elektron met dergelijke extra energie in de buurt van een atoom komt is er grote kans dat deze op een valentie-elektron botst en dit valentie-elektron los slaat uit de covalente binding waardoor het in de geleidingsband terecht komt. Dit elektron gaat op zijn beurt bewegen richting positieve klem van de spanningsbron en zal onderweg eveneens botsen op andere atomen, waardoor weer nieuwe vrije elektronen ontstaan enz ... Dit effect wordt het avalanche effect genoemd. Het gevolg hiervan is dat de stroom snel toeneemt en er meer warmte wordt geproduceerd in de diode. Op een gegeven moment wordt de warmte binnenin de diode zodanig hoog dat er in het binnenste van de diode beschadiging optreedt. Veel dioden kunnen niet tegen deze doorslag en zullen stuk gaan als dit effect zich voordoet. Enkel een bijzondere diode, die zenerdiode wordt genoemd, is zodanig opgebouwd dat ze kan functioneren in een beperkt gedeelte van het doorslaggebied.



Figuur 6-9: doorslaan van de diode (avalanche effect)

6.3.2 Kenmerken van een diode

6.3.2.1 Diodesymbool

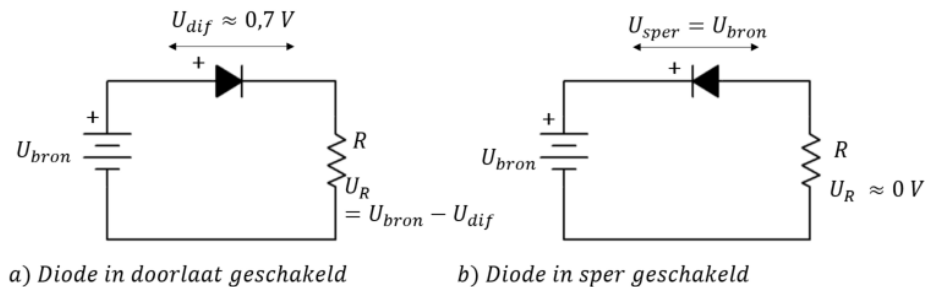
Figuur 6-10 toont het standaard schemasymbool van een diode voor algemene doeleinden. De twee aansluitdraden van de dioden zijn, zoals reeds is vermeld, de anode en de kathode. De pijl in het symbool wijst steeds de kathode aan.



Figuur 6-10: schemasymbool van een diode

Figuur 6-11 (a) toont een diode in doorlaat geschakeld via een spanningsbron en een weerstand die de stroom begrensd. De anode is positiever dan de kathode waardoor er een relatief grote stroom door de schakeling vloeit. De spanning die over een diode in doorlaat staat is ongeveer gelijk aan de diffusiespanning U_{dif} . Voor een siliciumdiode wordt over het algemeen aangenomen dat deze spanningsval gelijk is aan $0,7\text{ V}$. De spanning over de weerstand is dan gelijk aan de bronspanning waarvan de doorlaatspanning over de diode moet worden afgetrokken. In formulevorm:

$$U_R = U_{bron} - U_{dif} = U_{bron} - 0,7\text{ V}$$



Figuur 6-11: voorbeeld van een diode in doorlaat en in sper geschakeld

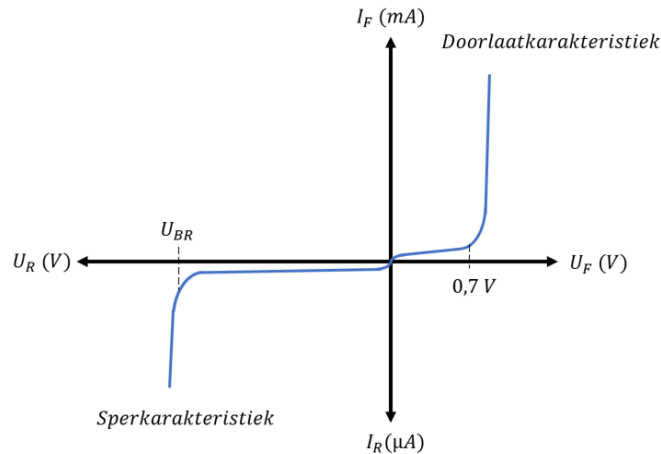
In figuur 6-11 (b) is een voorbeeld gegeven van een diode die in sper is geschakeld. De anode is in dit geval negatief ten opzichte van de kathode. Hierdoor zal de diode geen elektrische stroom geleiden. In de praktijk zal er enkel nog een zeer kleine lekstroom vloeien omwille van de breking van covalente bindingen in het kristal ten gevolge van de aanwezige warmte-energie (bv. kamertemperatuur). Doordat er zo goed als geen stroom door de diode vloeit staat praktisch de volledige spanning van de spanningsbron over de diode. Over de weerstand staat nu zo goed als geen spanning en als de diode ideaal beschouwd mag worden is de spanning over de weerstand gelijk aan nul. In formulevorm:

$$U_{diode} \approx U_{bron}$$

$$U_R \approx 0\text{ V}$$

6.3.2.2 Verloop van de diodekarakteristiek

De stroom in doorlaat bij een diode wordt aangegeven als I_F afkomstig van "Forward Current". Op analoge wijze wordt de spanning in doorlaat aangegeven als U_F . Het kwadrant rechtsboven (of eerste kwadrant) van de curve in figuur 6-12 toont de doorlaatkarakteristiek van een diode. Beneden de diffusiespanning ($0,7\text{ V}$) vloeit er nagenoeg geen stroom in doorlaat. Dit komt omdat de aangelegde spanning op dat moment nog lager is dan de diffusiespanning van de diode. De elektronen hebben nog geen voldoende energie om door de diffusielaag te stromen. De kleine stroom die toch reeds vloeit is vooral te wijten aan de breking van covalente bindingen ten gevolge van de omgevingswarmte. Voor germanium is de diffusiespanning ongeveer $0,3\text{ V}$. Dit betekent dat beneden de $0,3\text{ V}$ er bij germanium nagenoeg geen stroom vloeit.



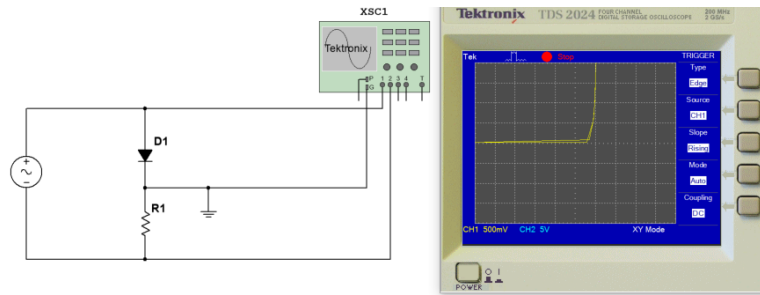
Figuur 6-12: de diodekarakteristiek

Van zodra U_F de waarde van de diffusiespanning bereikt, begint de stroom sterk te stijgen en wordt deze beperkt door de serieweerstand. Als de aangelegde spanning U_F wordt verhoogd blijft de spanning over de in doorlaat ingestelde diode ongeveer 0,7 V voor silicium. De diffusiespanning wordt om die reden ook de spanningsval over de diode in doorlaat genoemd.

Het kwadrant links beneden (derde kwadrant) in de karakteristiek van de diode van figuur 6-12 toont de sperkarakteristiek. De diode is hier in sper aangesloten. Als de sperspanning, ook U_R genoemd of "Reverse Voltage", negatiever wordt blijft de stroom ongeveer gelijk aan nul (orde μA) tot dat de doorslagspanning U_{BR} (Breakdown voltage) wordt bereikt. Als deze doorslagspanning wordt bereikt, vloeit er een grote stroom door de sperrende diode. Deze grote stroom kan, als ze niet wordt begrensd, de diode vernietigen. Meestal is de doorslagspanning U_{BR} groter dan 50 V. Bij de meeste toepassingen van gewone dioden wordt een instelling in het breakdown-gebied niet gemaakt. De reden hiervoor is dat eens het doorslaggebied bereikt is bij de diode de kans zeer groot is dat de avalanche breakdown wordt bereikt met als gevolg dat de diode stuk gaat.

6.3.2.3 Weergeven van een diodekarakteristiek op een oscilloscoop

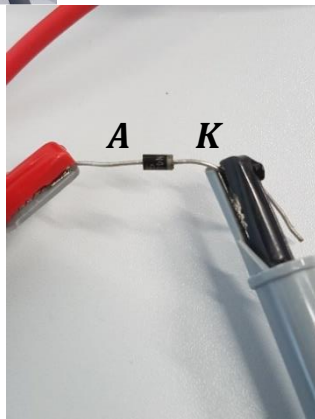
De diodekarakteristiek kan je weergeven op een oscilloscoop op de manier zoals in figuur 6-12 is weergegeven. De wisselspanningsbron heeft bij voorkeur een zaagtandvormige golfvorm. Je kan de karakteristiek ook met een sinusvorm zichtbaar maken. Kanaal 1 laat de spanningsval over de diode zien en kanaal 2 de spanningsval over de weerstand. De spanningsval over de weerstand is evenredig met de stroom door deze weerstand (wet van Ohm). Kanaal 2 moet wel geïnverteerd worden vermits de spanning van kanaal 2 verticaal zal weergegeven worden en de spanning van kanaal 1 horizontaal. Dit kan bekomen worden door de oscilloscoop in te stellen in XY-mode in plaats van YT. De massa van de signaalgenerator hoeft niet dezelfde te zijn als deze van de oscilloscoop als één van de toestellen (generator of oscilloscoop) niet geaard is. Ander is er een kortsluiting tussen de massa's van de oscilloscoop en deze van de generator. Indien beide toestellen geaard zijn maakt men best gebruik van een niet geaard stopcontact voor één van de toestellen.



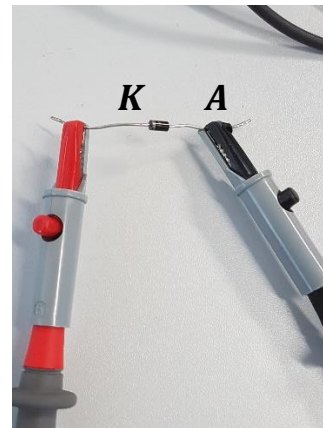
Figuur 6-12: Weergeven van een diokarakteristiek op een oscilloscoop

6.3.2.4 Dioden uitmeten met een Ohmmeter of multimeter

De inwendige batterij van bijna alle Ohmmeters is in staat om een diode in doorlaat of in sper te plaatsen. Dit laat toe om snel na te gaan of een diode nog bruikbaar is of niet. Veel digitale multimeters hebben een diode testpositie die de diode in doorlaat zal aangeven en een overbelasting zal weergeven als de diode in sper staat. Indien deze voorziening niet aanwezig is kan je de Ohmmeter in een bereik plaatsen waar je een honderdtal Ohm kan meten.



- (a) Diode in doorlaat levert een lage weerstandswaarde op (in dit voorbeeld is de doorlaatweerstand gelijk aan 492 Ω . Merk op dat deze waarde vooral afhankelijk is van de batterijspanning van de meter)



- (b) Diode in sper levert een hoge weerstandswaarde op (in dit voorbeeld geeft de meter aan dat de waarde hoger is dan het ingestelde bereik om te meten)

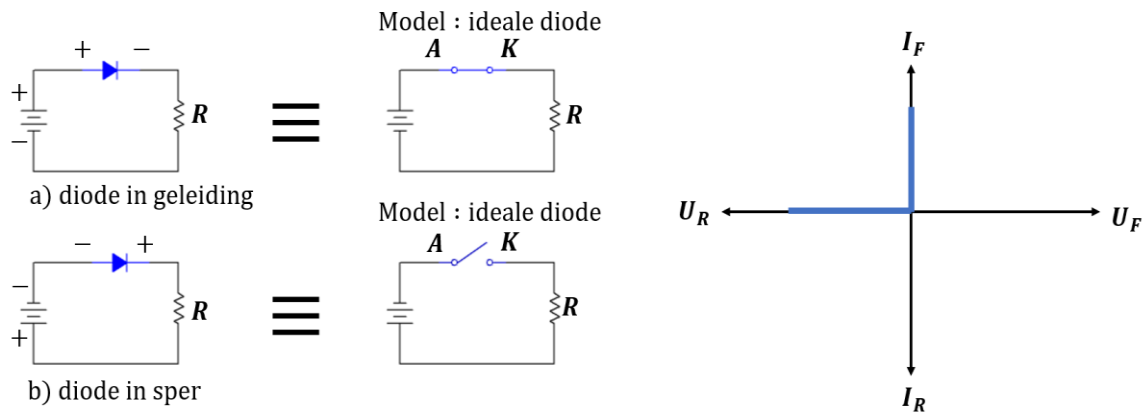
Figuur 6-13: Meting met multimeter ter bepaling of een diode al dan niet stuk is

Plaats de meterkabels zodanig dat de diode in doorlaat staat en vervolgens keer de je de kabels om. Het gevolg is dat de meter een lagere weerstand meet als de diode in doorlaat staat. De weerstand in sper geeft een factor 1000 of meer verschil met de weerstand in doorlaat. De exacte weerstandswaarde is afhankelijk van het type diode en batterijspanning van de Ohmmeter.

6.3.2.5 Diode model (equivalent schema van een diode)

Het ideale model

In het ideale model wordt de diode aanzien als een schakelaar. Een diode in doorlaat komt hierin overeen met een gesloten schakelaar en een diode in sper met een open schakelaar. Figuur 6-14 geeft deze relatie tussen de diode en een schakelaar weer.

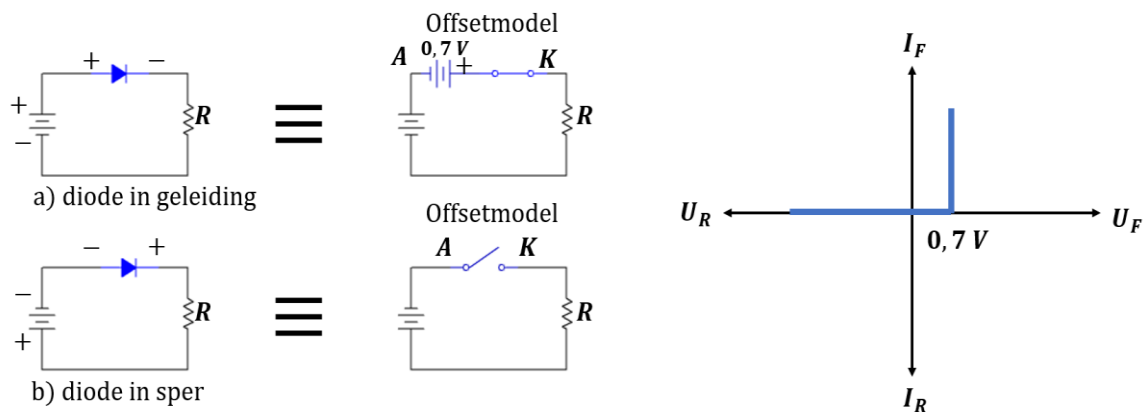


Figuur 6-14 : Ideaal model van een diode (diode als schakelaar)

In het ideale model zijn de voorwaartse spanningsval over de diode en de stroom in sper steeds gelijk aan nul. Het ideaal model houdt geen rekening met de diffusiespanning, de interne weerstand van de dioden en andere effecten. Als de instelspanning (bronspanning) veel hoger is dan de diffusiespanning van de diode is dit model in (veel) toepassingen bruikbaar.

Het offset model

Het offset model bestaat uit het ideale model uitgebreid met de diffusiespanning. Deze wordt voorgesteld als een kleine spanningsbron van 0,7 V (silicium) in serie met de schakelaar. De positieve klem van de spanningsbron is verbonden met de anode. Hierdoor zal de instelspanning of bronspanning deze 0,7 V eerst moeten overwinnen vooraleer de diode in geleiding komt.

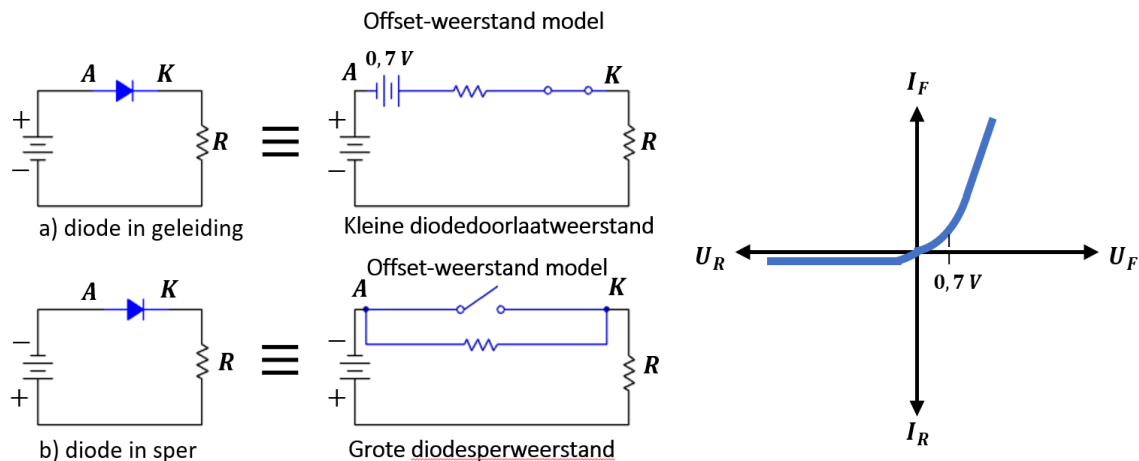


Figuur 6-AA : Offset model van een diode

Als de diode in sper wordt ingesteld, wordt deze voorgesteld als een ideale schakelaar. Dit is net zo als bij het ideale model. De reden hiervoor is dat de diffusiespanning geen effect heeft op de instelling in sper. Beide bronnen staan dan in serie met dezelfde polariteit. De karakteristiek van het offset model is eveneens weergegeven in figuur 6-AA.

Het offset-weerstand model

Figuur 6-15 toont het offset-weerstand model van een diode in geleiding. De weerstand in doorlaat is in principe een AC-weerstand. Afhankelijk van de spanningswaarde over de diode varieert deze weerstand. Is de voorwaartse spanningsval kleiner dan de diffusiespanning dan is deze weerstandswaarde relatief hoog. Van zodra de diffusiespanning bereikt wordt daalt deze weerstandswaarde sterk. Eens de spanning lichtjes hoger wordt dan de diffusiespanning kan de weerstandsverandering voorgesteld worden als een quasi lineaire benadering.



Figuur 6-15: Offset-weerstand model van een diode

In figuur 6-15 is ook te zien dat de sperweerstand invloed heeft op het equivalent schema van een diode. Deze weerstand staat parallel over de open schakelaar. Het gevolg van deze sperweerstand is dat er een heel kleine sperstroom door de schakeling vloeit als de diode in sper staat. De karakteristiek van het offset-weerstand model is eveneens in figuur 6-15 weergegeven. Er zijn nog andere effecten op kleinere schaal zoals de junctiecapaciteit. De invloed van de junctiecapaciteit is niet in de besproken modellen inbegrepen. Echter op hoogfrequent dient je wel rekening te houden met deze junctiecapaciteit. Om de hoogfrequentanalyse aangaande de diode uit te voeren wordt meestal gebruik gemaakt van een computermodel.

6.3.3 Test jezelf aangaande de halfgeleiderdiode

1. Op welke twee manieren kan je een diode instellen?
2. Welke diode-instelling veroorzaakt een stroom van meerderheidsladingsdragers?
3. Welke diode-instelling zorgt voor een verbreding van de diffusielaag?
4. Wat wordt bedoeld met avalanche breakdown?
5. Welk zijn de twee voorwaarden waardoor een diode kan geleiden?
6. Welk deel van de diodekarakteristiek maakt geen deel uit van de normale werking van een diode?
7. Welk model is het eenvoudigst om te gebruiken als equivalent schema van een diode?
8. Welke twee benaderingen zijn opgenomen in het offset-weerstand model van een diode?

6.4 De bipolaire junctie transistor of BJT

In deze sectie wordt besproken wat de werking is van een bipolaire junctietransistor. Deze wordt ook wel eens kortweg BJT of transistor genoemd. Naast de werking wordt de samenstelling, de gebruikte standaardsymbolen en het gebruik van de belastingslijn besproken bij het instellen van de transistor.

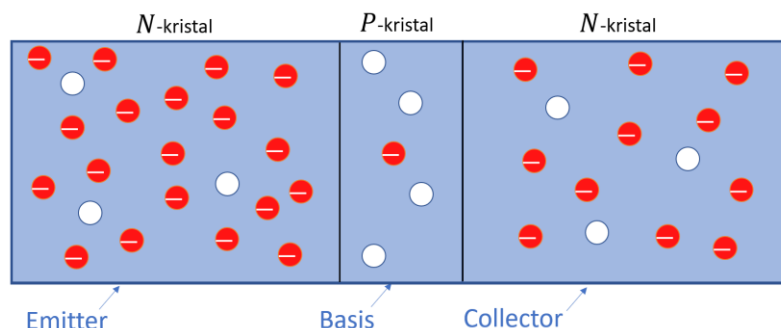
Wat is belangrijk?

- *Je beschrijft de basisconstructie van een BJT.*
- *Je geeft het verschil weer tussen een NPN-transistor en een PNP-transistor.*
- *Je definieert de stromen die door een transistor vloeien en verklaart hun onderlinge relatie.*
- *Je berekent en tekent een belastingslijn voor een bepaalde transistorschakeling.*
- *Je definieert de begrippen cutoff en verzadiging.*
- *Je definieert de spanningsversterking, stroomversterking, ingangsimpedantie en uitgangsimpedantie voor een GES-, GBS- en GCS-principeschakeling van een transistor.*
- *Je tekent en verklaart het verloop van de transconductantiekarakteristiek bij een transistor.*
- *Je tekent en verklaart het verloop van de uitgangskarakteristiek (collectorkarakteristiek) van een transistor in GES-schakeling.*

Men kan een half geleiderkristal zodanig verontreinigen dat een *NPN* of een *PNP*-structuur ontstaat. Een kristal met deze structuur wordt een junctietransistor genoemd. In de *N*-gebieden zijn er veel vrije elektronen en in het (smalle) *P*-gebied veel gaten. Hierdoor wordt een junctietransistor ook meestal bipolaire transistor genoemd.

De junctietransistor is in 1949 voor het eerst gemaakt door een team onder leiding van Shockley. In 1951 kwam de eerste serieproductie van de junctietransistor op de markt. Sindsdien is de transistor niet meer uit de electronica weg te denken. Naast het opstarten van een miljardenindustrie heeft de transistor ook geleid tot nieuwe elektronische systemen zoals geïntegreerde schakelingen (IC's), opto-elektronische ontwerpen en microprocessoren.

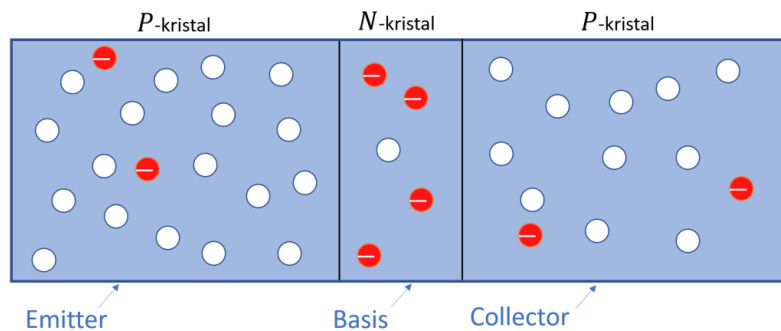
6.4.1 Opbouw en principewerking van een transistor



Figuur 6-16 : opbouw van een NPN-transistor

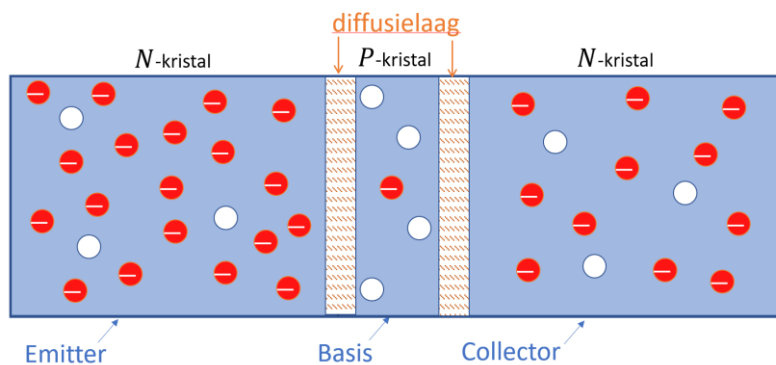
Figuur 6-16 toont een *NPN*-kristal. De emitter is zeer zwaar gedopeerd met vijfwaardige atomen en heeft als doel elektronen uit te zenden naar de basis. De basis is lichtjes gedopeerd met driewaardige atomen en zeer dun. Hierdoor is het mogelijk dat de meeste "geëmitteerde" elektronen de collector bereiken. De dopering vijf-waardige atomen in de collector ligt tussen de doperingsgraad van de emitter en de basis in. De collector heeft z'n naam te danken aan het feit dat in dit gebied de vrije

elektronen, afkomstig van de basis, opvangt. De collector is ook de grootste van de drie gebieden. Dit betekent dat de collector meer warmte zal opwekken dan de emitter of basis. De *NPN*-transistor van figuur 6-16 bevat twee *PN*-juncties. Eén tussen emitter en basis en een andere tussen basis en collector. Juist omwille van deze twee junctions wordt een transistor wel eens vergeleken met twee dioden. Doch zoals je verder zal zien, komt de werking niet overeen met twee diode in serie geschakeld waarbij de anoden met elkaar verbonden zijn. In het verloop van deze cursus noemen we de emitter-basis junctie gewoonweg emitterjunctie en de collector -basis junctie collectorjunctie. De figuur 6-17 toont de structuur van een *PNP*-transistor.



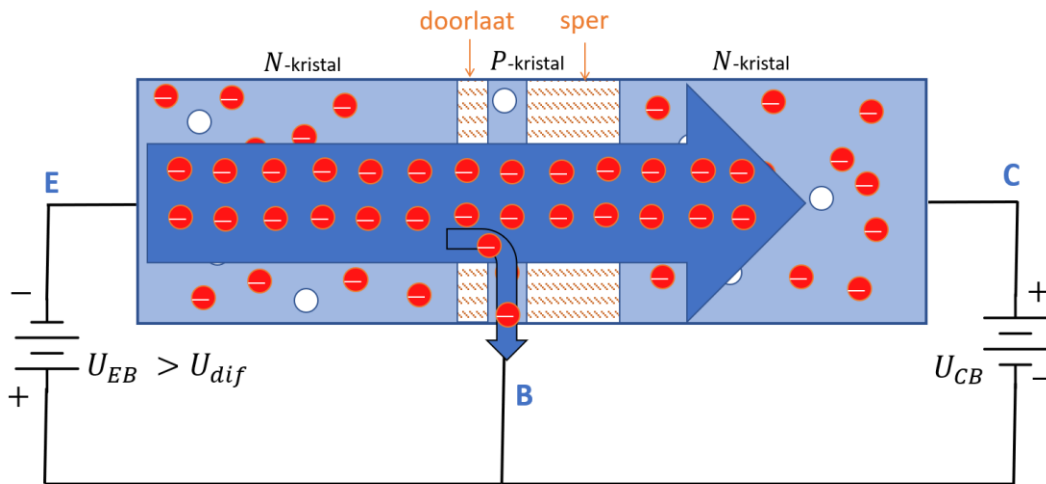
Figuur 6-17: opbouw van een *PNP*-transistor

De figuren 2-16 en 2-17 geven de meerderheidsladingsdragers en minderheidsladingsdragers weer voor de *NPN*- respectievelijk *PNP*-transistor. Net als bij de diode zullen er ook vrije elektronen diffunderen door beide junctions zodat ook hier op de grens van de *PN*-junctions een diffusielaag ontstaat. Ook hier ontstaat over de diffusielaag een diffusiespanning van 0.7 V bij 25°C als de kristallen uit silicium bestaan (0.3 V voor germaniumkristallen). Vermits de drie gebieden verschillende doperingsgraden (verontreinigingsgraden) hebben, zullen de diffusielen verschillende breedtes hebben. Hoe groter de dopering, hoe groter de concentratie van ionen in de onmiddellijke omgeving van de junctie. Dit betekent dat de diffusielaag heel klein in het emittergebied maar relatief groot in de basis. Tussen basis en collector heeft men een analoog verschijnsel. In de basis is de diffusielaag relatief groot en kleiner in het collectorgebied. Het ontstaan van de diffusielen voor een *NPN*-transistor is in figuur 6-18 weergegeven.



Figuur 6-18: op het grensgebied van de kristallen ontstaan *PN*-junctions

Als de emitterjunctie in doorlaat wordt aangesloten en de collectorjunctie in sper gebeurt er iets onverwachts. We verwachten met deze instelling een grote emitterstroom daar deze junctie in doorlaat ingesteld is. Vermits de collectorjunctie in sper is aangesloten hadden we niet verwacht daar ook een grote stroom aan te treffen. Toch is dit precies wat er gebeurt met deze instelling. Dit is ook de reden waarom een transistor een grote uitvinding is.



Figuur 6-19: emitterjunctie in doorlaat en collectorjunctie in sper gepolariseerd

Figuur 6-19 geeft weer wat er gebeurt als de emitterjunctie in doorlaat wordt gepolariseerd en de collectorjunctie in sper. Wanneer de spanning U_{EB} tussen emitter en basis groter is dan de diffusiespanning van de emitterjunctie, zullen er vele vrije elektronen via de geleidingsband vanuit de emitter in het basisgebied stromen. De elektronen in de basis kunnen nu in twee verschillende richtingen bewegen. Via de dunne basis en de uitwendige basiselektrode naar de voeding of via de collectorjunctie in het collectorgebied. Welke richting nemen de vrije elektronen? Dit zal voornamelijk afhangen van de energie die de vrije elektronen meegekregen hebben tijdens hun verplaatsing door de geleidingsband naar de basis toe. De vrije elektronen met weinig energie zullen gemakkelijker recombineren met de gaten die in de basis meerderheidsladingsdragers zijn. Echter doordat de doping van driewaardige atomen in het basisgebied veel minder is als bij het P-kristal van een diode, kunnen er ook veel minder vrije elektronen recombineren dan bij een normale diode. Hieruit kan je besluiten dat het aantal recombinaties in de basis veel minder zal zijn als het aantal recombinaties in het P-kristal van een normale diode. Eens deze elektronen gerecombineerd zijn met de gaten van basis worden ze valentie-elektronen. Deze elektronen zullen zich verplaatsen van gat naar gat richting uitwendige basiselektrode.

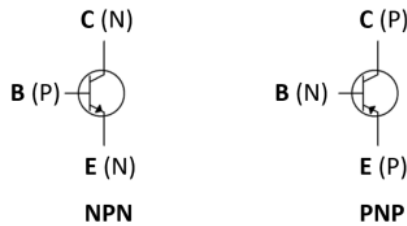
Door het feit dat de basis veel dunner is dan de emitter en collector kunnen veel vrije elektronen het begin van de sperrende collectorjunctie bereiken. Deze vrije elektronen die zich in de geleidingsband van de basis bevinden zijn de minderheidsladingsdragers in dit basis P-kristal. We weten dat bij een diode in sper een stroom van minderheidsladingsdragers door de sperrende junctie vloeit. Deze stroom werd sper- of lekstroom genoemd bij de diode. Op analoge wijze zullen de vrije elektronen, die zich in de geleidingsband van de basis bevinden en de sperrende collector-junctie bereiken, door het sterke aanwezig elektrisch veld in deze sperlaag voortgeduwd worden naar het collectorgebied zoals in figuur 6-19 is weergegeven. In de collector bewegen deze vrije elektronen verder in de geleidingsband richting uitwendige collectorelektrode en zo verder naar de positieve klem van de U_{CB} spanningsbron..

Samenvattend kan men de werking als volgt verklaren : De vrije elektronen verlaten de negatieve pool van de spanningsbron U_{EB} en komen in de emitter van de NPN-transistor terecht.. De in doorlaat gepolariseerde emitterjunctie duwt deze elektronen in de basis. Deze dunne en weinig gedopeerde basis zorgt ervoor dat de elektronen voldoende levenstijd hebben om te kunnen diffunderen, via de collectorjunctie, in de collector. Het elektrisch veld over de sperrende junctie zorgt er voor dat de elektronen in de collector kunnen komen. Vandaar verdwijnen ze in de collectorbelasting en positieve voedingsklem van U_{CB} .

In de meeste transistortypen vloeit meer dan 95 % van de uit de emitter komende elektronen via de basis in de collector. Minder dan 5 % gaat via gaten naar de uitwendige basiselektrode. Vermits de elektronen vanuit de emitter worden uitgezonden komt dit gebied aan zijn naam emitter (emissie). De collector is het gebied binnen de transistor die de uitgezonden elektronen van uit de emitter grotendeels opvangt of collecteert. Vandaar de benaming collector.

6.4.2 De fundamentele schakelingen van een transistor

In figuur 6-20 zijn de schemasymbolen voor een *NPN*-transistor en *PNP*-transistor weergegeven. De pijl in het transistorsymbool duidt de emitter aan. Als deze pijl naar binnen is gericht hebben we te maken met een *PNP*-transistor en is deze pijl naar buiten gericht met een *NPN*-transistor.



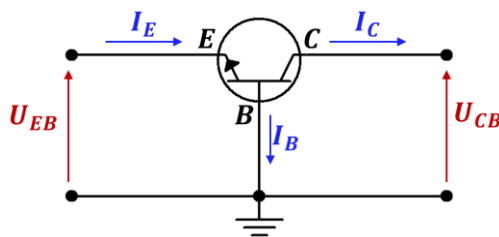
Figuur 6-20 : symbool voor *NPN*- en *PNP*-transistor

Bij de transistor kunnen we drie fundamentele schakelingen onderscheiden : de Gemeenschappelijke Basis-Schakeling (GBS), de Gemeenschappelijke Emitter-Schakeling (GES) en de Gemeenschappelijke Collector-schakeling (GCS). Zoals in figuur 6-20 is te zien heeft een transistor drie aansluitingen. Om de transistor te kunnen gebruiken wordt er tussen twee aansluitingen het ingangssignaal aangelegd en tussen twee aansluitingen het uitgangssignaal afgenomen. De aansluiting die zowel gebruikt wordt voor het ingangssignaal als voor het uitgangssignaal is de gemeenschappelijke aansluiting. Indien we te maken hebben met een van deze drie schakelingen dan schrijven we voor de spanningsaanduiding tussen twee klemmen van de transistor de gemeenschappelijke klem laatst. Zo is bijvoorbeeld de spanning tussen emitter en basis bij een GBS voorgesteld door U_{EB} . Diezelfde spanning maar bij een GES is dan U_{BE} .

Wat ons vooral interesseert bij deze schakelingen is de versterkingsfactor die de verschillende basisschakelingen te bieden hebben. Ook hun in- en uitgangsimpedantie is belangrijk om te weten. Daarom zullen we steeds voor de drie schakelingen de uitgangsstroom in functie van de ingangsstroom proberen te schrijven via een aantal vergelijkingen die we vinden door de wetten van Kirchhoff en de wet van Ohm toe te passen op de transistor.

6.4.2.1 De gemeenschappelijke basisschakeling (GBS)

Bij de GBS, zie figuur 6-21, wordt het ingangssignaal aangelegd tussen emitter en basis, het uitgangssignaal wordt afgeleid via de collector en de basis. De basis is zowel aan de ingang als aan de uitgang terug te vinden en is hierdoor de gemeenschappelijke aansluiting. Normaal wordt de gemeenschappelijke aansluiting met de massa verbonden. De emitterstroom is de ingangsstroom en de collectorstroom is de uitgangsstroom.

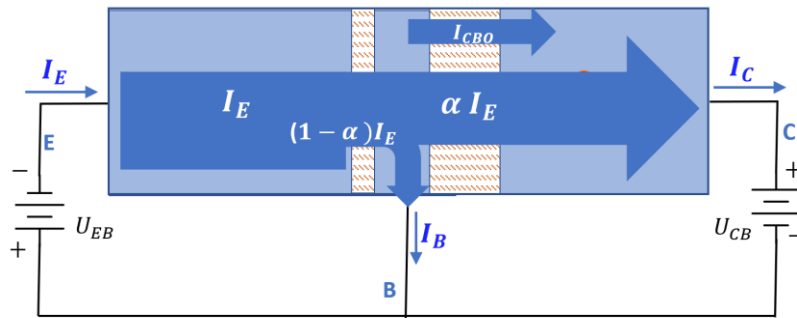


Figuur 6-21 : Gemeenschappelijke basisschakeling

De transistor kan aanzien worden als een knooppunt. Toepassing van de stroomwet van Kirchhoff levert ons volgende vergelijking voor de emitterstroom I_E .

$$I_E = I_B + I_C$$

Figuur 6-22 toont de stromen binnen in de transistor en deze die er in- en uit vloeien.



Figuur 6-23 : De stromen door een transistor

Nu de stroom I_E gekend is, aan wat zijn dan de stromen I_C en I_B gelijk aan? In figuur 6-23 zie je dat de stroom I_E zich in de basis splitst tussen een grote stroom die doorvloeit naar de collector en een kleine stroom die recombineert in de basis en daar naar buiten toe stroomt. Het gedeelte van de emitterstroom die naar de collector vloeit wordt het "alfade" deel van I_E genoemd (αI_E), dat naar de basis vloeit. Ten gevolge van de omgevingstemperatuur breken er eveneens covalente bindingen in de sperlaag van de collectorjunctie. Hierdoor ontstaat vrije elektronen die eveneens van de basis naar de collector vloeien. Deze stroom wordt I_{CBO} genoemd en is de lekstroom die van de basis naar de collector vloeit bij open emitter. Deze "open emitter" slaat op het feit dat deze stroom nog steeds blijft vloeien als men de emitter loskoppelt. I_{CBO} is een stroom meestal ter grootte van nano-ampère tot micro-ampère.

De uitwendige collectorstroom bestaat uit de som van de stromen die toekomen in de collector. Deze zijn αI_E en I_{CBO} . In formulevorm:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

Nu de stromen I_E en I_C gekend zijn kan je hieruit I_B afleiden:

$$I_B = I_E - I_C$$

$$I_B = I_E - (\alpha I_E + I_{CBO})$$

$$I_B = (1 - \alpha) I_E - I_{CBO}$$

Stroomversterking van een GBS

Hoeveel keer de GBS de stroom versterkt kunnen we vinden door de uitgangsstroom I_C te delen door de ingangsstroom I_E . Het uitvoeren van deze deling leidt tot :

$$A_i = \frac{I_C}{I_E} = \frac{\alpha I_E + I_{CBO}}{I_E} = \alpha + \frac{I_{CBO}}{I_E}$$

De lekstroom I_{CBO} is zeer klein ten opzichte van de emitterstroom. Hierdoor kan je deze verwaarlozen ten opzichte van α . De uiteindelijke stroomversterking is gelijk aan :

$$A_i = \alpha$$

Meestal is α gelijk aan 0,99. Dit betekent dat een GBS een stroomversterking heeft van ongeveer gelijk aan 1. In werkelijkheid is de stroom lichtjes verzwakt. α is in de databoeken ook terug te vinden vindt als H_{FB} .

Ingangsimpedantie van een GBS

Deingangsimpedantie is te vinden via de verhouding van deingangsspanning over deingangsstroom. In formulevorm:

$$Z_{in(basis)} = \frac{U_{EB}}{I_E}$$

De ingangsspanning is gelijk aan de spanning over de emitterjunctie. Vermits de emitterjunctie in doorlaat is gepolariseerd is de AC-weerstandswaarde laag. De AC-weerstand van de emitterjunctie wordt voorgesteld door r'_e . Door de emitterjunctie vloeit de stroom I_E . Verder uitwerken :

$$Z_{in(basis)} = \frac{I_E \times r'_e}{I_E} = r'_e$$

De ingangsimpedantie van een GBS is gelijk aan de AC-weerstand van een junctie in doorlaat. Dit is een lage weerstandswaarde en afhankelijk van de grootte van I_E .

Uitgangsimpedantie van een GBS

De uitgangsimpedantie is te vinden als de verhouding van de uitgangsspanning over de uitgangsstroom. In formulevorm:

$$Z_{out(basis)} = \frac{U_{CB}}{I_C}$$

De uitgangsspanning U_{CB} is de spanning die over de sperrende collectorjunctie staat. De weerstandswaarde hiervan wordt voorgesteld als r'_{cb} . Aldus wordt bekomen:

$$Z_{out(basis)} = \frac{I_C \times r'_{cb}}{I_C} = r'_{cb}$$

De weerstandswaarde van $Z_{out(basis)}$ is gemiddeld.

Spanningsversterking van een GBS

De spanningsversterking A_u is gelijk aan de verhouding van de uitgangsspanning op de ingangsspanning. In formulevorm:

$$A_u = \frac{U_{CB}}{U_{EB}}$$

$$A_u = \frac{I_C \times r'_{cb}}{I_E \times r'_e}$$

Aangezien I_C ongeveer gelijk is aan I_E (0,95 of hoger) is de spanningsversterking ongeveer gelijk aan :

$$A_u = \frac{r'_{cb}}{r'_e}$$

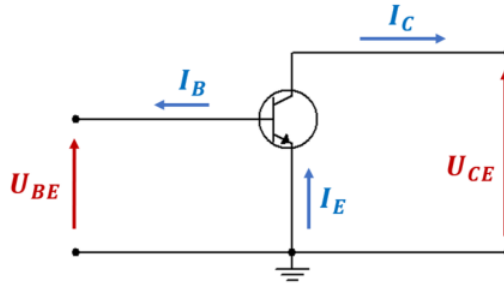
Algemeen vind je GBS-schakelingen vooral terug in hoogfrequent-schakelingen. Ze worden ook gebruikt in schakelingen die een lage ingangsimpedantie vereisen.

6.4.2.2 De gemeenschappelijke emitterschakeling GES

In deze schakeling is de emitter als gemeenschappelijke aansluiting geschakeld en met de massa verbonden. De principeschakeling is weergegeven in figuur 6-24. Schakelingen gebaseerd op GES komen veelvuldig voor. Ook hier kunnen we terug nagaan wat de stroom- en spanningsversterking van de schakeling is en hoeveel de in- en uitgangsimpedantie bedraagt.

De stroomversterking van een GES is ook hier gelijk aan de verhouding van de ingangsstroom op de uitgangsstroom. In deze schakeling is de ingangsstroom I_B en de uitgangsstroom I_C . In formulevorm:

$$A_i = \frac{I_C}{I_B}$$



Figuur 6-24: de gemeenschappelijke emitterschakeling (GES)

Bij de GBS zijn de externe stromen I_C en I_B als volgt bepaald:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

$$I_B = (1 - \alpha) I_E - I_{CBO}$$

Vullen we dit in de formule voor de stroomversterking:

$$A_i = \frac{\alpha I_E + I_{CBO}}{(1 - \alpha) I_E - I_{CBO}}$$

De lekstroom I_{CBO} is in de meeste gevallen verwaarloosbaar. Verwaarlozen we deze lekstroom dan kan de waarde van de stroomversterking benaderend als volgt worden geschreven:

$$A_i = \frac{\alpha I_E}{(1 - \alpha) I_E}$$

Of:

$$A_i = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

In Amerikaanse databoeken wordt deze stroomversterking ook vermeld als β . In Europese databoeken ga je de stroomversterking terugvinden als H_{FE} . Dit betekent dat je voor de GES de stroomversterking als volgt kan schrijven:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = H_{FE}$$

Stel dat α gelijk is aan 0,99, dan is β gelijk aan:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{0,99}{1 - 0,99} = 99$$

Afhankelijk van het type transistor kan je stroomversterkingen bekomen variërend van 50 à 100 (vermogenstransistoren) tot 800 en meer. Ook bij dezelfde typen transistoren kan β sterk verschillen. Stel dat α gelijk is aan 0,98 in plaats van 0,99. Dit levert voor β volgende waarde op:

$$\beta = \frac{0,98}{1 - 0,98} = 49$$

Je kan hieruit besluiten dat een kleine afwijking van α grote veranderingen in β kan teweegbrengen. Dit brengt mede dat bij transistoren die in versterkerschakelingen geschakeld zijn maatregelen moeten genomen worden opdat β in de schakeling ongeveer constant zal blijven.

Een ander verschijnsel dat zich voordoet bij een GES is dat de lekstroom met een waarde $(1 + \beta)$ versterkt zal worden. Hiermee zal men in grote vermogensschakelingen rekening dienen te houden. De versterkte lekstroom wordt I_{CEO} genoemd en is de stroom die zal vloeien tussen collector en emitter als de basis niet is aangesloten.

Merk op dat in figuur 6-24 de zin van de ingangsstroom I_B tegengesteld is aan de zin van de uitgangsstroom I_C . Dit betekent dat de GES-schakeling een faseverschuiving tussen in- en uitgang van 180° zal veroorzaken. Later meer hier over.

Ingangsimpedantie van een GES

Deingangsimpedantie van de GES is als volgt te bepalen:

$$Z_{in(emitter)} = \frac{U_{BE}}{I_B}$$

De spanning U_{BE} is de spanning die over de geleidende emitterjunctie staat. De stroom die door deze junctie vloeit is I_E en de AC-weerstandswaarde van deze junctie komt overeen met r'_e . Vervangen van U_{BE} via de wet van Ohm levert volgende vergelijking op:

$$Z_{in(emitter)} = \frac{I_E \times r'_e}{I_B}$$

De verhouding tussen I_C en I_B is gelijk aan β . Vermits β meestal meer dan 100 is, kan je stellen dat I_C en I_E bij benadering aan elkaar gelijk zijn. Hiermee kan je stellen dat :

$$I_E \approx \beta \times I_B$$

Vullen we deze vergelijking in de vergelijking van deingangsimpedantie dan bekomen we:

$$Z_{in(emitter)} = \frac{\beta \times I_B \times r'_e}{I_B} = \beta \times r'_e$$

Dikwijls wordt dezeingangsimpedantie ook h_{ie} genoemd. De relatie tussen h_{ie} en r'_e is gelijk aan :

$$h_{ie} = \beta \times r'_e$$

Inzake weerstandswaarde is dezeingangsimpedantie in vergelijking met GBS en GCS eerder gemiddeld te noemen. Typerende waarden zijningangsimpedanties tussen 4 k Ω en 8 k Ω .

Uitgangsimpedantie van een GES

De uitgangsimpedantie is als volgt te vinden:

$$Z_{out(emitter)} = \frac{U_{CE}}{I_C}$$

De uitgangsweerstand is gelijk aan de AC-weerstand van de collectorjunctie. Deze weerstand wordt r'_{ce} genoemd. Aldus wordt bekomen:

$$Z_{out(emitter)} = \frac{I_C \times r'_{ce}}{I_C} = r'_{ce}$$

De weerstandswaarde van de uitgangsweerstand van een GES is gemiddeld te noemen in vergelijking met GBS en GCS.

Spanningsversterking van een GES

De spanningsversterking A_u is als volgt te bepalen:

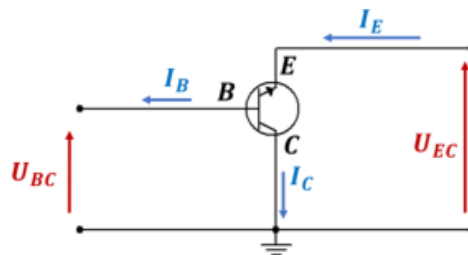
$$A_u = -\frac{U_{CE}}{U_{BE}}$$

$$A_u = -\frac{I_C \times r'_{ce}}{I_E \times r'_e} \approx -\frac{r'_{ce}}{r'_e}$$

Het minteken duidt op 180° faseverschuiving tussen de uitgang en de ingang. De GES is de meest voorkomende schakeling en levert een groot vermogenoverdracht op ($A_p = A_u \times A_i$). Deze schakeling komt ook het meest voor in versterkerschakelingen.

6.4.2.3 De gemeenschappelijke collectorschakeling (GCS)

Op dezelfde wijze als bij GBS en GCS kunnen we de stroom- en spanningsversterking en de in- en uitgangsimpedantie van de prinsieschakeling voor een GCS bepalen. De schakeling is weergegeven in figuur 6-25.



Figuur 6-25 : Gemeenschappelijke collectorschakeling

Stroomversterkingsfactor van een GCS

Bij een GCS-schakeling is de collector gemeenschappelijk en verbonden met massa. De ingangsstroom is I_B en de uitgangsstroom I_C . De stroomversterkingsfactor is als volgt te bepalen:

$$A_i = \frac{I_E}{I_B}$$

$$A_i = \frac{I_C + I_B}{I_B}$$

De externe stromen I_B en I_C zijn gelijk aan :

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

$$I_B = (1 - \alpha I_E) - I_{CBO}$$

Invullen in de stroomversterkingsvergelijking van een GCS :

$$A_i = \frac{\alpha I_E + I_{CBO} + (1 - \alpha)I_E - I_{CBO}}{(1 - \alpha)I_E - I_{CBO}} = \frac{I_E}{(1 - \alpha)I_E - I_{CBO}}$$

$$A_i = \frac{1}{(1 - \alpha) - \frac{I_{CBO}}{I_E}}$$

De verhouding I_{CBO} over I_E is in de meeste situaties verwaarloosbaar waardoor de stroomversterking benaderend kan geschreven worden als:

$$A_i \approx \frac{1}{1 - \alpha}$$

De stroomversterking voor een GCS kan ook geschreven worden als H_{FC} . Kenmerkend voor een GCS is dat deze een grote stroomversterking heeft. Van de drie schakelingen heeft GCS de grootste stroomversterking. Daarnaast is er ook een onderling verband tussen de stroomversterkingsfactoren van de schakelingen onderling. Dit verband is het volgende:

$$H_{FE} = H_{FB} \times H_{FC}$$

Of:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \alpha \times \frac{1}{1 - \alpha}$$

Ingangsimpedantie van een GCS

De verhouding van de ingangsspanning op de ingangsstroom levert deingangsimpedantie van de GCS-schakeling op. Vanuit figuur 6-25 kunnen we voor de ingangsimpedantie schrijven:

$$Z_{in(collector)} = \frac{U_{BC}}{I_B}$$

De spanning U_{BC} kan geschreven worden als de som van de spanningen U_{BE} en U_{EC} . Tussen de collector en de emitter wordt de belasting van de GCS-schakeling aangesloten. Deze belasting staat bijgevolg parallel met de uitgang van de transistor. Dit betekent dat de spanning over de belasting gelijk is aan U_{CE} . U_{BE} is de spanning over de in doorlaat staande emitterjunctie. Hierdoor vloeit I_E en de AC-weerstandswaarde van de emitterjunctie is gelijk aan r'_e . In formulevorm levert dit het volgende op:

$$Z_{in(collector)} = \frac{U_{BE} + U_{EC}}{I_B}$$

$$Z_{in(collector)} = \frac{I_E \times r'_e + I_E \times R_L}{I_B}$$

$$Z_{in(collector)} = \frac{I_E}{I_B} \times (r'_e + R_L)$$

De verhouding van I_E op I_B is benaderend gelijk aan β . De uiteindelijke ingangsimpedantie van de GCS-schakeling is dan gelijk aan:

$$Z_{in(collector)} = \beta \times (r'_e + R_L)$$

De ingangsimpedantie is relatief hoog voor een GCS. Zeker als de belastingsweerstand een grote waarde heeft en/of de stroomversterkingsfactor β groot is.

Uitgangsimpedantie van een GCS

Voor de schakeling van figuur 6-25 kan je volgende vergelijking schrijven voor de uitgangsimpedantie:

$$Z_{out(collector)} = \frac{U_{EC}}{I_E} \approx r'_e$$

De uitgangsimpedantie van een GCS is ongeveer gelijk aan de AC-weerstand van de emitterjunctie. Dit betekent dat de uitgangsimpedantie klein is. Een gevolg hiervan is dat een schakeling met een GCS aan de uitgang zich binnen een bepaald gebied als een ideale spanningsbron kan gedragen. Eveneens is de GCS bruikbaar als impedantietransformator om van een hoge impedantie over te gaan naar een lage impedantie.

Spanningsversterking van een GCS

Zoals in figuur 6-25 is te zien kan je de spanningsversterking als volgt schrijven:

$$A_u = \frac{U_{EC}}{U_{BC}}$$

Splitsen we de spanning U_{BC} terug op in de som van de spanningen U_{BE} en U_{EC} dan bekomen we:

$$A_u = \frac{U_{EC}}{U_{BE} + U_{EC}}$$

Hieruit kan je concluderen dat de spanningsversterking van een GCS kleiner dan 1 is. Vervangen we de spanningen via de wet van Ohm dan bekomen we:

$$A_u = \frac{I_E \times R_L}{I_E \times r'_e + I_E \times R_L}$$

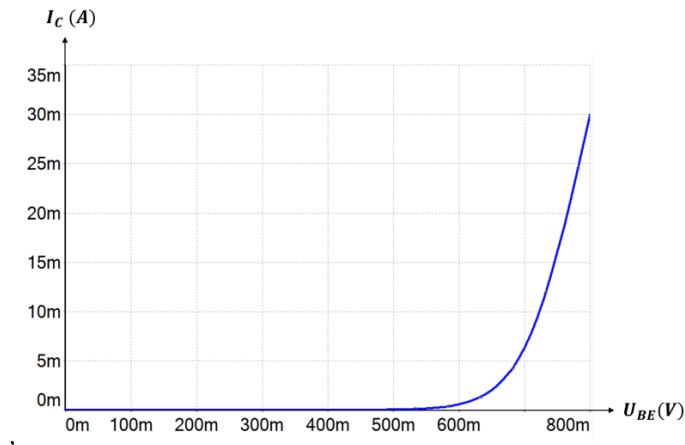
$$A_u = \frac{R_L}{r'_e + R_L}$$

Dikwijls is r'_e veel kleiner dan R_L zodat de spanningsversterking in die situatie ongeveer gelijk aan 1 wordt.

6.4.3 Transistorkarakteristieken

6.4.3.1 De transconductantiekarakteristiek

De steilheid of transconductantiekarakteristiek is één van de belangrijkste karakteristieken van een transistor. De karakteristiek geeft de uitgangsstroom I_C weer in functie van de ingangsspanning U_{BE} .



Figuur 6-26 : transconductantiekarakteristiek van een transistor

Het verloop van de karakteristiek komt overeen met dat van een PN -junctie in doorlaat. Immers U_{BE} is de spanning over de emitterjunctie en deze is in doorlaat gepolariseerd. Vermits I_C nagenoeg gelijk is aan I_E en I_E de doorlaatstroom van de emitterjunctie is, is het verloop van I_C eveneens gelijk aan het verloop van de doorlaatstroom van een PN -junctie.

De transconductantiekarakteristiek is vooral nuttig om de AC-weerstand r'_e van de emitterjunctie in doorlaat te bepalen. Voor stromen waarbij I_C lager is dan 10 mA kan men gebruik maken van volgende formule:

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

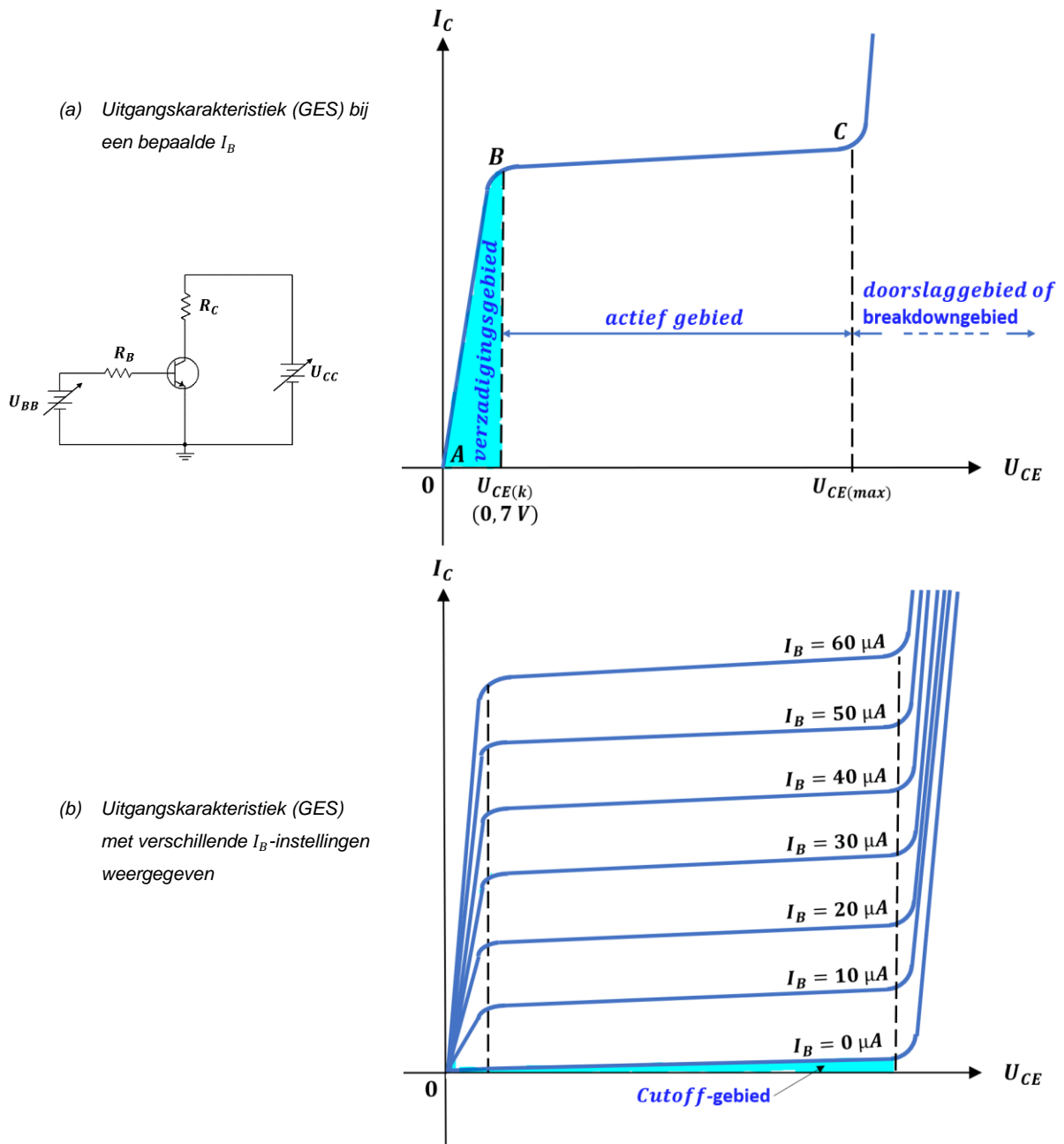
Aangezien $I_E \approx I_C$ kan je ook de waarde van I_C in bovenstaande formule gebruiken. De formule om r'_e te bepalen is echter een empirische formule. Bij grotere stromen dan 10 mA wordt deze formule niet nauwkeurig genoeg meer en maak je beter gebruik van de transconductantiekarakteristiek. In die situaties kan je gebruik maken van de transconductantiekarakteristiek. Je zet de stroom I_C uit op de karakteristiek en neemt rond dit punt een bepaalde variatie. Je leest uit de grafiek de overeenkomstige U_{BE} -waarden af. De wisselstroomweerstand bij deze grotere stromen vind je dan met onderstaande formule:

$$r'_e = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}}$$

6.4.3.2 Uitgangskarakteristiek van een transistor

Figuur 6-27(a) toont de uitgangskarakteristiek van een transistor als GES. De karakteristiek kan worden opgenomen door de basisstroom I_B constant te houden en vervolgens de spanningsbron U_{CC} te variëren van 0 V tot een bepaalde spanningswaarde in een aantal stappen. Per ingestelde waarde van U_{CC} wordt de uitgangsspanning U_{CE} en de bijbehorende uitgangsstroom I_C opgemeten.

Het verloop van de uitgangskarakteristiek is een “gebroken” lijn. De stroom stijgt snel tussen de punten A en B bij een spanningsstijging van U_{CE} tot de spanningswaarde $U_{CE(k)}$ wordt bereikt. Deze spanning wordt de kniespanning genoemd en is de spanningswaarde in het punt B . Daarna blijft de stroom I_C nagenoeg constant tussen de punten B en C . Eens de U_{CE} -spanning in het punt C overschreden wordt, stijgt de stroom terug zeer snel.



Figuur 6-27: Uitgangskarakteristiek van een transistor (GES)

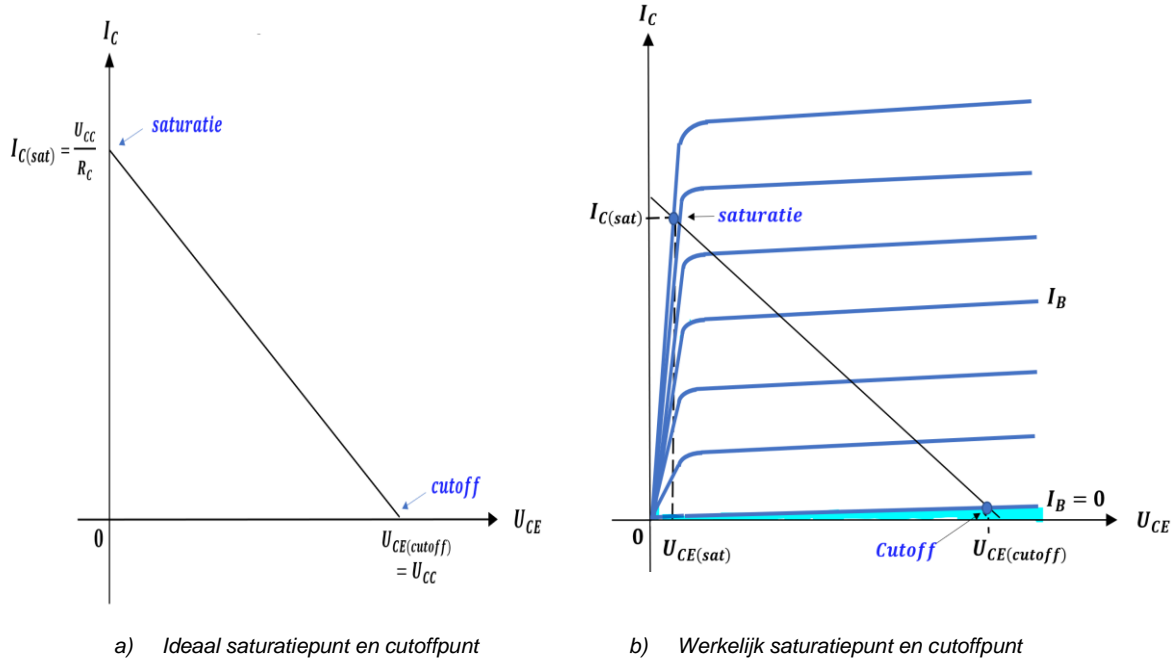
Het verloop van de uitgangskarakteristiek is als volgt te verklaren. Zolang U_{CE} kleiner is dan $U_{ce(k)}$ worden niet alle vrije ladingsdragers die uit de emitter naar de basis vloeien aangetrokken door de collector. Naarmate U_{CE} toeneemt zullen ook meer ladingen overgaan van de basis naar de collector. Op het ogenblik dat praktisch alle ladingen overgaan naar de collector wordt de karakteristiek horizontaal. Dit gebeurt vanaf een collectorspanning gelijk aan $U_{CE(k)}$. Vanaf dat moment staat de collectorjunctie in sper waardoor de collectorstroom I_C gelijk wordt aan $\beta \times I_B$. In werkelijkheid zal I_C lichtjes stijgen omdat de sperlaag van de collectorjunctie groter wordt. Eens de U_{CE} -spanning groter wordt dan de spanning in het punt C zal de collectorstroom terug sterk beginnen stijgen. De transistor zit nu in zijn doorslag- of breakdown gebied. De spanning over de collectorjunctie is nu zodanig groot dat de sperrende junctie zal doorslaan. Ten gevolge van het avalanche effect zal de stroom zeer sterk stijgen met blijvende beschadiging tot gevolg.

Zoals je in figuur 6-27 kan zien verandert de grootte van I_C met de grootte van I_B . Er is nagenoeg een lineair verband tussen I_B en I_C .

6.4.3.3 Cutoff-toestand en saturatietoestand van een transistor op een belastingslijn

Als I_B gelijk is aan nul vloeit er geen I_C maar enkel een kleine hoeveelheid lekstroom I_{CEO} die te verwaarlozen is. De transistor bevindt zich dan in de toestand *cutoff*. In *cutoff* zijn zowel de emitterjunctie als de collectorjunctie in sper aangesloten. Vermits de collectorstroom zo goed als nul is, is de spanning over de collectorweerstand R_C ongeveer gelijk aan 0 V. De spanning U_{CE} is dan nagenoeg gelijk aan de volledige voedingsspanning U_{CC} .

Van zodra de emitterjunctie in doorlaat is gepolariseerd en de basisstroom wordt vergroot dan zal de collectorstroom eveneens vergroten. Het gevolg hiervan is dat de spanning over de collectorweerstand zal stijgen waardoor U_{CE} dan weer daalt.



Figuur 6-28 : saturatie en cutoff op een belastingslijn

Wanneer I_B voldoende groot is, staat ongeveer de volledige voedingsspanning over de collectorweerstand R_C en nagenoeg geen spanning meer over de transistor. In het ideale geval is U_{CE} dan gelijk aan nul volt. Deze conditie staat bekend als saturatie (verzadiging). Saturatie treedt op als de voedingsspanning U_{CC} over de totale weerstand van het collectorcircuit staat. De verzadigingsstroom $I_{C(sat)}$ is te vinden met volgende formule:

$$I_{C(sat)} = \frac{U_{CC}}{R_C}$$

Van zodra I_B hoog genoeg is om verzadiging te veroorzaken, is de formule voor de stroomversterking niet langer meer geldig. Er is immers dan geen lineair verband meer tussen basisstroom en collectorstroom. Ideaal is de saturatiespanning $U_{CE(sat)}$ gelijk aan 0 V. Praktisch zal deze waarde zich meestal bevinden tussen de 0,1 V tot 0,3 V. $U_{CE(sat)}$ kan oplopen tot 3 V voor vermogenstransistoren.

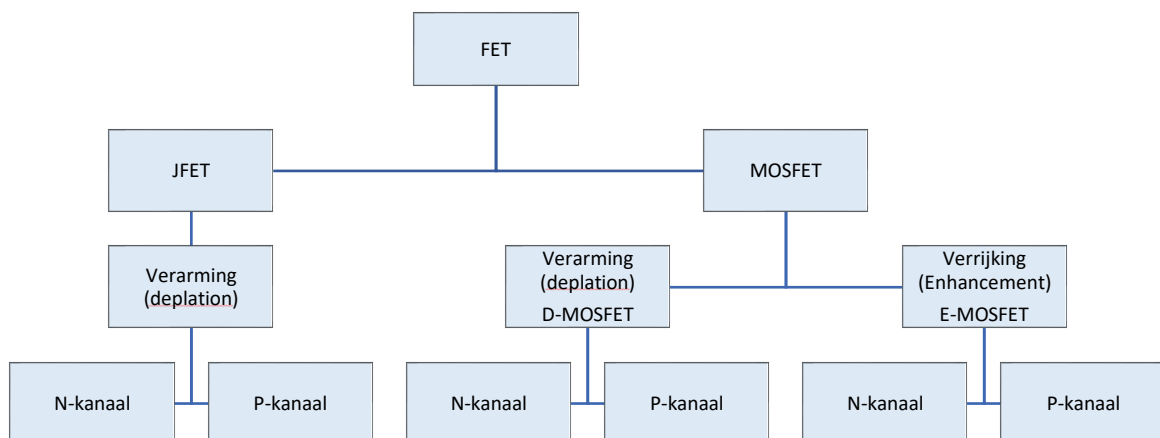
De rechte lijn in figuur 6-28 tussen het saturatiepunt en cutoff stelt de belastingslijn van de schakeling voor. Het snijpunt van de belastingslijn met een horizontale lijn van uitgangskarakteristiek stelt het werkpunt of instellingspunt voor van de transistor (later meer hier over). Net zoals bij de diode liggen alle mogelijke instellingspunten die in de betreffende schakeling mogelijk zijn op deze belastingslijn.

6.4.4 Test jezelf aangaande de bipolaire junctietransistor

1. Wat is het verschil tussen een *NPN*-transistor en een *PNP*-transistor?
2. Uit welke interne stromen is de uitwendige collectorstroom samengesteld?
3. Uit welke interne stromen is de uitwendige basisstroom samengesteld?
4. Hoe kan je $I_{C(sat)}$ bepalen bij een eenvoudige transistorschakeling?
5. Omschrijf het begrip saturatie (verzadiging)
6. Omschrijf het begrip cutoff.
7. Aan wat is de spanningsversterking gelijk aan bij een GES?
8. Aan wat is de ingangsimpedantie gelijk aan bij een GBS?
9. Wat is het verband aan stroomversterking tussen GCS, GES en GBS?
10. Wat kan je bepalen via de transconductantiekarakteristiek?
11. Verklaar het verloop van de uitgangskarakteristiek van een GES.

6.5 De Veldeffecttransistor of JFET

Field effect transistoren of veldeffecttransistoren zijn voor de bipolaire transistoren ontstaan. In 1939 toonden Von Liliefeld en Heil aan dat men de weerstand van een halfgeleidende laag kon wijzigen via een elektrisch veld. In die tijd werd voor de halfgeleidende laag koperoxide gebruikt in plaats van silicium. De eerste bruikbare FET's werden in 1952 gemaakt door Shockley. Dit is dezelfde persoon die in 1949 aan het hoofd stond van het team dat de transistor fabriceerde. Wegens fabricagemoeilijkheden heeft het nog acht jaar geduurd vooraleer de FET uit zijn labostadium kwam. Vanaf 1960 werd de productie van de FET op grote schaal mogelijk. Momenteel worden naast de bipolaire transistoren steeds meer FET's toegepast. De reden hiervoor is dat FET's gemakkelijk te fabriceren zijn, ze weinig plaats nodig hebben op een silicium schijfje en zeer interessante eigenschappen hebben voor zowel lineaire als digitale toepassingen.



Figuur 6-29: indeling van FET's

De voordelen van de FET tegenover de transistor zijn:

- De FET heeft een zeer hoge ingangsimpedantie.
- In tegenstelling tot de transistor is de FET is weinig, praktisch ongevoelig, voor radioactieve straling.
- De FET genereert weinig ruis. Hierdoor is de FET zeer nuttig als ingangsversterker of als hoogfrequentversterker.
- De FET-karakteristieken kunnen relatief weinig afhankelijk van de temperatuur worden gemaakt.

- De FET is zeer geschikt voor chopperdoeleinden.

De huidige ontwikkeling van FET's streeft er naar om het bruikbaar frequentiegebied te verhogen en het afgegeven vermogen op te drijven. Figuur 6-29 geeft een overzicht van de indeling van de FET-familie.

6.5.1 De junctie-FET of JFET

Het grote verschil tussen een FET en een transistor is dat een transistor een door stroom gecontroleerde component terwijl een FET spanninggestuurd is. Het is de basisstroom die de collectorstroom stuurt bij een transistor terwijl bij de FET de spanning aan de gate de hoeveelheid stroom door de FET stuurt.

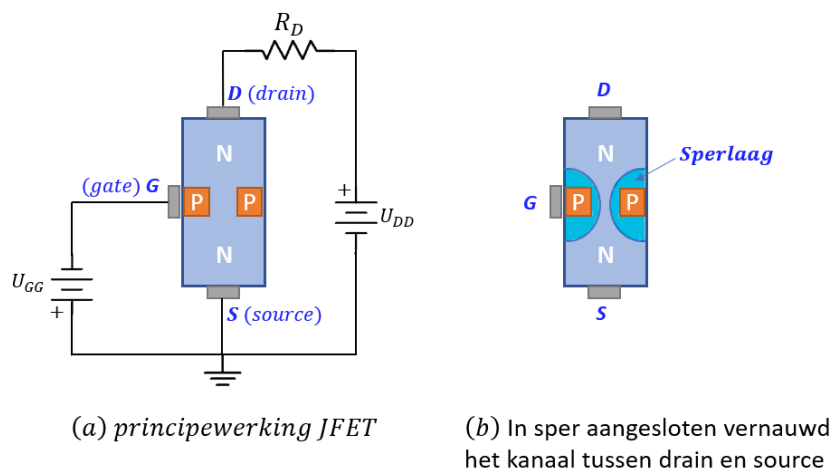
Wat is belangrijk?

- Je beschrijft het principiële verschil tussen een FET en een transistor.
- Je tekent het symbool van een N-JFET en P-JFET
- Je omschrijft het verloop van de uitgangskarakteristiek van een JFET
- Je legt uit wat bedoeld wordt met de parameters y_{fs} , I_{DSS} , I_{GSS} , C_{iss} , $U_{GS(off)}$ en U_P .
- Je beschrijft de transconductantiecure van een JFET.
- Je tekent en berekent een zelfinstellingsschakeling met JFET.
- Je kan de instelling van JFET bepalen via de grafische methode.

6.5.1.1 Principewerking van de JFET

De junctie FET of JFET is een unipolaire transistor. Deze halfgeleidercomponent heeft enkel meerderheidsladingsdragers nodig om te kunnen werken. De werking van de JFET is veel gemakkelijker te verstaan dan die van de bipolaire transistor.

In figuur 6-30(a) is de opbouw van een N-kanaal JFET weergegeven. Deze JFET wordt ingesteld



Figuur 6-30 : principewerking N-kanaal JFET

met een U_{GG} - en U_{DD} -spanningsbron. Het onderste gedeelte van de JFET wordt de "Source" (bron) genoemd en het bovenste gedeelte de "Drain" (afvoer).

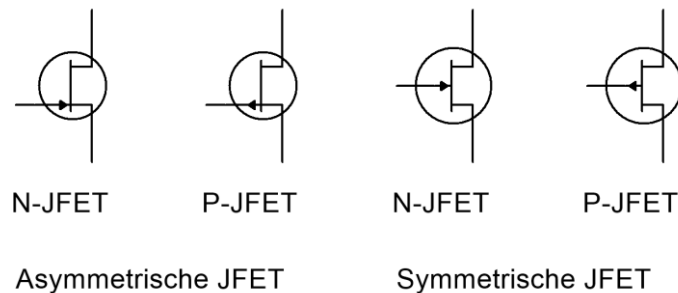
Vermits in de JFET bestaat uit N-materiaal zijn de ladingsdragers vrije elektronen. Afhankelijk van de voedingsspanning U_{DD} en de weerstand van het N-kanaal, zal er een zekere hoeveelheid stroom vloeien. Door twee P-gebieden in het N-kanaal aan te brengen, verkrijgen we een JFET zoals in figuur 6-30 te zien is. Elk van deze P-gebieden wordt de "gate" (poort) genoemd. Wanneer de

fabrikant aan iedere gate een aansluitelektrode verbindt, verkrijgen we een zogenaamde "dual gate JFET". Deze worden vooral in mengschakelingen gebruikt of als verschilversterker. In deze paragraaf beperken we ons enkel tot de JFET met één gate. De twee P -gebieden zijn dan inwendig met elkaar verbonden.

Door de gate negatiever te maken dan de source worden de PN -overgangen van de JFET in sper aangesloten. Het gevolg hiervan is dat er sperlagen ontstaan tussen de twee P -materialen en de N -laag, zoals weergegeven in figuur 6-30(b). De sperlagen vernauwen het kanaal tussen de twee P -lagen waardoor dit kanaal smaller is geworden. De stroom van vrije elektronen die vanuit de source naar de drain beweegt, zal bijgevolg verkleinen vermits deze door een smaller kanaal door moet. Hoe negatiever de gatespanning wordt ten opzichte van de source, hoe breder de sperlagen worden en hoe minder stroom er door het N -kanaal kan vloeien.

Het grote verschil tussen een JFET en een bipolaire transistor is dat de gate in sper wordt gepolariseerd, terwijl de basis van de transistor in doorlaat wordt gepolariseerd. Dit grote verschil betekent dat de JFET een spanningsgestuurde halfgeleider is. Dus de ingangsspanning alleen zal de uitgangsstroom controleren.

Het bovengenoemd verschil tussen JFET en bipolaire transistor kunnen we in termen van weerstand uitdrukken. De ingangsweerstand van een JFET is, ideaal gezien, oneindig groot. In werkelijkheid bedraagt deze ingangsweerstand in de megaohms, afhankelijk van het gebruikte JFET-type. Daarom wordt de JFET gebruikt in de toepassingen waar een hoge ingangsweerstand vereist is. Het nadeel van deze hoge ingangsweerstand is dat de JFET minder gevoelig is aan spanningsvariaties aan de ingang dan de bipolaire transistor. Zo zal bijvoorbeeld praktisch iedere JFET bij een verandering van de ingangsspanning met $0,1\text{ V}$, een verandering in de uitgangsstroom van minder dan 10 mA hebben. Terwijl bij de bipolaire transistor deze ingangsverandering van $0,1\text{ V}$ gemakkelijk een verandering van de uitgangsstroom van meer dan 10 mA teweegbrengt.



Figuur 6-31: Symbolen JFET

In figuur 6-31 zijn de schemasymbolen van een JFET weergegeven. De onderzijde van het symbool is de source, de bovenzijde de drain en de linkse aansluiting de gate. De linkse twee symbolen zijn de symbolen voor de asymmetrische JFET (N- en P-JFET) terwijl de twee rechtse de symbolen voor de symmetrische JFET zijn. Het verschil hiertussen is dat bij een asymmetrische JFET drain en source niet onderling verwisselbaar zijn en een symmetrische JFET zodanig is opgebouwd dat ze wel omwisselbaar zijn. Asymmetrische JFET's komen veel meer voor dan symmetrische JFET's.

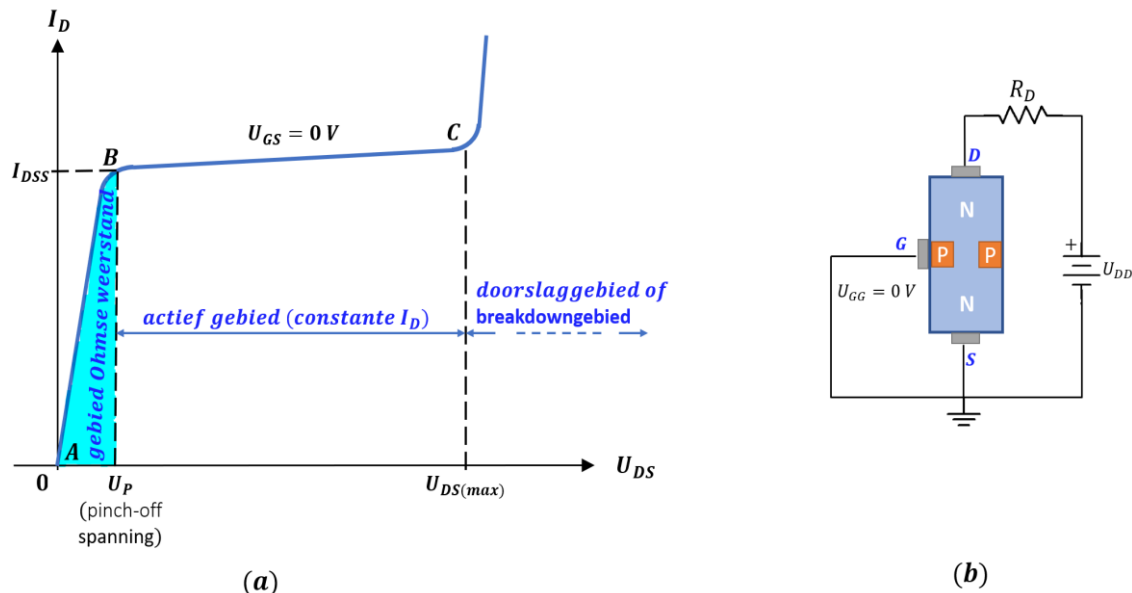
6.5.1.2 JFET-karakteristieken

JFET-uitgangskarakteristiek

De uitgangskarakteristiek van een N -JFET kan opgemeten worden door een bepaalde constante spanning in te stellen tussen gate en source. Deze spanning wordt U_{GS} genoemd. Vervolgens wordt de spanningsbron U_{DD} regelbaar gemaakt om verschillende spanningswaarden U_{DS} tussen drain en source in te stellen en vervolgens de drainstroom I_D op te meten.

Voor normale werking van de JFET is de gate in sper aangesloten. Een speciaal geval hierbij is

dat er geen spanning aan de gate is aangesloten waardoor U_{GS} gelijk is aan nul volt. Deze toestand wordt ook de kortgesloten gate-conditie genoemd. Figuur 6-32 geeft de uitgangskarakteristiek weer van een gemeenschappelijke source schakeling (GSS) weer met de gate kortgesloten.

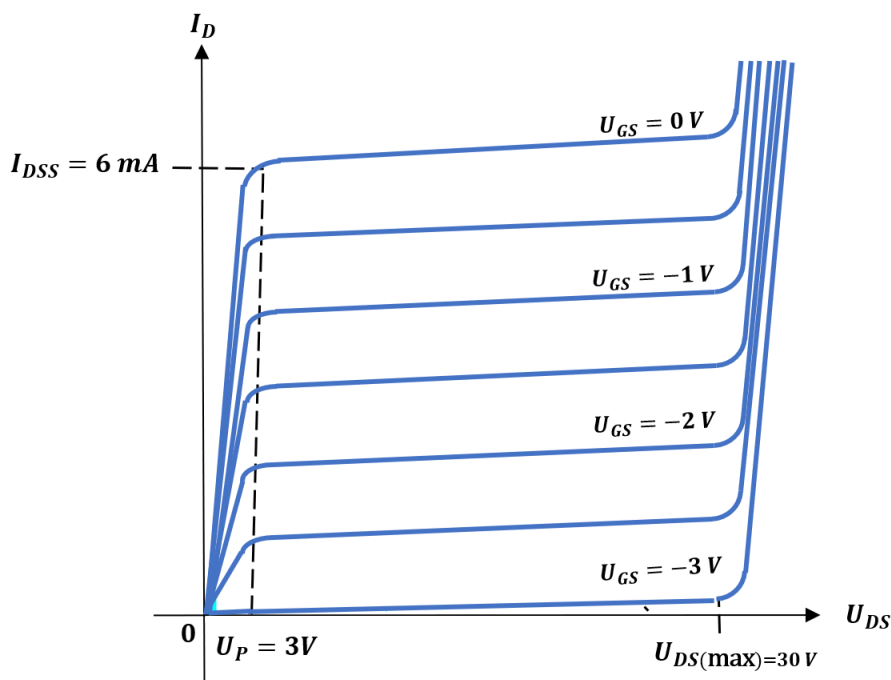


Figuur 6-32 : de uitgangskarakteristiek van een JFET met kortgesloten gate

Wat direct opvalt is de grote gelijkenis met de uitgangskarakteristiek van de transistor. De drainstroom stijgt zeer snel in het begin. Daarna blijft de drainstroom ongeveer constant tussen U_P en $U_{DS(max)}$. Wanneer de drainspanning te hoog wordt, slaat de JFET door zoals weergegeven op de karakteristiek. Dit is net zo als bij de bipolaire transistoren. Het actieve gebied is het praktisch horizontale gedeelte van de curve. In dit gebied gedraagt de JFET zich als een stroombron. Dit gebied bevindt zich tussen de spanningen U_P en $U_{DS(max)}$.

De spanning U_P is de pinch-off spanning. Deze spanning is de drainspanning op het eerste punt waar de drainstroom praktisch constant blijft bij verdere stijging van de drainspanning. Wanneer de drainspanning gelijk is aan de pinch-off spanning, is het kanaal zeer nauw geworden. De sperlaaggebieden raken bijna elkaar. Verdere stijging van de drainspanning leidt tot een kleine stijging van de drainstroom in het actieve gebied.

De stroom die vloeit op het moment dat U_{DS} gelijk is aan U_P wordt I_{DSS} genoemd. De betekenis van I_{DSS} staat voor "Drain to Source with Shorted gate" of de drainstroom in het actieve gebied van de JFET bij U_{GS} gelijk aan nul volt. In databoeken wordt I_{DSS} gespecificeerd bij een bepaalde drainspanning. Typische waarden voor de drainspanning zijn waarden tussen de 10 à 20 V. Vermits we in het actieve gebied van de JFET bevinden zal de stroom I_{DSS} weinig variëren in dit gebied. Vermits I_{DSS} wordt gemeten bij kortgesloten gate, kan men ook stellen dat I_{DSS} de maximale drainstroom van de JFET in het actieve gebied. Alle andere U_{GS} -spanningen zijn negatief en leveren bijgevolg een kleinere drainstroom op. De datagegevens vermelden de I_{DSS} -waarden van de JFET's.



Figuur 6-33: JFET uitgangskarakteristiek bij verschillende U_{GS} -instellingen

Zoals reeds vermeld en in figuur 6-33 is te zien leidt een bepaalde negatieve U_{GS} -waarde tot een lagere drainstroom dan I_{DSS} . De onderste U_{GS} -spanningswaarde is wel van belang. Deze verschilt van JFET tot JFET. Voor het voorbeeld in figuur 6-33 is dit -3 V . In de figuur is te zien dat de drainstroom bij deze onderste U_{GS} -spanning nagenoeg gedaald is tot 0 mA . Deze spanning wordt de "gate-source cutt-off" spanning genoemd en voorgesteld als $U_{GS(off)}$. Wanneer de U_{GS} gelijk is aan $U_{GS(off)}$ raken beide spergebieden in de JFET elkaar. Dit verklaart waarom de drainstroom bij die spanning praktisch gelijk is aan 0 mA .

Er is volgend verband tussen de pinch-off spanning en de gate-source cutt-off spanning:

$$U_P = |U_{GS(off)}|$$

In veel databoeken wordt U_P niet opgegeven maar wel $U_{GS(off)}$. Door het minteken weg te laten van $U_{GS(off)}$ (N-JFET) kan je de waarde van U_P vinden. Uit al deze informatie kan je het volgende concluderen:

- Het actieve gebied van de JFET ligt tussen: $U_P < U_{DS} < U_{DS(max)}$
- De variatie van U_{GS} ligt tussen: $U_{GS(off)} < U_{GS} < 0\text{ V}$
- Wanneer U_{GS} binnen het bovenstaande interval blijft is de variatie van I_D : $0 < I_D < I_{DSS}$

Uit de karakteristiek van figuur 6-33 kan je dus aflezen dat het normale bereik van U_{DS} ligt tussen 3 en 30 V, U_{GS} varieerbaar is tussen 0 V en -3 V en de drainsstroom ligt tussen 0 mA en 6 mA.

JFET-transconductantiekarakteristiek

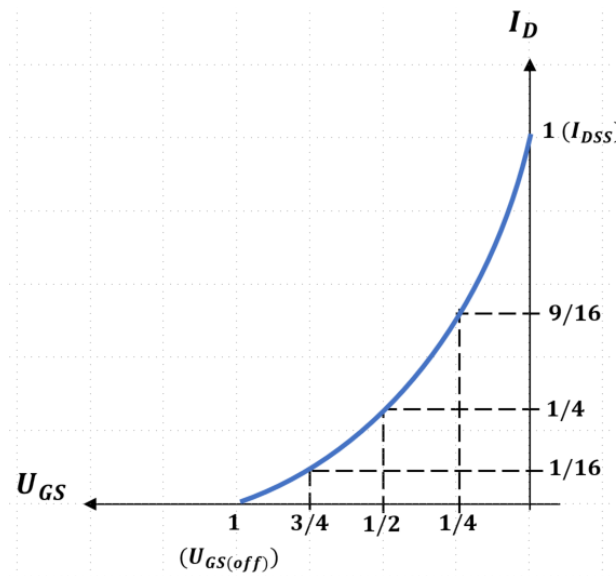
Bij transistoren is de transconductantiecure de relatie tussen de uitgangstroom I_C en de ingangsspanning U_{BE} . Bij de JFET is dit de karakteristiek die de relatie geeft tussen de uitgangsstroom I_D en de ingangsspanning U_{GS} . De transconductantiecure van iedere JFET lijkt op de curve van de karakteristiek in figuur 6-34. De curve heeft een parabolische vorm en kan gevormd worden met onderstaande vergelijking:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2$$

Stel dat de datagegevens van een bepaalde JFET een I_{DSS} vermeld van 4 mA en een $U_{GS(off)}$ van -2 V. Dan kan je in het actieve gebied I_D bepalen bij een bepaalde U_{GS} op volgende wijze :

$$I_D = 0,004 \left(1 - \frac{U_{GS}}{-2} \right)^2$$

De meeste databoeken vermelden de transconductantiekarakteristiek niet maar je kan wel de waarden I_{DSS} en $U_{GS(off)}$ aflezen. Door deze waarden in de vergelijking van de transconductantie-karakteristiek te stoppen kan je bijgevolg iedere drainstroom vinden bij een gegeven U_{GS} .



Figuur 6-34: Transconductantiekarakteristiek van een JFET

De vergelijking van de transconductantiekarakteristiek is gemakkelijk om te vormen tot volgende vergelijking:

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2$$

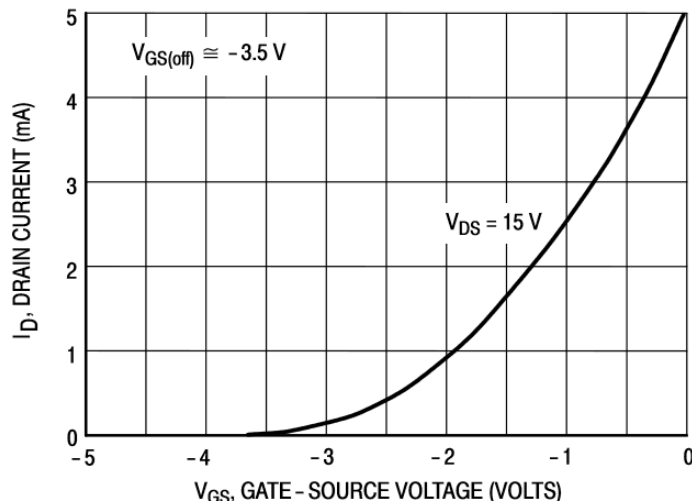
Door achtereenvolgens de waarden $0, \frac{1}{4}, \frac{1}{2}, \frac{3}{4}$ en 1 te nemen voor de verhouding van U_{GS} op $U_{GS(off)}$ bekom je volgende resultaten voor de verhouding van I_D op I_{DSS} : $1, \frac{9}{16}, \frac{1}{4}, \frac{1}{16}$ en 0. Deze waarden zijn ook in de karakteristiek van figuur 6-34 te zien.

Om de grootst mogelijke versterking te verkrijgen van een wisselsignaal moet je de JFET in het midden van zijn karakteristiek instellen. Dit betekent dat de JFET moet ingesteld worden met een drainstroom van ongeveer de helft van de I_{DSS} -waarde. De stroom $\frac{9}{16} I_{DSS}$ is dicht bij het middelpunt. Hiervoor vind je een middelpuntinstelling van U_{GS} als volgt:

$$U_{GS} \approx \frac{U_{GS(off)}}{4}$$

Voorbeeld 6-1:

In figuur 6-35 zie je de transconductantiekarakteristiek van een JFET type 2N5457. Bepaal I_D en U_{GS} om deze JFET in middeninstelling te plaatsen.



Figuur 6-35: transconductantiekarakteristiek 2N5457

(figuur overgenomen van volgende link: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/2N5457-D.PDF>)

Oplossing:

Om de JFET in het midden in te stellen volstaat het om de $V_{GS(off)}$ -spanning door 4 te delen. De benodigde U_{GS} hiervoor is als volgt te bepalen:

$$U_{GS} = \frac{U_{GS(off)}}{4} = \frac{-3,5 \text{ V}}{4} = 0,875 \text{ V}$$

De bijbehorende stroom I_D :

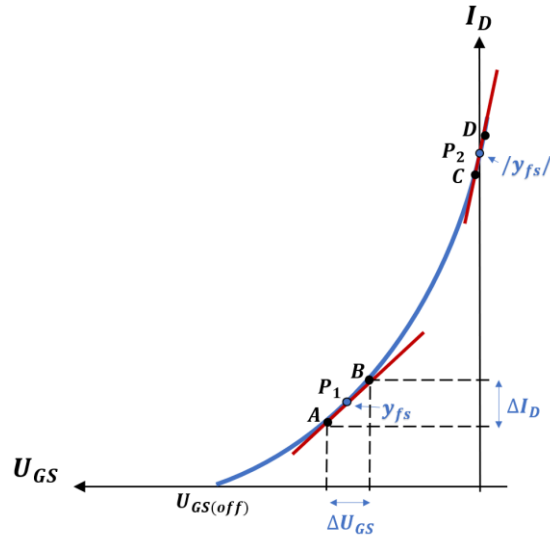
$$I_D = \frac{9}{16} I_{DSS} = \frac{9}{16} \times 5 \text{ mA} = 2,8 \text{ mA}$$

6.5.2 Steilheid of transconductantie

y_{fs} wordt de steilheid of transconductantie genoemd. Aangezien de transconductantiekarakteristiek niet lineair verloopt, verschilt de steilheid van plaats tot plaats in deze karakteristiek. Algemeen kan je, bij een constante U_{DS} , de steilheid y_{fs} op volgende wijze vinden:

$$y_{fs} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

Dit betekent dat de steilheid overeenkomt met de verandering van de drainstroom gedeeld door de overeenstemmende verandering van de gatespanning. In bepaalde literatuur kan je het symbool g_m vinden voor de steilheid in plaats van y_{fs} . De steilheid wordt uitgedrukt in Siemens. Dit is het omgekeerde van Ohm. Figuur 6-36 geeft de betekenis van de steilheid weer bij gebruik in de transconductantiekarakteristiek.



Figuur 6-36 : De steilheid is verschillend naargelang het punt in de transconductantiekarakteristiek

Om de steilheid op een bepaald werkpunt te berekenen, neem je twee nabijgelegen punten. Wil men bijvoorbeeld de steilheid kennen in het punt P_1 dan kunnen de punten A en B in aanmerking komen voor de berekening ervan (zie figuur 6-36). De verhouding van de verandering van I_D ten opzichte van U_{GS} geeft de steilheid weer.

Indien een ander punt verderop de karakteristiek wordt genomen, bijvoorbeeld P_2 , dan verkrijgen we een grotere verandering van I_D voor een bepaalde U_{GS} -verandering. Databoeken vermelden dikwijls de waarde van de steilheid bij U_{GS} -spanning gelijk aan 0 V . Deze waarde wordt aangeduid met $/y_{fs}/$. Deze waarde is in figuur 6-36 weergegeven als de steilheid in punt P_2 . In sommige boeken vind je de notatie g_{m0} als aanduiding voor $/y_{fs}/$. Algemeen kan je de steilheid van een bepaald punt op de transconductantiekarakteristiek bepalen met volgende formule:

$$y_{fs} = /y_{fs}/ \times \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)$$

Deze vergelijking geeft de steilheid y_{fs} weer in ieder punt van de karakteristiek in functie van $/y_{fs}/$. Wanneer je de waarde y_{fs} niet terug kan vinden in de datagegevens zoek dan naar de waarde $/y_{fs}/$ en gebruik de laatst genoemde formule voor het bepalen van y_{fs} .

Merk op dat er een onderling verband bestaat tussen de waarden $U_{GS(off)}$, I_{DSS} en y_{fs} . Dit verband is als volgt:

$$|U_{GS(off)}| = \frac{2I_{DSS}}{/y_{fs}/}$$

Deze formule is zeer bruikbaar vermits I_{DSS} en $/y_{fs}/$ zeer gemakkelijk te meten zijn terwijl het opmeten van $U_{GS(off)}$ moeilijker verloopt. De formule geeft ook een nauwkeurige waarde van $U_{GS(off)}$.

6.5.3 Drainweerstand op wisselstroomgebied

De weerstand r_{ds} is de wisselstroomweerstand tussen drain en source van de JFET. Deze wordt gedefinieerd als volgt:

$$r_{ds} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \text{ bij constante } U_{GS}$$

Boven de pinch-off spanning U_p is de verandering van I_D zeer klein bij stijgende U_{DS} -spanning. Dit komt omdat de curve zich dan in het actieve gebied van de uitgangskarakteristiek bevindt en ongeveer horizontaal verloopt (zie figuur 6-33). Vermits de stroom I_D relatief weinig verandert is de weerstandswaarde r_{ds} in het actieve gebied van de karakteristiek relatief hoog. Typische waarden zijn weerstandswaarden tussen de $10\text{ k}\Omega$ en $1\text{ M}\Omega$.

Datagegevens geven zelden de waarde van r_{ds} weer. In plaats van r_{ds} wordt het omgekeerde van deze waarde gegeven. Deze waarde is de uitgangsadmittantie y_{os} . De waarde van r_{ds} is dan als volgt te vinden:

$$r_{ds} = \frac{1}{y_{os}}$$

Merk op dat bovenstaande formule enkel geldig is voor lage frequenties. De weerstand r_{ds} is vooral van belang bij choppers en analoge schakelaars.

6.5.4 Ingangsweerstand en capaciteit

Een PN -junctie in sper heeft een zeer hoge weerstand. Bij een JFET is de gate-source junctie invers gepolariseerd waardoor de weerstand van de junctie zeer hoog is. Via datagegevens kan je de ingangsweerstand van de JFET bepalen aan de hand van de gatesperstroom I_{GSS} en een bepaalde ingangsspanning U_{GS} . In formulevorm:

$$R_{IN} = \frac{|U_{GS}|}{I_{GSS}}$$

Door het feit dat de ingangsweerstand zeer hoog is betekent dit dat de ingangscapaciteit van een JFET ook over het algemeen hoger is dan van een bipolaire junctietransistor. De grootte van de ingangscapaciteit zal wel afhankelijk zijn van de grootte van de aangelegde inverse spanning over de gate-source junctie. Zo heeft een 2N5457 JFET een maximale ingangscapaciteit C_{in} van 7 pF bij $U_{GS} = 0\text{ V}$.

Voorbeeld 6-2:

Stel een JFET met volgende datagegevens: $I_{DSS} = 10\text{ mA}$ en $|y_{fs}| = 4000\text{ }\mu\text{S}$. Bereken U_{GS} en y_{fs} voor middeninstelling.

Oplossing:

Om U_{GS} te kunnen bepalen moet je eerst $U_{GS(off)}$ berekenen:

$$U_{GS(off)} = \frac{2I_{DSS}}{|y_{fs}|} = \frac{2 \times 0,01\text{ mA}}{4000\text{ }\mu\text{S}} = -5\text{ V}$$

Bepalen van U_{GS} :

$$U_{GS} = \frac{U_{GS(off)}}{4} = \frac{-5\text{ V}}{4} = -1,25$$

De steilheid is gelijk aan:

$$y_{fs} = |y_{fs}| \times \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right) = 4000\text{ }\mu\text{S} \times \left(1 - \frac{-1,25\text{ V}}{-5\text{ V}}\right) = 3000\text{ }\mu\text{S}$$

Voorbeeld 6-3:

Stel een JFET met volgende datagegevens: maximale waarde $I_{GSS} = -0,1 \text{ nA}$ bij 25°C en $U_{GS} = -30 \text{ V}$.
Bepaal de minimum ingangsweerstand bij 25°C .

Oplossing:

$$R_{IN} = \frac{|U_{GS}|}{I_{GSS}} = \frac{30 \text{ V}}{0,1 \text{ nA}} = 300 \text{ G}\Omega$$

6.5.5 Test jezelf: de JFET

1. Geef een andere naam voor de transfertcurve van een JFET.
2. Heeft een P-kanaal JFET een positieve of een negatieve U_{GS} nodig?
3. Hoe wordt de drainstroom geregeld in een JFET?
4. De U_{DS} -spanning bij het pinch-off punt van een bepaalde JFET is gelijk aan 7 V. Indien de U_{GS} spanning gelijk is aan 0 V, hoeveel bedraagt dan de spanning U_P ?
5. Als de U_{GS} -spanning van een bepaalde JFET negatiever wordt, stijgt of daalt dan de drainstroom?
6. Welke waarde moet U_{GS} hebben om een cutt-off te produceren in een P-kanaal JFET als $U_P = -3 \text{ V}$?

6.6 MOSFET's

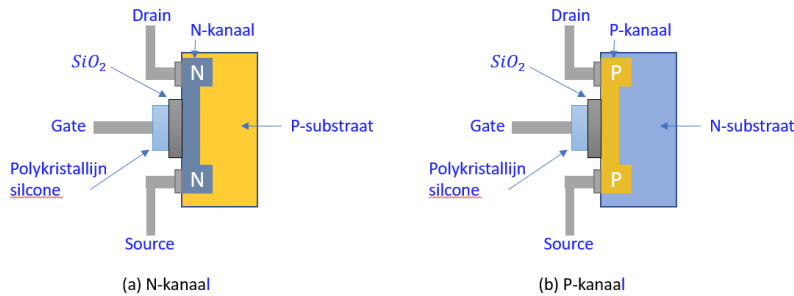
De metal-oxide semiconductor field effect transistor (MOSFET) verschilt van de JFET in het feit dat een MOSFET geen *PN*-junctie heeft. In de plaats daarvan is de gate van de MOSFET geïsoleerd van het kanaal via een heel dun laagje siliciumdioxide (SiO_2). De 2 basistypen MOSFET's zijn depletion (verarming) of D-MOSFET en enhancement (verrijking) of E-MOSFET. Van de twee basistypen is de E-MOSFET de meest gebruikte. Omdat polykristalijn silicium nu gebruikt wordt als gate-materiaal in plaats van metaal, worden MOSFET's soms ook IGFET's (insulated-gate of geïsoleerde gate) genoemd.

Wat is belangrijk?

- Je beschrijft de verschillen in constructie van de verschillende typen MOSFET's.
- Je tekent het symbool voor een *N*- en *P*-MOSFET. Zowel voor de D-MOSFET als voor de E-MOSFET.
- Je verklaart hoe een MOSFET werkt in verarmings (depletion) mode en in verrijkings (enhancement) mode.
- Je interpreteert de transconductantiekarakteristiek (steilheid) en de uitgangskarakteristiek en je omschrijft het verband met elkaar.

6.6.1 D-MOSFET

In figuur 6-37 is de opbouw van een MOSFET van het "normally on" type weergegeven. Deze MOSFET is ook bekend als de MOSFET van het verarmingstype of depletion-MOSFET. Dikwijls weergegeven als D-MOSFET.

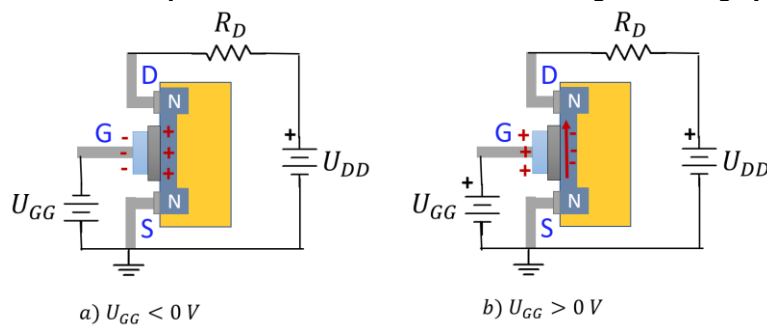


Figuur 6-37: opbouw van een D-MOSFET of MOSFET van het verarmingstype

De *N*-kanaal D-MOSFET uit figuur 2-37(a) bestaat uit een stukje kristal waaraan de drain- en de source-aansluiting aan bevestigd worden. Om een stroom door dit kristal te laten vloeien zal de drain positiever moeten zijn dan de source. In tegenstelling tot de JFET heeft deze MOSFET één enkel *P*-gebied. Dit *P*-gebied wordt substraat genoemd. De grootte van dit *P*-gebied is zodanig dat enkel een smal gedeelte aan de linkerzijde overblijft. De elektronen die van de source naar de drain vloeien moeten bijgevolg langs dit smal kanaal passeren. Een dun laagje metaaloxide (SiO_2) is aangebracht tussen de aansluiting van de gate en het *N*-kanaal. Dit metaaloxide is een isolator waardoor de gate geïsoleerd van het *N*-kanaal is aangebracht. Om deze reden wordt de MOSFET ook wel eens insulated gate FET genoemd (IGFET).

De *P*-kanaal D-MOSFET is op analoge manier opgebouwd. Het verschil is dat het substraat bestaat uit *N*-materiaal en het kanaal is opgebouwd uit *P*-materiaal. Zowel bij de *P*-kanaal als bij de *N*-kanaal D-MOSFET zijn kanaal, drain en source gediffundeerd in het substraat.

Het werkingsprincipe van de D-MOSFET is weergegeven in figuur 6-38. De U_{DD} -voeding stuurt de vrije elektronen van de source via het smalle kanaal naar de drain. Zoals bij de JFET zal de gatespanning de weerstand van het *N*-kanaal controlleren. Aangezien de gate nu geïsoleerd is van het kanaal, is het mogelijk om positieve of negatieve spanningen op de gate aan te brengen. In figuur 6-38 (a) wordt een negatieve spanning aan de gate aangebracht. Het gemakkelijkste om de werking van deze DMOSFET uit te leggen is als volgt: Denken we ons in dat de gate een plaat is van een condensator, het *N*-kanaal de andere plaat en het stukje metaaloxide het diëlektricum. Uit de theorie van de condensator weten we dat ladingen langs de ene zijde van een condensator, tegenovergestelde ladingen vormen op de andere zijde (plaat) van de condensator. Een negatieve gatespanning zorgt er dus voor dat er negatieve ladingen op de plaat langs de gate van de capaciteit aanwezig zijn. Deze negatieve ladingen veroorzaken positieve ionen in het *N*-kanaal van de D-MOSFET. Met andere woorden: Door de negatieve lading aan de gate hebben we als het ware het *N*-kanaal armer gemaakt aan vrije elektronen. Vandaar de benaming verarmingstype.



Figuur 6-38: Werkingsprincipe van een D-MOSFET

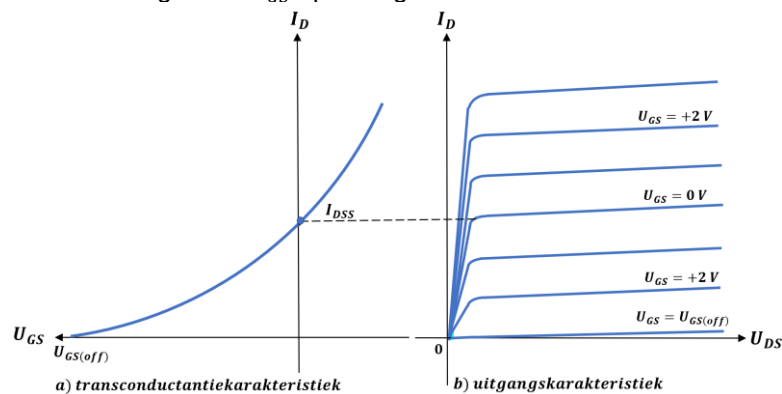
Hoe negatiever de gatespanning wordt, hoe minder vrije elektronen er door het *N*-kanaal kunnen. Dit omwille van het groter aantal positieve ionen in het *N*-kanaal. Met een voldoende hoge negatieve spanning op de gate kunnen we de stroom tussen drain en source zo goed als nul maken. Je kan dus

besluiten dat een negatieve spanning op de gate de D-MOSFET op een gelijkaardige manier werkt als de JFET.

Wanneer de spanning aan de gate positief wordt gemaakt worden er meer vrije elektronen in het N-kanaal gebracht. Hierdoor vergemakkelijkt de geleiding tussen source en drain waardoor er meer stroom door het kanaal gaat vloeien. Hoe positiever de gatespanning, hoe meer stroom door het N-kanaal zal vloeien.

6.6.1.1 Karakteristieken van de D-MOSFET

De figuur 6-39 (b) toont de uitgangskarakteristiek van een N-kanaal MOSFET. De spanning $U_{GS(off)}$ stelt de negatieve gatespanning voor waarbij de drainstroom praktisch nul is. De D-MOSFET is dan in afgeknepen toestand. Voor negatieve U_{GS} -spanningen werkt de D-MOSFET in de verarmingsmode.



Figuur 6-39 : karakteristieken van de D-MOSFET

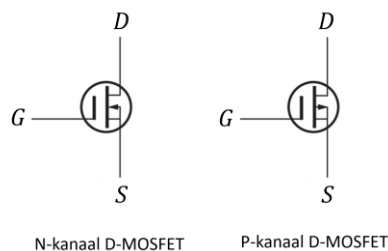
Voor positieve U_{GS} -spanningen werkt de D-MOSFET in de verrijkingsmode. Immers bij positieve gatespanningen wordt het N-kanaal verrijkt met elektronen.

In figuur 6-39 (a) is de transconductantiekarakteristiek weergegeven. I_{DSS} is de stroom tussen drain en source bij kortgesloten gate of bij U_{GS} gelijk aan 0 V. De curve van de transconductantiekarakteristiek is nog steeds parabolisch en heeft dezelfde vergelijking als bij de JFET.

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2$$

Het enige verschil met de JFET-karakteristiek is dan de spanningswaarden van U_{GS} zowel positief als negatief kunnen zijn. MOSFET's met een transconductantiekarakteristiek zoals in figuur 6-39 (a) zijn gemakkelijker in te stellen dan JFET's. Dit komt door het feit dat het midden van de karakteristiek ligt bij U_{GS} gelijk aan 0 V waardoor er geen specifieke instelspanning nodig is.

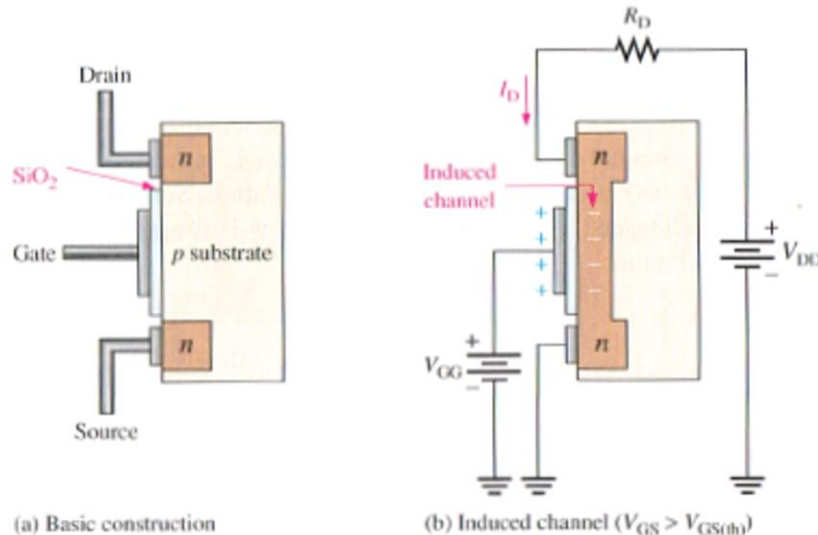
6.6.1.2 Schemasymbolen van de D-MOSFET



Figuur 6-40: Symbolen D-MOSFET

6.6.2 E-MOSFET

Naast de MOSFET van het verarmingstype bestaat er ook nog een ander type MOSFET, namelijk het verrijkingstype of enhancement. MOSFET's van het verrijkingstype worden aangeduid als E-MOSFET. E-MOSFET's zijn van groot belang in digitale schakelingen.



Figuur 6-41: principewerking E-MOSFET

Figuur 6-41 toont de opbouw en principewerking van de E-MOSFET. Merk op dat het substraat hier helemaal doorloopt tot aan het metaaloxide. Hoe werkt de E-MOSFET van het verrijkingstype?

Figuur 6-41 (b) toont de normaal ingestelde polariteiten. Wanneer U_{GS} gelijk is aan 0 V zal de U_{DD} -spanningsbron proberen vrije elektronen van de source naar de drain over te brengen. Binnen het P-substraat zijn echter maar enkele vrije elektronen die hun bestaan te danken hebben aan het verbreken van covalente bindingen door de aanwezige thermische energie. Op deze minderheidsladingsdragers in dit P-gebied en wat oppervlaktelekstroom na zal de stroom tussen source en drain ongeveer nul zijn. Om deze reden wordt een MOSFET van het verrijkingstype ook wel eens een 'normally off' MOSFET genoemd.

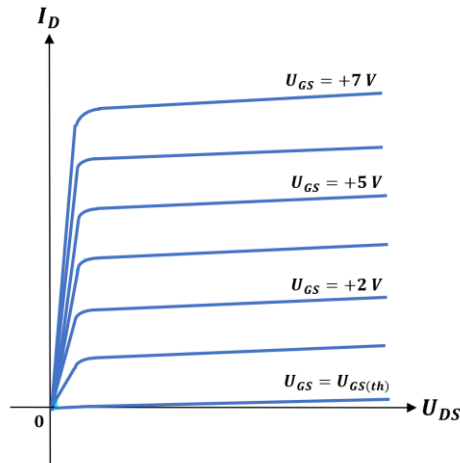
Om stroom te verkrijgen zullen we voldoende positieve spanning moeten toevoeren op de gate. De gate gedraagt ook hier zich als een plaat van een condensator, het metaaloxide als een isolator en het P-substraat als de andere capaciteitsplaat. Voor lage gatespanningen wekken de positieve ladingen in de gate negatieve ladingen in het P-substraat op. Deze negatieve ladingen zijn negatieve ionen. Ze zijn ontstaan door valentie-elektronen die gaten opvullen in het P-substraat. Wanneer we de spanning verder later stijgen, kunnen de bijgekomen positieve ladingen in de gate vrije elektronen rond de negatieve ionen veroorzaken. Met andere woorden: Wanneer de gate positief genoeg is, kan het een dun laagje vrije elektronen vormen dat helemaal uitgestrekt is van de source tot aan de drain in het P-gebied. Het gecreëerde laagje vrije elektronen bevindt zich net naast het metaaloxideplaatje. Dit nieuw ontstane laagje gedraagt zich helemaal niet als een P-kristal. Het gaat zich gedragen als een N-kristal. Om deze reden noemen we het laagje P-materiaal dat aan het metaaloxide grenst een N-type inversielaag.

6.6.2.1 De threshold-spanning

Onder thresholdspanning of drempelspanning $U_{GS(th)}$ verstaan we de minimum U_{GS} -spanning die nodig is om in het P-substraat een N-type inversielaag te vormen. Wanneer U_{GS} kleiner is dan $U_{GS(th)}$ dan vloeit er enkel een lekstroom van source naar drain. Is echter U_{GS} groter dan $U_{GS(th)}$ dan wordt een N-type inversielaag gevormd in het P-substraat tussen source en drain. Via deze N-type inversielaag zal er een stroom vloeien tussen source en drain. De thresholdspanning is afhankelijk

van het type E-MOSFET en kan namelijk variëren tot minder dan een volt tot meer dan vijf volt. Zo heeft bijvoorbeeld de E-MOSFET type 2N169 een maximale thresholdspanning van 1,5 V. Individueel heeft een bepaald type E-MOSFET ook nog een spreiding over de thresholdspanning.

6.6.2.2 Karakteristieken van de E-MOSFET



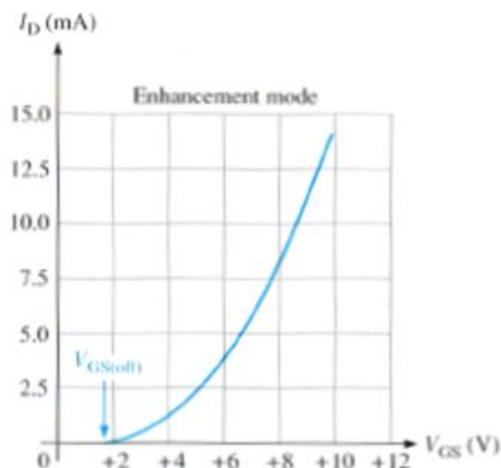
Figuur 6-42: uitgangskarakteristiek E-MOSFET

Figuur 6-42 toont de uitgangskarakteristiek van de E-MOSFET. De onderste curve is de curve waarbij U_{GS} gelijk is aan $U_{GS(th)}$. Bij gatespanningen hoger dan de thresholdwaarde verkrijgen we hogere curven.

In figuur 6-43 is de transconductantiecurve gegeven van de E-MOSFET. De curve is parabolisch en het snijpunt van de parabool met de U_{GS} -as is bij $U_{GS(th)}$. Hierdoor verschilt de curve van de curves van JFET en D-MOSFET waardoor de vergelijking van de curve ook anders is, namelijk:

$$I_D = K(U_{GS} - U_{GS(th)})^2$$

Hierin is K een constante van evenredigheid welke afhankelijk is van de individuele MOSFET.



Figuur 6-43: transconductantiekarakteristiek van een E-MOSFET

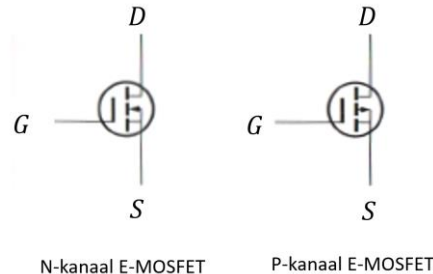
In de datagegevens vind je gewoonlijk de coördinaten van een bepaald punt op de transconductantiecurve. Zo wordt bijvoorbeeld een instelpunt opgegeven voor een bepaald type E-MOSFET waarbij I_{DP} gelijk is aan 8 mA bij een U_{GS} gelijk aan 5 V. Stel eveneens dat $U_{GS(th)}$ gelijk is aan 3 V. De constante K van de vergelijking is dan gelijk aan :

$$8 \text{ mA} = K(5 \text{ V} - 3 \text{ V})^2$$

Na omrekening vind je voor K de waarde 0,002 en is de specifieke vergelijking voor de transconductantiekarakteristiek van dit type E-MOSFET gelijk aan:

$$I_D = 0,002(U_{GS} - U_{GS(th)})^2$$

6.6.2.3 Symbolen E-MOSFET



Figuur 6-43 : Symbolen E-MOSFET

6.6.3 Test jezelf MOSFET

1. Noem 2 typen MOSFET's en beschrijf het grote verschil in constructie.
2. Als bij een D-MOSFET $U_{GS} = 0\text{V}$ vloeit er dan een stroom tussen drain en source?
3. Als bij een E-MOSFET $U_{GS} = 0\text{V}$ vloeit er dan een stroom tussen drain en source?
4. Kan een D-MOSFET een hogere stroomwaarde hebben dan I_{DSS} en toch binnen de gespecificeerde drainstroom blijven?

6.7 Belangrijke formules

- | | |
|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> 2-1 Collectorstroom vanuit transistormodel 2-2 Basisstroom vanuit transistormodel 2-3 Emitterstroom vanuit transistormodel 2-4 Basis-emitter junctieweerstand 2-5 Verzadigingsstroom transistor zonder (of ontkoppeld) R_E 2-6 Verzadigingsstroom transistor met R_E 2-7 Verband pinch-off spanning en gate-source cutt-off FET 2-8 JFET of D-MOSFET transconductantiekarakteristiek 2-10 Instellen JFET in het midden van zijn karakteristiek 2-11 Steilheid in een bepaald punt transconductantiekarakteristiek JFET 2-12 Onderling verband tussen $U_{GS(off)}$, I_{DSS} en $/y_{fs}/$ bij een JFET 2-12 E-MOSFET transconductantiekarakteristiek | $I_C = \alpha I_E + I_{CBo}$ $I_B = (1 - \alpha)I_E - I_{CBo}$ $I_E = I_B + I_C$ $r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E \text{ (mA)}}$ $I_{Csat} = \frac{U_{CC}}{R_C}$ $I_{C(sat)} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E}$ $U_p = U_{GS(off)} $ $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2$ $I_D = \frac{9}{16} I_{DSS}$ $U_{GS} = \frac{U_{GS(off)}}{4}$ $y_{fs} = /y_{fs}/ \times \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)$ $ U_{GS(off)} = \frac{2 I_{DSS}}{/y_{fs}/}$ $I_D = K(U_{GS} - U_{GS(th)})^2$ |
|--|---|

6.8 Oplossingen Test jezelf

6.8.1 Test jezelf: De atoomstructuur van halfgeleiders

1. Geleidingsband
2. Door toevoeging van externe energie (warmte) kan een covalente binding breken waardoor een elektron zich naar de geleidingsband kan begeven. Wanneer dit gebeurt ontstaat er een gat in de valentieband.
3. De energiegap tussen geleidingsband en valentieband is bij een halfgeleider kleiner dan bij een isolator. Hierdoor kunnen er gemakkelijker vrije elektronen ontstaan in een halfgeleider dan in een isolator.

6.8.2 Test jezelf: *PN*-junctie

1. Door in het halfgeleidermateriaal 5-waardige atomen toe te voegen
2. Door in het halfgeleidermateriaal 3-waardige atomen toe te voegen
3. Een *PN*-junctie is de overgang (grens) tussen *P*-materiaal en *N*-materiaal.
4. 0,7 V

6.8.3 Test jezelf: Halfgeleiderdiode

1. In doorlaat en in sper
2. De instelling in doorlaat
3. De instelling in sper
4. Een snel stijgende stroom door de diode wanneer er een voldoende grote sperspanning over de diode staat (breakdown-spanning)
5. De anode moet positiever zijn dan de kathode en de aangelegde spanning moet groter zijn dan 0,7 V.
6. Het doorslaggebied (break-down gebied) van de diode
7. Diode als schakelaar
8. De diffusiespanning van de diode en de doorlaatweerstand van de diode.

6.8.4 Test jezelf : Bipolaire junctietransistor

1. Bij een NPN transistor bestaat de emitter en collector uit N-materiaal en de basis uit P-materiaal. Bij een PNP transistor bestaat de emitter en collector uit P-materiaal terwijl de basis uit N-materiaal bestaat. Dit heeft tot gevolg dat de stromen van een PNP-transistor tegengesteld vloeien ten opzichte van een PNP-transistor.
2. Het alfadeel van de emitterstroom en de lekstroom tussen basis en collector bij open emitter (I_{CBo}) of $I_C = \alpha I_E + I_{CBo}$
3. Het verschil tussen emitterstroom en het alfadeel van de emitterstroom dat doorstroomt naar de collector met de lekstroom die van basis naar collector vloeit of $I_B = (1 - \alpha)I_E - I_{CBo}$
4. $I_{Csat} = \frac{U_{CC}}{R_C}$
5. Verzadiging betekent dat de transistor maximaal in geleiding is en de spanning tussen emitter en collector ongeveer 0 V is.
6. Cutoff is wanneer er geen collectorstroom vloeit en de spanning tussen emitter en collector gelijk is aan de aangelegde voedingsspanning.
7. $A_u = -\frac{U_{CE}}{U_{BE}} = -\frac{I_C \times r'_{ce}}{I_E \times r'_e} \approx -\frac{r'_{ce}}{r'_e}$
8. $Z_{in(basis)} = \frac{U_{EB}}{I_E} = \frac{I_E \times r'_e}{I_E} = r'_e$
9. $A_{i(GES)} = A_{i(GBS)} \times A_{i(GCS)}$ of $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \alpha \times \frac{1}{1-\alpha}$
10. r'_e

11. Zolang U_{CE} kleiner is dan $U_{ce(k)}$ worden niet alle vrije ladingsdragers die uit de emitter naar de basis vloeien aangetrokken door de collector. Naarmate U_{CE} toeneemt zullen ook meer ladingen overgaan van de basis naar de collector.
- Op het ogenblik dat praktisch alle ladingen overgaan naar de collector wordt de karakteristiek horizontaal. Dit gebeurt vanaf een collectorspanning gelijk aan $U_{ce(k)}$. Vanaf dat moment staat de collectorjunctie in sper waardoor de collectorstroom I_C gelijk wordt aan $\beta \times I_B$. In werkelijkheid zal I_C lichtjes stijgen omdat de sperlaag van de collectorjunctie groter wordt. Eens de U_{CE} -spanning groter wordt dan de spanning in het punt C zal de collectorstroom terug sterk beginnen stijgen. De transistor zit nu in zijn doorslag- of breakdown gebied. De spanning over de collectorjunctie is nu zodanig groot dat de sperrende junctie zal doorslaan. Ten gevolge van het avalanche effect zal de stroom zeer sterk stijgen met blijvende beschadiging tot gevolg.

6.8.5 Test jezelf: De JFET

1. Transconductantiekarakteristiek
2. Positieve
3. Met de U_{GS} -spanning
4. 7 V
5. Drainstroom daalt
6. + 3V

6.8.6 Test jezelf: MOSFET's

1. D-MOSFET (depletion of verarmingstype) en E-MOSFET (enhancement of verrijkingstype). De D-MOSFET bevat een kanaal terwijl de E-MOSFET dit niet heeft.
2. Ja de stroom I_{DSS}
3. Neen
4. Ja