

---

# BASIS ELEKTRONICA 1

---

PETER KARSMAKERS, VIC VAN ROIE

JANUARI 2013

---

# DOELSTELLINGEN

---

## A. ALGEMENE COMPETENTIES

- 01. Denk- en redeneervaardigheid
- 02. Informatie verwerven en verwerken
- 04. Vermogen tot kritische reflectie

### **Toelichting:**

Naast het verwerven van de basiskennis van de elektronica wordt de student gestimuleerd om onbekende parameters in een schakeling te bepalen al dan niet via benaderende methoden. Hierbij leert hij zijn resultaat te toetsen via een aantal controle regels.

## B. BEROEPSGERICHTE/ ALGEMEEN WETENSCHAPPELIJKE COMPETENTIES

- 01. Een onderzoekende houding hebben met inbegrip van een appreciatie van de onzekerheid, de ambiguïteit en de grenzen van de kennis

### **Toelichting:**

Naast het verwerven van de basiskennis van de elektronica wordt de student gestimuleerd om onbekende parameters in een schakeling te bepalen al dan niet via benaderende methoden. Hierbij leert hij zijn resultaat te toetsen via een aantal controle regels.

## C. BEROEPSSPECIFIEKE COMPETENTIES

- C01 Systematische kennis hebben van de kernelementen van een discipline.
- C03 Begrip hebben van de structuur van het vakgebied en samenhang met andere vakgebieden.

### **Toelichting:**

De student maakt kennis met halfgeleidercomponenten en kan de werking van deze componenten verklaren. Hij begrijpt eenvoudige schakelingen waarin deze componenten gebruikt worden.

---

# INHOUDSOPGAVE

---

EEN BEETJE GESCHIEDENIS: DE ONTDEKKING VAN DE TRANSISTOR .....	6
<b>1 ALGEMENE BESPREKING VAN HALFGELEIDERS .....</b>	<b>9</b>
1.1 HET ATOOMMODEL VAN HET GEÏSOLEERDE ATOOM .....	9
1.2 HET ENERGIEBANDENBEELD .....	14
1.3 INTRINSIEKE HALFGELEIDERS.....	16
1.4 EXTRINSIEKE HALFGELEIDERS .....	19
1.4.1 <i>n-type halfgeleidermateriaal</i> .....	19
1.4.2 <i>p-type halfgeleidermateriaal</i> .....	22
1.4.3 <i>ligging van het Fermi-niveau in extrinsiek materiaal</i> .....	23
1.5 TEMPERATUURSAFHANKELIJKHEID VAN HALFGELEIDERS .....	23
1.6 DE STROOM IN HALFGELEIDERS .....	25
1.6.1 <i>Geleidingsstroom</i> .....	25
1.6.2 <i>Diffusiestroom</i> .....	28
1.6.3 <i>Algemeen geval</i> .....	29
1.7 CONTINUÏTEITSVERGELIJKING.....	30
1.8 EENVOUDIGE HALFGELEIDERCOMPONENTEN.....	30
1.8.1 <i>Thermistoren</i> .....	31
1.8.2 <i>Spanningsafhankelijke weerstanden of VDR's</i> .....	35
1.8.3 <i>Fotoweerstanden</i> .....	37
1.8.4 <i>Magnetisch gevoelige componenten</i> .....	40
1.9 OEFENINGEN.....	46
<b>2 DE HALFGELEIDERDIODE.....</b>	<b>51</b>
2.1 INLEIDING.....	51
2.2 WERKING VAN DE P-N-JUNCTIE.....	51
2.2.1 <i>PN-overgang zonder polarisatiespanning</i> .....	51
2.2.2 <i>PN-overgang gepolariseerd in doorlaatzin</i> .....	56
2.2.3 <i>PN-overgang gepolariseerd in sperzin</i> .....	59
2.2.4 <i>Stroom doorheen een pn-overgang</i> .....	61
2.3 STROOM-SPANNINGSKARAKTERISTIEK VAN DE DIODE.....	65
2.3.1 <i>Algemene bespreking</i> .....	65
2.4 LINEARISATIE VAN DE I-V-KARAKTERISTIEK .....	70
2.4.1 <i>Voorbeelden</i> .....	72
2.5 TEMPERATUURSAFHANKELIJKHEID VAN EEN DIODE.....	73
2.6 SCHAKELN VAN EEN DIODE VAN DOORLAAT NAAR SPER.....	74
2.7 TYPISCHE DIODE BEHUIZINGEN.....	76
2.8 INDELING VAN DIODEN .....	76
2.8.1 <i>De junctiediode</i> .....	76
2.9 DE PUNTCONTACTDIODE .....	77
2.9.1 <i>De Schottky-diode</i> .....	78
2.9.2 <i>De zenerdiode</i> .....	78
2.9.3 <i>De capaciteitsdiode (varicapiode)</i> .....	81
2.9.4 <i>De Fotodiode</i> .....	82

2.9.5	<i>De lichtgevende diode</i> .....	86
2.10	OEFENINGEN: DIODE KARAKTERISTIEKEN IN MULTISIM .....	92
<b>3</b>	<b>DIODE APPLICATIES</b> .....	<b>101</b>
3.1	INLEIDING.....	101
3.2	DE DIODE ALS CIRCUIT-ELEMENT .....	101
3.2.1	<i>Belastinglijn en instelpunt</i> .....	101
3.2.2	<i>Dynamische karakteristiek van de schakeling</i> .....	102
3.2.3	<i>Transferkarakteristiek van de schakeling</i> .....	103
3.2.4	<i>Linearisatie van de diodekarakteristiek</i> .....	105
3.3	CLIPPINGSCHAKELINGEN .....	109
3.3.1	<i>Clipping op een enkelvoudig niveau</i> .....	109
3.4	CLIPPING BIJ TWEE ONAFHANKELIJKE NIVEAUS.....	115
3.5	OEFENINGEN.....	117
3.5.1	<i>Clipping op één onafhankelijk niveau: schakeling is onbelast</i> .....	117
3.5.2	<i>Clipping op twee onafhankelijke niveau's belast</i> .....	120
3.5.3	<i>Extra oefening 1</i> .....	123
3.5.4	<i>Extra oefening 2</i> .....	123
3.6	GELIJKRICHTING.....	125
3.6.1	<i>Enkelfasige gelijkrichting</i> .....	125
3.6.2	<i>Dubbelfasige gelijkrichting met behulp van een transformator met middenaftakking</i> .....	127
3.6.3	<i>Bruggelijkrichting</i> .....	130
3.7	CAPACITIEVE AFVLAKKING .....	131
3.7.1	<i>Geïdealiseerde situatie</i> .....	131
3.7.2	<i>Invloed van <math>V_{\gamma}</math></i> .....	135
3.7.3	<i>Invloed van <math>R_f</math></i> .....	136
3.8	SPANNINGSVERDUBBELING-SCHAKELING.....	136
3.9	CLAMPINGSCHAKELINGEN .....	138
3.10	SAMPLINGSCHAKELING.....	142
3.11	DATASHEET VAN EEN DIODE VOOR GELIJKRICHTING .....	144
3.12	SYSTEEM APPLICATIE: TEL HET AANTAL PRODUCTEN .....	148
3.12.1	<i>Het tel en controle systeem</i> .....	148
3.12.2	<i>Het voedingcircuit</i> .....	148
3.12.3	<i>De IR Emitter en IR Detector schakelingen</i> .....	150
3.13	OEFENINGEN: GELIJKRICHTING EN VOEDING .....	154
3.13.1	<i>De Transformator</i> .....	154
3.13.2	<i>Enkelfasige gelijkrichting zonder afvlakking</i> .....	155
3.13.3	<i>Dubbelfasige gelijkrichting met behulp van een transformator met middenaftakking</i> .....	158
3.13.4	<i>Capacitieve afvlakking</i> .....	160
3.13.5	<i>Spanningsstabilisatie</i> .....	164
<b>4</b>	<b>TRANSISTOREN</b> .....	<b>168</b>
4.1	DE N-MOSFET VAN HET VERRIJKINGSTYPE (ENHANCEMENT N-MOS) .....	168
4.2	DE P-MOSFET VAN HET VERRIJKINGSTYPE (ENHANCEMENT P-MOS).....	173
4.3	DE N-MOSFET VAN HET VERARMINGSTYPE (DEPLETION N-MOS) .....	176
4.4	DE P-MOSFET VAN HET VERARMINGSTYPE (DEPLETION P-MOS).....	178

4.5	P-MOS OF N-MOS .....	179
4.6	GEBRUIK VAN MOSFET.....	181
4.6.1	<i>Spanningsgestuurde weerstand</i> .....	181
4.6.2	<i>Versterkerschakelingen</i> .....	181
4.6.3	<i>Instelmogelijkheden van MOSFET</i> .....	182
4.6.4	<i>De MOSFET als sample-poort</i> .....	186
4.6.5	<i>Gebruik van MOSFET als schakelaar in digitale technieken</i> .....	187
4.7	VERDERE ONTWIKKELINGEN .....	192
4.8	DE BIPOLAIRE JUNCTIETRANSISTOR .....	193
4.10	SYSTEEMAPPLICATIE: AFVALWATER NEUTRALISATIE .....	195
4.10.1	<i>De basis operatie van het afvalWater Neutralisatie Systeem</i> .....	195
4.10.2	<i>Het Printed Circuit Board</i> .....	196
4.10.3	<i>Analyse van de pH Sensor schakelingen</i> .....	196
4.11	DIGITALE SCHAKELINGEN.....	199
4.11.1	<i>Inleiding</i> .....	199
4.11.2	<i>Binaire logica en basisfuncties</i> .....	203
4.11.3	<i>De waarheidstabel</i> .....	204
4.11.4	<i>Logische symbolen</i> .....	205
4.11.5	<i>Ontwerp van theoretisch logisch schema</i> .....	206
4.11.6	<i>Minimalisatie van Boolese functies</i> .....	209
4.11.7	<i>Standaardvorm van een logische functie</i> .....	210
4.11.8	<i>Standaardvorm uit waarheidstabel</i> .....	210
4.11.9	<i>Karnaughkaart voor het vereenvoudigen van Boolese functies</i> .....	211
<b>5</b>	<b>DE OPERATIONELE VERSTERKER .....</b>	<b>224</b>
5.1	INLEIDING.....	224
5.2	VERSCHILVERSTERKERS.....	224
5.3	EIGENSCHAPPEN VAN DE IDEALE OPAMP .....	225
5.4	DE PRAKTISCHE OPERATIONELE VERSTERKER.....	229
5.4.1	<i>Algemene eigenschappen</i> .....	229
5.5	LINEAIRE ANALOGIE SYSTEMEN .....	230
5.5.1	<i>Inleiding</i> .....	230
5.5.2	<i>De inverterende DC-versterker</i> .....	230
5.5.3	<i>De niet-inverterende DC-versterker</i> .....	234
5.5.4	<i>Sommeerketens</i> .....	236
5.5.5	<i>De niet-inverterende sommeerketen</i> .....	238
5.5.6	<i>Spanning naar stroom omzetting</i> .....	239
5.5.7	<i>Stroom naar spanning omzetting</i> .....	240
5.5.8	<i>De DC-verschilversterker</i> .....	241
5.6	NIET-LINEAIRE SYSTEMEN WAARBIJ DE OPAMP STEEDS IN VERZADIGING IS .....	245
5.6.1	<i>Inleiding</i> .....	245
5.6.2	<i>De comparator</i> .....	245
5.6.3	<i>De Schmitt-trigger</i> .....	250
5.7	SYSTEEMAPPLICATIE: SINUS/PULS GOLFVORM GENERATOR.....	254
5.8	OEFENINGEN.....	261
5.8.1	<i>Voorbeeldoefening 1: sommeerketen</i> .....	261
5.8.2	<i>Voorbeeldoefening 2: instrumentatieversterker</i> .....	264
5.8.3	<i>Oefening 3</i> .....	266

5.8.4	<i>Oefening 4</i> .....	266
5.8.5	<i>Opdrachten</i> .....	266
<b>6</b>	<b>APPENDIX A: NETWERKSTELLINGEN</b> .....	<b>269</b>
6.1	DE WET VAN OHM.....	269
6.2	VERVANGINGSWEERSTAND .....	270
6.3	DE WETTEN VAN KIRCHHOFF .....	270
6.3.1	<i>De eerste wet van Kirchhoff, "Kirchhoff's Current Law" (KCL)</i> .....	270
6.3.2	<i>De tweede wet van Kirchhoff, "Kirchhoff's Voltage Law" (KVL)</i> .....	271
6.4	DE SUPERPOSITIESTELLING .....	272
6.5	THEOREMA VAN THEVENIN.....	273
6.6	THEOREMA VAN NORTON.....	273

# EEN BEETJE GESCHIEDENIS: DE ONTDEKKING VAN DE TRANSISTOR

---

De wetenschappers van de Bell Labs startten met de ontwikkeling van de transistor in het jaar 1930 (zie fig 0.1). Nochtans reikt het verhaal van deze component veel verder in de tijd terug.

Het zijn de wetenschappers van de jaren 1800 - zoals Maxwell, Hertz en Faraday - die fantastische ontdekkingen deden die leiden naar praktische toepassingen van elektriciteit voor bv. huishoudelijke gebruik en in toepassingen zoals de radio.

De draadloze communicatie werd reeds geboren in 1895, toen Marconi succesvol een radiosignaal verstuurde over een afstand van maar liefst 1,5 km.



FIG 0.1

Vooraleer men deze techniek echt dagelijks kon gaan gebruiken, moest men betere detectoren ontwikkelen om de informatie uit het radiosignaal te detecteren.

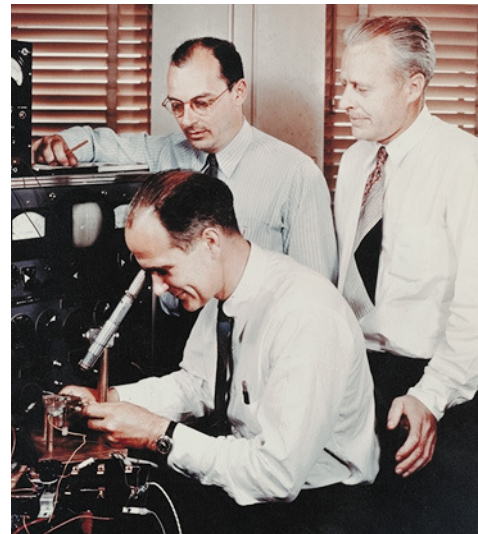
Aanvankelijk werden er kristaldetectoren gebruikt die in staat waren om de informatie uit een radiosignaal te halen. Deze detectoren werkten echter enkel door ontvangst van zeer sterke signalen. Aangezien radio-signalen verzwakken door de afstand en door ruimtelijke hindernissen, was versterking een absolute must.

De Engelse fysicus John Ambrose Fleming ondernam de eerste stappen in de goede richting met zijn uitvinding nl. de Rectifying Vacuum Tube: een gloeilamp uitgerust met twee elektrodes verbonden aan een radio-ontvangersysteem.

De Amerikaan Lee DeForest voegde hier een derde elektrode aan toe, GRID genoemd, bestaande uit een netwerk van draden die de kathode omringen. Deze kathode had een negatieve potentiaal die de stroom van elektronen van de kathode naar de anode (positieve potentiaal) controleerde. Deze uitvinding was niet enkel belangrijk bij radio, maar ook bij telefonie en in de computerwereld. Het nadeel was dat deze tubes een te groot vermogen verbruikten, te veel warmte afgaven, te groot waren en veel te duur in productie.

In het verdere proces werden de eigenschappen van het meest betrouwbare halfgeleidermateriaal – silicium - uitgespit. Men ontdekte dat silicium bestond uit twee duidelijk te onderscheiden delen: een deel dat een positieve gatenstroom bevordert (“P”) en een ander deel dat een negatieve elektronenstroom bevordert (“N”). De ontdekking van deze PN-Junctie en de mogelijkheid om zijn eigenschappen te controleren leidden tot het ontstaan van de transistor.

De onderzoeken bereikten een piek tijdens de zogenoemde “Mirakelmaand”: van 17 november tot 23 december 1947. Brattain bouwde een apparaat om het gedrag van de elektronen aan het oppervlak van een halfgeleider te bestuderen. In het begin liep de studie niet van een leien dakje omdat het siliciummateriaal steeds condenseerde. Om dit verschijnsel tegen te gaan herhaalde Brattain het experiment onder water en stelde - tot zijn grote verbazing - de grootste versterking tot dan toe vast. Zijn collega Bardeen stelde voor om een gouden punt te duwen in het siliciummateriaal en het te omgeven met gedestilleerd water. Dit werkte wel maar de resulterende versterking was miniem.

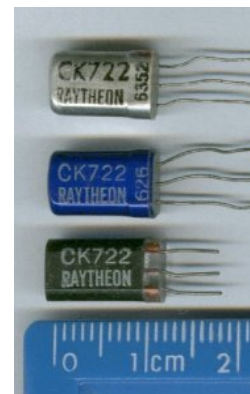


Bardeen en Brattain lieten de moed niet zakken en begonnen te experimenteren met verschillende materialen en opstellingen en beslisten uiteindelijk om het silicium te vervangen door germanium. Dit leverde een goede versterking op, maar enkel voor lage frequenties. Naderhand vervingen de wetenschappers het water door een laag germaniumoxide maar veegden bij dit procédé per ongeluk de oxidelaag weg. Tot hun verbazing bekwamen zij nog steeds een versterking en dit bij alle frequenties. Het gouden contactpunt maakte gaatjes in het germaniummateriaal waardoor de weerstand geboden door de oppervlakte-elektronen te niet gedaan werd.

Men vervolgde de weg in deze richting. Op een stukje germanium bracht men 2 gouden contactpunten aan die slechts een fractie van een millimeter van elkaar gescheiden waren. En zo werd de punt-contacttransistor geboren...

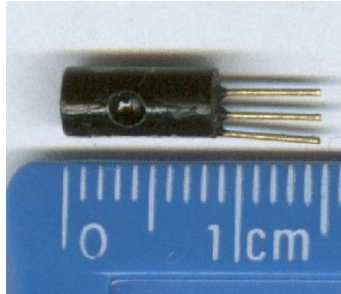
De eerste in zijn soort was zeer groot (1,27 cm), terwijl tegenwoordig 7 miljoen transistoren op één chip kunnen geïntegreerd worden.

In 1956 werd aan Bardeen, Brattain en Shockley de Nobelprijs voor fysica toegekend. Hun ontdekking was in eerste instantie de aanzet tot een omwenteling in de industriële omgeving en heeft uiteindelijk





verstreckende gevolgen gekend voor de ganse samenleving, die intussen is  
aanbeland in het informatietijdperk.



Bron:

[http://ourworld.compuserve.com/homepages/Andrew\\_Wylie/history.htm](http://ourworld.compuserve.com/homepages/Andrew_Wylie/history.htm)

# 1 ALGEMENE BESPREKING VAN HALFGELEIDERS

In dit eerste hoofdstuk wordt, uitgaande van het atoommodel van een geïsoleerd atoom, het energiebandenbeeld van een kristalstructuur toegelicht. Het verschil tussen intrinsieke en extrinsieke halfgeleiders wordt besproken. Verder wordt de stroom (geleidingsstroom en diffusiestroom) in halfgeleiders bepaald; als slot wordt een toepassing van de continuïteitsvergelijking gegeven.

## 1.1 HET ATOOMMODEL VAN HET GEÏSOLEERDE ATOOM

eV (elektron volt): De energie die aan een elektron wordt gegeven door het te versnellen met 1 volt potentiaal verschil

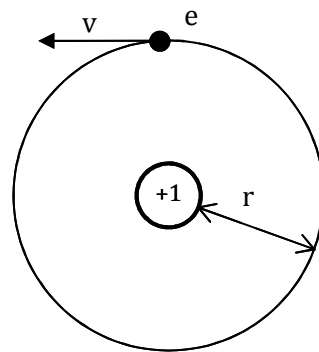


FIG 1-1

Het eerste belangrijke atoommodel werd voorgesteld door **Rutherford** (1911).

Een atoom (zie fig 1-1) is opgebouwd uit een positief geladen kern, waarrond een aantal ( $N$ ) elektronen bewegen op cirkelvormige of ellipsvormige banen. De lading van het elektron is  $-q$  ( $q = 1,602 \cdot 10^{-19}$  C). De lading van de kern is  $N \cdot q$  zodat het atoom elektrisch neutraal is. Elk elektron bezit een kinetische energie, bepaald door de snelheid, en een potentiële energie, afhankelijk van de afstand tot de kern.

De kinetische energie van het elektron wordt gegeven door:

$$E_k = \frac{m v^2}{2} = \frac{Nq^2}{8 \pi \epsilon_0 r} \quad (1.1)$$

- $m$ : massa van het elektron ( $9,108 \cdot 10^{-31}$  kg)
- $v$ : snelheid van het elektron
- $\epsilon_0 = 1/(4 \pi \cdot 9 \cdot 10^9)$  F/m

De potentiële energie van het elektron (potentiaal x lading) wordt gegeven door:

$$E_p = \frac{Nq}{4 \pi \epsilon_0 r} (-q) = -\frac{Nq^2}{4 \pi \epsilon_0 r} \quad (1.2)$$

De totale energie is:

$$E = E_k + E_p = -\frac{Nq^2}{8\pi\epsilon_0 r} \quad (1.3)$$

Een elektron dat zich ver van de kern bevindt bevat meer energie dan een elektron dat zich dicht bij de kern bevindt.

In 1913 werd het vorige model verbeterd door **Bohr**; hij stelde de volgende hypothesen voorop:

- De elektronen kunnen slechts bepaalde banen rond de kern beschrijven; bijgevolg kunnen de elektronen slecht welbepaalde energieniveaus bezetten.
- Zolang het elektron op dezelfde baan blijft, wijzigt het energieniveau niet. Bij overgang van een baan naar een andere baan wijzigt de energie. Het elektron neemt energie op, of geeft energie af onder de vorm van elektromagnetische straling. Voor deze straling moet er voldaan zijn aan de gelijkheid:

$$h \cdot f = E_2 - E_1 \quad (1.4)$$

Hierin zijn  $E_1$  en  $E_2$  de beschouwde energieniveaus;  $f$  is de frequentie in Hz;  $h$  is de constante van Planck ( $6,625 \cdot 10^{-34}$  Js).

- Het hoekmoment of draaiimpuls van het elektron is een geheel veelvoud van  $h/2\pi$ .

$$mvr = n h/2\pi \quad \text{met } n = 1, 2, 3, \dots$$

Uit de formule van de kinetische energie  $E_k$  en uit de formule van het hoekmoment, kan men de mogelijke waarden voor  $r$  berekenen. Men bekomt als resultaat:

$$r = \frac{n^2 h^2 \epsilon_0}{mNq^2 \pi} \quad (1.5)$$

Invoeren van uitdrukking (1.5) in uitdrukking (1.3) geeft voor de mogelijke energiewaarden het volgende:

$$E = -\frac{N^2 m q^4}{8 \epsilon_0^2 n^2 h^2} \quad (1.6)$$

Voor  $n = 1$  vindt men met (1.5) en (1.6) de straal en het energieniveau van de K-schil; voor  $n = 2$  deze van de L-schil; achtereenvolgens bekomt men de M, N, O, P en Q-schil.

De mogelijke  $r$ - en  $E$ -waarden worden bepaald door het materiaal dat beschouwd wordt en door het getal  $n$ . Dit getal  $n$  noemt men het eerste quantumgetal of hoofdquantumgetal.

**Sommerfeld** vervolledigde in 1915-16 de beschrijving van Bohr. Hij stelde dat een elektronenschil of hoofdenergieniveau samengesteld is uit meerdere energieniveaus: de subniveaus of subschillen. Om de subschillen te karakteriseren wordt het zymutale quantumgetal of tweede quantumgetal ingevoerd; dit quantumgetal (voorgesteld door de letter  $l$ ) kan waarden aannemen van  $l = 0$  tot  $l = n-1$ . Gerangschikt volgens toenemende energie spreekt men van s-, p-, d- en f-subniveaus of subschillen.

In aanwezigheid van een magnetisch veld splitsen de subniveaus nogmaals verder op. De subniveaus zijn verzamelingen van meerdere magnetische niveaus; deze magnetische niveaus worden gekenmerkt door het magnetisch quantumgetal ( $m$ ); dit getal kan waarden aannemen van  $-l$  tot  $+l$ .

Het aantal quantumgetallen, die de toestand van een elektron kenmerken, steeg tot vier toen **Goudsmit** en **Uhlenbeck** in 1924 de hypothese opstelden dat aan de elektronen een draaibeweging om hun as moest worden toegekend. Dit quantumgetal wordt voorgesteld door  $s$  en kan 2 waarden aannemen:  $+1/2$  en  $-1/2$ .

Met de besproken verfijningen van het atoommodel van Bohr konden talrijke chemische karakteristieken van de atomen verklaard worden. Het model gaf echter nog steeds geen inzicht in bepaalde aspecten van chemische bindingen. Daarom ontstonden na 1920 nieuwe, erg gewijzigde voorstellingen van de elektronenmantel in een atoom, onder andere het golfmechanisch atoommodel. Bekende namen hieraan verbonden zijn: **de Broglie**, **Schrödinger**, **Heisenberg**. De opvatting van de gedefiniëerde baan van het elektron, zoals die door Bohr-Sommerfeld was gegeven, verviel. In hetgeen volgt wordt enkel gesproken over mogelijke energieniveaus, gekenmerkt door vier quantumgetallen:

- $n$  : hoofdquantumgetal;  $n = 1, 2, 3, \dots$
- $l$  : tweede quantumgetal of zymutale quantumgetal;  $n > l \geq 0$  of  $l = 0, 1, \dots, n-1$ .
- $m$  : derde quantumgetal of magnetisch quantumgetal;  $-l \leq m \leq l$
- $s$  : vierde quantumgetal of spinquantumgetal; dit getal kan slechts twee waarden aannemen:  $+1/2$  en  $-1/2$ .

Rekening houdend met het uitsluitingsprincipe van Pauli (in een atoom worden nooit elektronen met dezelfde quantumgetallen gevonden) bekomt men volgende mogelijke toestanden voor de elektronen:

- In de K-schil zijn er 2 mogelijke toestanden. Deze toestanden worden gekenmerkt door:

N	l	M	S
1	0	0	$\frac{1}{2}$
1	0	0	$-\frac{1}{2}$

- In de L-schil zijn er 8 toestanden:

n	l	M	S
2	0	0	$\frac{1}{2}$
2	0	0	$-\frac{1}{2}$
2	1	-1	$\frac{1}{2}$
2	1	-1	$-\frac{1}{2}$
2	1	0	$\frac{1}{2}$
2	1	0	$-\frac{1}{2}$
2	1	1	$\frac{1}{2}$
2	1	1	$-\frac{1}{2}$

De L-schil wordt opgedeeld in twee subschillen: de s-subschil met 2 toestanden ( $l = 0$ ) en de p-subschil met 6 toestanden ( $l = 1$ ).

- In de M-schil zijn er 18 toestanden: 2 toestanden in de s-subschil ( $l = 0$ ), 6 toestanden in de p-subschil ( $l = 1$ ) en 10 toestanden in de d-subschil ( $l = 2$ ).

Men kan dit ook toepassen voor de hoger gelegen schillen. Met deze kennis is het mogelijk de elektronenconfiguraties van de verschillende atomen in beeld te brengen; een belangrijke regel hierbij is dat de laagste energieniveaus het eerst worden opgevuld. De regelmaat waarmee de opeenvolgende energieniveaus worden opgevuld, wordt doorbroken na opvulling van het 3p-niveau. De correcte opvulling van de subniveaus volgens toenemende energiewaarde kan gemakkelijk teruggevonden worden met de diagonaalregel:

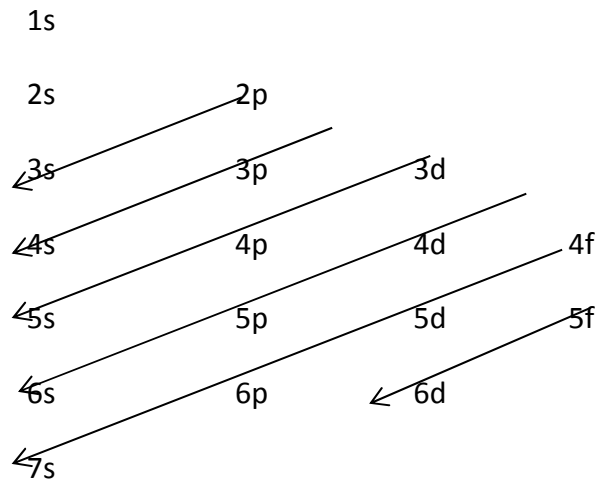


FIG. 1-2

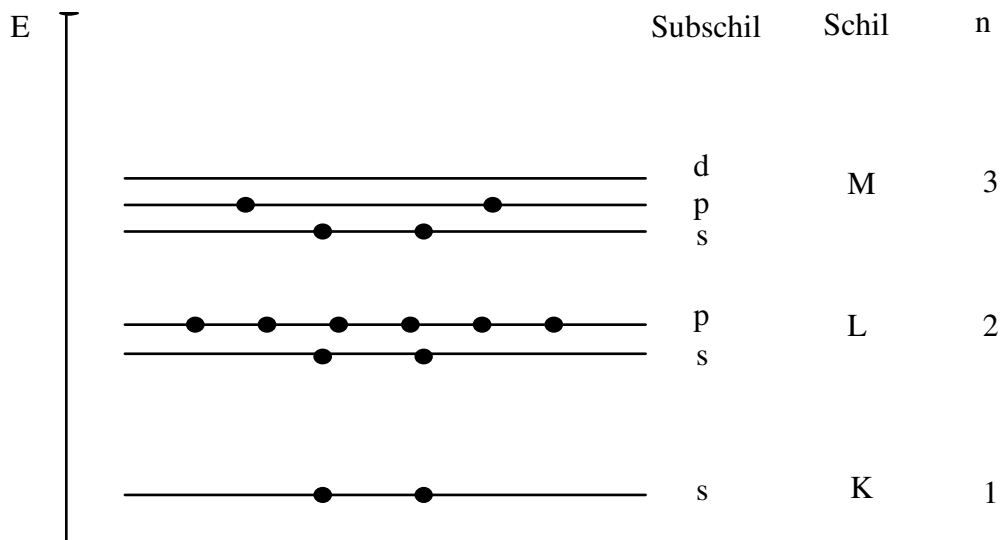
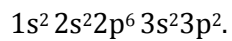


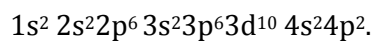
fig 1-3

Twee belangrijke halfgeleidermaterialen zijn silicium en germanium.

Voor silicium (Si) met 14 elektronen wordt de elektronenconfiguratie gegeven door:



De elektronenconfiguratie voor germanium (Ge) met 32 elektronen wordt gegeven door:



De elektronenconfiguraties worden ook dikwijls voorgesteld in een energiediagramma. Deze schematische voorstelling wordt voor Si gegeven in fig 1-3. Voor germanium bekomt men wat de buitenste schil betreft, dezelfde configuratie.

## 1.2 HET ENERGIEBANDENBEELD

Het energiebeeld zal wijzigen wanneer het atoom in een kristalrooster wordt opgenomen. In een kristalstructuur zijn er verschillende bindingstypen mogelijk (ionenbinding, covalente binding, metallische binding, dipoolbinding). Enkel de covalente binding is hier van belang.

Onderstel  $N$  siliciumatomen, op voldoende afstand van elkaar verwijderd, zodat er geen wederzijdse beïnvloeding is. Voor de verschillende atomen geldt het energiebeeld zoals in fig 1-3. is weergegeven. In de buitenste schil zijn er dus twee mogelijke toestanden in de  $s$ -subschil en beide toestanden zijn bezet; in de  $p$ -subschil zijn er zes mogelijke toestanden en hiervan zijn er maar twee bezet. Indien de interatomaire afstand  $d$  voldoende groot is, zijn er voor deze  $N$  atomen samen, in het totaal in de  $s$ -subschil  $2N$  toestanden en  $2N$  elektronen; in de  $p$ -subschil zijn er  $6N$  toestanden en maar  $2N$  elektronen.

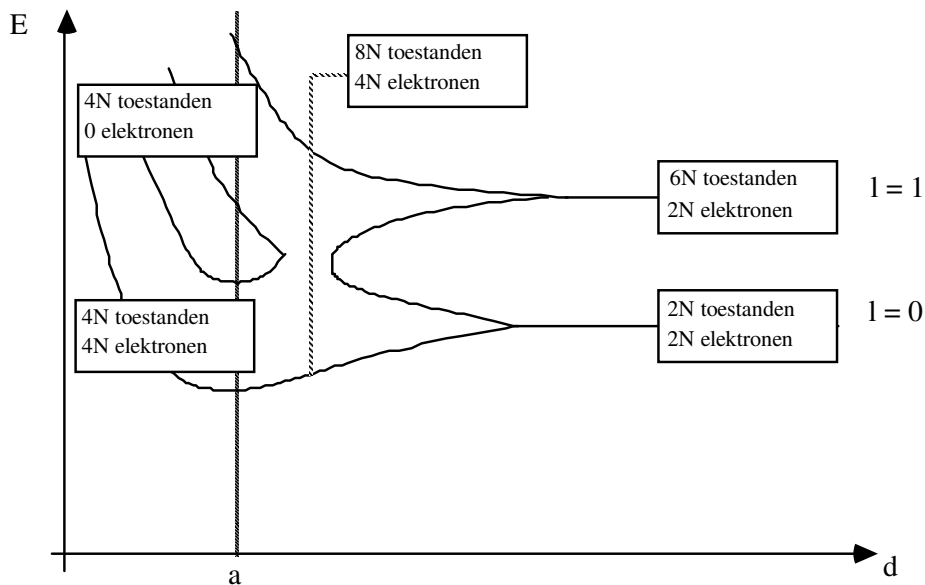


FIG 1-4

Bij vermindering van de afstand tussen de kernen zal er een interactie optreden tussen de verschillende atomen. Dit heeft tot gevolg dat de mogelijke energieniveaus voor de elektronen zullen wijzigen. Deze interactie treedt eerst op bij de elektronen in de buitenste schil en veroorzaakt een opsplitsing van de mogelijke energieniveaus in de subschillen (Pauli-principe); er ontstaan energiebanden.

Dit wordt schematisch weergegeven in fig 1-4.

Bij een welbepaalde interatomaire afstand zullen de bekomen energiebanden elkaar overlappen. Er zijn dan in het totaal  $8N$  toestanden in deze energieband; van deze  $8N$  toestanden zijn er  $4N$  bezet door een elektron.

Wordt de interatomaire afstand nog kleiner dan splitst de bekomen energieband in 2 energiebanden:  $4N$  toestanden die niet bezet zijn, en  $4N$  toestanden die volledig bezet zijn.

Het is juist deze situatie die men heeft bij mono-kristallijn silicium (bij  $T = 0K$ ). Het energiebandenbeeld wordt weergegeven in fig 1-5.

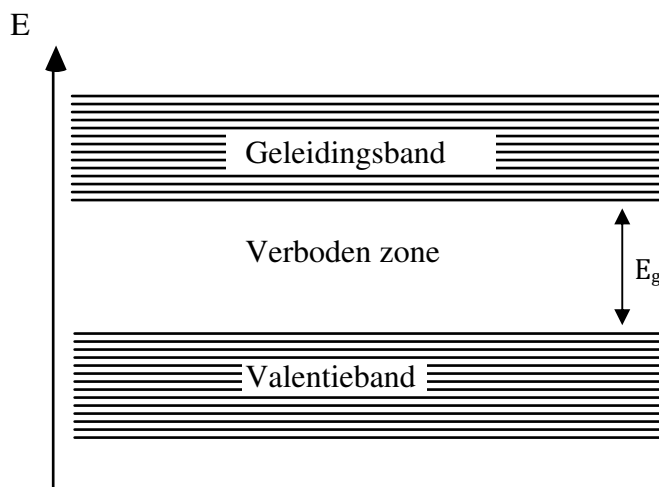


FIG 1-5

Voor de elektronen die dicht bij de kern gelegen zijn, geldt hoger aangehaalde interactie ook maar in mindere mate. Ook hebben deze elektronen geen invloed op de eigenschappen, die hier van belang zijn. Alleen de twee buitenste energiebanden zijn bepalend: de valentieband (VB) en de geleidingsband (GB). Tussen deze energiebanden is er een verboden zone (VZ).

Voor andere halfgeleidermaterialen geldt dezelfde redenering; men bekomt een vergelijkbaar resultaat. Aan de hand van dit energiebandenbeeld kan een onderscheid gemaakt worden tussen halfgeleiders, geleiders en isolatoren.

Bij halfgeleiders is de breedte van de verboden zone relatief klein (ordegrootte 1 eV). Bij  $T = 0K$  en zonder toevoeging van een andere vorm van energie, zal geen enkel elektron voldoende energie hebben om over te springen naar de geleidingsband. Er zijn dus geen vrije elektronen in de geleidingsband. Anderzijds is de valentieband volledig opgevuld met elektronen; er zijn dus geen gaten in de valentieband.



Bij stijgende temperatuur neemt de thermische agitatie toe; ook daalt de breedte van de verboden zone lichtjes. De temperatuursafhankelijkheid van  $E_g$  wordt voor silicium en germanium gegeven door:

$$E_{gSi} = 1,21 - 3,6 \cdot 10^{-4} T \text{ eV}$$

$$E_{gGe} = 0,785 - 2,23 \cdot 10^{-4} T \text{ eV}$$

In deze uitdrukkingen is  $T$  het maatgetal van de absolute temperatuur. Bij kamertemperatuur ( $T = 293\text{K}$ ) is  $E_g$  voor silicium gelijk aan 1.1 eV en voor germanium is dit 0.72 eV.

De kans dat een aantal elektronen overspringen van valentieband naar de geleidingsband is niet meer nul. De elektronen die overspringen, hebben zeer veel niveaus ter beschikking en kunnen willekeurig overgaan van het ene niveau naar het andere. In de kristalstructuur kunnen deze elektronen dus ongeordende bewegingen uitvoeren.

Naast deze vrije elektronen ontstaan er tevens gaten in de valentieband. Hierdoor ontstaat er ook in deze band een zekere vrijheidsgraad. Deze gaten kunnen zich verplaatsen doorheen de kristalstructuur. Bij deze materialen zal bij toenemende temperatuur het aantal vrije ladingsdragers toenemen. De weerstand van dit materiaal daalt dus bij stijgende temperatuur: de temperatuurscoëfficiënt is dus negatief.

Het energiebeeld van een *isolator* is van dezelfde vorm als bij de halfgeleider. De verboden zone is echter zeer breed (vb. voor diamant is dit 6 eV). Het gevolg is dat bij kamer temperatuur de geleidbaarheid verwaarloosbaar klein is. Bij zeer hoge temperatuur zal echter de weerstand dalen zodat ook deze materialen een negatieve temperatuurscoëfficiënt hebben.

Bij *geleiders* kunnen zich twee gevallen voordoen: ofwel overlappen beide banden elkaar ofwel is de bovenste band slechts gedeeltelijk opgevuld. In beide gevallen zijn er zeer veel energieniveaus ter beschikking en de elektronen kunnen zich gemakkelijk verplaatsen door de kristalstuctuur.

Bij hogere temperatuur komen de elektronen en atomen in trilling, zodat er weerstand wordt geboden tegen een geordende beweging van de elektronen; bij metalen stijgt de weerstand bij stijgende temperatuur (positieve temperatuurscoëfficiënt).

---

### 1.3 INTRINSIEKE HALFGELEIDERS

---

Bij intrinsiek of zuiver halfgeleidermateriaal komen slechts zeer weinig vreemde atomen voor: voor Ge is dit slechts 1 vreemd atoom op  $10^9$  Ge-atomen; voor Si is dit 1 op  $10^{12}$ .

Toevoegen van vreemde atomen beïnvloedt zeer sterk het elektrisch geleidingsvermogen.

Behalve de enkelvoudige, zuivere halfgeleiders behoren ook een aantal verbindingen tot de intrinsieke halfgeleiders. In de volgende tabel zijn een aantal III-V en II-VI verbindingen met de bijhorende bandenafstand weergegeven. Zonder toevoeging van andere vreemde atomen behoren ook deze verbindingen tot de intrinsieke halfgeleiders.

III \ V	P	As	Sb		VI \ II	O	S	Se	Te
Al	2.5	2.16	1.60		Zn	3.2	3.54	2.58	2.26
Ga	2.24	1.35	0.67		Cd	2.5	2.42	1.74	1.44
In	1.27	0.36	0.17		Pb	2.3	0.37	0.26	0.25

In deze paragraaf wordt germanium besproken; voor de andere halfgeleidermaterialen geldt een zelfde redenering.

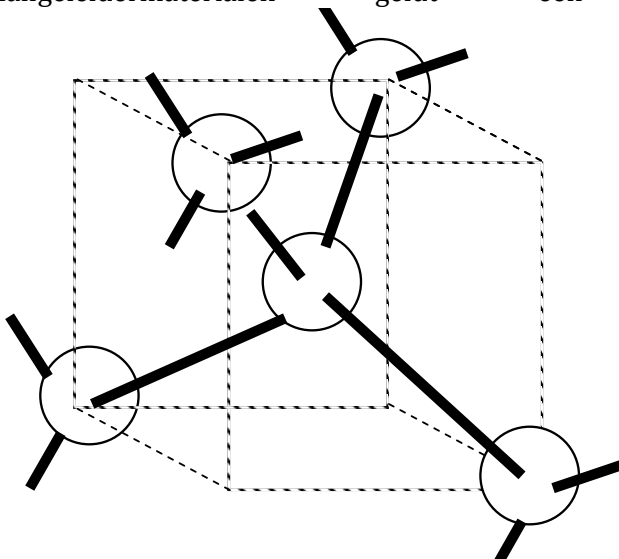


FIG 1-6

In monokristallijne vorm heeft germanium een kubische kristalstructuur zoals weergegeven in fig 1-6. Elk atoom is omringd door vier andere atomen. Elk valentie-elektron vormt een covalente binding met een valentie-elektron van een naburig atoom; deze bindingen zorgen ervoor dat de atomen van het kristal samenblijven. Deze structuur wordt ook de diamantstructuur genoemd.

Een schematische tweedimensionale voorstelling van het vorige is weergegeven in fig1.7.

Bij het absolute nulpunt ( $T = 0 \text{ K}$ ) zijn alle valentie-elektronen gebonden in deze kristalstructuur. Zij bezetten elk een energieniveau in de valentieband. Het kristal is een ideale isolator.

Bij stijgende temperatuur kunnen sommige elektronen, ten gevolge van de thermische agitatie, voldoende energie bekomen om zich los te maken uit de covalente binding.

Dit vrij elektron kan, bij afwezigheid van een elektrisch veld, ongeordende bewegingen uitvoeren; vermits praktisch alle bindingen wel compleet zijn, zal dit elektron niet snel "gevangen" worden door een onbezette plaats.

Daar waar het elektron uit de covalente binding is getreden, blijft een lege plaats of zogenaamd "gat" achter. Een elektron van een naburige binding kan naar de onvolledige binding verhuizen. Hierdoor verdwijnt het gat bij het eerste atoom, maar bij het tweede atoom ontstaat er een. Het verschijnsel kan zich op ongeordende wijze herhalen, zodat het gat zich doorheen het kristalrooster verplaatst; een gat gedraagt zich als een positief geladen deeltje.

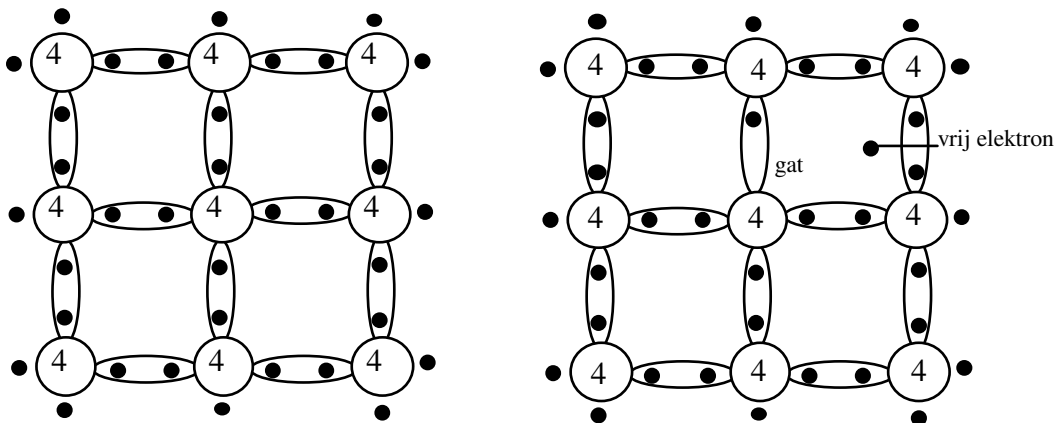


fig 1-7

In het energiebandenbeeld kan dit als volgt beschreven worden. Elektronen die voldoende energie ontvangen springen over van de valentieband naar de geleidingsband en worden vrije elektronen. Door dit verschijnsel ontstaan er gaten in de valentieband waardoor er hier ook een zekere vrijheidsgraad ontstaat.

Door toevoeging van energie (thermische agitatie, lichtinval,...) worden voortdurend gaten en elektronen gecreëerd (generatie). Doch door deze stijgende concentratie aan tegengestelde ladingsdragers, stijgt de kans dat een vrij elektron in een gat terecht komt; deze twee ladingsdragers verdwijnen door recombinatie. Aan de vrije elektronen en de gaten kan in feite een levensduur worden toegekend; deze levensduur is van de orde grootte van  $1 \text{ ns}$  tot  $100 \mu\text{s}$ . Bij evenwicht geldt:  $\text{generatie} = \text{recombinatie}$ .

Bij intrinsiek halfgeleidermateriaal zijn er dus zowel negatieve als positieve ladingsdragers die zich kunnen verplaatsen doorheen de kristalstructuur. Stroomdoorgang door deze materialen gebeurt op twee verschillende manieren:

- verplaatsing van vrije elektronen in de geleidingsband, op hoog energieniveau
- verplaatsing van gaten in de valentieband, op laag energieniveau.

De concentratie van vrije elektronen wordt voorgesteld door  $n$ ; de concentratie van gaten wordt voorgesteld door  $p$ . Voor intrinsiek materiaal geldt dus steeds

$$p = n = n_i$$

In het energiebanden beeld wordt dit gegeven dikwijls voorgesteld door een denkbeeldig energie niveau in het midden van de verboden zone te tekenen. Dit niveau wordt fermi-niveau genoemd. Het fermi-niveau geeft de kans op een gat en elektron weer. Indien dit fermi-niveau in het midden van de verbodenzone gelegen is, betekent dit dat de kans op een elektron of gat even groot is. Ligt het fermi-niveau bijvoorbeeld dichter tegen de geleidingsband dan is de kans op een elektron groter dan deze op een gat.

**Opmerking:** Vergeleken met een geleider waar bij kamer temperatuur het aantal vrije elektronen van dezelfde grootteorde is als het aantal atomen, is een halfgeleider bij kamertemperatuur een zeer slechte geleider (slechts een beperkt aantal covalente bindingen zijn verbroken). De geleidbaarheid neemt wel toe bij stijgende temperatuur.

---

## 1.4 EXTRINSIEKE HALFGELEIDERS

---

Extrinsieke halfgeleiders zijn verontreinigde halfgeleiders. Om de elektrische eigenschappen te veranderen worden kleine concentraties van vreemde atomen toegevoegd.

Bij intrinsieke halfgeleiders is de concentratie van de vrije elektronen en gaten bij kamertemperatuur zeer gering; dit is bijvoorbeeld bij germanium bij 300 K ongeveer één vrij elektron op  $10^9$  atomen. Door toevoeging van bepaalde onzuiverheden, die het ontstaan van elektronen of gaten bevorderen, kan het geleidingsvermogen verhoogd worden. Een klein percentage onzuiverheden (bijvoorbeeld één atoom op  $10^6$  Ge-atomen) volstaat reeds. Twee soorten onzuiverheden worden aangewend: donorverontreinigingen en acceptorverontreinigingen. Intrinsiek materiaal waaraan donorverontreinigingen worden toegevoegd geeft n-materiaal; toevoeging van acceptorverontreinigingen geeft p-materiaal.

---

### 1.4.1 N-TYPE HALFGELEIDERMATERIAAL

---

n-materiaal wordt bekomen door donorverontreinigingen toe te voegen aan het halfgeleidermateriaal. Donorverontreinigingen zijn vijfwaardige atomen. De meest gebruikte stoffen zijn Arseen (As), Fosfor (P) en Antimoon (Sb). Deze vijfwaardige atomen hebben ongeveer dezelfde afmetingen als de halfgeleideratomen. Daardoor kunnen zij in het kristalrooster de plaats innemen van een halfgeleideratoom zonder dat de kristalstructuur wordt verstoord. Gezien de kleine concentratie van de onzuiverheid kan men aannemen dat elk onzuiverheidsatoom omringd is door halfgeleideratomen. Zo zal bijvoorbeeld een As-atoom in een germanium structuur omringd worden door vier germanium atomen (fig 1-8). Er zullen dus vier covalente bindingen gevormd worden. Het vijfde valentieelektron van het As-atoom blijft over. Dit elektron is los gebonden en een geringe toename van de energie (0,01 eV voor Ge en 0,05 eV voor Si) volstaat om dit elektron vrij te maken. Eenmaal dit elektron vrij is, blijft er een positief As-ion achter; dit ion zit vastgebonden in het kristalrooster en kan zich niet verplaatsen.

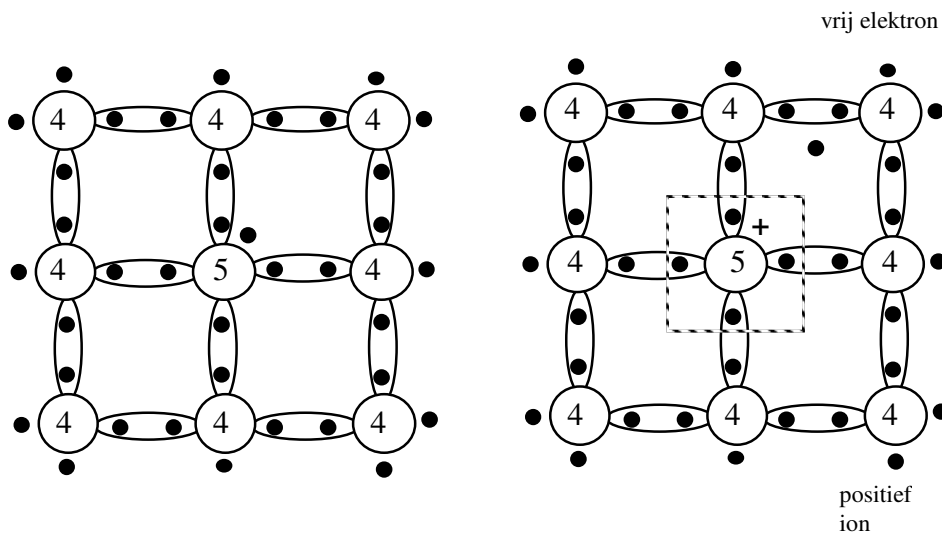


FIG 1-8

In het energiebandenbeeld kan men dit als volgt voorstellen: door toevoeging van donoratomen wordt er een donorniveau toegevoegd aan het bandenbeeld.

FIG 1-9

fig 1-9 geeft het beeld bij toevoeging van As-atomen aan germanium of silicium. Dit bijkomend niveau ligt juist onder de geleidingsband. Bij 0 K zijn alle elektronen gebonden. Elk elektron van de vijfwaardige atomen dat niet is opgenomen in een covalente binding, bezet een energieniveau gelijk aan het donorniveau. Door toevoeging van energie zullen de elektronen die dit donorniveau bezetten overspringen naar de geleidingsband. Bij kamertemperatuur is de thermische agitatie voldoende om praktisch alle vijfde valentie-elektronen van de vijfwaardige atomen in de geleidingsband te brengen.

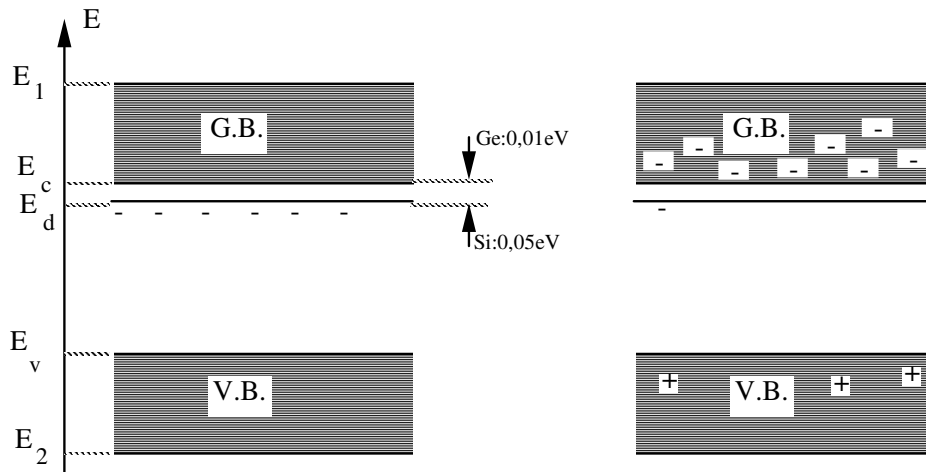


FIG 1-9

Naast deze elektronen die ontstaan door toevoeging van donorverontreinigingen, zijn er ook nog gaten en vrije elektronen die ontstaan door het intrinsieke mechanisme. In het hier besproken halfgeleidermateriaal zal het aantal vrije elektronen groter zijn dan bij intrinsiek materiaal; het aantal gaten zal kleiner zijn omwille van de toegenomen kans op recombinatie.

De concentratie van de vrije elektronen zal dus groter zijn dan deze van de gaten en men zegt dat de elektronen de meerderheidsladingsdragers zijn. De gaten zijn de minderheidsladingsdragers. Het materiaal is een n-type halfgeleider. De geleiding zal bij deze materialen grotendeels gebeuren door elektronen.

In een breed gebied rond kamertemperatuur is, bij normale doping, het aantal elektronen afkomstig van donorverontreinigingen veel groter dan het aantal elektronen afkomstig van het intrinsiek mechanisme; de concentratie van vrije elektronen is dan ongeveer gelijk aan de concentratie van de donorverontreinigingen  $N_D$  (nagenoeg alle donoratomen zijn geïoniseerd).

Bij hogere temperatuur wordt echter het intrinsiek mechanisme belangrijker; in dat geval zal het materiaal zich meer gedragen als intrinsiek materiaal.

De concentratie van elektronen en gaten in n-materiaal wordt doorgaans voorgesteld als  $n_n$  en  $p_n$ .

## 1.4.2 P-TYPE HALFGELEIDERMATERIAAL

Voegt men aan intrinsiek halfgeleidermateriaal acceptorverontreinigingen toe dan bekomt men p-materiaal. Acceptorverontreinigingen zijn driewaardige atomen; de meest gebruikte zijn Indium (In), Boor (B) en Aluminium (Al).

Gezien de geringe concentraties van de onzuiverheden kan men stellen dat elk driewaardig element omringd wordt door vier halfgeleideratomen. Zo zal bijvoorbeeld het indium atoom met drie valentie-elektronen, slechts drie covalente bindingen kunnen vormen met de omliggende germanium atomen. Er is een elektron tekort voor vier covalente bindingen (fig 1-10).

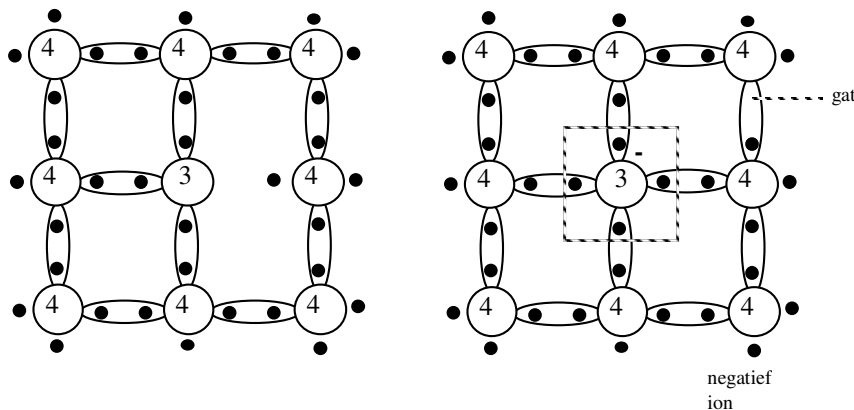


FIG 1-10

Daar elk atoom een natuurlijke neiging vertoont om vier covalente bindingen te vormen, zal het indiumatoom trachten een elektron op te nemen van een naburig germaniumatoom. Door het opnemen van een elektron van een naburig atoom ontstaat er een negatief indium ion dat vastgebonden zit in de kristalstructuur. Er ontstaat echter ook een gat bij een germanium atoom. Dit Ge-atoom gaat dit gat weer opvullen met een elektron van een ander Ge-atoom, enz. Bij deze structuur worden dus door toevoeging van acceptorverontreinigingen gaten en negatieve ionen gevormd. Door het intrinsiek mechanisme ontstaan er ook nog gaten en elektronen.

In het energiebandenbeeld wordt een energieniveau toegevoegd, gelegen juist boven de valentieband. fig 1-11 geeft het beeld bij toevoeging van Boor atomen. Bij  $T = 0\text{K}$  is het bijkomend energieniveau niet bezet. Stijgt de temperatuur, dan springen elektronen van de valentieband naar dit acceptorniveau; daardoor ontstaan er gaten in de valentieband.

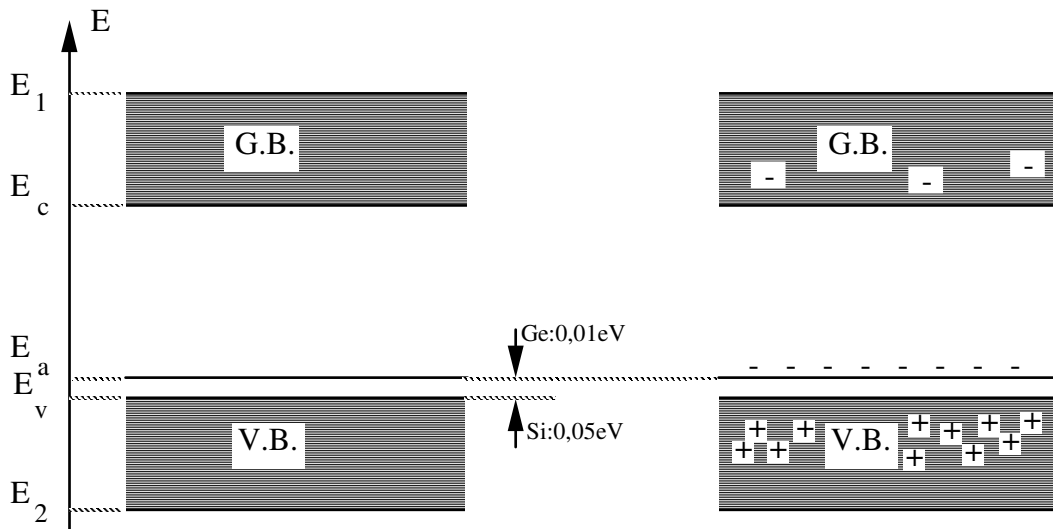


FIG 1-11

De concentratie van de gaten zal veel groter zijn dan de concentratie van de vrije elektronen: de gaten zijn de meerderheidsladingsdragers. Er verdwijnen ook nog elektronen door recombinatie met de talrijke aanwezige gaten. De geleiding geschiedt dus hoofdzakelijk door de gaten.

De gaten afkomstig van de verontreiniging zijn bij niet al te hoge temperatuur veel talrijker dan de gaten veroorzaakt door het intrinsiek mechanisme. Men kan hier dus ook stellen:  $p = N_A$  met  $N_A$  de concentratie van de acceptorverontreiniging.

Doorgaans worden in p-materiaal de concentraties van gaten en elektronen voorgesteld door  $p_p$  en  $n_p$ .

### 1.4.3 LIGGING VAN HET FERMI-NIVEAU IN EXTRINSIEK MATERIAAL

Zoals reeds eerder aangehaald ligt het Fermi-niveau voor intrinsiek materiaal in het midden van de verboden zone. Dit is niet het geval voor extrinsiek materiaal. Door toevoeging van donorverontreinigingen schuift het Fermi-niveau naar boven. Door toevoeging van acceptorverontreinigingen schuift het Fermi-niveau naar beneden.

## 1.5 TEMPERATUURSAFHANKELIJKHEID VAN HALFGELEIDERS

Zoals blijkt uit onderstaande formule heeft de temperatuur een belangrijke invloed op de concentraties van gaten en vrije elektronen. Voor intrinsiek materiaal is  $n = p = n_i$  wordt de temperatuursafhankelijkheid gegeven door:





## 1.6 DE STROOM IN HALFGELEIDERS

In tegenstelling met de metalen wordt de stroom bij halfgeleiders gevormd door de verplaatsing van de twee soorten ladingsdragers: elektronen en gaten. Daarenboven kan de verplaatsing van ladingsdragers gebeuren op twee verschillende manieren: geleiding en diffusie.

### 1.6.1 GELEIDINGSSTROOM

Voor de elektronen geldt de volgende redenering. Bij afwezigheid van een elektrisch veld voeren de vrije elektronen ongeordende bewegingen uit. De snelheid van deze bewegingen (zogenaamde thermische snelheid) is zeer groot; bij kamertemperatuur is dit van de orde grootte van  $10^6$  m/s. De bewegingen zijn geheel willekeurig, zodat de gemiddelde verplaatsing van de vrije elektronen nul is. Er treedt in geen enkele richting een netto elektronenstroom op. Bij aanwezigheid van een elektrisch veld  $E$  zullen de elektronen onderworpen zijn aan een kracht. Deze kracht is evenredig met het elektrisch veld maar is tegengesteld gericht. Ten gevolge van deze kracht zullen de ongeordende bewegingen een zekere oriëntatie krijgen. Er zal een netto verplaatsing van elektronen optreden, tegengesteld aan het elektrisch veld. De elektronen verplaatsen zich in de  $E$ -richting met een gemiddelde snelheid of driftsnelheid die evenredig is met het elektrisch veld. De evenredigheidsfactor noemt men de beweeglijkheid van de elektronen en wordt voorgesteld door  $\mu_n$ .

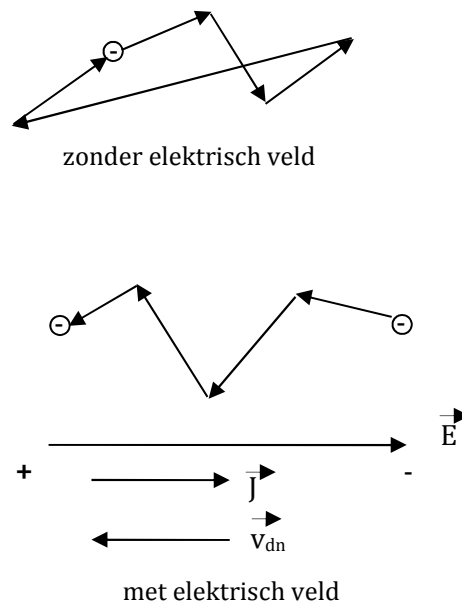


FIG. 1-13

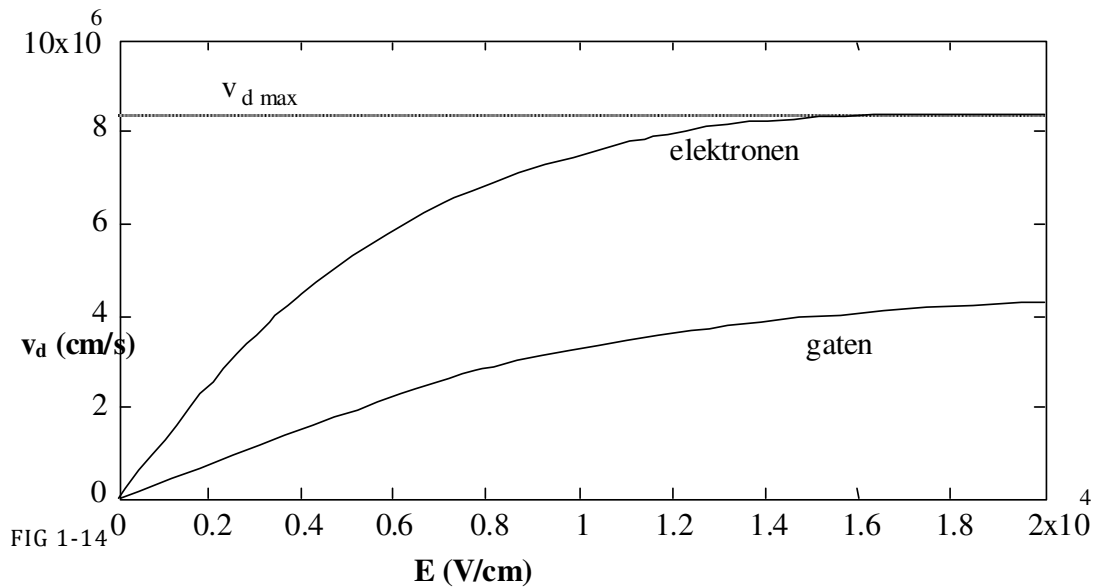
De driftsnelheid wordt dus gegeven door:

$$\vec{v}_{dn} = -\mu_n \vec{E} \quad (1.21)$$

In vergelijking met de thermische snelheid is deze driftsnelheid zeer klein (bij  $E = 1\text{V/cm}$  is dit van de grootteorde van 10 à 100 m/s).

Een gelijkaardige redenering geldt voor de gaten. Men bekomt voor de driftsnelheid:

$$\vec{v}_{dp} = \mu_p \vec{E} \quad (1.22)$$



De mobiliteitsfactoren  $\mu_n$  en  $\mu_p$  zijn geen constante waarden.

Vooreerst is er een afhankelijkheid van het elektrische veld. Bij niet al te grote velden ( $E < 10^3 \text{V/cm}$ ) zijn  $\mu_n$  en  $\mu_p$  ongeveer constant (voor een constante temperatuur). Bij  $T = 300\text{K}$  is  $\mu_n$  voor Ge gelijk aan  $0,38 \text{ m}^2/\text{Vs}$  en voor Si is dit  $0,13 \text{ m}^2/\text{Vs}$ ;  $\mu_p$  is voor Ge  $0,18 \text{ m}^2/\text{Vs}$  en voor Si  $0,05 \text{ m}^2/\text{Vs}$ .

Bij benadering geldt dat  $\mu_n/\mu_p$  ongeveer gelijk is aan 2; dit betekent dat aan de gaten een grotere fictieve massa kan worden toegekend dan aan de elektronen.

Wordt het elektrisch veld te groot dan zal de mobiliteit dalen bij toenemend elektrisch veld. Dit heeft tot gevolg dat de driftsnelheid in functie van  $E$  een minder steil verloop vertoont bij hoge  $E$ -waarden. Als voorbeeld geeft fig 1-14 voor Si de drift-snelheid in functie van het elektrisch veld.

De mobiliteit is ook sterk afhankelijk van de temperatuur. Over het temperatuursgebied 100 ... 400 K varieert  $\mu$  zoals  $T^{-m}$ . Voor Si is  $m = 2,5$  voor de elektronen en  $m = 2,7$  voor de gaten. Voor Ge is  $m = 1,66$  voor de elektronen en  $2,33$  voor de gaten.

De stroomdichtheid tengevolge van de verplaatsing van de elektronen wordt gegeven door:

$$\vec{j}_n = -qn\vec{v}_{dn}$$

Voor de gaten geldt:

$$\vec{j}_p = qp\vec{v}_{dp}$$

De totale stroomdichtheid is:  $\vec{j} = \vec{j}_n + \vec{j}_p = -qn\vec{v}_{dn} + qp\vec{v}_{dp}$

Vervanging van  $v_{dn}$  en  $v_{dp}$  door uitdrukkingen (1.21) en (1.22) geeft:

$$\vec{j} = qn\mu_n E + qp\mu_p E$$

$$\vec{j} = q(n\mu_n + p\mu_p)\vec{E} \quad (1.23)$$

Nu geldt volgens de wet van Ohm:

$$\vec{j} = \sigma\vec{E} \quad (1.24)$$

Met  $\sigma$  het elektrisch geleidingsvermogen. Uit de twee vorige uitdrukkingen volgt:

$$\sigma = q(n\mu_n + p\mu_p) \quad (1.25)$$

De soortelijke weerstand wordt gegeven door:

$$\rho = \frac{1}{q(n\mu_n + p\mu_p)} \quad (1.26)$$

Zoals blijkt uit formule (1.25) is de geleidbaarheid  $\sigma$  een functie van de doperingsgraad.

Naast geleidbaarheid en soortelijke weerstand wordt voor halfgeleiders dikwijls het begrip vierkantsweerstand gebruikt.

Onderstel het blokje halfgeleidermateriaal van met doorsnede  $A$  en lengte  $L$ . De weerstand  $R$  kan geschreven worden als  $R = \rho L/A$  onder voorwaarde dat  $L$  en  $A$  constant zijn over het blokje.

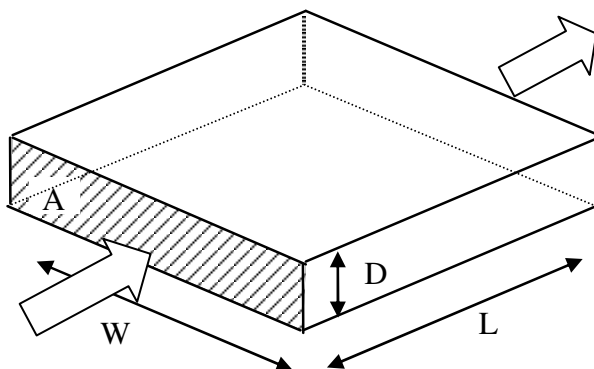


FIG 1-15

De vierkantsweerstand is nu de weerstand van een blokje materiaal waarvan de breedte gelijk is aan de lengte. Indien dus  $W = L$  dan wordt  $R$  gegeven door:

$$R_s = \rho \frac{L}{LD} = \frac{\rho}{D} \quad (1.30)$$

Deze weerstand hangt niet af van de afmetingen  $L$  (of  $W$ ). Werkt men nu met lagen van een bepaalde dikte  $D$ , dan is deze vierkantsweerstand een veel gebruikte grootheid.

Men vindt de werkelijke weerstand van een laagje met lengte  $L$  en breedte  $W$  door vermenigvuldiging van de vierkantsweerstand met de geometrisch verhouding  $L/W$ .

$$R = R_s \frac{L}{W} \quad (1.31)$$

---

## 1.6.2 DIFFUSIESTROOM

---

Onafhankelijk van een elektrisch veld kan een concentratieverschil oorzaak zijn van een verplaatsing van ladingsdragers. Dit verschijnsel treedt niet op bij metalen, daar bij metalen geen concentratiegradiënt kan voorkomen.

Onderstel een blokje halfgeleidermateriaal waarbij onder invloed van een uitwendige storing de dichtheid van gaten aan de linkerkant van het blokje wordt opgevoerd. Onderstel ook dat de dichtheid van de gaten aan de rechterkant van het blokje wordt verminderd ook ten gevolge van een uitwendige storing. Op deze manier ontstaat er een concentratiegradiënt en er zal een diffusiestroom vloeien. De verplaatsing van ladingsdragers is in de zin van de afnemende concentratie. De stroomdichtheid is evenredig met de concentratiegradiënt (wet van Fick) en wordt gegeven door:

$$\vec{j}_p = -qD_p \frac{dp}{dx} \vec{u}_x \quad (1.32)$$

Voor de elektronen geldt eenzelfde redenering (tekenverandering):

$$\vec{j}_n = qD_n \frac{dn}{dx} \vec{u}_x \quad (1.33)$$

De grootheden  $D_p$  en  $D_n$  zijn de diffusieconstanten van respectievelijk de gaten en de elektronen. De volgende tabel geeft de grootteorden van deze diffusieconstanten bij normale dopering en bij kamertemperatuur; deze constanten zijn wel afhankelijk van de temperatuur en van de concentratie der onzuiverheden.

	$D_n$ (m <sup>2</sup> /s)	$D_p$ (m <sup>2</sup> /s)
Germanium	$9,9 \cdot 10^{-3}$	$4,7 \cdot 10^{-3}$
Silicium	$3,4 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-3}$

Er bestaan twee belangrijke uitdrukkingen, gekend als de relatie van Einstein, die het verband geven tussen de mobiliteit en de diffusieconstante van ladingsdragers:

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{kT}{q}$$

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q}$$

Men stelt doorgaans  $kT/q$  gelijk aan  $V_T$  (thermische spanning).

Men bekomt:

$$\frac{D_n}{\mu_n} = V_T \text{ en } \frac{D_p}{\mu_p} = V_T$$

---

### 1.6.3 ALGEMEEN GEVAL

---

Er is een elektrisch veld  $E$  in de  $x$ -richting en een concentratiegradiënt in de  $x$ -richting.

De totale elektronenstroom in de  $x$ -richting is de vectoriële som van de geleidingsstroom en de diffusiestroom:

$$\vec{j}_n = \left( -qn\mu_n E + qD_n \frac{dn}{dx} \right) \vec{u}_x \quad (1.35)$$

Voor de gaten is de stroomdichtheid in de  $x$ -richting:

$$\vec{j}_p = \left( qp\mu_p E - qD_p \frac{dp}{dx} \right) \vec{u}_x \quad (1.36)$$

Zonder vectornotatie worden vorige uitdrukkingen:

$$j_n = -qn\mu_n E + qD_n \frac{dn}{dx} \quad (1.37)$$

$$j_p = qp\mu_p E - qD_p \frac{dp}{dx} \quad (1.38)$$

## 1.7 CONTINUÏTEITSVERGELIJKING

---

Telkens wanneer een evenwichtssituatie verstoord wordt, dan evolueren de gaten- en elektronenconcentraties naar een nieuwe evenwichtssituatie. De vergelijking waaruit het verloop te bepalen is, noemt men de continuïteitsvergelijking.

Onderstel een oneindig lang blokje n-type halfgeleidermateriaal waarvan één zijde continu belicht wordt zoals in fig 1.17 is aangeduid. De concentratie van ladingsdragers (zowel de minderheidsladingsdragers als meerderheidsladingsdragers) zal verlopen zoals is weergegeven in de figuur. Hierbij is  $x$  de afstand tot de linkse rand van het materiaal en  $p(x)$  de concentratie aan ladingsdragers in functie van  $x$ .

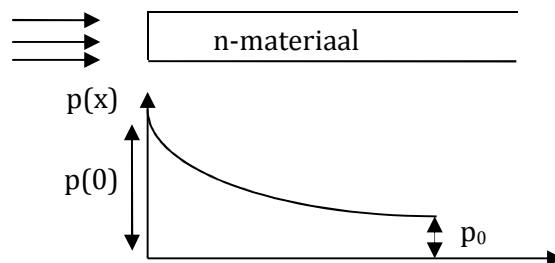


FIG 1-16

Na toepassing van de continuïteitsvergelijking bekomt men volgende vergelijking:

$$p - p_0 = (p(0) - p_0)e^{-\frac{x}{L_p}}$$

Met  $L_p$  de diffusielengte voor gaten in n-materiaal.

Men kan een analoge redenering oplossing bekomen voor elektronen in p-materiaal.

## 1.8 EENVOUDIGE HALFGELEIDERCOMPONENTEN

---

De componenten die hier besproken worden, bestaan uit één type halfgeleidermateriaal; ofwel wordt intrinsiek materiaal gebruikt, ofwel p-materiaal ofwel n-materiaal. De componenten die zijn samengesteld uit verschillende delen worden in volgende hoofdstukken besproken.

---

## 1.8.1 THERMISTOREN

---

Thermistoren is de verzamelnaam voor twee groepen temperatuurgevoelige weerstanden. Er zijn weerstanden waarvan de resistentie met stijgende temperatuur sterk daalt : dit zijn weerstanden met een negatieve temperatuurscoëfficiënt of dus NTC-weerstanden.

De tweede groep omvat weerstanden met een positieve temperatuurscoëfficiënt of PTC-weerstanden. Deze weerstanden worden gemaakt van metalen en horen strikt genomen niet in dit hoofdstuk thuis, maar we bespreken ze volledigheidshalve.

---

### 1.8.1.1 NTC-WEERSTANDEN

---

Dit zijn temperatuurgevoelige weerstanden met sterk negatieve



FIG 1-17

temperatuurscoëfficiënt. Als grondstof gebruikt men halfgeleideroxides waarvan de weerstand daalt met 3 tot 5 % per °C.

Onderstaande figuur geeft het weerstandsverloop weer met stijgende temperatuur. Het verloop is duidelijk niet lineair, wat vooral opvalt in de tweede grafiek waarbij de weerstandswaarde lineair is uitgezet.



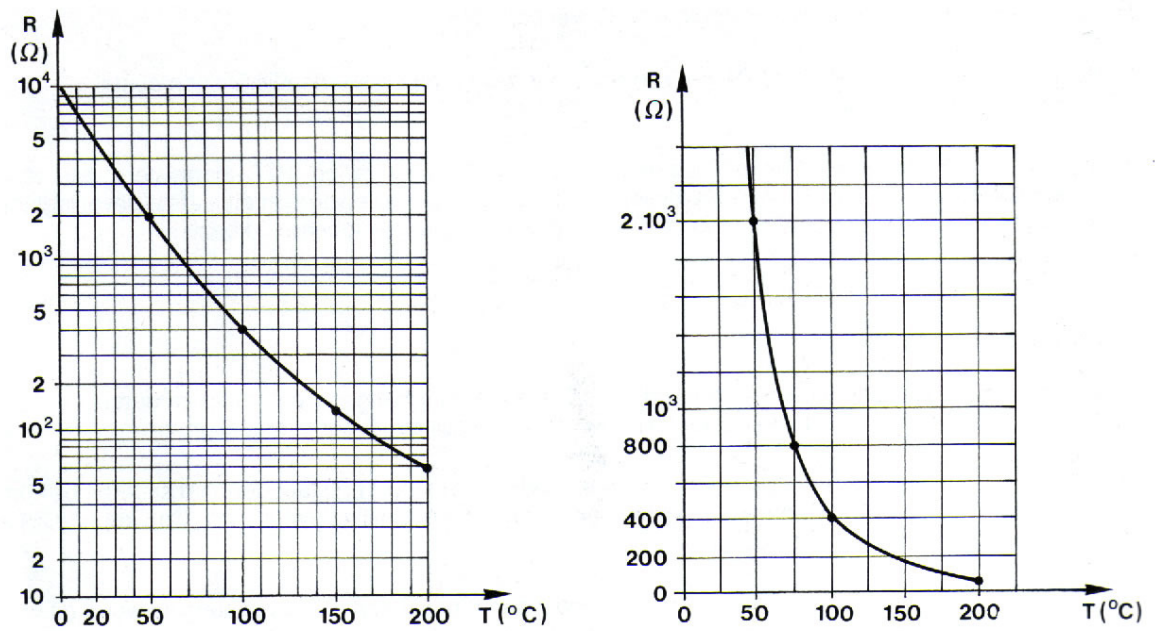


FIG 1-18

Merk op dat NTC-weerstanden maximaal een temperatuur van  $\pm 220$   $^{\circ}\text{C}$  kunnen weerstaan.

Onderstaande figuur geeft het symbool voor een NTC-weerstand.

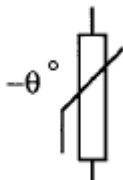


FIG 1-19

De toepassingsmogelijkheden van thermistors kunnen opgedeeld worden in twee groepen:

- Omstandigheden waarbij vooral de omgevingstemperatuur de temperatuur van de thermistor bepaalt. Dit geeft uiteraard aanleiding tot schakelingen waarbij de omgevingstemperatuur wordt gemeten.

Uiteraard zijn er tal van processen waarbij temperatuur een belangrijke procesparameter is.

Thermistors worden bv. gebruikt als sensor voor een kamerthermostaat, of als buitenvoeler voor een verwarmingsinstallatie, in de auto-elektronica dienen ze om de temperatuur van de koelvloeistof te meten of de temperatuur van het motorblok, enz.

In het algemeen worden deze componenten veelvuldig toegepast in de procesindustrie.

- Omstandigheden waarbij de temperatuur van de thermistor vooral wordt bepaald door de stroomsterkte die door de weerstand vloeit. Thermistors worden dan gebruikt om de stroom in schakelingen te beperken.

Een schakeling uit groep 1 die reageert op de omgevingstemperatuur wordt hieronder voorgesteld.

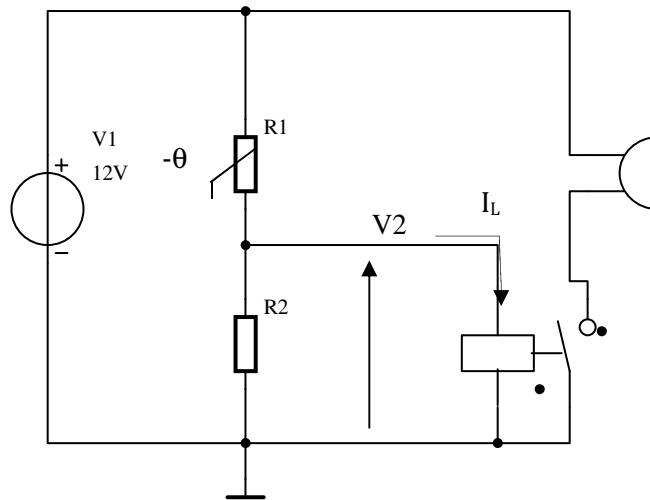


FIG 1-20

Deze schakeling genereert een alarm via de buzzer wanneer er een te hoge temperatuur wordt bereikt. Immers, wanneer de temperatuur stijgt zal de weerstand van de NTC (R1) dalen. Hierdoor gaat de spanning  $V_2$  toenemen totdat er een voldoende stroom  $I_L$  kan vloeien om het relais te bekrachtigen.

Om een idee te geven wordt een voorbeeld gegeven waarbij de thermistor gebruikt wordt om de stroom te begrenzen. Wanneer een gloeilamp wordt ingeschakeld op de netspanning, zal er een grote inschakelstroom vloeien. Immers het gloeidraadje (wolfram) is nog koud en heeft dan een kleine weerstand.

We kunnen de inschakelstroom, en daardoor de levensduur van de lamp verlengen als we in de kring een geschikte NTC-weerstand plaatsen. Het is duidelijk dat deze NTC-weerstand zo goed mogelijk de warmte van de lamp moet detecteren. Bij het inschakelen zal de NTC een relatief grote weerstand hebben, waardoor de inschakelstroom beperkt blijft. Daarna zal de weerstand afnemen met toenemende temperatuur en zal zijn weerstand verwaarloosbaar klein zijn in regimetoestand.

### 1.8.1.2 PTC-WEERSTANDEN

---

Bij PTC-weerstanden (positieve temperatuurscoëfficiënt) neemt de weerstand toe bij stijgende temperatuur. Principieel worden deze componenten in dezelfde situaties gebruikt als de NTC-weerstanden.

PTC's, die gemaakt worden van metalen, kunnen echter veel hogere temperaturen aan en worden bijgevolg gebruikt om bv. oventemperaturen te meten.

Een veelgebruikte temperatuursensor is het Pt-100 element. Deze thermistor wordt gemaakt van platina en heeft een weerstandswaarde van exact  $100 \Omega$  bij  $0^\circ\text{C}$ .

Stijgt de temperatuur dan neemt de weerstand quasi lineair toe en omgekeerd.



FIG 1-21

Voor het meten van temperatuur kan een dergelijke weerstand opgenomen worden in een brug van Wheatstone, zoals in fig 1-21.

Het schema laat de evenwichtstoestand zien, d.i. bij  $0^\circ\text{C}$ . Alle vier de weerstanden hebben dan een waarde van  $100 \Omega$ . Bijgevolg bedraagt de spanning in de punten A en B (t.o.v. massa)  $5 \text{ V}$ . Er is dus geen spanningsverschil tussen de punten A en B: de brug is in evenwicht.

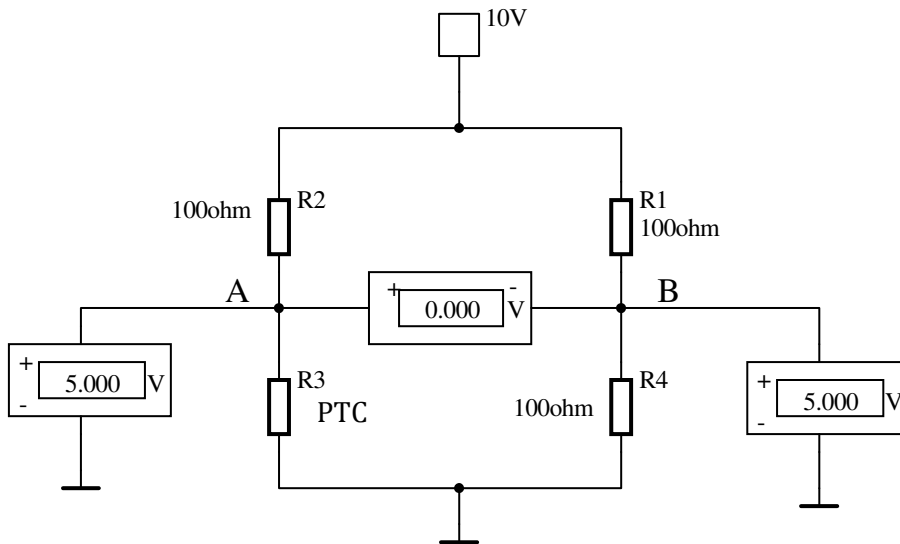


FIG 1-22

Gaat de temperatuur nu stijgen of dalen dan zal het spanningsverschil  $V_{AB}$  ook wijzigen.

Opmerking: de schakeling zoals ze hier weergegeven is, is nog geen praktische schakeling. Het verband dat nu ontstaat tussen de temperatuur en de spanning  $V_{AB}$  is helemaal niet lineair, wat uiteraard niet handig is. De schakeling dient dan ook nog aangepast om dat lineair verband te bekomen.

### 1.8.2 SPANNINGS-AFHANKELIJKE WEERSTANDEN OF VDR'S

Het letterwoord VDR staat voor Voltage Dependent Resistor. De weerstand van deze component neemt vanaf een bepaald spanningsniveau snel af wanneer de aangelegde spanning nog verder toeneemt. fig 1-23 geeft het schemasymbool.

De VDR-weerstand bestaat uit korrels zinkoxide of siliciumcarbide die met een bindmiddel in de vorm van schijfjes of staafjes geperst worden.

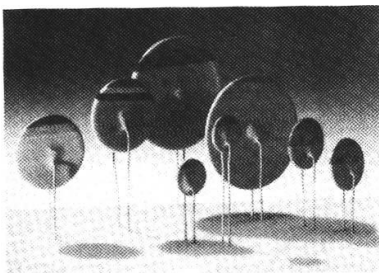


FIG 1-24

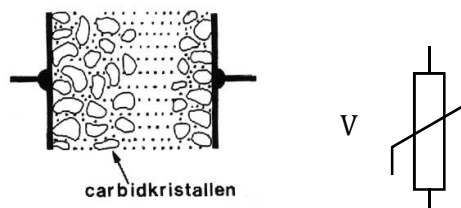


FIG 1-23

Het niet-lineaire verband van de stroom-spanningskarakteristiek laat zich beschrijven door de volgende vergelijking :

$$I = cV^\alpha$$

Hierin is :

- $I$  de stroom doorheen de VDR
- $c$  een constante die vooral bepaald wordt door de afmetingen
- $V$  de spanning over de VDR
- $\alpha$  een materiaalconstante: voor een gewone weerstand is  $\alpha = 1$ , terwijl voor siliciumcarbide  $\alpha = 5$  en voor zinkoxide  $\alpha = 30$  of meer.

Volgende grafiek (fig 1-25) geeft de stroom- spanningskarakteristiek van een VDR weer. Merk op dat de weerstand pas sterk verandert voor hogere spanningen. De tweede grafiek geeft de  $I/V$ -karakteristiek van een zinkoxyde (1) en siliciumcarbide (2) VDR.

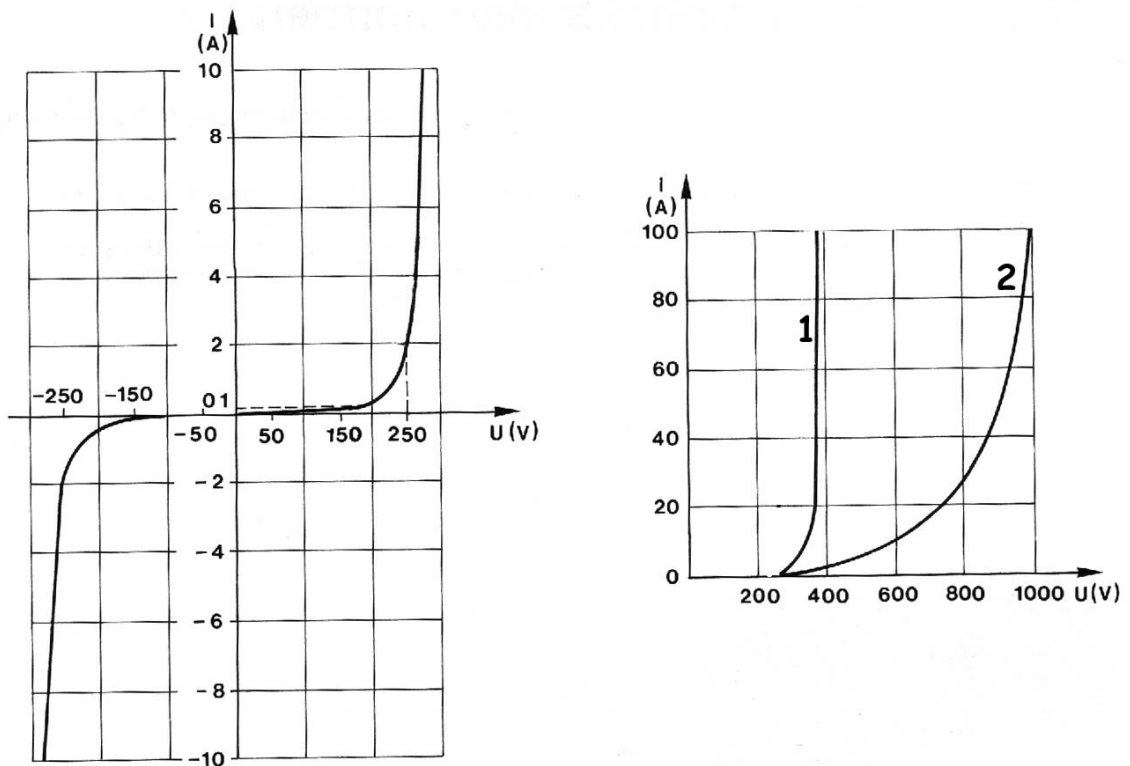


FIG 1-25

### 1.8.2.1 TOEPASSING

---

De VDR-weerstand wordt veelal gebruikt als een beveiliging tegen spanningspieken.

Onderstaande schakeling geeft hiervan een voorbeeld.

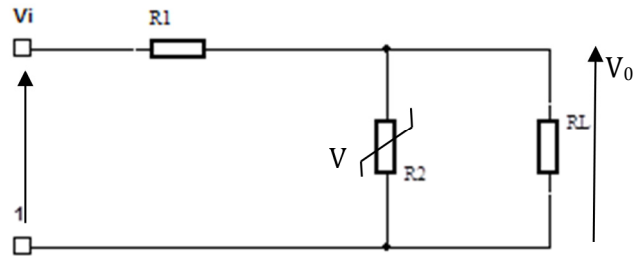


FIG 1-26

Wanneer zich nu op deingangsspanning hoge schakelpieken voordoen, dan zal de VDR-weerstand in waarde afnemen en zodoende zal de spanning erover en dus ook over  $R_L$  binnen veilige marges gehouden worden.

### 1.8.3 FOTOWEERSTANDEN

---

Deze weerstanden worden aangeduid door de afkorting LDR, wat staat voor Light Dependent Resistor). Als weerstandsmateriaal gebruikt men samengestelde halfgeleiders als cadmiumsulfide ( $CdS$ ) en loodsulfide ( $PbS$ ).

Zonder belichting is de weerstandswaarde maximaal. Deze donkerweerstand bedraagt  $1\text{ M}\Omega$  tot  $10\text{ M}\Omega$ . Bij toenemende belichting daalt de weerstand omwille van bijkomende generatie van vrije elektronen en gaten. Bij een lichtintensiteit van  $1000\text{ lux}$  situeert zich de weerstandswaarde tussen  $75\ \Omega$  en  $300\ \Omega$ .

Uit de karakteristiek hieronder blijkt dat het weerstandsverloop zeer groot is.

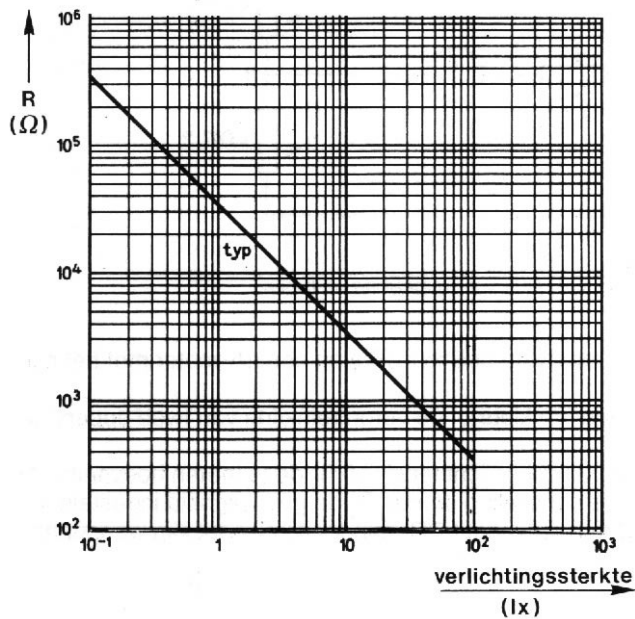


FIG 1-27

### 1.8.3.1 UITVOERING

Op een isolerende drager uit glas of keramiek wordt een dunne, lichtgevoelige laag cadmiumsulfide of loodsulfide aangebracht. De elektroden waartussen de lichtgevoelige laag ligt, zijn uit goud of indium vervaardigd.

De spectrale gevoeligheid hangt sterk af van het gebruikte materiaal. Bij cadmiumsulfide komt de gevoeligheid vrij goed overeen met deze van het menselijke oog. Bij loodsulfide is er een sterke gevoeligheid voor rood en infrarood licht.

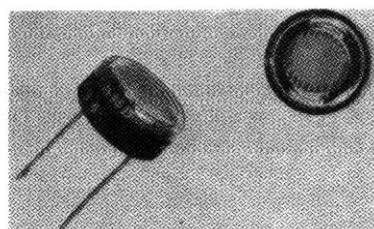
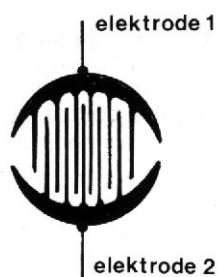


FIG 1-28

Onderstaand symbool is het schemasymbool voor een LDR.

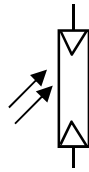


FIG 1-29

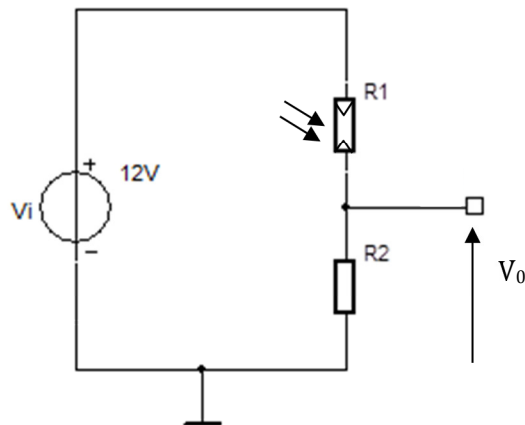


FIG 1-30

Een LDR kan toegepast worden voor verschillende doeleinden. Enkele voorbeelden: als lichtmeter (fotografie), vlamdetectie bij een oliestookinstallatie, schemerlichtschakeling, meten van de lichtdoorlaatbaarheid van materialen (vb. papier),...

Het meetprincipe om licht te meten is eenvoudig en wordt voorgesteld in fig 1-30.

Neemt de lichtintensiteit die de LDR opvangt toe, dan zal de weerstand ervan afnemen. De uitgangsspanning zal nu toenemen.

### 1.8.3.2 TOEPASSINGSVOORBEELD

Een LDR wordt gebruikt bij naderingsschakelaars als dag/nachtdetector. Onderstaand schema laat dit zien.

Als een zekere graad van duisternis is ingetreden (drempel of threshold instelbaar via de regelbare weerstand) zal op basis van de LDR-meting een logisch signaal gegenereerd worden, dat naar de ingang van een AND-poort



wordt gevoerd. Wanneer nu ook nog 'beweging' wordt gedetecteerd via de infraroodsensor dan zal de triac bediend worden en zal de verlichting ingeschakeld worden.

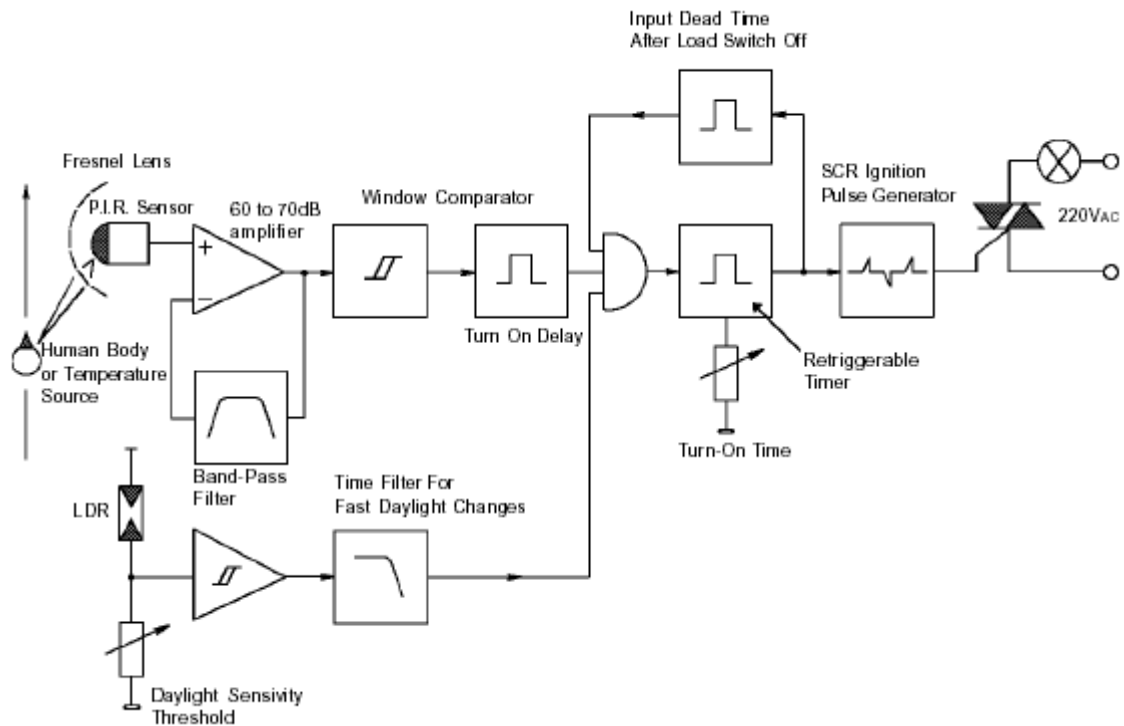


FIG 1-31

## 1.8.4 MAGNETISCH GEVOELIGE COMPONENTEN

Tot de familie van magnetisch afhankelijke componenten behoren de Hall-generatoren en de magnetoresistors. De werking van beide steunt op het Hall-effect, genoemd naar de ontdekker E. Hall.

### 1.8.4.1 DE HALL-GENERATOR.

Beschouwen we een blokje halfgeleider. Er wordt een elektrische spanning  $V$  aangelegd. Tengevolge van  $V$  gaat er een stroom  $I$  vloeien door het blokje (van links naar rechts). Het blokje wordt geplaatst in een magnetisch veld, zodanig dat de richting van de magnetische veldlijnen loodrecht is op de richting van de elektrische stroom (fig 1-32).

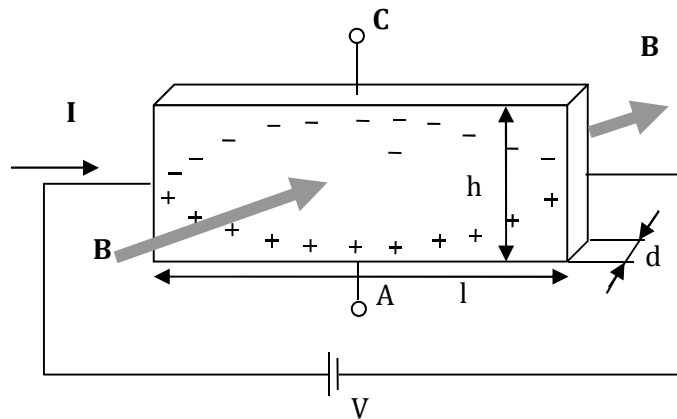


FIG 1-32

De stroom ondervindt een kracht ten gevolge van het magnetisch veld. Deze kracht is naar boven gericht (linkerhandregel). De stroom zal dus bij voorkeur aan de bovenkant van het blokje vloeien. Indien het een blokje n-materiaal is dan bestaat de stroom hoofdzakelijk uit elektronen zodat we aan de bovenkant een sterke concentratie van elektronen bekommen. Klem C zal dus negatief zijn t.o.v. klem A. Ten gevolge van deze ophoping zal er een elektrisch veld ontstaan tussen A en C. Bij evenwicht is de kracht van dit elektrisch veld gelijk aan de magnetische kracht.

Bij p-materiaal geldt een zelfde redenering maar nu wordt klem C positief t.o.v. A.

Onderstel dat het een blokje n-materiaal is. Op de elektronen die deelnemen aan geleiding werken drie krachten; een kracht in horizontale zin en twee in verticale zin. De verticale krachten zijn:

- de magnetische kracht:  $q v B$
- de elektrische kracht ten gevolge van het elektrisch veld  $E_h$  in de h-richting:  $q E_h$

Deze twee krachten houden elkaar in evenwicht:

$$q E_h = q v_{dn} B$$

$$E_h = v_{dn} B$$

De spanning (Hall-spanning) tussen A en C wordt gegeven door:

$$V_h = E_h h = v_{dn} B h \quad (1.43)$$

Voor n-materiaal geldt bij benadering:

$$I \approx q n v_{dn} S$$

Daaruit volgt:

$$v = \frac{I}{qnS} \quad (1.44)$$

Uitdrukking (1.44) vervangen in uitdrukking (1.43) geeft:

$$V_h = \frac{hBI}{qnS} = \frac{BI}{qnd} \quad (1.45)$$

Hieruit besluit men dat bij een gegeven blokje en bij een bepaalde stroom  $I$ ,  $V_h$  evenredig is met  $B$ . Van deze eigenschap wordt gebruik gemaakt voor het meten van magnetische velden.

Men kan voor het blokje een Hallcoëfficiënt definiëren. De Hallcoëfficiënt is per definitie  $1/nq$  en wordt voorgesteld door  $R_H$ . Uit (1.45) bekomt men voor de Hallcoëfficiënt:

$$R_H = \frac{V_h d}{BI} \quad (1.46)$$

Normaal is  $R_H$  gekend; indien dit niet zo is kan men door meting van  $V_h$ ,  $d$ ,  $B$  en  $I$  de waarde van  $R_H$  bepalen.

Indien  $R_H$  gekend is, kan op een eenvoudige manier de mobiliteit van de meerderheidsladingsdrager bepaald worden. De conductiviteit voor n-materiaal wordt gegeven door volgende uitdrukking:

$$\sigma = q n \mu_n$$

Daaruit volgt:

$$\mu_n = \frac{\sigma}{qn} = R_H$$

De geleidbaarheid  $\sigma$  kan gemakkelijk gemeten worden.

Een gelijkaardige redenering geldt voor p-type halfgeleidermateriaal.

De Hall-generator kan ook gebruikt worden om het product van twee signalen te bekomen; met het eerste signaal wordt  $B$  aangestuurd, met het tweede signaal wordt  $I$  aangestuurd;  $V_h$  geeft dan op een evenredigheidsfactor na, het product.

De symbolische voorstelling van de Hall-generator wordt gegeven in fig 1-33

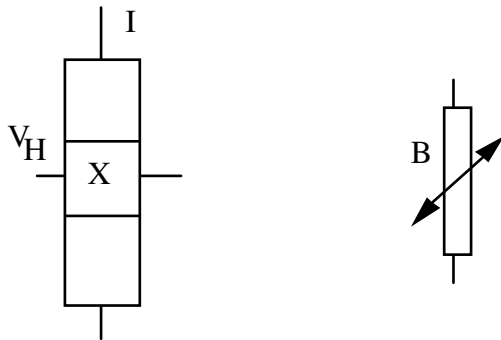


FIG 1-33

### 1.8.4.2 TOEPASSING

De belangrijkste toepassing van de Hallgenerator is het meten van magnetische velden.

Stuurt men een constante stroom door het blokje en brengt men de Hallgenerator in een magnetisch veld, dan ontstaat er een spanning  $V_h$  die recht evenredig is met de magnetische veldsterkte. Zo worden bijvoorbeeld magnetische velden in de luchtspleet van elektrische machines gemeten.

Omgekeerd kan men er ook krachtige gelijkstromen mee meten, zonder de stroomkring te onderbreken. Dit wordt verduidelijkt in onderstaande figuur.

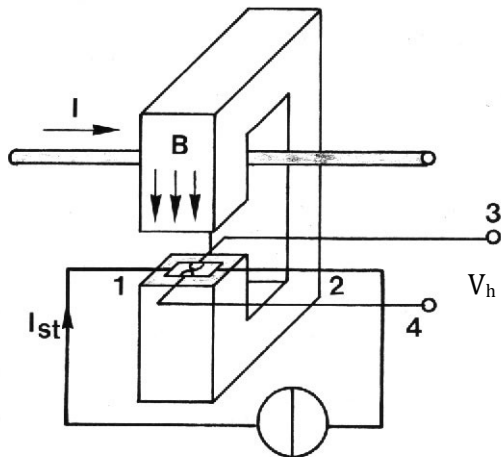


FIG 1-34

### 1.8.4.3 DE MAGNETISCH GEVOELIGE WEERSTAND OF MDR

Deze weerstanden worden aangeduid met de afkorting MDR (magnetic dependent resistor) of MR. Voor deze weerstanden wordt doorgaans indiumantimonide-nikkelantimonide (InSb-NiSb) gebruikt. De weerstand van een dun plaatje zal in dit geval beïnvloed worden door een loodrecht toegepast magnetisch veld. De oorzaak van de weerstandsverandering is een gevolg van de

materiaalstructuur. In het hoger aangehaald materiaal zijn goed geleidende NiSb-naaldjes op zeer korte afstand van elkaar aanwezig; deze staafjes zijn georiënteerd volgens een bepaalde richting zoals wordt weergegeven in de figuur.

Wordt hier een spanning aangelegd zonder aanwezigheid van een magnetisch veld, dan is de gemiddelde verplaatsing van de ladingsdragers horizontaal.

Wordt een magnetisch veld, loodrecht op het blokje aangebracht, dan ontstaat er omwille van het Hall-effect een elektrisch veld in de hoogterichting. Omwille van dit elektrische veld zal bij het binnenkomen in een NiSb-naaldje de stroom terug naar beneden vloeien en daarna terug naar boven. Hierdoor wordt de gemiddelde effectieve lengte, die door de ladingsdragers wordt doorlopen groter: dus stijgt de weerstand (Wet van Pouillet :  $R = \frac{l\rho}{S}$ ).

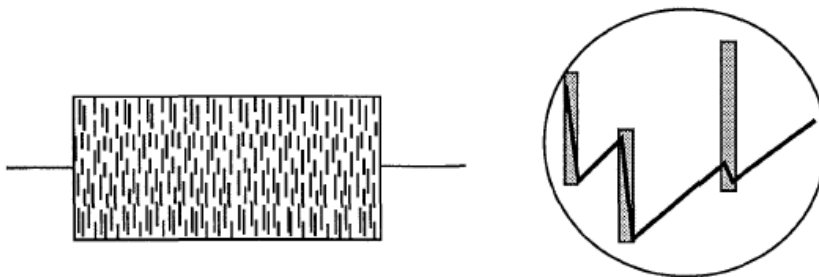


FIG 1-35

De weerstand van een MDR zonder magnetisch veld bedraagt 50 à 100  $\Omega$ . In een magnetisch veld van 1 Wb/m<sup>2</sup> zal de weerstand toenemen tot 600 à 2000  $\Omega$ .

MDR's zijn zeer geschikt om contactloos toerentallen en verplaatsingen te meten.

Onderstaande figuur geeft het principe weer om het toerental van een roterende as.

Op de as is een kleine permanente magneet aangebracht. Telkens de magneet in de nabijheid komt van de MDR, verandert zijn weerstand van bv. 50 tot 600  $\Omega$ . Hierdoor ontstaat over de MDR een impulsvormige spanning die maat is voor het toerental.

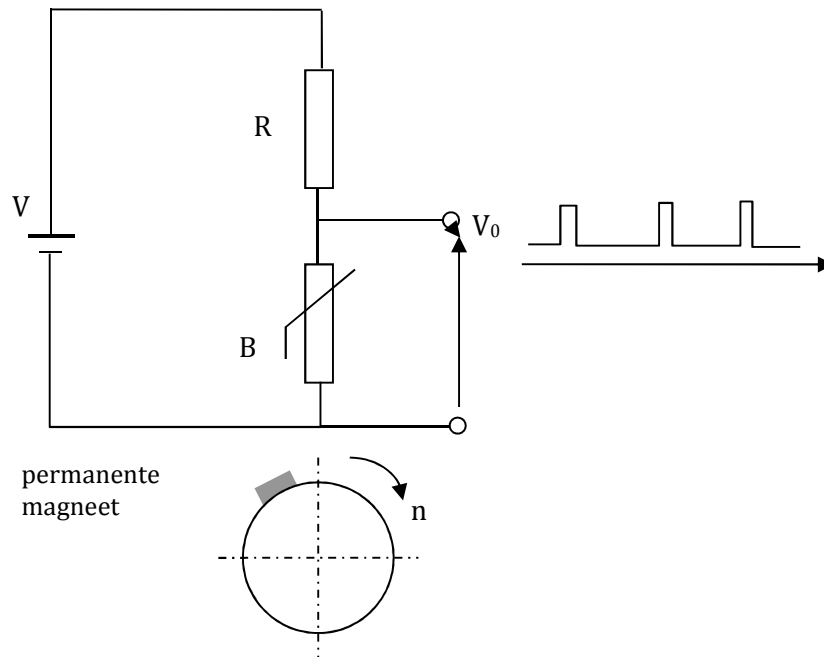


FIG 1-36

## 1.9 OEFENINGEN

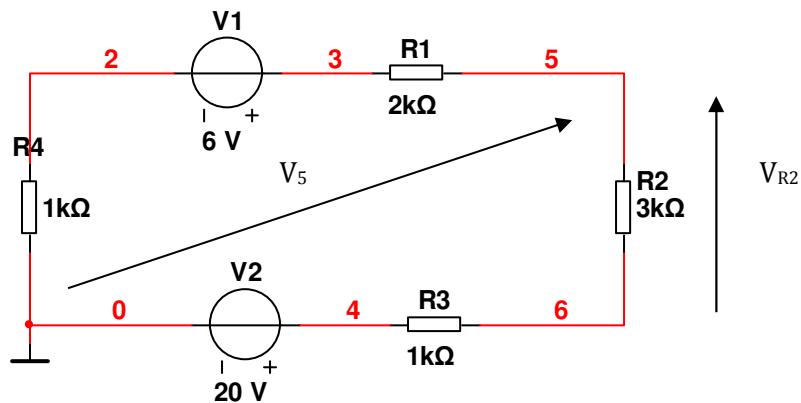
Aangezien in alle oefeningen en schakelingen de netwerkstellingen worden toegepast moeten deze grondig gekend zijn en zonder fout kunnen toegepast worden. In appendix A: netwerkstellingen vind je een herhaling.

Bereken volgende oefeningen eerst handmatig. Bouw dan de schakeling in Multisim en controleer je resultaten door met het juiste meetinstrument de nodige metingen te doen.

**Voor je de berekeningen start, teken je voor elke spanning en elke stroom steeds een pijl die de veronderstelde positieve zin aangeeft van de berekende waarde.**

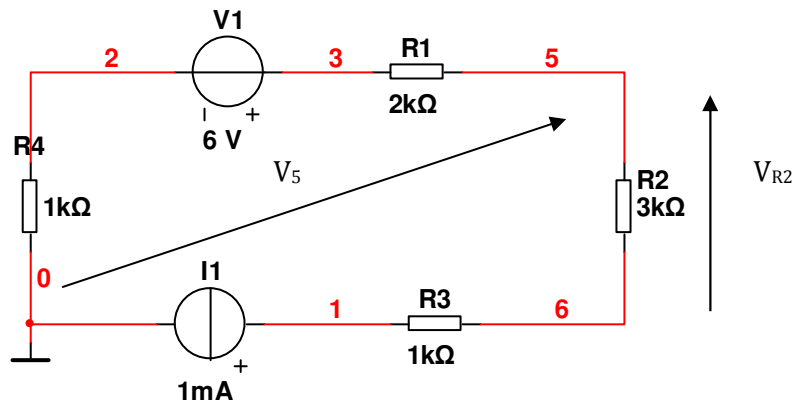
1. Bepaal de spanning over  $R_2$  door toepassing van de spanningswet van Kirchhof  
Bepaal de spanning  $V_5$ .

Bepaal de stroom en stroomzin in de keten.



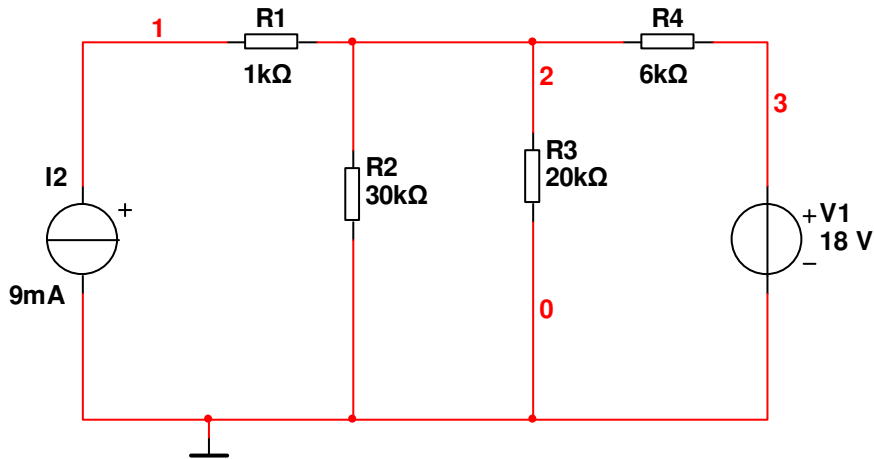
2. Bepaal de spanning over  $R_2$  door toepassing van de spanningswet van Kirchhof  
Bepaal de spanning  $V_5$ .

Bepaal de stroom en stroomzin in de keten.





3. Bepaal de stroom geleverd door  $V_1$  en de spanning over de bron  $I_2$  door toepassing van de superpositiestelling

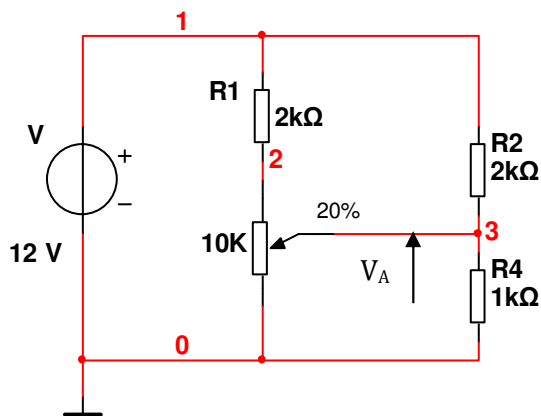


4. Bepaal de spanning  $V_A$  tov massa. Als de Potmeter op 20% staat. Hoe groot is  $V_A$  als de potmeter op 100% (bovenaan staat)?

Hoe groot is  $V_A$  als de potmeter op 0% (onderaan staat)?

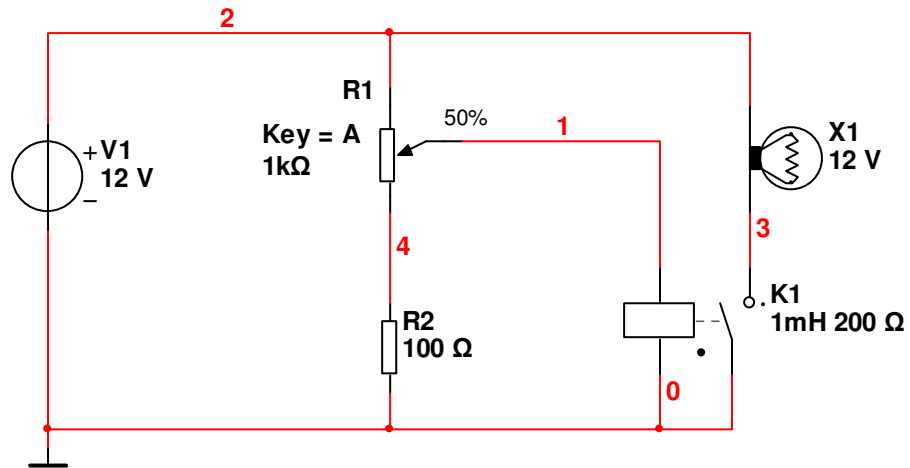
Bepaal ook de stromen in die tak.

Bij welke stand van de potmeter vloeit er GEEN stroom inde tak Va



5. Simulatie van alarmschakeling in SIMULINK op basis van een NTC (fig 1-20).

opm.: We simuleren de NTC weerstand dmv een potmeter van 1K. Door tijdens de simulatie op toets 'A' te drukken kunnen we de looper omhoog verplaatsen of omlaag door op 'ctrl a' te drukken.



**Gegeven :** Een relay wordt aangestuurd (de lamp brandt) als de weerstand R1 een te kleine waarde aanneemt ( NTC warmt op).

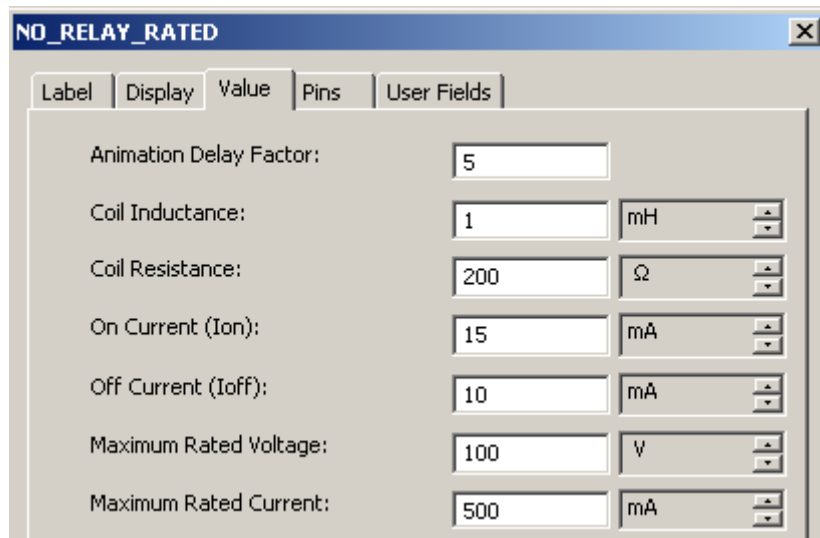
Het relay heeft een weerstand van 200 Ohm en trekt aan ( het contact sluit) bij een stroom van minimaal 15mA. En valt terug af ( het contact opent) bij een stroom van 10mA.

**Gevraagd :** Bepaal bij welke stand van de potmeter ( onderaan is 0% ). Het relay aantrekt, en bij welke stand het relay terug afvalt. Via Multisim en door berekening dmv de stelling van Thévenin.

**Uittesten :** Bouw bovenstaand schema op in MULTISIM.

We gebruiken een Relay met normaal open contact om een indicatielampje aan te sturen bij alarm (Deze vind je in lib "Rated Virtual" NO\_RELAY\_Rated).

Via properties wijzig je de kenmerken zoals hieronder aangegeven :



Als lamp gebruik je een "LAMP\_VIRTUAL" uit de bibliotheek van de indicators.

## 2 DE HALFGELEIDERDIODE

---

### 2.1 INLEIDING

---

Indien een overgang van p-materiaal naar n-materiaal gevormd wordt, dan vertoont deze overgang of junctie welbepaalde eigenschappen. Deze eigenschappen zijn zeer belangrijk voor de verklaring van zeer veel andere halfgeleidercomponenten. In dit hoofdstuk wordt het gedrag van de p-n-junctie of diode besproken; daarna worden een aantal types van dioden behandeld.

### 2.2 WERKING VAN DE P-N-JUNCTIE

---

#### 2.2.1 PN-OVERGANG ZONDER POLARISATIESPANNING

---

Onderstel een blokje p-type halfgeleider in contact met een blokje n-type. Beide kristallen zijn op zichzelf elektrisch neutraal. De concentratie van de gaten in het p-type is veel groter dan deze in het n-type. Er bestaat dus een concentratieverschil en hierdoor zullen gaten diffunderen van het p-type naar het n-type. Eveneens bestaat er een concentratieverschil voor de elektronen en hierdoor zullen elektronen diffunderen van het n-type naar het p-type. Het resultaat van deze diffusiestromen is dat er vaste netto-ladingen aan beide zijden van de junctie achterblijven. Aan de p-zijde ontstaat een negatieve lading (acceptorionen) en aan de n-zijde een positieve lading (donorionen). Het geheel blijft echter elektrisch neutraal. Door dit diffusieproces ontstaat er dus een overgangszone met ruimtelading. Deze overgangszone noemt men ook ruimteladingslaag, uitputtingslaag of sperlaag. De breedte van deze zone is zeer klein (0.1 ... 1 micron).

Tengevolge van deze ruimtelading ontstaat er een elektrisch veld; dit elektrisch veld werkt de diffusie tegen. Er stelt zich een evenwicht in, waarbij het elektrisch veld zodanig is, dat er geen verdere diffusie van ladingsdragers optreedt. Dit elektrisch veld is zeer groot ( $10^6$  à  $10^7$  V/m: enkel tienden van een volt over een afstand van bvb.  $10^{-7}$  m).

Wel zullen er in werkelijkheid nog enkele lekstromen bestaan die elkaar compenseren. Zo zullen sommige meerderheidsladingsdragers toch voldoende energie hebben om, tegen het elektrisch veld in, te diffunderen; dit geeft aanleiding tot twee zeer kleine stroomcomponenten  $I_{dp}$  en  $I_{dn}$  (fig 2-1). Anderzijds zullen de ladingsdragers, die thermisch gegenereerd worden in de ruimteladingslaag, samen met een klein aantal minderheidsladingsdragers op de rand van de ruimteladingslaag, zich verplaatsen onder invloed van het elektrisch veld. Ook hier gaat het over zeer kleine stroomcomponenten  $I_{gp}$  en  $I_{gn}$ . De stromen  $I_{gp}$  en  $I_{dp}$  compenseren elkaar; hetzelfde geldt voor  $I_{gn}$  en  $I_{dn}$ .

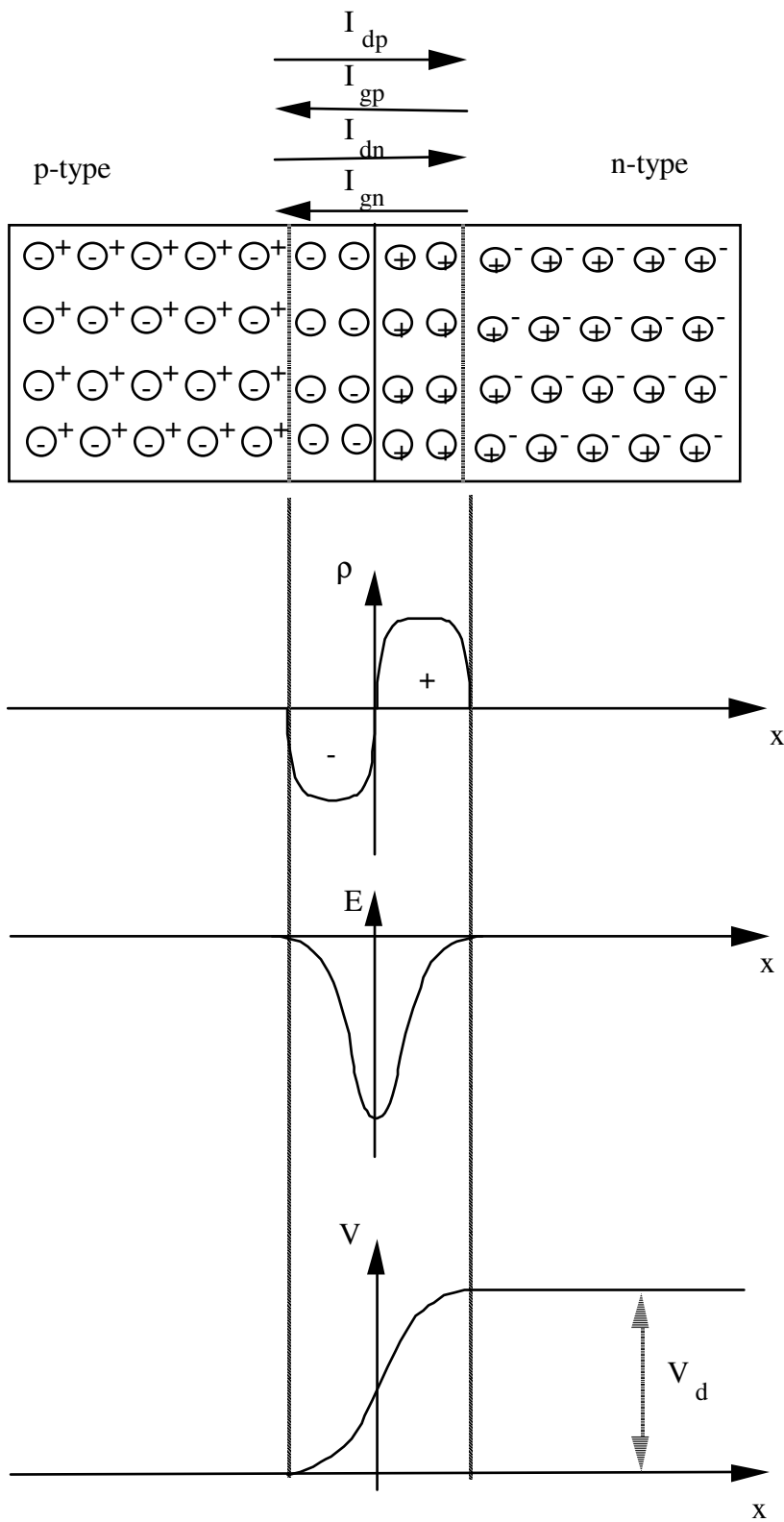


FIG 2-1

In fig 2-1 worden het elektrisch veld en het potentiaalverloop  $V$  gegeven die horen bij het aangeduide verloop van de ruimteladingsdichtheid  $\rho$ .

Het elektrisch veld kan afgeleid worden met behulp van de wet van Poisson:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (2.1)$$

Het elektrisch veld  $E$  is nu:  $E = -\frac{dV}{dx} \quad (2.2)$

Uit (2.1) en (2.2) volgt:  $E = \int \frac{\rho}{\epsilon} dx$

Het potentiaalverloop wordt gegeven door:  $V = -\int E dx$

Veel voorkomende mogelijkheden voor  $\rho$  zijn afgebeeld in fig 2.2.

- plotse overgang; gelijke doperingsgraad
- plotse overgang; sterk gedopeerd p-materiaal met zwak gedopeerd n-materiaal
- plotse overgang; sterk gedopeerd n-materiaal met zwak gedopeerd p-materiaal
- geleidelijke overgang

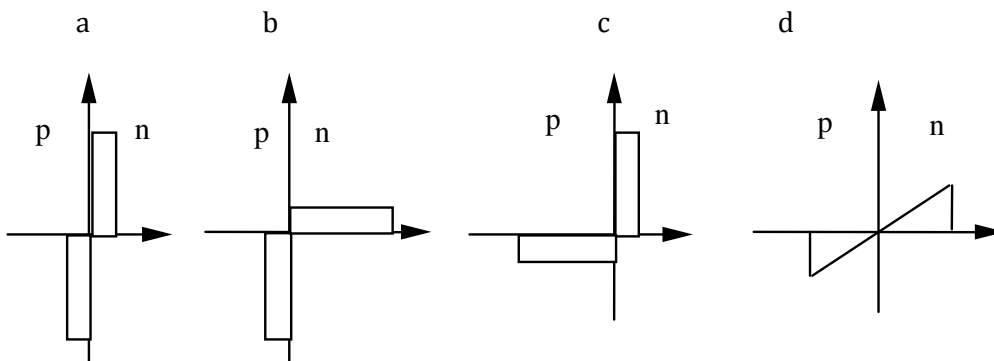


FIG 2-2

Wat de ruimteladingslaag betreft, kan opgemerkt worden dat de breedte (ordegrootte  $\mu\text{m}$ ) omgekeerd evenredig is met de onzuiverheidsconcentratie; ook zal bij een a-symmetrische pn-overgang de ruimteladingslaag zich hoofdzakelijk uitbreiden aan de kant van het zwakst gedopeerde materiaal.

Merk op dat de potentiaalgradiënt enkel bestaat in de overgangszone. Het totale potentiaalverschil (contactpotentiaal of diffusiespanning) tussen het p- en het n-materiaal is niet met een eenvoudige meting te bepalen; door aanbrengen van uitwendige metalen contacten ontstaan er ook potentiaalsprongen bij de overgangen van metaal naar halfgeleider, en wel zodanig dat de drie potentiaalverschillen elkaar compenseren. Het verloop van de potentiaal voor

een typische p-n-Si-overgang met aluminium aansluitingen wordt gegeven in fig 2-3.

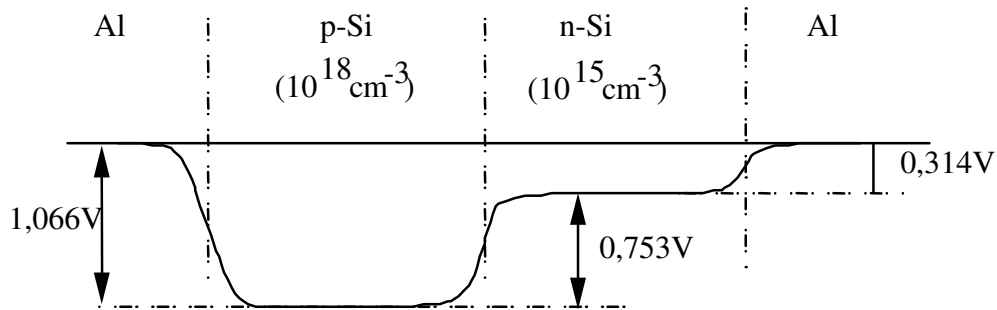


FIG 2-3

De metaal-halfgeleider overgang geeft dus een gelijkaardige potentiaalwijziging zoals de p-n-overgang; deze overgang reageert dan ook als een p-n-overgang tenzij er speciale voorzorgen worden genomen bij de fabricatie; in dat geval reageert de overgang als een *ohms contact*. Metaal-halfgeleiderovergangen die gevormd worden om een diodewerking te bekomen worden *Schottky-diodes* genoemd.

Het energiebandenbeeld van een pn-junctie, zonder aangesloten spanning, wordt gegeven in fig 2-4. Omwille van de verschillen in atomaire eigenschappen van 5-waardige en 3-waardige vervuilingssatomen bevinden de geleidings- en valentieband van een n-type halfgeleider zich op lagere energieniveaus dan deze van een p-type halfgeleider materiaal. De vrije elektronen in het n-gebied die in het bovenste deel van de geleidingsband gelegen zijn kunnen in termen van hun energie gemakkelijk diffunderen langs de junctie (ze hebben geen additionele energie nodig) en worden tijdelijk vrije elektronen in het onderste deel van de geleidingsband in het p-gebied. Nadat ze de junctie gepasseerd zijn, zullen de elektronen snel hun energie verliezen en recombineren met de gaten in de valentieband van het p-gebied zoals getoond in fig 2-4. Terwijl het diffusieproces vordert begint het overgangsgebied zich te vormen en begint de energie inhoud van het n-gebied te dalen. De daling van de energie van het n-gebied heeft te maken met het verlies van hoog energetische elektronen die verdwijnen langs de junctie. Doorheen de totale monokristallijne structuur is de kans op bezetting van eenzelfde niveau zeker constant. Hieruit volgt dat het Fermi-niveau constant is over het geheel. Het totale energiebeeld bekomt men dus door de twee afzonderlijke energiebeelden voor p en n-materiaal t.o.v. elkaar te verschuiven tot de Fermi-niveaus gelijk zijn. Dit wordt weergegeven in fig 2-5.

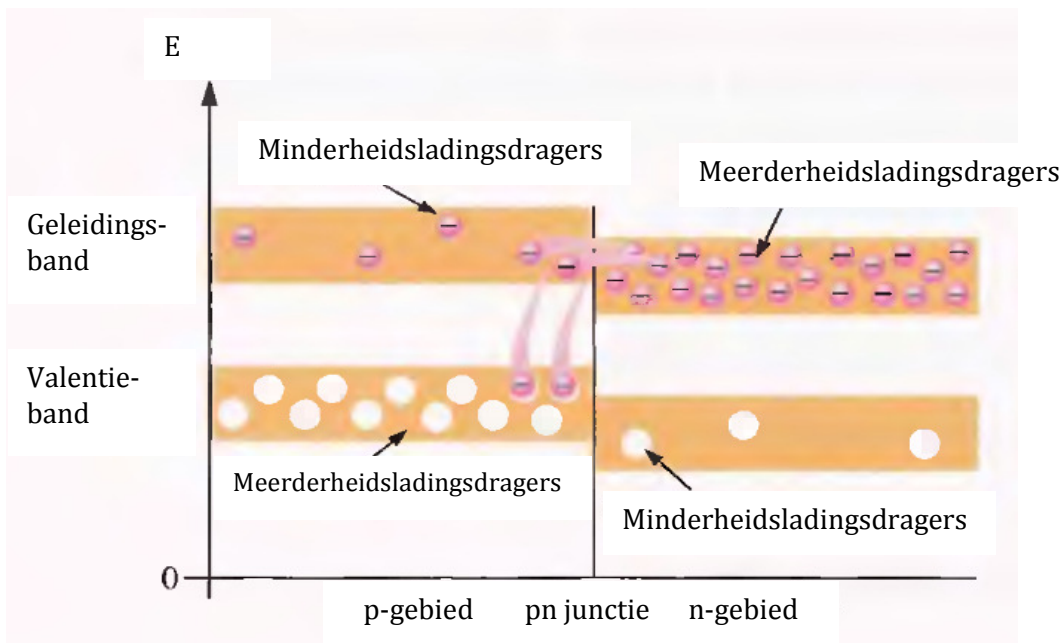


FIG 2-4

De verschuiving die optreedt in dit energiediagramma wordt diffusie-energie  $E_d$  genoemd.

$$E_d = E_1 + E_2 = (E_{ip} - E_f) + (E_f - E_{in})$$

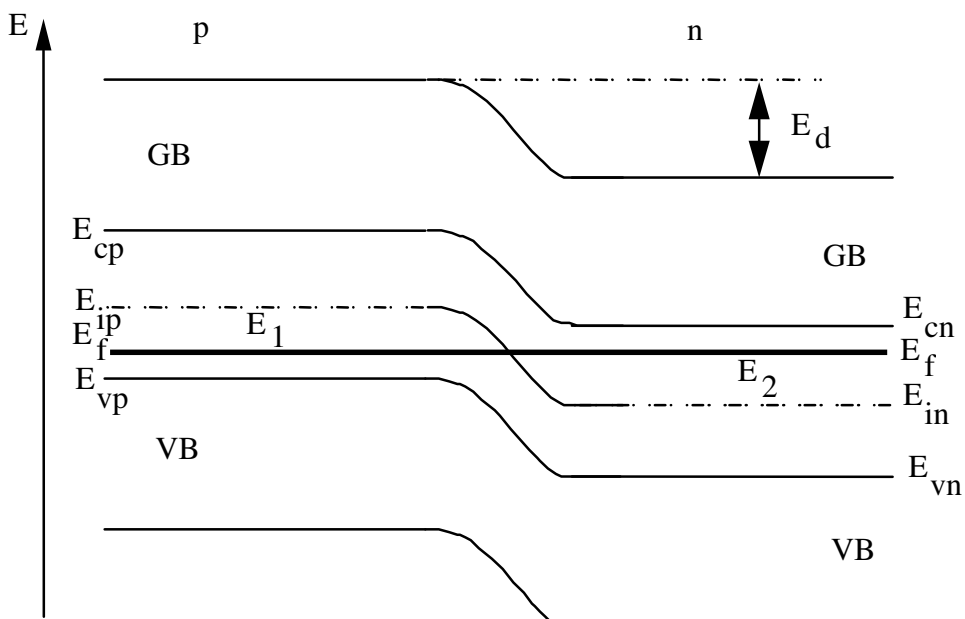


FIG 2-5



Uit deze diffusie-energie is de diffusiespanning of contactspanning te bepalen. Onderstel bijvoorbeeld, voor contact, een elektron op een gelijk energieniveau in het p-materiaal en in het n-materiaal. Worden de twee materialen met elkaar in contact gebracht dan zullen de energiewaarden van deze beide elektronen,  $E_d$  verschillen van elkaar; in feite wordt de potentiële energie gewijzigd met dit bedrag. De potentiaalwijziging die hiermee overeenstemt is de contactpotentiaal of diffusiespanning  $V_d$  en is in grootte gelijk aan  $E_d/q$ .

De diffusiespanning is bij normale diodes enkele tienden volt. Zo is voor een Ge-diode bij 300 K voor p-materiaal met een soortelijke weerstand van  $2 \Omega\text{cm}$  en n-materiaal met een soortelijke weerstand van  $1 \Omega\text{cm}$ ,  $V_d$  gelijk aan 0,226V. Voor Si bekomt men 0,64 V.

---

### 2.2.2 PN-OVERGANG GEPOLARISEERD IN DOORLAATZIN

---

Er wordt een uitwendige spanning  $V$  aangelegd aan de diode zoals aangeduid in fig 2-6. De spanning  $V_f$  over de diode is hier gelijk aan  $V$ . Vermits de metaal-halfgeleiderovergangen zich gedragen als ohmse contacten, zal de spanning  $V_f$  de potentiaalberg bij de pn-junctie verminderen. Indien men de spanningsval over het p-materiaal en het n-materiaal verwaarloost, wordt de potentiaalberg verminderd met een bedrag gelijk aan  $V_f$ ; de breedte van de overgangszone verkleint. Het potentiaalverloop doorheen de diode wordt ook weergegeven in fig 2-6.

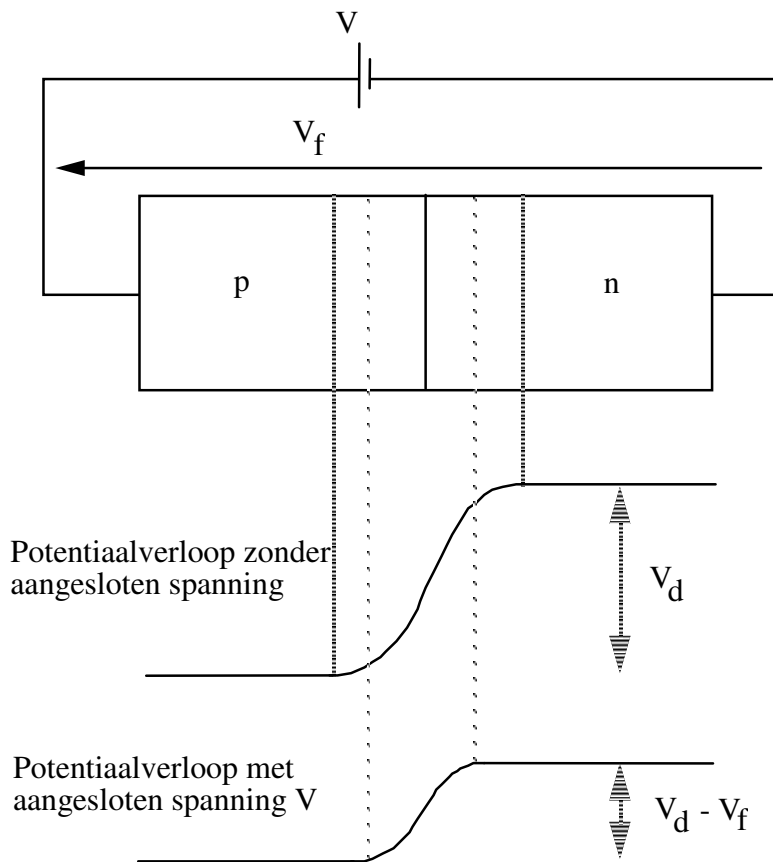


FIG 2-6

Praktisch kan men stellen dat, omwille van de vermindering van de potentiaalberg, de diffusie niet meer volledig wordt verhinderd. Er zal een verplaatsing optreden van gaten van het p-gebied naar het n-gebied en van elektronen van het n-gebied naar het p-gebied. Er vloeit dus een netto stroom en de waarde hiervan neemt toe met stijgende aangesloten spanning.

Bij  $V_f = V_d$  is er geen elektrisch veld meer; de stroom wordt dan zeer groot (bvb.  $10^4 \text{ A/cm}^2$ ). Deze grote stroomdichtheid is niet in overeenstemming met praktische meetresultaten. Hoger werd verondersteld dat de spanningsvallen in het p-materiaal en in het n-materiaal verwaarloosbaar zijn; bij grote stroomsterkten is dit niet meer van toepassing omdat de ohmse spanningsval zeer belangrijk wordt. Indien bijvoorbeeld  $V_f = V_d$  bekommt men het potentiaalverloop van fig 2-7; men ziet dat er aan de junctie nog een tegenwerkend elektrisch veld bestaat, waardoor de stroom niet zo groot zal zijn.

Uit vorige bespreking volgt dat de aangesloten spanning in doorlaatrichting beperkt moet blijven. Bij te hoge spanning wordt de stroom ontoelaatbaar groot, waardoor de diode doorbrandt. Daarom wordt een spanningsbron nooit rechtstreeks aan een diode aangesloten; steeds wordt gebruik gemaakt van een serie-weerstand zodat de stroom beperkt blijft.

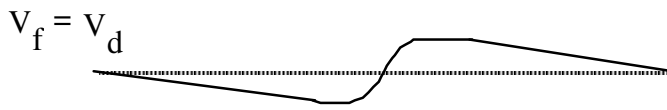


FIG 2-7

Het concentratieverloop van de ladingsdragers doorheen de diode wordt ook beïnvloed. Zonder aangesloten spanning zijn de concentraties constant en worden weergegeven in fig 2-8.

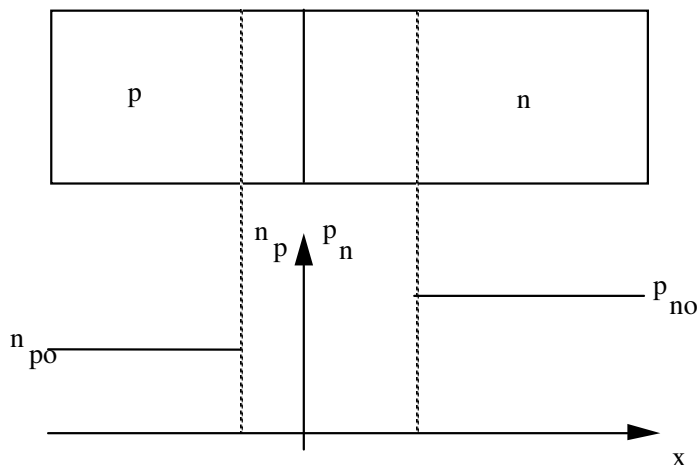


FIG 2-8

Bij het aansluiten van de diode in doorlaatzin, diffunderen gaten en elektronen doorheen de ruimteladingslaag. Ten gevolge van deze injectie nemen de concentraties van de minderheidsladingsdragers op de rand van de ruimteladingslaag toe. Op grote afstand van de junctie is hier niets van te merken. Het verloop van de minderheidsconcentraties is te bepalen met behulp van de continuïteitsvergelijking (paragraaf 1.7 Continuïteitsvergelijking) voor  $n_p$  en  $p_n$  bekomt men een exponentieel verloop zoals weergegeven in fig 2-9.

Door de minderheidsinjectie wordt de neutraliteit van het kristal nauwelijks verstoord. De meerderheidsdragers vormen immers direct een verdeling die dezelfde vorm heeft. De compensatie is nooit helemaal volledig omdat een klein elektrisch veld het weg diffunderen van de meerderheidsladingsdrager moet beletten. Zolang de minderheidsinjectie te verwaarlozen is t.o.v. de normale meerderheidsconcentratie ( $n_p(0) \ll N_A$  en  $p_n(0) \ll N_D$ ) spreekt men van lage injectie. Bij lage injectie is de toename van de meerderheidsconcentraties om de neutraliteit te handhaven, te verwaarlozen t.o.v. hun normale concentratie.

Hoge injectie treedt op indien op de rand van de ruimteladingslaag  $n_p(0) > N_A$  en  $p_n(0) > N_D$ . Hoge injectie compliceert in grote mate de analytisch bespreking, zodat we ons verder steeds beperken tot lage injectie.

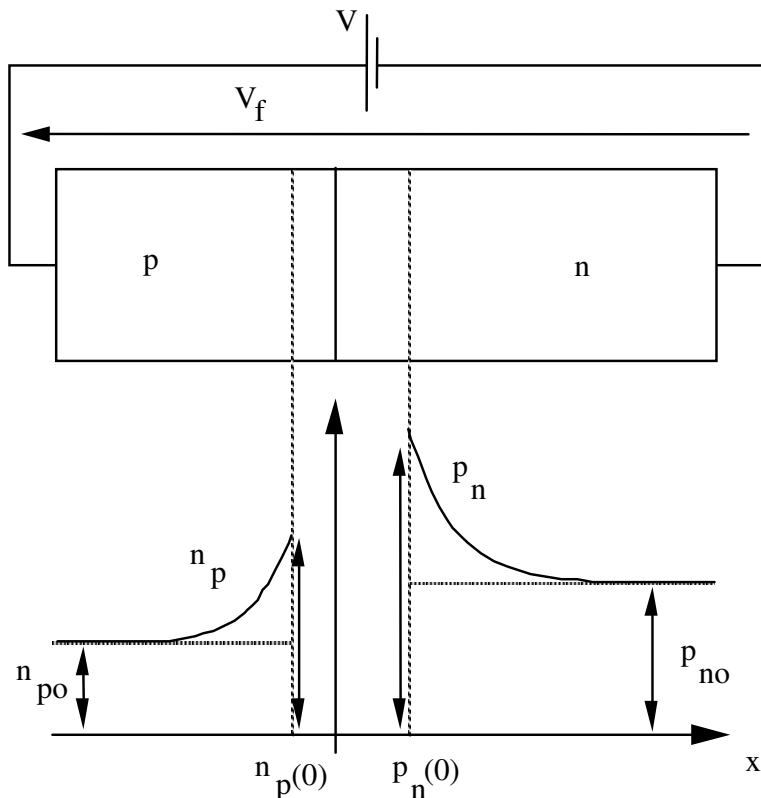


FIG 2-9

Men kan aantonen (via quasi-fermi niveaus) dat bij lage injectie de concentraties van de minderheidsladingsdragers op de rand van de ruimteladingslaag gegeven worden door:

$$p_n(0) = p_{no} e^{\frac{qV_f}{kT}} \quad (2.6)$$

$$n_p(0) = n_{po} e^{\frac{qV_f}{kT}}, \quad (2.7)$$

met  $k$  de constante van Boltzmann ( $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$  [J/K]),  $q$  de lading van een elektron ( $q = 1,602 \cdot 10^{-19}$  [C]),  $V_f$  de voorwaartse spanning en  $T$  de temperatuur.

---

### 2.2.3 PN-OVERGANG GEPOLARISEERD IN SPERZIN

---

De uitwendige spanningsbron  $V$  wordt aangesloten zoals aangegeven in fig 2-10. De spanning  $V_f$  is dus negatief en gelijk aan  $-V$ . Vermits de spanningvallen over het p- en het n-gebied verwaarloosd worden, wordt de potentiaalberg verhoogd met een bedrag  $V$ .

De zeer kleine lekstroom van meerderheidsladingsdragers vermindert hierdoor ; de zeer kleine geleidingsstroom zal praktisch niet stijgen (weinig

ladingsdragers voorhanden). De stroom in inverse richting is dus zeer klein en blijft ongeveer constant.

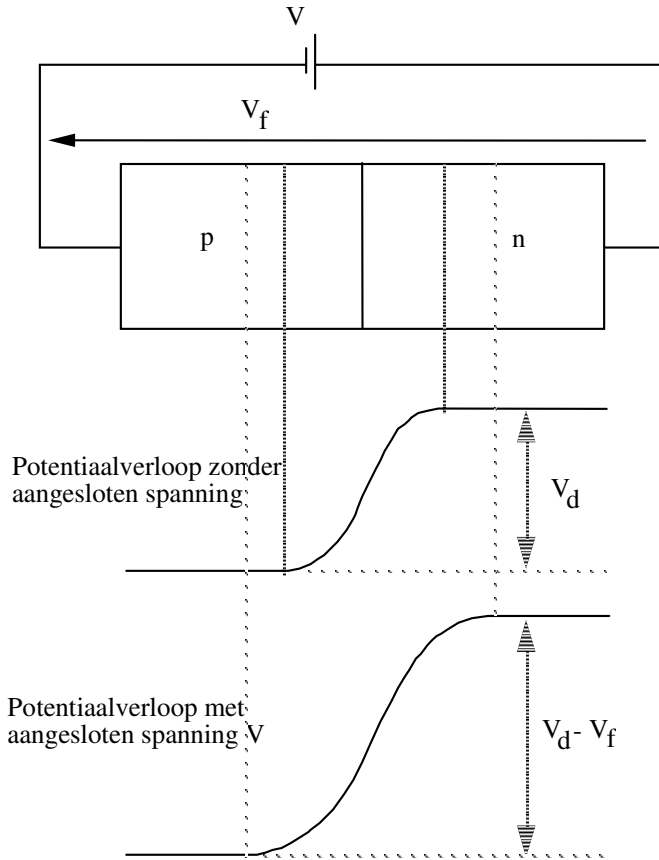


FIG 2-10

Ook hier kan men het verloop van de minderheidsconcentraties bepalen. De dichtheden op de rand van de ruimteladingslaag worden hier ook gegeven door de uitdrukkingen (2.6) en (2.7). Een kleine spanning in inverse richting is reeds voldoende om  $p_n(0)$  en  $n_p(0)$  te reduceren tot verwaarloosbare waarden. Met behulp van de continuïteitsvergelijking kan men het verloop van de minderheidsconcentraties bepalen; dit verloop wordt weergegeven in fig 2-11.

Bij toename van de spanning in inverse richting wijzigt de vorm van dit verloop niet meer; enkel de ruimteladingslaag wordt breder.

Het gevolg is dat de diffusiestromen van de minderheidsdragers op de rand van de ruimteladingslaag, niet meer wijzigen; dus ook de stroom door de junctie niet.

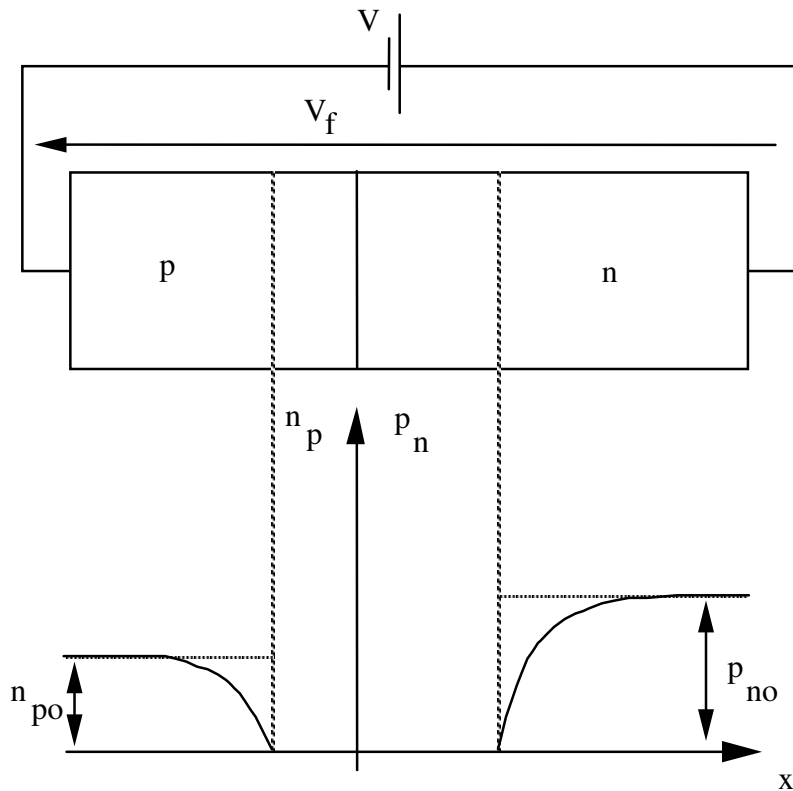


FIG 2-11

## 2.2.4 STROOM DOORHEEN EEN PN-OVERGANG

Indien verondersteld wordt dat de generatie en de recombinatie in de ruimteladingslaag verwaarloosbaar zijn, kan men stellen dat de gatenstroom en de elektronenstroom doorheen de ruimteladingslaag constant blijven. De totale stroom is dan de som van deze twee deelstromen.

De gaten in het n-materiaal verplaatsen zich bijna uitsluitend door diffusie. De stroom die hiermee overeenstemt door een diode met doorsnede  $S$  wordt gegeven door:

$$I_{pn} = -SqD_p \frac{dp_n}{dx} \quad (2.8)$$

De dichtheid  $p_n$  wordt nu gegeven door (continuïteitsvergelijking)

$$p_n - p_{no} = (p_n(0) - p_{no})e^{-\frac{x}{L_p}}$$

Samen met (2.8) geeft dit voor  $I_{pn}$ :

$$I_{pn} = \frac{sqD_p}{L_p} (p_n(0) - p_{no})e^{-\frac{x}{L_p}} \quad (2.9)$$

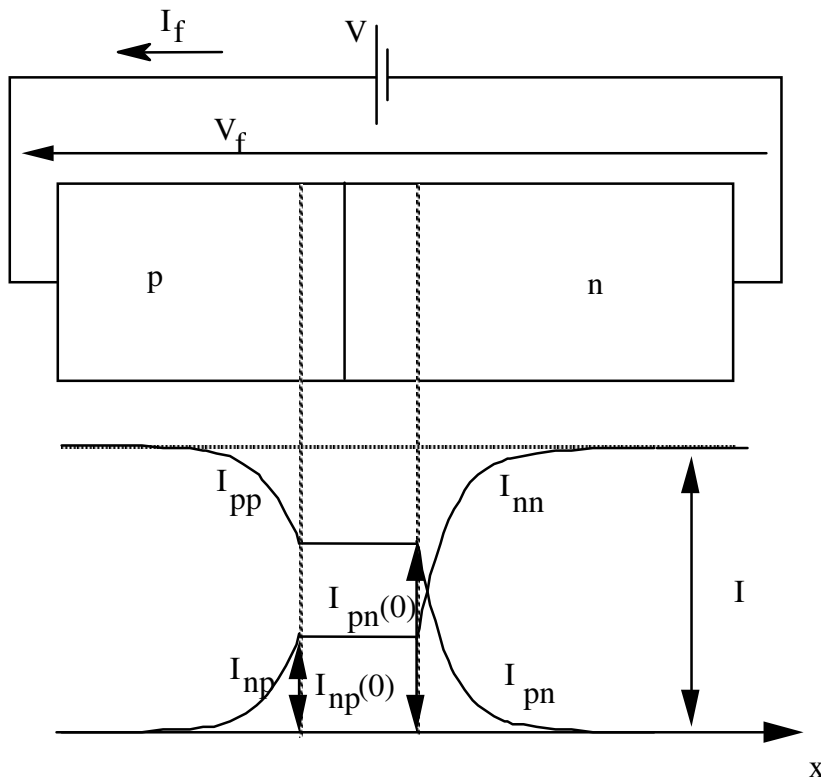


FIG 2-12

Op de rand van de ruimteladingslaag ( $x=0$ ) is dit:

$$I_{pn}(0) = \frac{sqD_p}{L_p} (p_n(0) - p_{no}) \quad (2.10)$$

Rekening houdend met (2.6) geeft dit:

$$I_{pn}(0) = \frac{sqD_p}{L_p} p_{no} \left( e^{\frac{qV_f}{kT}} - 1 \right) \quad (2.11)$$

Voor de elektronenstroom in p-materiaal bekomt men een gelijkaardig resultaat. Op de rand van de ruimteladingslaag geeft dit:

$$I_{np}(0) = \frac{sqD_n}{L_n} n_{po} \left( e^{\frac{qV_f}{kT}} - 1 \right) \quad (2.12)$$

De totale stroom  $I_f$  in de ruimteladingslaag en dus doorheen de diode is:  $I_{pn}(0) + I_{np}(0)$ . Dit geeft:

$$I_f = I_s \left( e^{\frac{qV_f}{kT}} - 1 \right) \quad (2.13)$$

met :  $I_S = \frac{qSD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{qSD_n n_{p0}}{L_n}$  (inverse saturatiestroom orde grootte  $1pA$  of  $1.10^{-12}A$ )

Het totale stroombeeld kan nu vervolledigd worden:

- in het p-materiaal is de totale stroom (I) en de elektronenstroom ( $I_{np}$ ) gekend; hieruit kan de gatenstroom  $I_{pp}$  afgeleid worden; deze stroom vloeit ten gevolge van een zwak elektrisch veld dat aanwezig is in het p-materiaal.
- in het n-materiaal is de totale stroom (I) en de gatenstroom ( $I_{pn}$ ) gekend; hieruit kan de elektronenstroom  $I_{nn}$  bepaald worden; ook deze stroom vloeit ten gevolge van een zwak elektrisch veld.

Het totale stroombeeld wordt gegeven in fig 2-12.

Opmerkingen:

1. Formule 2.13. geldt steeds; zowel voor aansluiting in doorlaat als voor aansluiting in sper. In doorlaatrichting zijn  $I_f$  en  $V_f$  positief; in sperrichting zijn  $I_f$  en  $V_f$  negatief. Bij de verdere studie zal, indien dit geen problemen oplevert, de index f bij  $I_f$  en  $V_f$  weggelaten worden.
2. Bij sterk a-symmetrische doping zal ook het stroombeeld a-symmetrisch zijn. Zo geeft fig 2-13 het stroomverloop bij een diode met sterk gedopeerd p-materiaal en zwak gedopeerd n-materiaal. fig 2-14 geeft het stroomverloop bij een diode met zwak gedopeerd p-materiaal en sterk gedopeerd n-materiaal.

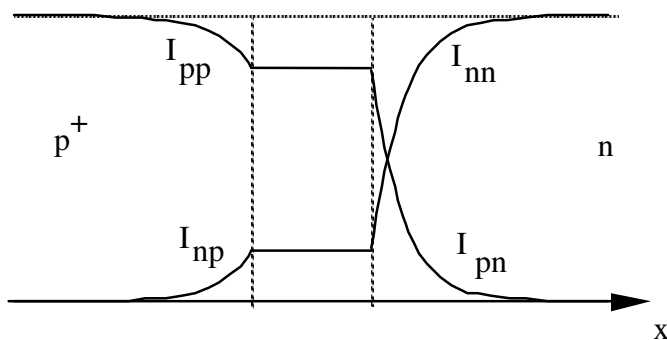


FIG 2-13



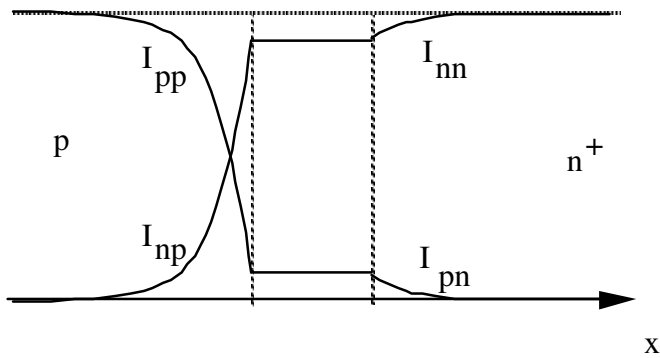


FIG 2-14

3. Bij de berekening van de stroom  $I$  werd geen rekening gehouden met generatie en recombinatie van ladingsdragers in de overgangszone. Een betere uitdrukking voor de stroom is:

$$I = I_S (e^{\frac{qV}{nkT}} - 1)$$

met:  $n = 2$  voor kleine stromen bij Si-dioden,  $n = 1$  voor Ge-dioden en voor grote stromen bij Si-dioden.

4. De uitdrukking voor de stroom werd afgeleid in de veronderstelling dat de breedten van het p-gebied ( $W_p$ ) en van het n-gebied ( $W_n$ ) voldoende groot zijn in vergelijking met de diffusielengten:  $W_p \gg L_n$  en  $W_n \gg L_p$ . Het kan gebeuren dat deze breedten kleiner zijn dan de diffusielengten. In dat geval blijft de uitdrukking voor  $I$  geldig maar in  $I_S$  moeten  $L_n$  en  $L_p$  vervangen worden door  $W_p$  en  $W_n$ .

## 2.3 STROOM-SPANNINGSKARAKTERISTIEK VAN DE DIODE

### 2.3.1 ALGEMENE BESPREKING

De diode wordt voorgesteld in onderstaande figuur.

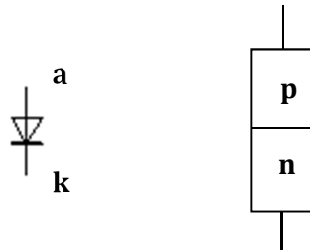


FIG 2-15

De aansluiting aan het p-materiaal noemt men anode, de aansluiting aan het n-materiaal is de kathode.

In wordt de algemene vorm van de I-V-karakteristiek weergegeven. Let op de verschillende schaal in de stroom as in doorlaat en in sper.

We kunnen de grafiek verdelen in vier gebieden, zoals aangeduid in fig 2-16

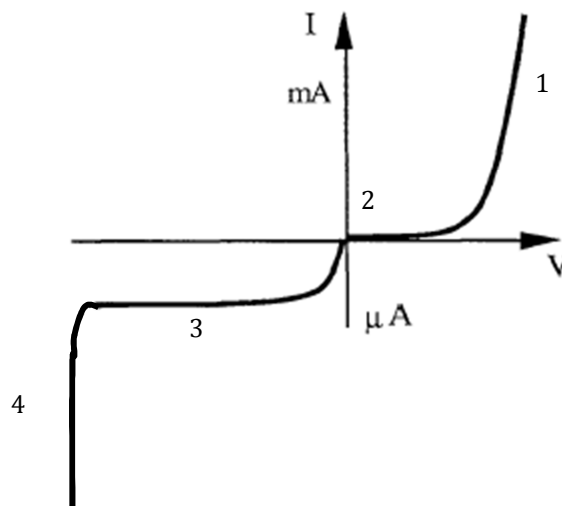


FIG 2-16

---

### GEBIED 1:

---

De diode is in doorlaat gepolariseerd. De eerder aangehaalde formule kunnen we in dit gebied herleiden tot:

$$I \approx I_s(e^{\frac{qV}{nkT}})$$

De stroom verloopt dus exponentieel in functie van de aangelegde spanning. Als  $n=1$  zal per 60 mV stijging van  $V_D$  de stroom  $I$  10x groter worden. Als  $n=2$  zal per 120 mV stijging van  $V_D$  de stroom  $I$  10x groter worden.

Voor een diode kunnen we naast een statische weerstand ook een dynamische weerstand omschrijven. De weerstand die de component vertoont voor de DC-component van het signaal, noemt men de statische weerstand of de weerstand voor DC-signalen (of kortweg DC-weerstand).

De statische weerstand wordt gegeven door de formule:

$$R_s = \frac{V}{I}$$

De weerstand die het onderdeel vertoont voor de AC-component van het signaal, noemt men de dynamische weerstand of de weerstand voor AC-signalen (of kortweg AC-weerstand). Deze weerstand wordt genoteerd als  $R_d$ .

De dynamische weerstand wordt gegeven door de formule:

$$R_d = \frac{dV}{dI}$$

$R_d$  is dus gelijk aan de spanningsverandering gedeeld door de stroomverandering die hieruit voortvloeit.

We stellen dus vast dat de dynamische weerstand afneemt met toenemende helling van de karakteristiek.

Dit kunnen we ook vaststellen in de diodekarakteristiek.

Beschouwen we twee punten in de karakteristiek. We gebruiken een gelijkspanningsbron om het instelpunt te bepalen en we superponeren daarop een (kleine) wisselspanning. Zie fig 2-17.

Nu beoordelen we de stroomverandering  $\Delta I$  die daardoor ontstaat in de beide instelpunten.

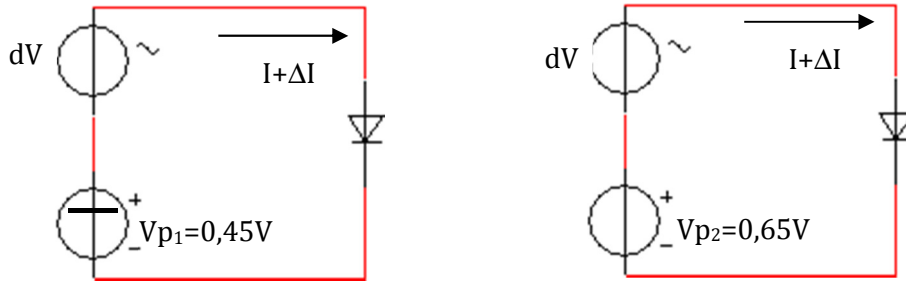


FIG 2-17

In fig 2-18 zien we nu dat de stroomverandering  $\Delta I$  die ontstaat rond instelpunt  $V_{p2}$  beduidend groter is dan de stroomverandering die ontstaat rond instelpunt  $V_{p1}$ .

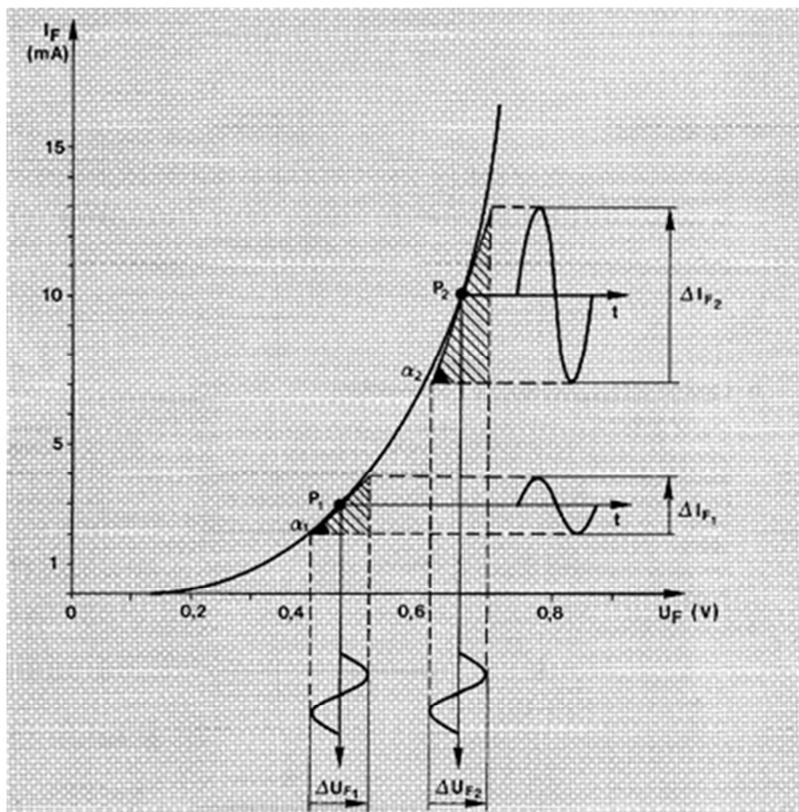


FIG 2-18

We kunnen nu vertrekkend van de formule  $I \approx I_s \left( e^{\frac{qV}{nkT}} \right)$  een eenvoudige vuistregel afleiden voor het bepalen van de dynamische of

wisselstroomweerstand van een diode, ingesteld met een welbepaalde gelijkstroom.

We nemen de afgeleide van beide leden van de vergelijking :

$$\begin{aligned} \frac{dI}{dV} &= \frac{I_S \left( e^{\frac{qV}{nkT}} \right) d\left(\frac{qV}{nkT}\right)}{dV} \\ dI &= I \frac{q}{nkT} dV \\ \frac{dV}{dI} &= \frac{nkT}{q} \\ \frac{dV}{dI} &\approx \frac{26}{I} \quad (\text{bij kamertemperatuur en met } n=1) \end{aligned}$$

Let op: In deze formule moet I in mA ingevuld worden om een uitkomst in Ohm te bekomen! Als er dus een gelijkstroom van 1 mA door de diode vloeit, dan bekomen we  $R_d = 26 \Omega$ . Bij een gelijkstroom van 26 mA komen we uit op  $R_d = 1\Omega$ .

Merk op dat de helling van de raaklijn in het beschouwde instelpunt maat is voor de dynamische weerstand. Des te groter de helling, des te kleiner de wisselstroomweerstand.

---

#### GEBIED 2:

---

Als de aangesloten spanning V klein is - tussen 0 en 0,6 V - kan de e-macht geschreven worden als een reeksontwikkeling

$$I = I_S \left( 1 + \frac{qV}{nkT} + \frac{1}{2} \left( \frac{qV}{nkT} \right)^2 + \dots - 1 \right)$$

Bij verwaarlozing van de hogere machten verkrijgt men een lineair verband tussen stroom en spanning

$$\begin{aligned} I &\approx \frac{I_S q}{nkT} V \\ R_d &= \frac{V}{I} \approx \frac{nkT}{I_S q} \end{aligned}$$

Er is nu een lineair verband tussen I en V, en de diode gedraagt zich dus als een gewone - grote - weerstand.

---

#### GEBIED 3:

---

Wordt de spanning over de diode omgedraaid (diode in sper), dan wordt de stroom zeer klein en gelijk aan ( $e^{\frac{qV}{nkT}}$  nadert naar nul):

$$I = -I_s$$

Deze stroom is dus (nagenoeg) constant en bedraagt  $\mu\text{A}$  voor Ge-diodes en  $\text{nA}$  voor Si-diodes. We noemen deze stroom de lekstroom, de sperstroom of nog mooier de inverse saturatiestroom van de diode.

Deze stroom  $I_s$  is sterk temperatuursafhankelijk.

De statische weerstand  $R_s$  is zeer groot en de dynamische weerstand  $R_d$  nadert naar oneindig.

In werkelijkheid blijft de inverse stroom niet constant, maar stijgt langzaam indien de inverse spanning stijgt. Dit is een gevolg van oppervlakte-lekstromen en van ioniserende botsingen die optreden bij doorgang van minderheidsladingsdragers.

---

#### GEBIED 4:

---

Bij te sterke inverse spanning slaat de diode door. De stroom in inverse richting neemt sterk toe. De stroom doorheen de diode in sper gepolariseerd na doorslag ( $V_D < -V_{BV}$ )

$$I_D = -I_s \left( e^{\frac{V_{BV} + V_D}{n k T}} - 1 + \frac{V_{BV}}{k T} \right)$$

$V_{BV}$  = Doorslagspanning als positieve waarde ingegeven

$V_D$  = Diodespanning als negatieve waarde ingegeven

$I_{BV} = \frac{-I_s V_{BV}}{V_T}$  stroom bij doorslag (

$V_D = -V_{BV}$ )

De doorslag kan veroorzaakt worden op drie verschillende manieren.

#### Zener-effect:

Bij toenemende inverse spanning stijgt het elektrisch veld in de overgangzone. Bij de zenerspanning bereikt het elektrisch veld een kritische waarde zodat elektronen uit het atomair verband gerukt worden. Het gevolg is dat de elektronen en de gaten, die zo ontstaan, deelnemen aan de geleiding waardoor de inverse stroom toeneemt.

Dit verschijnsel doet zich vooral voor bij sterk gedopeerde dioden. De ruimteladingslaag is dan zeer smal, waardoor de kritische waarde voor het elektrisch veld snel bereikt wordt. Doorslag door Zener-effect doet zich voor bij spanningen kleiner dan 6 volt.

#### Lawine-effect:

Dit verschijnsel treedt op bij weinig gedopeerde dioden. Bij inverse spanning geleiden de minderheidsladingsdragers door de junctie. Is de spanning voldoende hoog, dan bezitten deze ladingsdragers voldoende kinetische energie om bij botsing met atomen, elektronen vrij te maken uit hun covalente bindingen. Tezelfdertijd ontstaan er gaten. Deze vrije elektronen en gaten verplaatsen zich op hun beurt door de junctie en zullen ook ioniserende botsingen uitvoeren. Dit verschijnsel heeft dus een cumulatief karakter, welk het lawine-effect wordt genoemd. Doorslag door lawine-effect doet zich voor bij spanningen boven 6 volt.

### Thermische doorslag:

Door een diode in sperrichting gepolariseerd, vloeit een kleine stroom. In de overgangslaag wordt een vermogen ontwikkeld. Indien de warmte die zo ontstaat niet voldoende wordt afgevoerd stijgt de temperatuur. Hierdoor ontstaat er een bijkomende generatie van ladingsdragers in de ruimteladingslaag. De stroom zal dus stijgen, het Joule-effect stijgt, enz...

Doelmatig koelen kan deze doorslag vermijden.

De diodes die doorslaan volgens het zener- of lawine-effect noemen we doorslagdiodes of **zenerdiodes**, en worden voor speciale doeleinden gebruikt (zie verder).

Thermische doorslag moet steeds vermeden worden.

## 2.4 LINEARISATIE VAN DE I-V-KARAKTERISTIEK

De diodekarakteristiek kan bij benadering vervangen worden door twee rechten met verschillende helling zoals weergegeven in fig 2-19.  $V_\gamma$  wordt de drempelspanning van de diode genoemd en is gelijk aan 0,6 V.

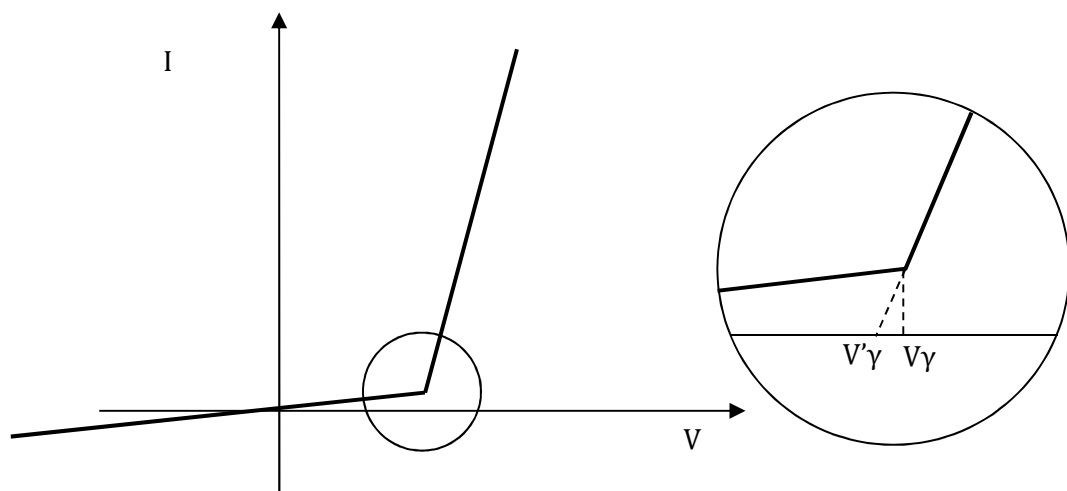


FIG 2-19

Indien  $V$  kleiner dan  $V_\gamma$  dan wordt het verband tussen  $V$  en  $I$  gegeven door een rechte door de oorsprong. Dit betekent dat de diode mag vervangen worden door een zeer grote weerstand  $R_r$ .

Merk op dat volgend verband tussen  $V_\gamma$  en  $V'_\gamma$  kan berekend worden.

$$V'_\gamma = V_\gamma \left(1 - \frac{R_f}{R_r}\right)$$

Indien  $V$  groter wordt dan  $V_\gamma$ , dan mag de diode vervangen worden door een spanningsbron  $V_\gamma$  in serie met een kleine weerstand  $R_f$ . Dit wordt voorgesteld in fig 2-20.



FIG 2-20

De waarden van  $R_f$  en  $V_\gamma$  hangen af van het stroomgebied dat wordt doorlopen; enkele waarden worden weergegeven in volgende tabel. Bij vermogendiodes bekomt men nog veel kleinere waarden voor  $R_f$  (vooral bij grote stromen).

	Ge-diode		Si-diode	
	$V'_\gamma$	$R_f$	$V'_\gamma$	$R_f$
$I = 10 \text{ mA}$	0.2 V	20 $\Omega$	0.6 V	15 $\Omega$
$I = 50 \text{ mA}$	0.3 V	6 $\Omega$	0.65 V	5.5 $\Omega$

We kunnen de diodekarakteristiek nog verder vereenvoudigen. Dit resulteert in de volgende twee mogelijkheden. (fig 2-21)



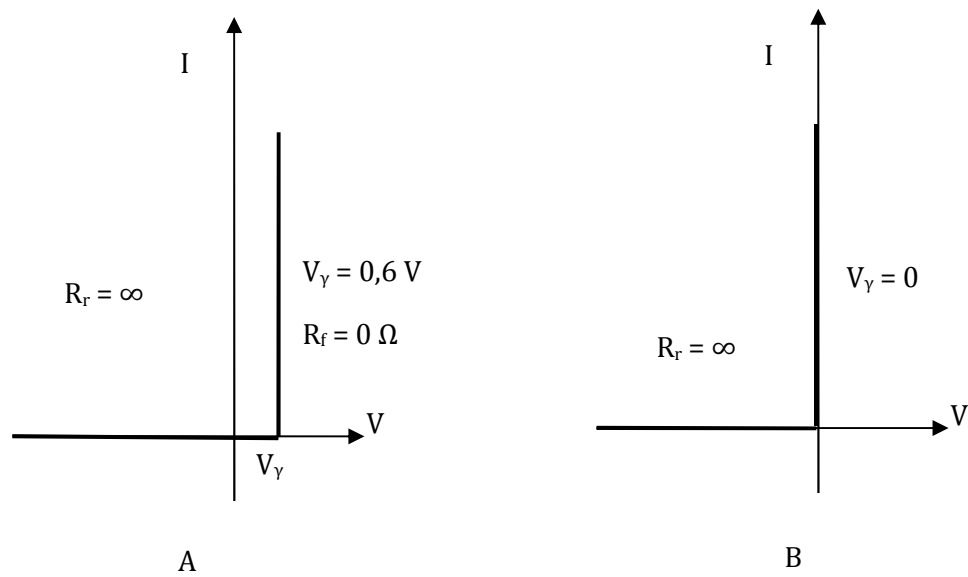


FIG 2-21

doorlaat vervangen we de diode door een spanningsbron van 0,6 V. In de benadering van fig B is de diode in sper te zien als een **open keten**. In doorlaat gedraagt de diode zich als een **kortsluiting**. De twee laatste benaderingen zullen we in de oefeningen regelmatig gebruiken.

#### 2.4.1 VOORBEELDEN

1. Bepaal de voorwaartse spanning  $V_f$  en stroom  $I_f$  voor de diode in FIG 2-22 voor elk van de diode modellen hierboven besproken. Bereken eveneens de spanning over de stroom limiterende weerstand. Veronderstel  $R_f = 10 \Omega$ ,  $R_r = 10 \text{ M}\Omega$ . Merk op dat in dit geval  $V_f \approx V_Y'$ .

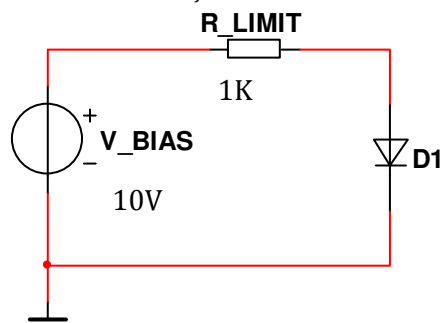


FIG 2-22

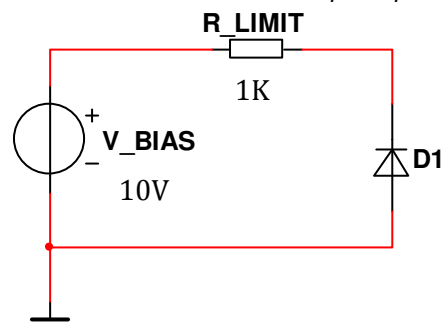


FIG 2-23

- Het meest eenvoudige model (diode in doorlaat=doorverbinding):  
 $V_f = 0 \text{ V}$

$$I_f = \frac{V_{BIAS}}{R_{LIMIT}} = \frac{10V}{1K} = 10mA$$

$$V_{R_{LIMIT}} = I_f R_{LIMIT} = (10mA)(1K) = 10V$$

- Praktische model (diode in doorlaat=spanningsbron):

$$V_f = 0.7V$$

$$I_f = \frac{V_{BIAS} - V_f}{R_{LIMIT}} = \frac{10V - 0.7V}{1K} = 9.3mA$$

$$V_{R_{LIMIT}} = I_f R_{LIMIT} = (9.3mA)(1K) = 9.3V$$

- Vollediger model (diode in doorlaat = spanningsbron  $V'_\gamma$  in serie met weerstand)

$$I_f = \frac{V_{BIAS} - V_f}{R_{LIMIT} + R_f} = \frac{10V - 0.7V}{1K + 10} = \frac{9.3V}{1010} = 9.21mA$$

$$V_f = 0.7V + I_f R_f = 0.7V + (9.21mA)(10) = 792mV$$

$$V_{R_{LIMIT}} = I_f R_{LIMIT} = (9.21mA)(1K) = 9.21V$$

2. Bepaal de spanning  $V_r$  en stroom  $I_r$  van een diode in sper in fig 2-23. Bereken eveneens de spanning over de stroom limiterende weerstand. Veronderstel  $R_f = 10 \Omega$ ,  $R_r = 10M\Omega$ .

- Meest eenvoudige model:

$$I_r = 0A$$

$$V_r = V_{BIAS} = 10V$$

$$V_{R_{LIMIT}} = 0V$$

- Praktisch model:

$$I_r = 0A$$

$$V_r = V_{BIAS} = 10V$$

$$V_{R_{LIMIT}} = 0V$$

- Vollediger model:

$$I_r = \frac{V_{BIAS}}{R_r + R_{LIMIT}} = 1\mu A$$

$$V_{R_{LIMIT}} = I_r R_{LIMIT} = (1\mu A)(1K) = 1mV$$

$$V_r = V_{BIAS} - V_{R_{LIMIT}} = 10V - 1mV = 9.999V$$

## 2.5 TEMPERATUURSAFHANKELIJKHEID VAN EEN DIODE

De inverse saturatiestroom  $I_s$  is temperatuursafhankelijk:

$$I_s = KT^3 e^{-\frac{E_c - E_v}{kT}}. \quad (2.14)$$

Hieruit kan men bepalen dat de stroom  $I_s$  verdubbelt voor een Ge-diode bij een temperatuurstijging van ongeveer  $10^\circ C$ ; voor een Si-diode verdubbelt  $I_s$  reeds bij een stijging van ongeveer  $8^\circ C$ . De Si-diode is dus meer gevoelig voor een temperatuursvariatie maar de inverse saturatiestroom is ongeveer duizend maal kleiner dan bij een Ge-diode, voor vergelijkbare diodes. Daarbij komt nog dat de Si-diode beter bestand is tegen hoge temperaturen : Si-dioden kunnen gebruikt worden tot  $150^\circ C$  en Ge-dioden kunnen maar gebruikt worden tot  $75^\circ C$ .

Ook de spanning bij constante stroom, zal wijzigen bij verandering van de temperatuur. In doorlaatzin wordt de stroom gegeven door :  $I \approx I_S e^{qV/kT}$

De spanning over de diode is dus :

$$V = \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{I_S}$$

Hieruit kan men afleiden dat bij constante stroom I, en bij stijgende temperatuur T, de spanning zal dalen. Men kan aantonen, dat zowel voor silicium als voor germanium, bij kamertemperatuur deze daling 2,5mV/°C bedraagt. Deze  $|dV/dT|$  daalt wel bij stijgende temperatuur.

## 2.6 SCHAKELEN VAN EEN DIODE VAN DOORLAAT NAAR SPER

Om het schakelgedrag van de diode toe te lichten wordt gebruik gemaakt van de schakeling van fig 2.24. Hierbij wordt  $V_i$  positief verondersteld ( $= V_1$ ) tot op een bepaald moment. Daarna wordt  $V_i$  plots negatief ( $= -V_2$ ).

Wat gebeurt er met de stroom ?

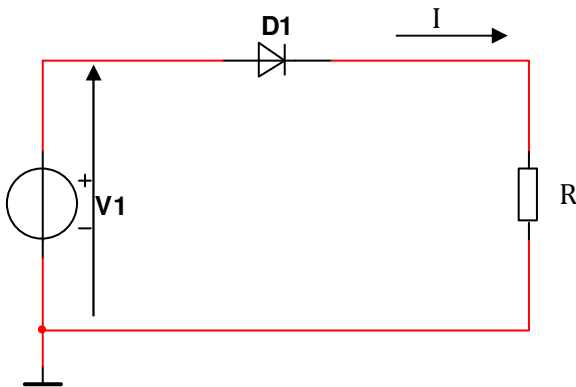


Fig 2.24.

Indien  $V_i$  positief is ( $V_i = V_1$ ) geleidt de diode. De stroom wordt benaderend gegeven door  $I \approx V_1/R$ .

In het n-materiaal is er een overschot aan gaten; in het p-materiaal is er een overschot aan elektronen (curven 1 en 1' in fig 2-24).

Wordt de diode in sperrichting aangesloten, dan wordt de evenwichtstoestand gegeven door curven 2 en 2'. Het overschot aan ladingsdragers moet worden afgevoerd. Dit vraagt een zekere tijd. In sperrichting zal er dan ook een zekere tijd een stroom vloeien.

Deze sperstroom blijft constant ( $I \approx -V_2/R$ ), zolang er een overschot is aan minderheidsladingsdragers. De stroom daalt exponentieel wanneer de dichtheden op de rand van de ruimteladingslaag kleiner worden dan de evenwichtsdichtheden. fig 2-25 geeft de spanning  $V_i$ , de dichtheid  $p_n(0)$  en  $I$  in functie van de tijd.

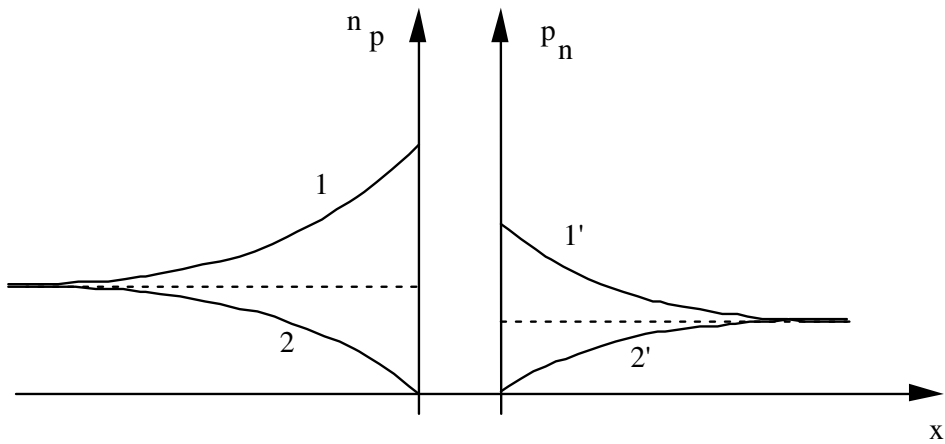


FIG 2-24

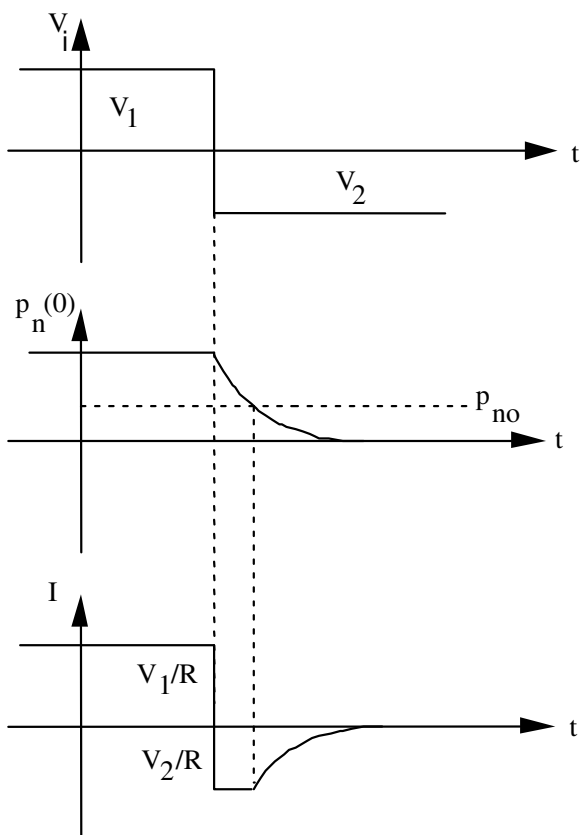


FIG 2-25

## 2.7 TYPISCHE DIODE BEHUIZINGEN

Enkele veelvoorkomende fysische behuizingen van diodes worden geïllustreerd in fig 2-26 . De anode en kathode worden op verschillende manieren aangeduid, afhankelijk van het type behuizing. De kathode is meestal gemarkeerd met een band of een ander kenmerk. Bij behuizingen waar één pin (aansluiting) geconnecteerd is met de behuizing zelf is de behuizing de kathode. Controleer altijd de bijhorende specificaties (datasheet) als er onduidelijkheid is met betrekking tot de pinconfiguratie.

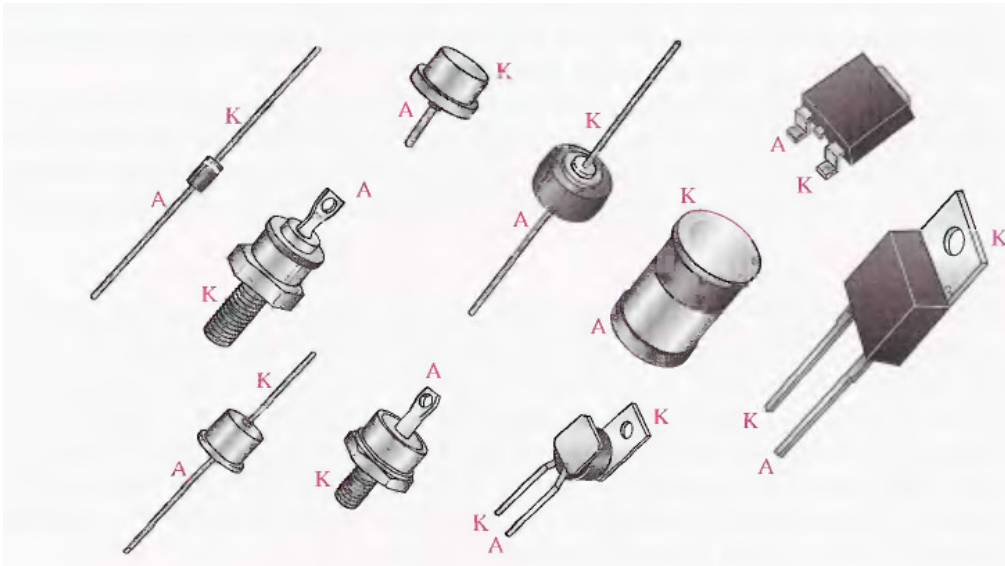


FIG 2-26

## 2.8 INDELING VAN DIODEN

De dioden kunnen ingedeeld worden in verschillende groepen, afhankelijk van hun toepassingsmogelijkheden. Zo onderscheidt men de junctiediode, de puntcontactdiode, de zenerdiode, de capaciteitsdiode, de fotodiode, de LED-diode en de laserdiode. We zullen dan ook deze dioden bespreken in dit hoofdstuk.

### 2.8.1 DE JUNCTIEDIODE

De junctiediode bestaat uit een pn-junctie met min of meer groot contactoppervlak. Dit laatste bepaalt in grote mate de maximaal toegelaten stroom door de diode. Deze stroom kan voor bepaalde uitvoeringen zeer groot (honderden A) zijn. Junctiedioden worden veel toegepast in grote verscheidenheid van schakelingen. Een typische toepassing is gelijkrichting, een toepassing die we verder in de cursus uitgebreid zullen behandelen.

De dioden 1N4148 en de 1N4007 zijn voorbeelden van zulke junctiedioden. Ze worden vervaardigd volgens het legeringprocédé. Hiervoor wordt een aluminiumpil bij een blokje n-kristal gevoegd. Na een temperatuursbehandeling versmelten beide materialen ten dele en gaan acceptoronzuiverheden over in het n-kristal en vormen een p-gebied. De bekomen junctie is vrij abrupt en heeft een relatief groot contactoppervlak, zodat behoorlijk grote stromen kunnen verwerkt worden. Het procédé wordt voorgesteld in fig 2-27.

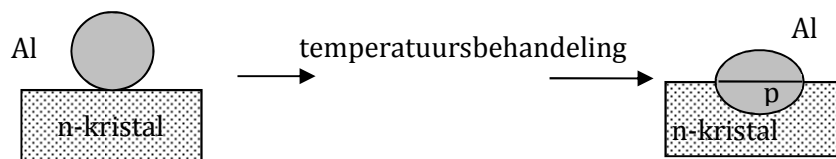


FIG 2-27

In datasheets geeft de fabrikant allerlei gegevens omtrent diodes.

Enkele specificaties, die dikwijls worden opgegeven, zijn bijvoorbeeld: maximale voorwaartse stroom, maximale herhalende voorwaartse stroom, maximale niet herhalende voorwaartse piekstroom, maximale inverse spanning, enz.

## 2.9 DE PUNTCONTACTDIODE

Deze diode wordt uitsluitend in Germanium uitgevoerd. De component is samengesteld uit een n-kristal dat op een geleidende drager gemonteerd is en waarop een metaaldraad (bv. goud) verend drukt. De opbouw is voorgesteld in fig 2-28

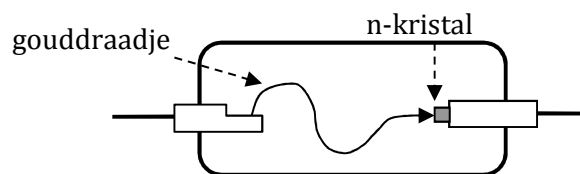


FIG 2-28

- Met een eenmalige stroomstoot smelt de punt gedeeltelijk in het n-kristal en geeft p-dopering. Daar deze junctie zeer kleine afmetingen heeft bezit de diode zeer specifieke eigenschappen; zeer geringe capacitieve werking, gunstig voor hoogfrequente toepassingen.
- kleine inverse weerstand
- enkel bruikbaar voor geringe stroomsterkten
- bruikbaar in snelle schakeltoepassingen

---

### 2.9.1 DE SCHOTTKY-DIODE

---

Bij deze diode wordt de ruimteladingslaag gevormd tussen een zwak gedopeerd n-materiaal en een metaal. Zie fig 2-29.

Onder het contactoppervlak 1 zal er een overgang gevormd worden, die equivalent is met een pn-junctie. Onder contact 2 zal dit verschijnsel niet optreden omwille van de sterke donorverontreinigingen, zodat hier een gewoon ohms contact wordt bekomen.

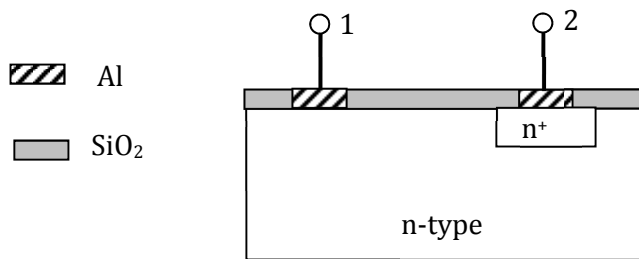


FIG 2-29

In zo'n diode kan zich slechts een zeer geringe lading ophopen waardoor zeer kleine hersteltijden kunnen bekomen worden. Schottky-dioden zijn van groot belang voor zeer snelle digitale schakelingen, uitgevoerd in geïntegreerde vorm. (IC's).

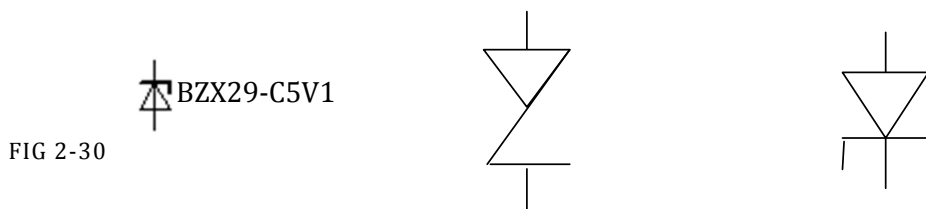
---

### 2.9.2 DE ZENERDIODE

---

De zenerdiode is een diode die gebruikt wordt in het doorslaggebied. De doorslag kan zich voordoen volgens het zenereffect of het lawine-effect. Zie bespreking van de diodekarakteristiek.

Enkele symbolen voor een zenerdiode worden voorgesteld in fig 2-30.



De aanduiding BZX29-C5V1 is een aanduiding van een welbepaald type en heeft volgende betekenis:

- 1° letter B = Si
- 2° letter Z = zenerdiode
- 3° letter = X, Y of Z voor een professioneel type
- Dan volgt een reeksnummer en een letter voor de tolerantie (A=1%, B=2%, C=5%, D=10%).
- Tot slot wordt de zenerspanning  $V_z = 5,1$  V weergegeven.

### 2.9.2.1 TOEPASSINGSVOORBEELD: SPANNINGSSTABILISATIE

Zenerdioden worden hoofdzakelijk toegepast voor stabilisatie van gelijkspanning. Bijvoorbeeld wanneer men vertrekkend van de netspanning - via een gelijkrichtschakeling - een gelijkspanning wil realiseren.

De schakeling wordt weergegeven in fig 2-31

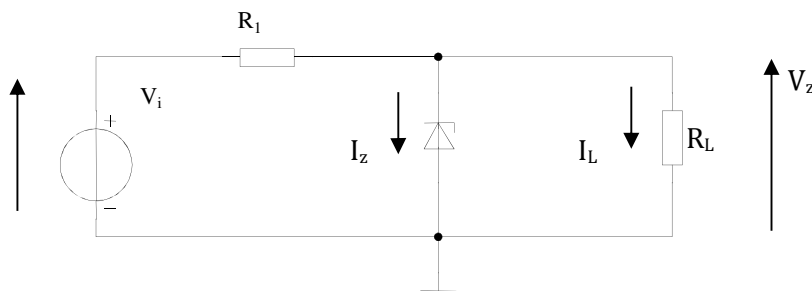


FIG 2-31

$$V_i = R_1(I_z + I_L) + V_z$$

$$V_i = R_1 I_z + R_1 I_L + V_z$$

$$\text{met } I_L = \frac{V_z}{R_L}$$

$$V_i = R_1 I_z + \frac{R_1 V_z}{R_L} + V_z$$

$$V_i = R_1 I_z + V_z \left( \frac{R_1}{R_L} + 1 \right)$$

Deze vergelijking stelt een rechte voor in de I-V-curve van de zenerdiode. De rechte kunnen we bepalen door de snijpunten te zoeken met de twee assen.



We stellen eerst  $I_z = 0$  en zoeken het snijpunt met de x-as:

$$V_z = \frac{V_i}{\frac{R_1}{R_L} + 1}$$

Met  $V_z = 0$  vinden we het snijpunt met de y-as:

$$I_z = \frac{V_i}{R_1}$$

We vinden nu de instellijn A. De snijding van deze rechte met de zenerkarakteristiek levert ons het instelpunt  $P_1$ . Zie fig 2-32. Op de beide assen kunnen we nu de exacte waarde van  $V_z$  en  $I_z$  bepalen.

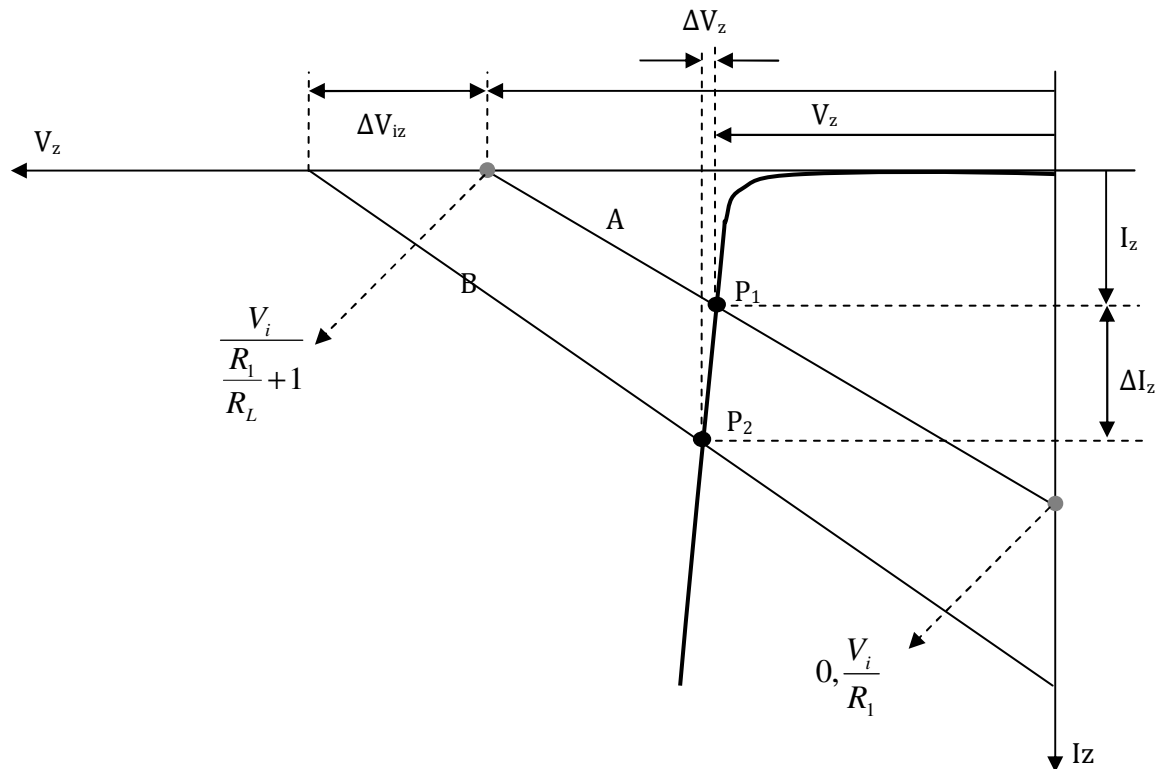


FIG 2-32

Neemt de ingangsspanning nu beduidend toe met een bedrag  $\Delta V_i$ , dan bekommen we een nieuwe instellijn B. Dit levert een nieuw instelpunt  $P_2$ .

We stellen nu vast dat de uitgangsspanning slechts in geringe mate toeneemt met een bedrag  $\Delta V_z$ . De uitgangsspanning is dus ondanks de forse spanningstoename aan de ingang behoorlijk stabiel gebleven.

We kunnen dan ook een stabiliteitsfactor omschrijven :

$$S = \frac{\Delta V_i}{\Delta V_z}$$

Des te groter de stabiliteitsfactor is, des te beter de stabilisatie.

De stabilisatie zou perfect zijn ( $S = \infty$ ) bij een ideale zenerdiode, wat betekent dat de grafiek volledig loodrecht zou zijn.

### 2.9.3 DE CAPACITEITSDIODE (VARICAPDIODE)

Eerder werd reeds beschreven dat wanneer een diode in **sper** wordt aangesloten, er een ruimteladingslaag ontstaat zonder vrije ladingsdragers. Het grensvlak vormt een isolerend laagje tussen het P en N-gebied.

De pn-combinatie bezit dezelfde opbouw als een condensator waarbij de sperlaag het diëlectricum is en de P- en N-gebieden de platen vormen. Naarmate de sperspanning toeneemt worden de vrije elektronen naar de plusklem en de gaten naar de minklem getrokken. De ruimteladingslaag verbreedt en de eigencapaciteit van de diode neemt af. Zie fig 2-33

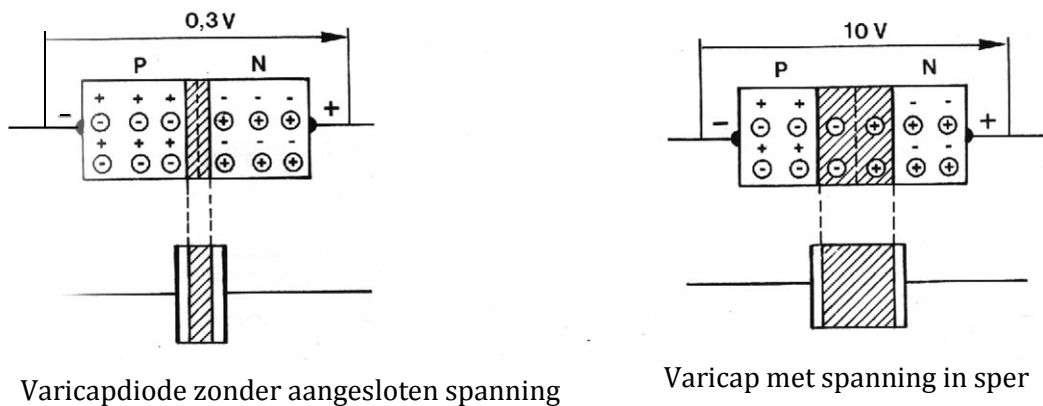


FIG 2-33

Een diode van dit type wordt varicapdiode of varactor genoemd. Een mogelijk schemasymbool wordt weergegeven in fig 2-34.



FIG 2-34

Het verband tussen de eigencapaciteit van de diode en de aangelegde spanning wordt getoond in fig 2-35. Naarmate de sperspanning toeneemt, daalt de capaciteit van de diode.

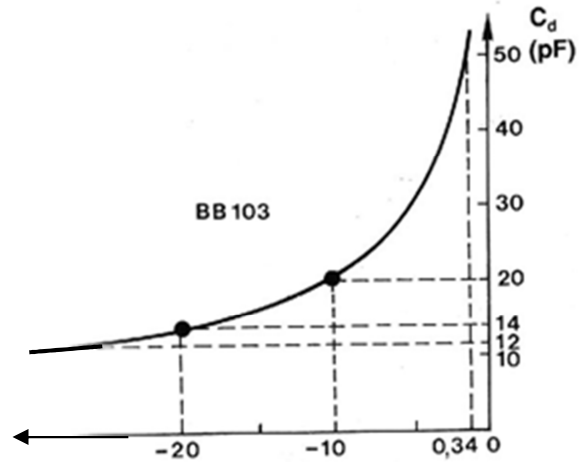


FIG 2-35

De varicap of varistor is steeds een Si-diode en wordt hoofdzakelijk gebruikt als afstemcondensator bij FM- en TV-ontvangers.

Bij een tuner is een banddoorlaatfilter nodig om een bepaalde tv-zender door te laten en alle andere zenders te blokkeren. Zo een filter is eenvoudig te maken met een spoel en een condensator in parallel. De capaciteit van de condensator is variabel met behulp van een regelbare gelijkspanning, zodat de juiste doorlaatfrequentie kan gekozen worden.

---

#### 2.9.4 DE FOTODIODE

---

De fotodiode is een Ge- of Si-diode, die steeds in sperzin toegepast wordt. De fotodiode heeft een venstertje waardoor licht valt ter hoogte van de junctie. De sperstroom stijgt lineair met toenemende lichtintensiteit.

Wanneer er licht invalt op de junctie, worden er extra vrije elektronen en gaten gegenereerd en daardoor neemt de sperstroom toe.

De praktische uitvoering wordt weergegeven in fig 2-36. Het laagje p+-materiaal wordt zeer dun uitgevoerd. Omwille van de sterke dopering breidt de ruimteladingslaag zich bijna volledig uit in het n-materiaal. Bij inval van fotonen (elementaire lichtpakketjes) zullen deze, afhankelijk van de golflengte, tot een zekere diepte in het materiaal doordringen en daar elektron-gat paren creëren.

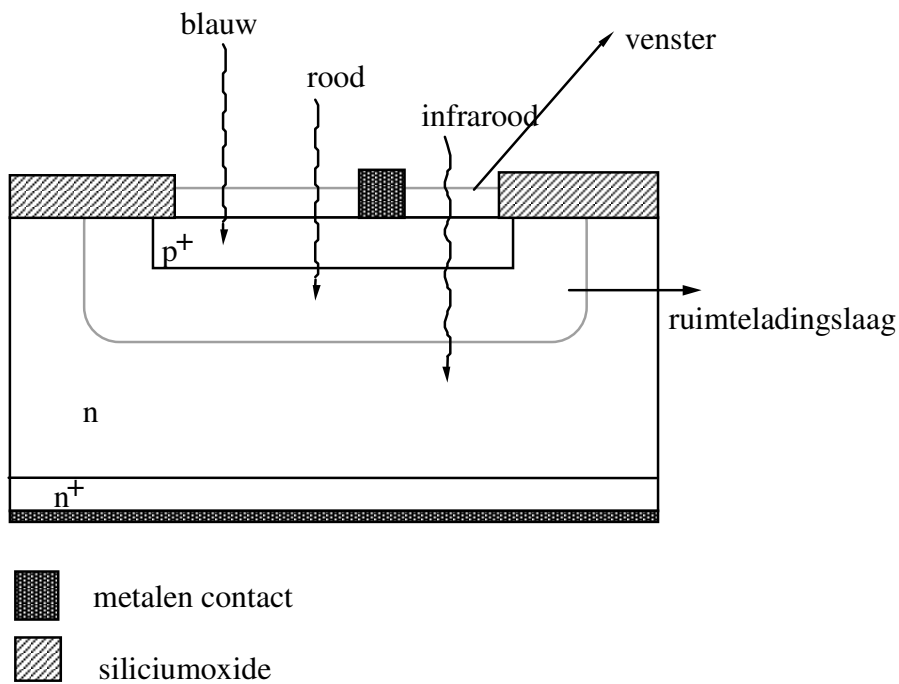
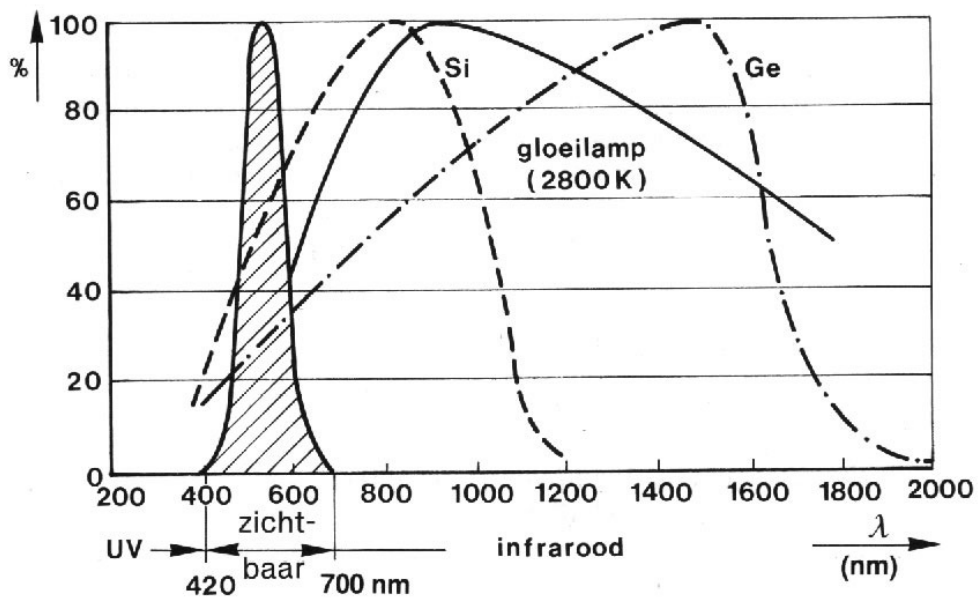


FIG 2-36

In fig 2-37 krijg je een idee van de spectrale gevoeligheid van fotodiodes. Ge-dioden zijn vooral gevoelig voor infrarood licht, terwijl Si-dioden beter geschikt zijn voor het zichtbare spectrum dat bijvoorbeeld uitgestraald wordt door een gloeilamp.



F

De I-V-karakteristiek van een fotodiode wordt voorgesteld in fig 2-2.

In fig 2-2A wordt de grafiek weergegeven voor zowel doorlaat als sper, maar vermits de component typisch alleen in sper wordt gebruikt, wordt de sperkarakteristiek normaal weergegeven in het eerste kwadrant, zoals in fig 2-2B.

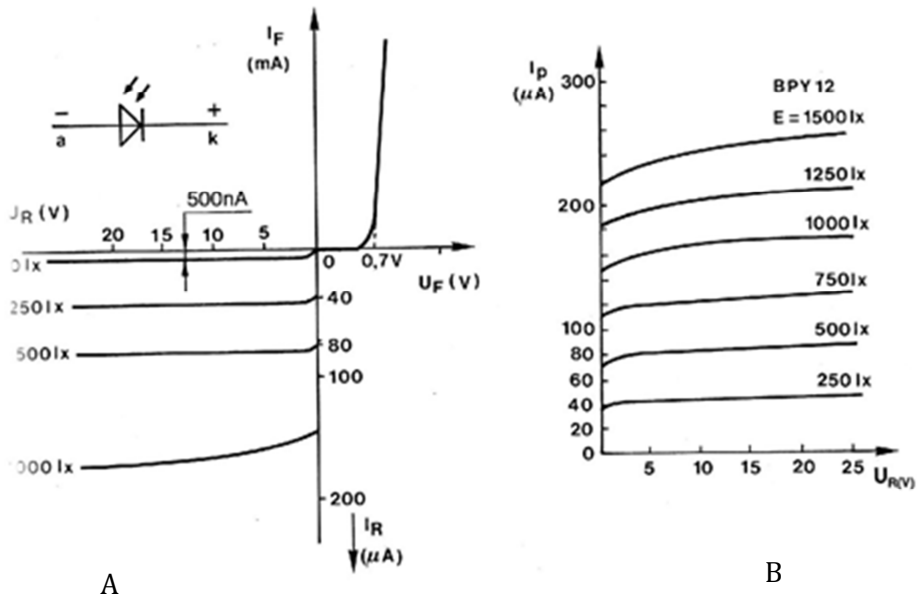


FIG 2-2

### 2.9.4.2 MEETPRINCIPE VOOR EEN FOTODIODE

Hiervoor wordt een fotodiode in serie geschakeld met een weerstand R. Zie fig 2-38.

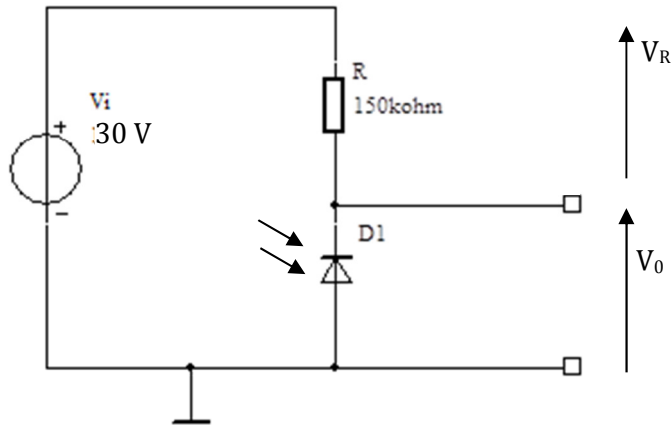


FIG 2-38

Voor deze schakeling kunnen we nu noteren:

$$V_i = V_R + V_o$$

$$V_i = I R + V_o$$

$$V_o = V_i - I R$$

Deze vergelijking levert een rechte in de I-V-karakteristiek (zie fig 2-39), met als snijpunten met de assen:  $(V_i, 0)$  ;  $(0, \frac{V_R}{R})$

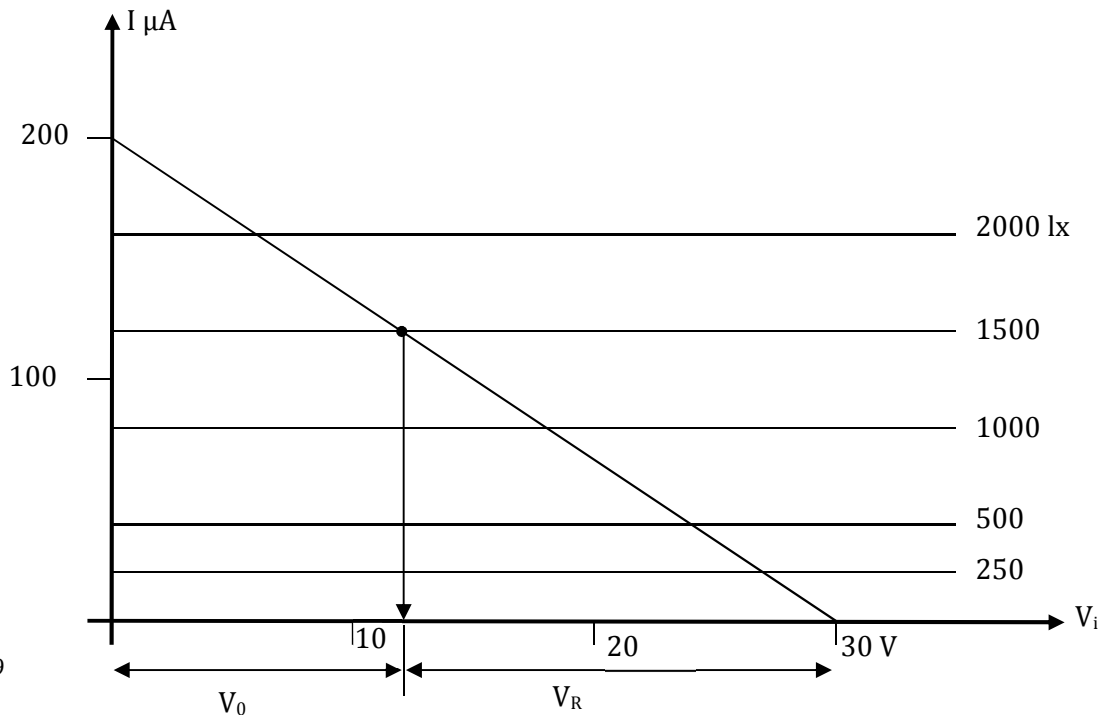


FIG 2-39

Neemt de lichtintensiteit toe, dan zal de spanning  $V_0$  omgekeerd evenredig afnemen. De spanning over R neemt linear toe met de lichtsterkte.

### 2.9.4.3 TOEPASSINGEN

---

Een fotodiode kan voor tal van doeleinden aangewend worden.

Enkele voorbeelden :

- Als infraroodlichtstraaldetector voor een alarminstallatie (winkelinrichting)
- Vlamdetectie voor oliestookinstallatie
- Lezen van barcode's
- Dag/nachtsensor
- Toepassing in een optische koppeling
- Lichtsensor bij fotoflash

De fotodiode kan ook gebruikt worden om lichtenergie om te zetten naar elektrische energie. In dit verband spreken we van het foto-voltaïsch effect. Wanneer de diode wordt kortgesloten – zie fig 2-40– vloeit er een stroom afhankelijk van de lichtintensiteit. Wordt de diode beschouwd met open klemmen dan is de stroom natuurlijk nul maar de spanning tussen deze klemmen varieert met de lichtintensiteit. De spanning die op deze manier ontstaat noemt men fotovoltatische spanning. Wordt over de diode een weerstand geplaatst, dan bekomt men een spanning en een stroom. Lichtenergie wordt nu omgezet in elektrische energie. PN-overgangen die hier speciaal voor gemaakt worden, noemt men fotovoltatische cellen of zonnecellen.

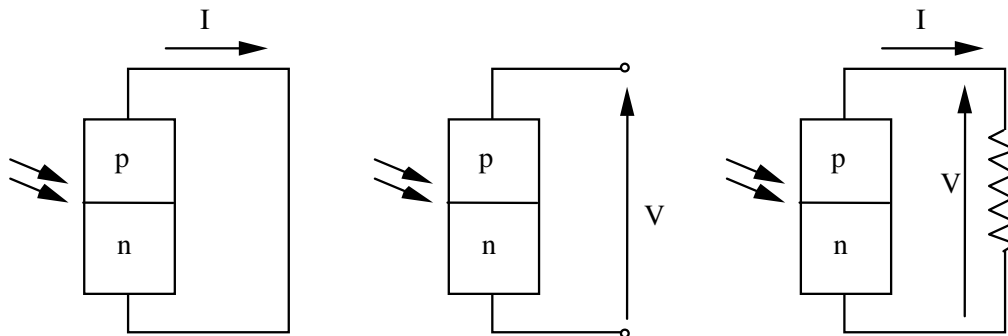


FIG 2-40

### 2.9.5 DE LICHTGEVENDE DIODE

---

Deze diode wordt ook LED genoemd, wat staat voor Light Emitting Diode.

Generatie van elektronen en gaten vergt energie, bij recombinatie komt er energie vrij. Bij een diode in doorlaat gepolariseerd, worden gaten geïnjecteerd in het n-gebied en elektronen in het p-gebied. Deze ladingdragers verdwijnen nu

door recombinatie met de meerderheidsladingdragers. Bij gewone dioden komt hierbij energie vrij in de vorm van warmte. Bij sommige halfgeleidercomponenten (bv. gallium-arsenide) wordt deze energie deels afgegeven in de vorm van licht.

Afhankelijk van het gebruikte halfgeleidermateriaal en vervuiling zal de golflengte van het uitgestraalde licht verschillend zijn.

Gallium-arsenide zendt infrarood licht uit, Gallium-arsenide-fosfide straalt rood licht uit, Gallium-fosfide levert rood en groen licht op, Galliumnitride stuurt blauw licht uit.

De opbouw, het schemasymbool en de aanduiding van anode en kathode is weergegeven in fig 2-41.

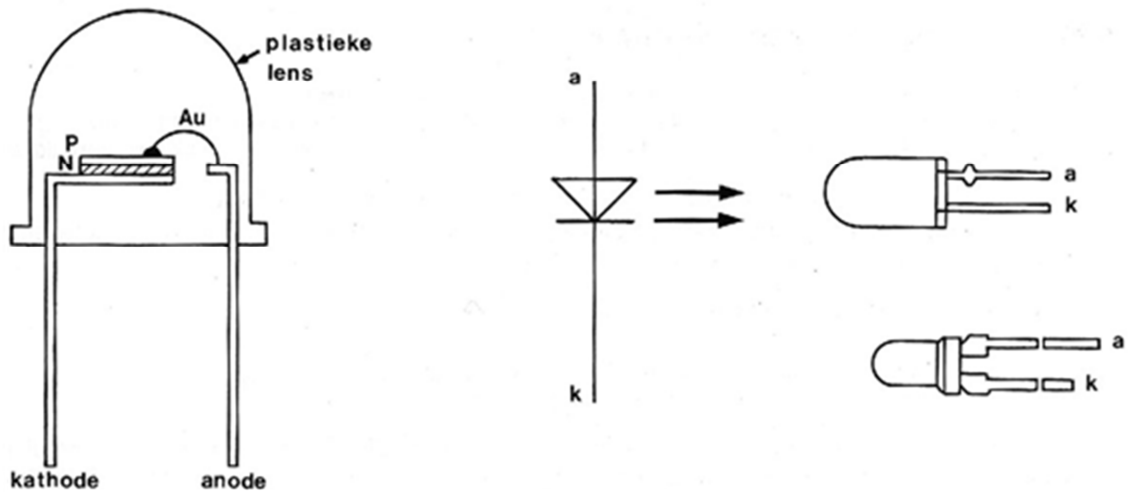


FIG 2-41

Wat de vorm betreft stemt de I/V-karakteristiek overeen met die van een gewone diode. Alleen ligt de drempelwaarde beduidend hoger, nl. tussen 1,2 V tot 2 V, afhankelijk van de kleur. Zie fig 2-42.

De maximaal toegelaten inverse spanning is bij de meeste typen van led's zeer gering (bv. 4 V), wat dus wel enige voorzorgen vereist.



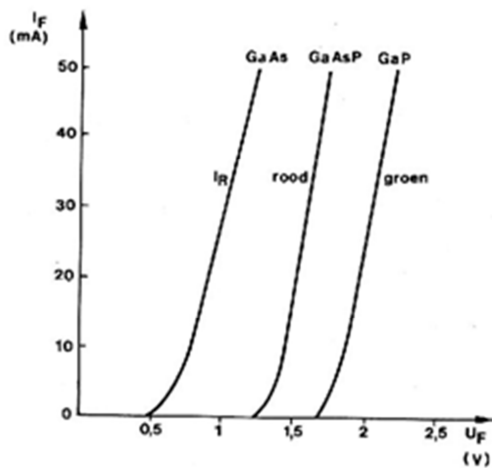


FIG 2-42

Voor de meeste toepassingen wordt de stroom door de LED beperkt tot een waarde tussen 5 en 10 mA. De weerstand R1 in wordt dan ook gebruikt om de gewenste stroom in te stellen.

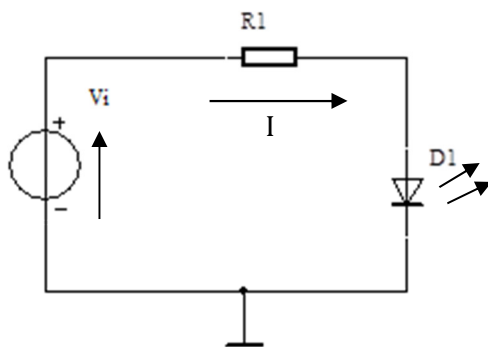


FIG 2-43

Bij bepaalde uitvoeringen vertoont het licht de eigenschappen van laserlicht en men spreekt dan ook van een laserdiode (laser staat voor light amplification by stimulated emission of radiation). Laserlicht is monochromatisch, wat betekent dat het opgebouwd is uit 1 enkele kleur en geen mix van kleuren. Laserlicht is eveneens coherent licht wat betekent dat de uitgestuurde golven in fase zijn. Normalgezien zendt de laserdiode coherent licht waar de LED incoherent licht geeft. Laat we nu iets dieper in gaan op de werking van deze laserdiode.

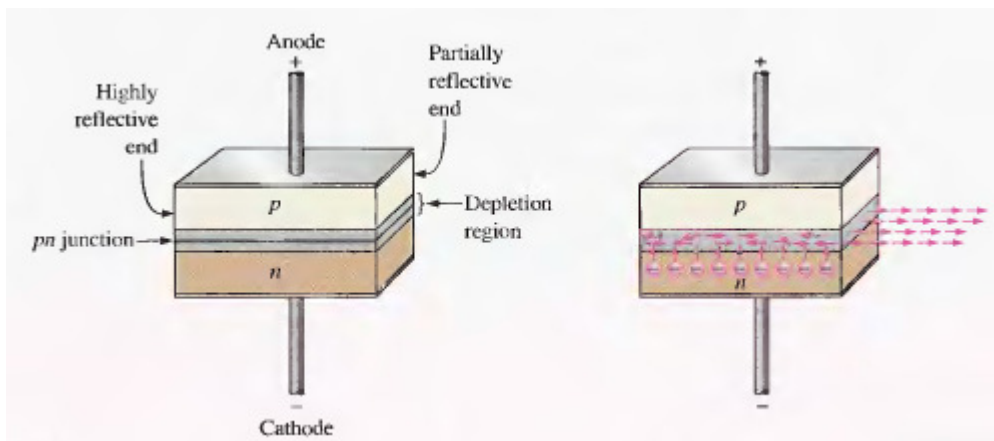


FIG 2-44

De basisconstructie van een laserdiode is weergegeven in fig 2-44. Een pn junctie is gevormd door 2 lagen gedopeerd gallium-arsenide. De lengte van de pn junctie is nauw gerelateerd met de golflengte van uit te zenden licht. Aan de ene kant hebben we een hoogreflecterend oppervlak aan de andere kant hebben we een gedeeltelijk reflecterend vlak. Externe aansluitingen voorzien anode en kathode connecties.

De principewerking is als volgt. De laserdiode is voorwaarts gepolariseerd door een externe bron. Zoals bij een gewone diode bewegen elektronen door de junctie waar ze kunnen recombineren. Wanneer elektronen recombineren met gaten worden er fotonen uitgezonden. Een uitgezonden foton kan een atoom raken waardoor een ander foton uitgezonden kan worden. Het aantal foton emissies stijgt met de voorwaartse stroom. In het begin zullen sommige fotonen, die random bewegen in de sperlaag, loodrecht invallen op het reflecterende vlak. Deze gereflecteerde fotonen beweging langs de sperlaag waarbij ze onderweg atomen raken die op hun beurt terug fotonen vrijgeven, ...(lawine effect). Het aantal op en neer bewegende fotonen verhoogt wat resulteert in een zeer intense straal van laser licht dat door het gedeeltelijk reflecterend oppervlak dringt.

Elk foton in dit proces is identiek aan de andere fotonen in energie niveau, fase relatie en frequentie. Dit geeft 1 enkele golflengte van licht. Laserdiodes hebben een stroom threshold waarboven er laser actie is en waaronder de diodes zich gewoon gedraagt zoals een LED.

### *Toepassingen*

Led's worden gebruikt als indicatielampjes om bedrijfstoestanden van allerlei apparaten aan te geven, bijvoorbeeld als signaallampje bij netvoedingen en meettoestellen en als cijferindicator voor het weergeven van decimale cijfers (zeven segment display). Combinaties van de segmenten vormen de 10 decimale cijfers zoals getoond in fig 2-45. Elk segment in het display is een LED. Door

voorwaartse polarisatie van een aantal geselecteerde segment kan elke decimaal cijfer en de decimale punt gevormd worden. Twee mogelijke LED schakelingen hiervoor worden eveneens getoond in fig 2-45 (links: common anode; rechts: common kathode).

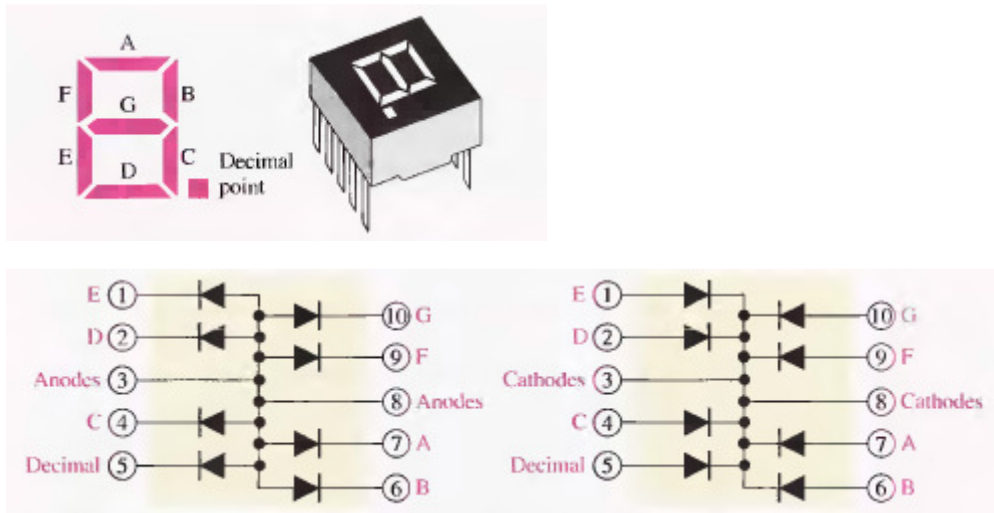
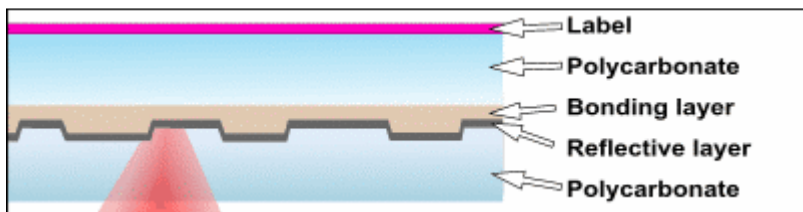


FIG 2-45

Laser diodes worden bijvoorbeeld gebruikt bij DVD (Digital Versatile Disc) spelers. Audio informatie (geluid) wordt digitaal (2 discrete niveau's) opgeslagen op het oppervlak van een DVD onder de vorm van putten en bulten op een bepaald spoor.



Een lens focuseert het laser licht van de diode op het DVD oppervlak. Wanneer de DVD roteert volgen de lens en de laserstraal het spoor dmv een servomotor. Het laserlicht dat veranderd wordt door de putten en bulten langs het opgenomen spoor, wordt gereflecteerd door een lens en optisch systeem naar IR fotodiodes. Het signaal van de fotodiodes wordt dan gebruikt om het oorspronkelijk opgenomen signaal te reproduceren.

De led wordt ook toegepast in een optische koppeling. Optische koppelingen zijn opto-elektronische componenten voor signaaloverdracht door tussenkomst van licht, met galvanische scheiding tussen in- en uitgang. De principeschakeling wordt gegeven in fig 2-46 .

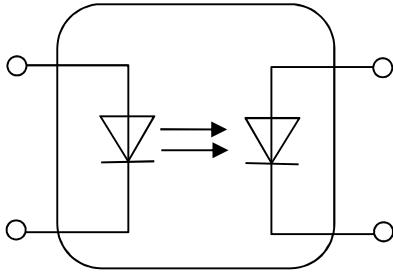


FIG 2-46

De stroom die wordt gestuurd door de LED aan de ingang veroorzaakt een zekere lichtintensiteit, afhankelijk van de stroom. De fotodiode reageert door een signaal af te leveren dat afhangt van deze lichtintensiteit.

Deze optocouplers worden bv. gebruikt om beveiligingsredenen in een solid state relais. Dit zijn relais waarmee signalen naar en terug uit een procescomputer worden gestuurd. De galvanische scheiding maakt dat de procescomputer elektrisch gescheiden blijft van gevaarlijke spanningen in de procesomgeving.

De LED en fotodiode kunnen ook gebruikt worden in optische datatransmissie (optische vezel). De principeopstelling wordt gegeven fig 2-47.

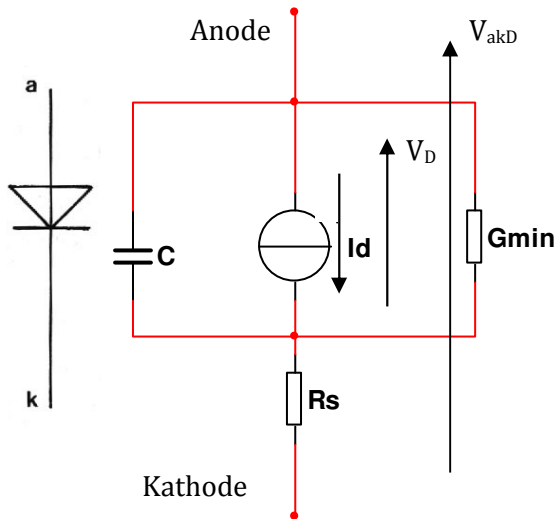


FIG 2-47

## 2.10 OEFENINGEN: DIODE KARAKTERISTIEKEN IN MULTISIM

Herhaal de theorie van paragraaf 2.3.1. Bekijk vervolgens het diodemodel (SPICE Model), hieronder beschreven, zoals het gebruikt wordt in de simulator MULTISIM.

### 2.10.1.1 SPICE MODEL



$$V_{ak} = V_a - V_k$$

$$V_{ak} = V_D + R_s \cdot I_D$$

Voor kleine stromen  $I_D$  is de invloed van  $R_s$  verwaarloosbaar.

$$V_b. V_{ak} = 600 \text{ mV} + 2 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

Voor grote stromen  $I_D$  wordt de invloed van  $R_s$  beduidend.

Gegevens vanuit de datasheets					
		1N4148	BAT 85	1N400x	MBR0530
Max. stroom in doorlaat	$I_{Fmax} =$	200mA	200mA	1A	0,5A
Max. Inverse stroom bij kamertemperatuur	$I_R =$	50 $\mu$ A	2 $\mu$ A	5 $\mu$ A	20 $\mu$ A

Noteer de volgende parameters die in MULTISIM gebruikt worden om het diodemodel te simuleren.

1N4148 klein signaal Si diode

BAT85 : klein signal schottky diode

1N400X vermogen Si diode

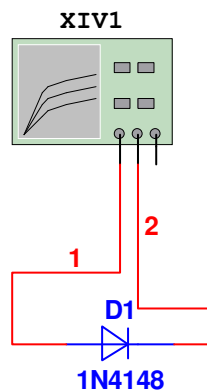
MBR0530: vermogen schottky diode

		MULTISIM	MULTISIM	MULTISIM	MULTISIM
		1N4148	BAT 85	1N400x	MBR0530
Inverse saturatie stroom	$I_s =$				
Emissiecoëfficiënt	$n =$				
Serie weerstand	$R_s =$				

Doorslagspanning	BV=				
Stroom bij doorslag	IBV=				
Junctiecapaciteit	CJO=				
Hersteltijd	TT=				

### I-V karakteristiek in doorlaat

Bepaal met behulp van de I-V meter in multisim de statische en dynamische weerstand van de diode.



Definities :

De statische weerstand van de diode :  $R_{stat} = V_D / I_D$

		1N4148		1N4001		BAT 85		MR0530	
$V_D$ mV	$I_D$ mA	Rstat. Ohm	Rdyn. Ohm	Rstat. Ohm	Rdyn. Ohm	Rstat. Ohm	Rdyn. Ohm	Rstat. Ohm	Rdyn. Ohm
200									
210									
...									
300									
310									
...									
500									
510									
..									
600									
610									
...									

700									
710									
..									
800									
810									
..									
900									
910									

Dynamische weerstand van de diode :  $R_{dyn} = \frac{V_{D1} - V_{D2}}{I_{D1} - I_{D2}}$

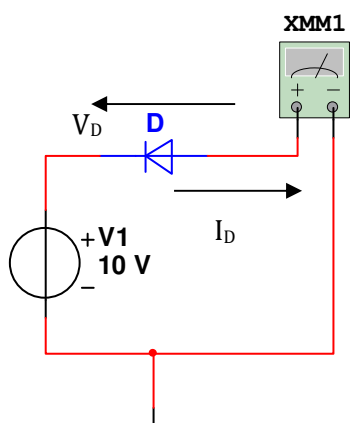
**I-V karakteristiek in sper : Lekstroom voor de diodes bij verschillende spanningen**

		1N4148	1N4001	BAT 85	MR0530
$V_D = -10V$	$I_R =$				
$V_D = -20V$	$I_R =$				
$V_D = -V_{BV}$	$I_R =$				

**I-V karakteristiek in sper.**

Meet via MULTISIM de lekstroom (Ampèremeter) door de diode die vloeit in de schakeling.

Meet bij 2 verschillende spanningen voor  $V_1$  :  $V_1 = 10V$  en  $V_1 = 20V$  en  $V_1 = -V_{BV}$  Volt



De stroom in de schakeling zal gelijk zijn aan de inverse saturatiestroom  $I_S$ .

$I_D = I_S$

Bij de gegeven spanning kan de diode ook vervangen worden door een grote weerstand  $R_R$

	1N4148		1N4001		BAT 85		MBR0530	
$V_D =$	10V	20V	10V	20V	10V	20V	10V	20V
$I_D =$								
$R_R = V_D / I_D =$								

$R_R$  is de statische equivalente weerstand van de diode in sper ( Reverse Resistance  $R_R$ ).

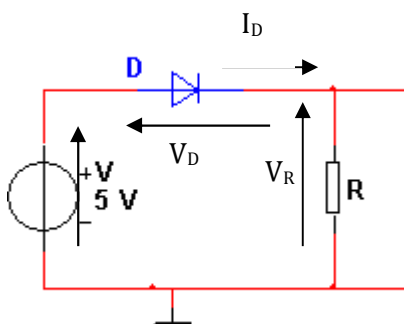
*BESLUIT:*

Indien de diode in sper gepolariseerd is, mag deze vervangen worden door een zeer grote weerstand.

De stroom in de schakeling is zeer klein, nl. de inverse saturatiestroom  $I_s$  van de diode .

Een verdere vereenvoudiging die in de praktijk gebeurt, is **de gesperde diode** vervangen door **een open keten!!!!  $R_R = \text{oneindig}$**

### 2.10.1.2 BEPAAL VIA MULTISIM DE STROOM $I_D$ DIE VLOEIT IN ONDERSTAANDE SCHAKELINGEN. ( $R = 1K$ )



Schottky diode: ..... Si-Diode: .....

$V_R = R \cdot I_D =$

$V_R = R \cdot I_D =$

$I_D =$

$I_D =$

$V_D =$

$V_D =$

Bepaal hieruit de statische weerstand  $R_S$

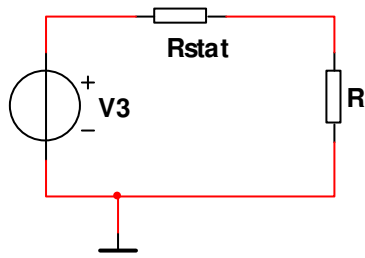
$R_S =$

$R_S =$

*BESLUIT:*

Indien de diode in doorlaat gepolariseerd is met een gelijkspanning, dan mag de diode vervangen worden door een weerstand nl. de statische weerstand van die diode.



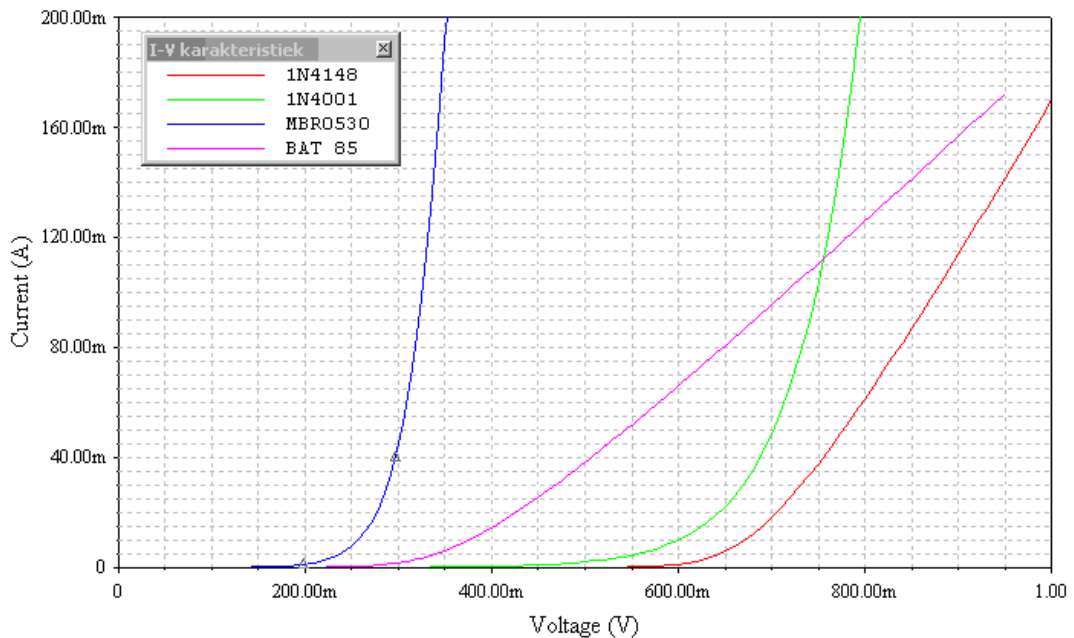


Verklaar de grafische betekenis van de statische weerstand van de diode in de doorlaatkarakteristiek.

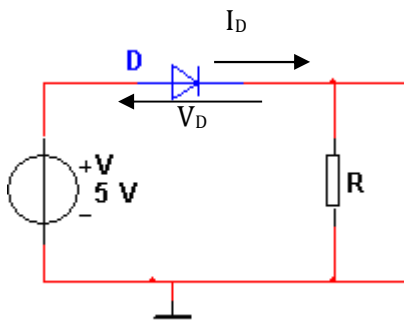
### De doorlaatkarakteristieken van de 4 diodes.

#### IV Analyzer- 1N4148 - 1N4001 - BAT 85 - MBR0530

I-V karakteristiek



#### 2.10.1.3 INSTELPUNT ( MET V EEN GELIJKSPANNING) VAN EEN DIODESCHAKELING.



De stroom in deze schakeling wordt bepaald door :

$$I_D = \frac{V - V_D}{R}$$

Als we bovenstaande uitdrukking in onderstaande grafiek zouden uitzetten met

Y-as :=  $I_D$  en X-as :=  $V_D$  dan krijgen we  $Y = \frac{V - X}{R}$ . Dit is de vergelijking van een

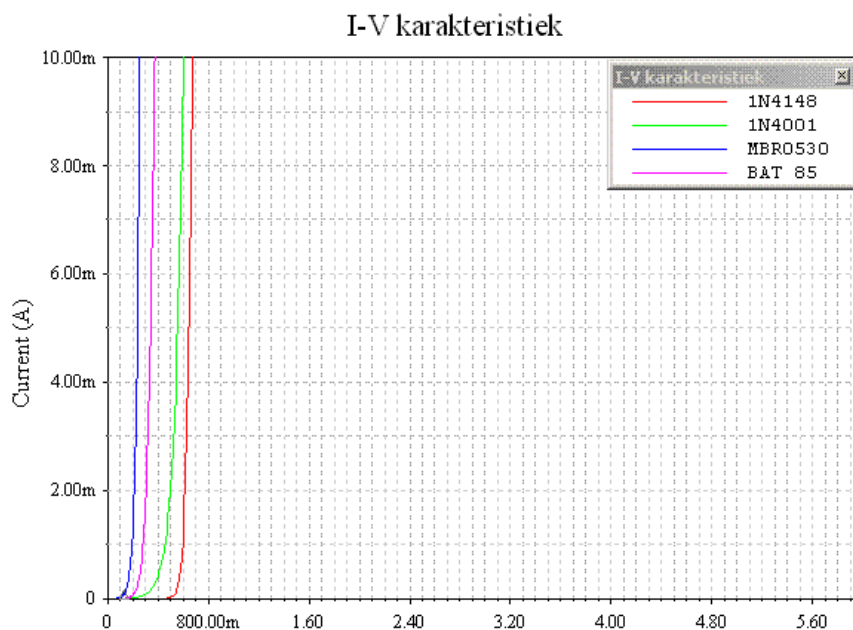
rechte met richtingscoëfficiënt :  $-\frac{1}{R}$

Snijpunt van deze rechte met de X-as als  $Y = 0$  dus  $I_D = 0$  :  $V_D = V$  punt (  $V, 0$  )

Snijpunt van deze rechte met de Y-as als  $X = 0$  dus  $V_D = 0$  :  $I_D = \frac{V}{R}$  punt (  $0, V/R$  )

**Teken deze rechte in deze grafiek.**

Het snijpunt van deze rechte met elk van de karakteristieken van de diode, bepaalt voor die diode het instelpunt (  $I_D, V_D$  ) in de schakeling. Het instelpunt voor die diode is de stroom die vloeit in de schakeling met de bijhorende spanning over de diode.



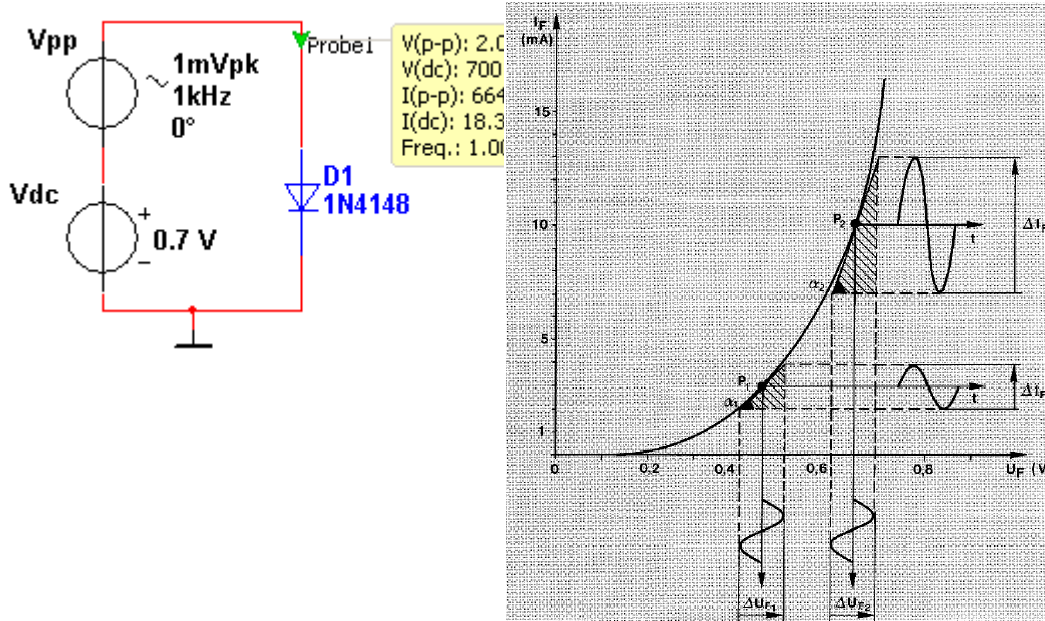
Bepaal $V_D$	
MBR0530 :	
BAT 85 :	
1N4001 :	
1N4148 :	

**BESLUIT :**

Deze grafische bepaling van het instelpunt is belangrijk bij het analyseren van schakelingen met niet-lineaire componenten, zoals diodes, .....

Als je de karakteristiek van de diode met een loodrechte vanuit de x-as benadert, vind je de cut-in spanning van de diode :  $V_\gamma$ . **Deze  $V_\gamma$  is kenmerkend voor elk type diode.**

2.10.1.4 TEKEN ONDERSTAANDE SCHAKELING IN MULTISIM EN BEPAAL DE DYNAMISCHE WEERSTAND VAN DE DIODE.



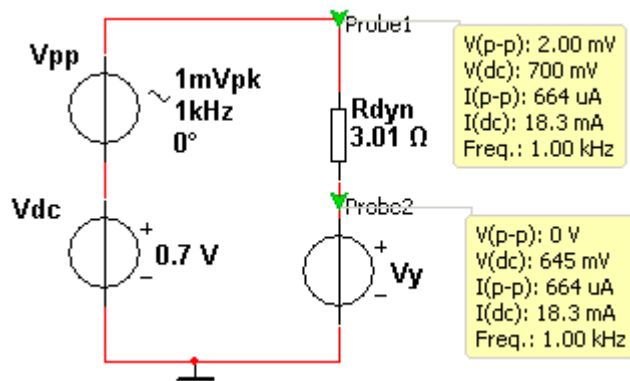
Bepaal voor de diode, ingesteld bij verschillende gelijkspanningen  $V_{dc}$ , de wisselstroom die vloeit in deze schakeling als je een wisselspanning van 1mV peak aanlegt aan de diode.

Gebruik de probe om de 'peak to peak' waarde van de stroom en spanning te meten.

Bepaal hieruit de dynamische weerstand van de diode  $R_{dyn}$ .

$V_{dc}$ [mV]	$I_{dc}$ [mA]	$V_{(p-p)}$ [mV]	$I_{(p-p)}$ [mA]	$V_y$ [mV]	$R_{dyn} = \frac{V_{(p-p)}}{I_{(p-p)}}$ [ $\Omega$ ]
500					
600					
650					
700					
750					

800					
-----	--	--	--	--	--



**BESLUIT :**

De dynamische weerstand is afhankelijk van het DC instelpunt van de diode!!!!!!

De diode, in doorlaat gepolariseerd, mag vervangen worden door een spanningsbron in serie met een kleine weerstand

$R_{dyn}$  (= Dynamische weerstand voor wisselsignalen).

### 2.10.1.5 LINEARISERING VAN DE I-V-KARAKTERISTIEK VAN EEN DIODE

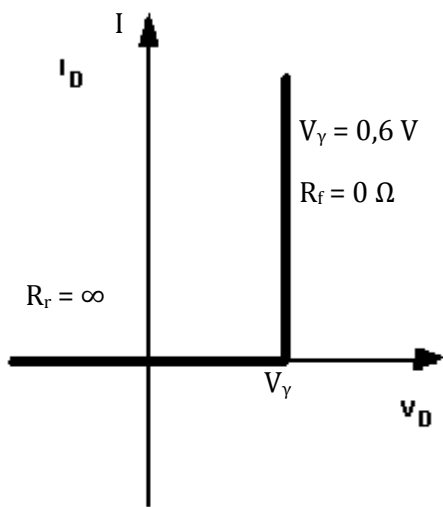
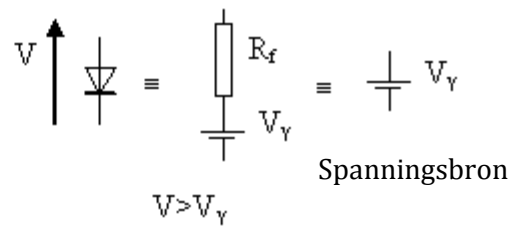
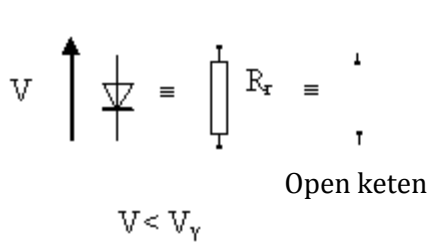
Als de diode spert kunnen we ze vervangen door een zeer grote weerstand  $R_R$ .

Voor de meeste schakelingen kunnen we deze sperweerstand  $R_R$  oneindig groot nemen of **de diode in sper vervangen we door een open keten**

Als de diode geleidt ( er vloeit stroom ) staat er een spanningsval  $V = V_{anode} - V_{kathode}$  over de diode.

Deze  $V$  is groter dan  $V_y$  ( exponentieel verband tussen  $I$  en  $V$  ) doch ter vereenvoudiging stellen we  $V_D = V_y$ . Verder is de dynamische weerstand van de diode zeer klein tov de weerstanden in de rest van de schakeling. Een verdere vereenvoudiging laat toe deze  $R_f = 0 \text{ Ohm}$ .

**De diode in geleiding wordt vervangen door een spanningsbron met waarde  $V_y$ .**



	Schottky diode		Si-diode	
<b>Werkelijke waarden</b>	$V_Y$	$R_f$	$V_Y$	$R_f$
$I = 10 \text{ mA}$	0.2 V	20 $\Omega$	0.6 V	15 $\Omega$
$I = 50 \text{ mA}$	0.3 V	6 $\Omega$	0.65 V	5.5 $\Omega$
<b>Ideaal</b>				
$I = 10 \text{ mA}$	0.2 V	0 $\Omega$	0.6 V	0 $\Omega$
$I = 50 \text{ mA}$	0.2 V	0 $\Omega$	0.6 V	0 $\Omega$

Deze vereenvoudigingen vergemakkelijken het oplossen van diodeschakelingen!!!

## 3 DIODE APPLICATIES

### 3.1 INLEIDING

In het vorige hoofdstuk werd de werking van de diode volledig besproken. In dit hoofdstuk worden een aantal diodeschakelingen behandeld. Na de studie van de diode als circuit-element worden enkele clippingschakelingen geanalyseerd. Vervolgens komen verschillende gelijkrichterschakelingen en bijhorende afvlakking aan bod. Ook worden nog een spanningsverdubbelingschakeling, een clampingschakeling, en een samplingschakeling besproken.

### 3.2 DE DIODE ALS CIRCUIT-ELEMENT

#### 3.2.1 BELASTINGSLIJN EN INSTELPUNT

In fig 3-1 wordt een eenvoudige diodeschakeling gegeven. Er wordt gevraagd de stroom  $I$  door de diode en de spanning  $V$  over de diode te bepalen, wanneer  $V_i$  en  $R$  gekend zijn; ook de karakteristiek van de diode is gegeven.

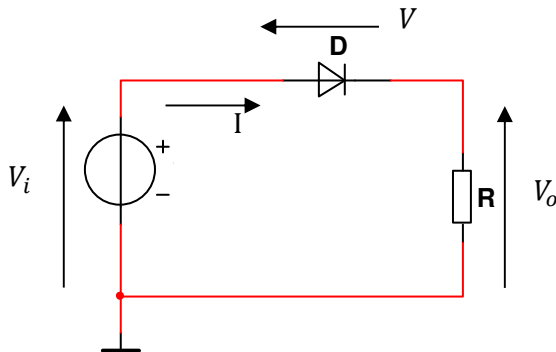


FIG 3-1

Voor de schakeling geldt :  $V_i = V + R \cdot I$

Bij gegeven  $V_i$  en  $R$  geeft dit een lineair verband tussen  $V$  en  $I$ . De functie kan voorgesteld worden door een rechte in de  $I$ - $V$ -karakteristiek. Deze rechte noemt men de belastingslijn (fig 3-2).

De stroom  $I$  en de spanning  $V$  moeten ook zodanig zijn dat men een punt bekommt van de  $I$ - $V$ -karakteristiek van de diode. Snijding van de diode-karakteristiek met de belastingslijn geeft het instelpunt A (fig 3-2). De projecties van dit instelpunt op de verticale en horizontale as bepalen de stroom door, en de spanning over de diode.

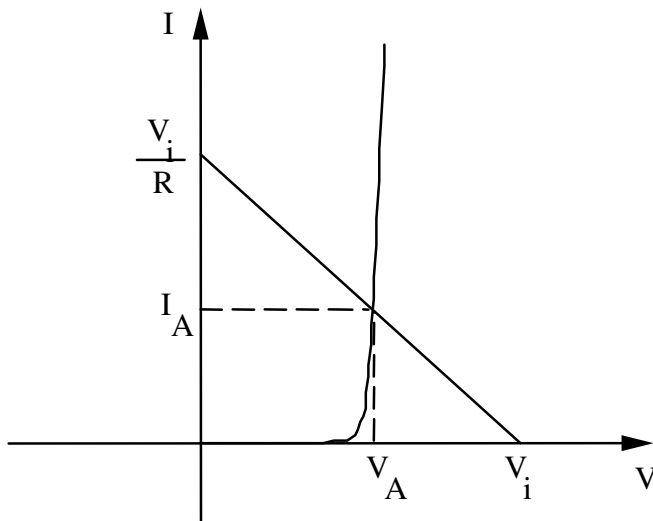


FIG 3-2

---

### 3.2.2 DYNAMISCHE KARAKTERISTIEK VAN DE SCHAKELING

---

We nemen opnieuw de schakeling van fig 3-1. Plaatst men aan de ingang een welbepaalde spanning  $V_1$ , dan is de stroom door de keten  $I_1$ . Vervangt men  $V_1$  door een andere waarde ( $V_2, V_3, V_4, \dots$ ), dan bekomt men een andere waarde voor de stroom ( $I_2, I_3, I_4, \dots$ ).

Zet men de stroom  $I$  door de keten, uit in functie van de ingangsspanning  $V_i$ , dan bekomt men de dynamische karakteristiek van de schakeling. De statische karakteristiek van de diode samen met de dynamische karakteristiek van de schakeling zijn in eenzelfde diagramma weergegeven in fig 3-3.

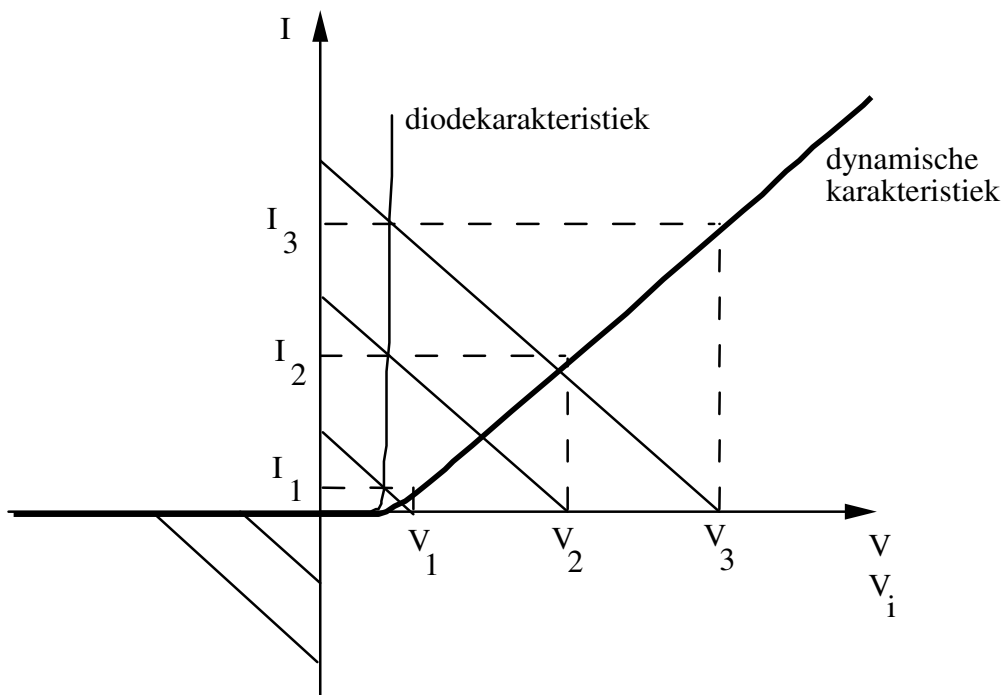


FIG 3-3

---

### 3.2.3 TRANSFERKARAKTERISTIEK VAN DE SCHAKELING

---

De uitgangsspanning  $V_o$  is gelijk aan  $R I$ . Het diagramma  $V_o$ - $V_i$  is dus direct af te leiden uit de  $I$ - $V_i$  karakteristiek. De uitgangsspanning  $V_o$  in functie van de ingangsspanning  $V_i$  noemt men de transferkarakteristiek van de schakeling. Deze transferkarakteristiek wordt, voor de schakeling van fig 3-1 voorgesteld in fig 3-4. In het eerste kwadrant bekomt men nagenoeg een rechte; deze rechte heeft een richtingscoëfficiënt die ongeveer één is; de snijding met de horizontale as valt bijna samen met de oorsprong. In het resterende spanningsgebied valt de transferkarakteristiek ongeveer samen met de horizontale as.



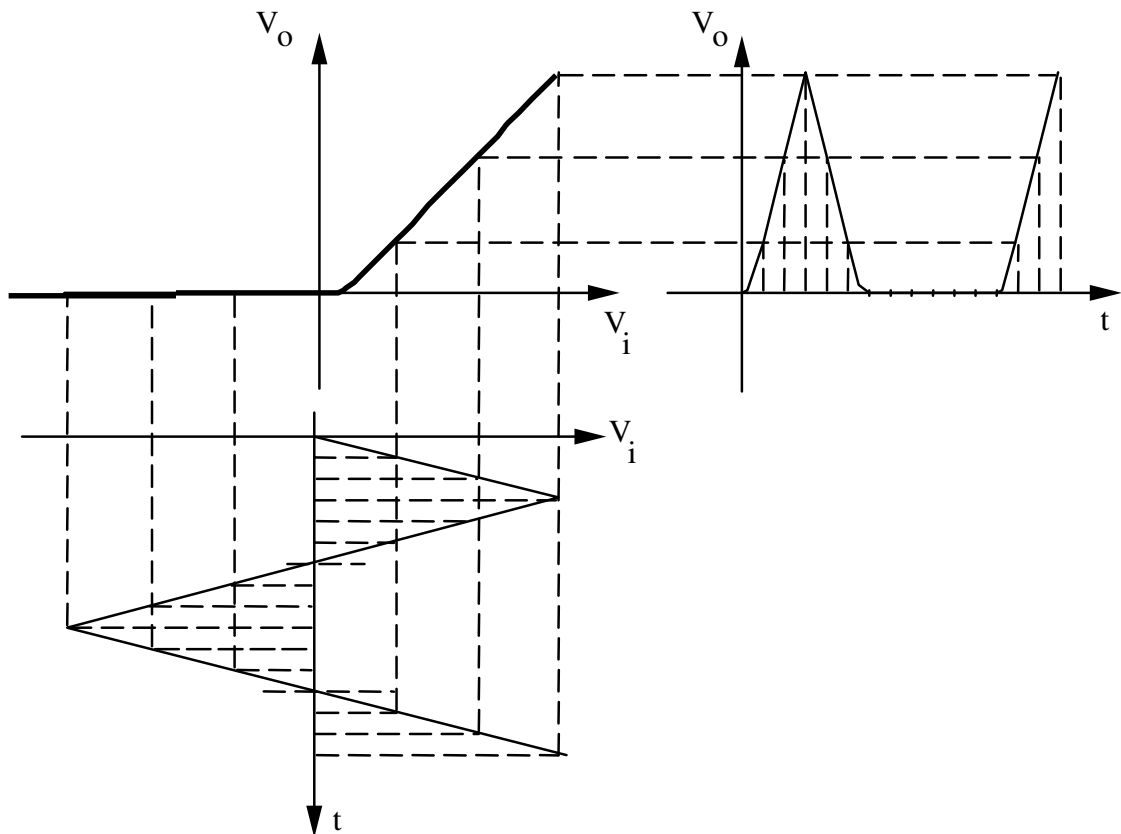


FIG 3-4

Indien de transferkarakteristiek gekend is, dan kan men bij elke gegeven  $V_i$ -waarde, de bijhorende  $V_o$ -waarde bepalen.

Onderstel nu dat  $V_i$  een wisselende spanning is ; welk is dan het verloop van  $V_o$  in functie van de tijd ?

Op verschillende tijdstippen (  $t_0$   $t_1$ ,  $t_2$ , ...) kent men  $V_i$ ; met behulp van de transferkarakteristiek bepaalt men de bijhorende  $V_o$ -waarden ; deze  $V_o$ -waarden zet men uit in functie van de tijd. Op die manier kan men de weergave van een willekeurig ingangssignaal bepalen.

fig 3-4 geeft hiervan een voorbeeld; hierbij is  $V_i$  een driehoeksgolf; onderaan ziet men  $V_i$  en rechts  $V_o$  in functie van de tijd.

### Opmerkingen:

- Omwille van de eenvoud van constructie werd in fig 3-4 een driehoeksgolf voor  $V_i$  genomen. Dezelfde werkwijze kan natuurlijk gevolgd worden voor gelijk welk verloop van  $V_i$ . In de praktijk is  $V_i$  doorgaans een sinusfunctie.

- Uit fig 3-4 kan men besluiten dat bij voldoende grote signalen, de positieve wisselingen worden doorgegeven; de negatieve wisselingen worden tegengehouden. Daarom spreekt men van gelijkrichting.
- Bij zeer kleine signalen wordt er niets doorgegeven naar de uitgang. Gelijkrichting van kleine signalen is dus met de schakeling van fig 3-1 niet mogelijk.

---

### 3.2.4 LINEARISATIE VAN DE DIODEKARAKTERISTIEK

---

De werkwijze die aangehaald wordt in par. 3.2.3. geeft juiste resultaten, maar is zeer tijdrovend. Door gebruik te maken van de vroeger aangehaalde linearisatie kan men op een eenvoudige manier ook bevredigende resultaten bekomen.

In hoofdstuk 2 is aangetoond dat een diode mag vervangen worden door een grote weerstand  $R_r$  indien  $V < V_\gamma$ ; indien  $V > V_\gamma$  mag de diode vervangen worden door een spanningsbron  $V'_\gamma = V_\gamma(1 - \frac{R_f}{R_r})$  in serie met een kleine weerstand  $R_f$ .

Voor de schakeling van fig 3-1 kan men twee gevallen onderscheiden :

1. Indien  $V < V_\gamma$  , dan mag men de diode vervangen door een grote weerstand  $R_r$ . Men bekomt de equivalente schakeling van fig 3-5.

De uitgangsspanning wordt gegeven door :

$$V_o = \frac{V_i R}{R_r + R} \quad (6.1)$$

Deze uitdrukking geldt alleen indien  $V < V_\gamma$ . De voorwaarde  $V < V_\gamma$  kan men ook schrijven als  $V_i - V_o < V_\gamma$  of  $V_o > V_i - V_\gamma$

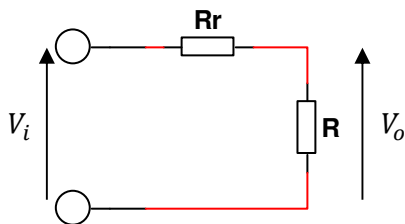


FIG 3-5

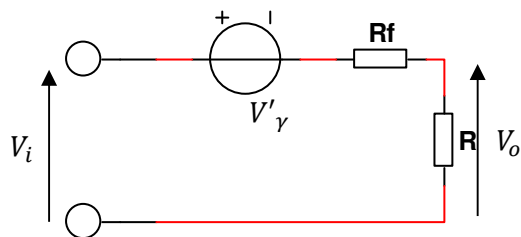


FIG 3-6

2. Indien  $V > V_\gamma$  mag de diode vervangen worden door een spanningsbron  $V'_\gamma$  in serie met een weerstand  $R_f$ . Dit wordt weergegeven in fig 3-6.

De uitgangsspanning wordt dan gegeven door :

$$V_o = \frac{(V_i - V_\gamma) R}{R + R_f} \quad (6.2)$$

Vorige uitdrukking geldt alleen indien  $V > V_\gamma$ .

De voorwaarde kan zoals in punt 1 omgevormd worden tot :  $V_o < V_i - V_\gamma$

fig 3-7 geeft het verloop van  $V_i$  en  $V_o$  in het geval  $V_i$  een driehoeksgolf is. Is  $V_i$  negatief dan geldt zeker uitdrukking 6.1. Men kan dus het verloop van  $V_o$  bepalen. Uitdrukking 6.1 blijft geldig zolang  $V_o$  groter blijft dan  $V_i - V_\gamma$ . Op moment  $t_1$  is dit niet meer het geval. Dus vanaf  $t_1$  geldt uitdrukking 6.2. Het verloop van  $V_o$  kan men dus ook hier bepalen. Uitdrukking 6.2 blijft geldig op voorwaarde dat  $V_o$  kleiner blijft dan  $V_i - V_\gamma$ . Op moment  $t_2$  is aan deze voorwaarde niet meer voldaan ; dus formule 6.1 geldt opnieuw.

Eenzelfde redenering geldt voor de volgende intervallen.

De grootste afwijking tussen het werkelijk verloop van  $V_o$  en deze benaderende oplossing zal zich voordoen bij  $t_1, t_2, \dots$

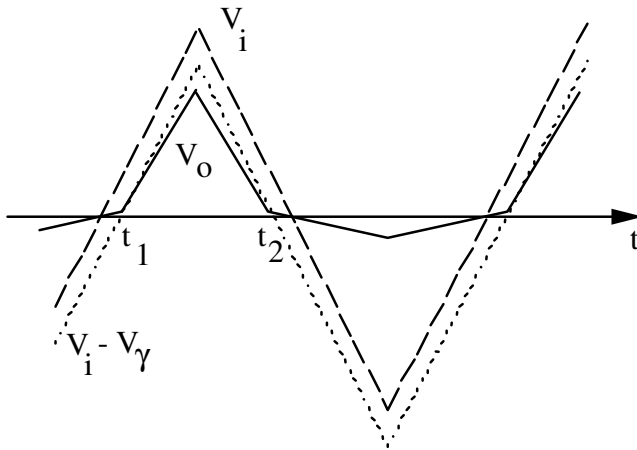


FIG 3-7

### Opmerkingen

In de praktijk kan men doorgaans nog verdere vereenvoudigingen doorvoeren.

1. Indien  $R_r$  zeer groot is in vergelijking met  $R$  dan geeft formule 6.1 het volgende resultaat:

$$V_o \approx \frac{V_i R}{R_r} \approx 0$$

Het verloop van  $V_o$  en  $V_i$  wordt gegeven in fig 3-8.

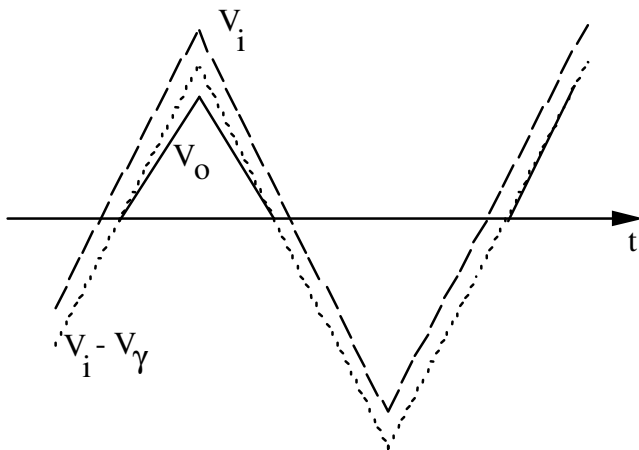


FIG 3-8

2. Indien  $R_f$  veel kleiner is dan  $R$ , wordt formule 6.2:  
Het spanningsverloop wordt gegeven in fig 3-9.

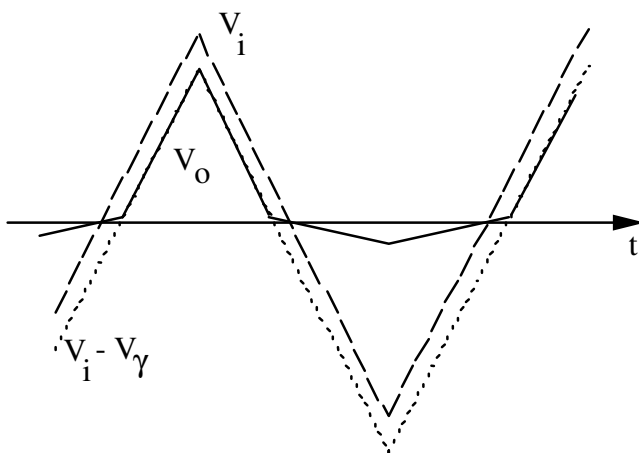


FIG 3-9

3. Indien  $R_f \ll R \ll R_r$ , dan kunnen beide vereenvoudigde formules  
gebruikt worden.

Formule 6.1 geeft:  $V_o \approx 0$

Formule 6.2 geeft:  $V_o \approx V_i - V_\gamma$

Het spanningsverloop wordt in dit geval gegeven infig 3-10.

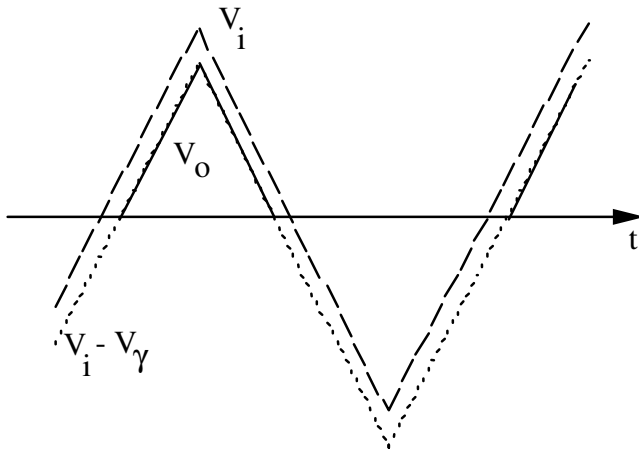


FIG 3-10

4. Indien  $V_\gamma$  veel kleiner is dan de maximale waarde van  $V_i$  en indien voldaan is aan de voorwaarde  $R_f \ll R \ll R_r$  dan kan men zeggen dat een diode in doorlaat bij benadering mag vervangen worden door een doorverbinding, en dat een diode bij inverse spanning mag vervangen worden door een open keten. Het verloop van  $V_o$  wordt gegeven in fig 3-11.

In de praktijk, bij typische waarden van  $R$  ( enkele  $K\Omega$ ), en bij voldoende grote signalen  $V_i$  ( 10 V , 20 V , .... ) mag men de laatste vereenvoudiging doorgaans gebruiken .

De vorige redeneringen werden volledig uitgewerkt voor een driehoeksgolf. Dezelfde redenering kan natuurlijk gevolg worden voor een willekeurig ingangssignaal.

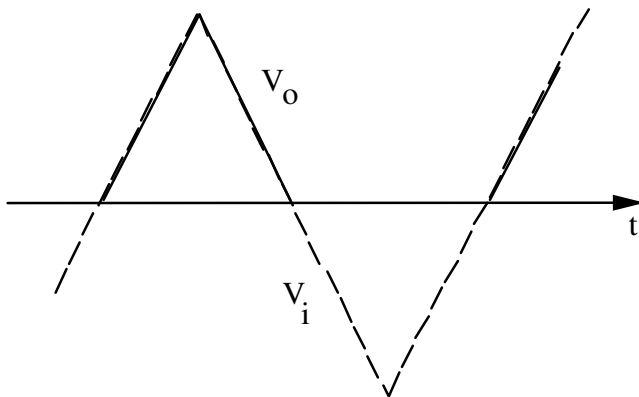


FIG 3-11

### 3.3 CLIPPINGSCHAKELINGEN

Clippingcircuits worden gebruikt om de overdracht van een spanningsgolf te beperken tot dat gedeelte dat boven of onder een referentiewaarde gelegen is. Deze schakelingen worden soms ook *voltage limiters* of *amplitude selectors* genoemd.

#### 3.3.1 CLIPPING OP EEN ENKELVOUDIG NIVEAU

Een eerste clipping schakeling wordt gegeven in fig 3-12.

Er wordt gevraagd de overdrachtsfunctie te bepalen .

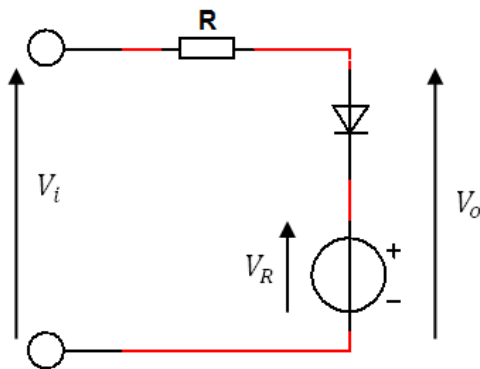


FIG 3-12

Uitgaande van de diodekarakteristiek en van de uitdrukking  $V + V_R = V_i - R \cdot I$ , kan men  $I$  bepalen in functie van  $V_i$ . Uit deze karakteristiek en uit de uitdrukking  $V_o = V_i - R \cdot I$  kan men dan  $V_o$  in functie van  $V_i$  bepalen.

Gebruikt men de linearisatie dan kan men de volgende redenering volgen.

- Indien  $V < V_\gamma$  dan geleidt de diode niet. De diode mag vervangen worden door een grote weerstand  $R_r$ .

Voor  $V_o$  geldt :

$$V_o = V_R + \frac{V_i - V_R}{R_r + R} R_r$$

$$V_o = V_i \frac{R_r}{R + R_r} + V_R \frac{R}{R + R_r} \quad (6.3)$$

Formule 6.3 stelt een rechte voor in het  $V_o - V_i$  - diagramma met helling  $R_r / (R + R_r)$ .

- Indien  $V_o$  groter wordt dan  $V_R + V_\gamma$  zal de diode geleiden. De diode mag vervangen worden door een spanningsbron  $V'_\gamma$  in serie met een weerstand  $R_f$ .

Voor  $V_o$  geldt :

$$V_o = V_R + V_\gamma + \frac{V_i - V_\gamma - V_R}{R + R_f} R_f \quad (6.4)$$

Form. 6.4 geeft een rechte in het  $V_o$ - $V_i$ -diagramma met helling  $R_f/(R + R_f)$ .

De totale overdrachtsfunctie wordt voorgesteld in fig 3-13.

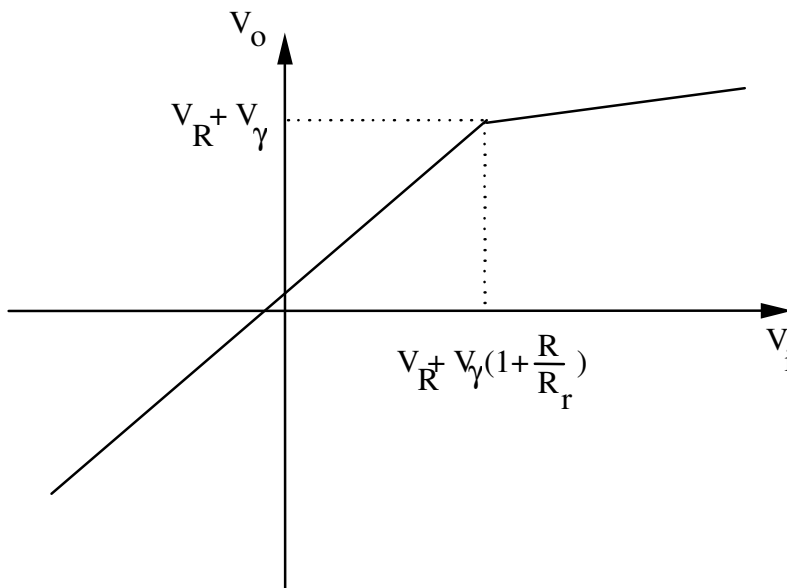


FIG 3-13

Indien  $V_i$  een sinusspanning is dan wordt de uitgangsspanning weergegeven infig 3-14.

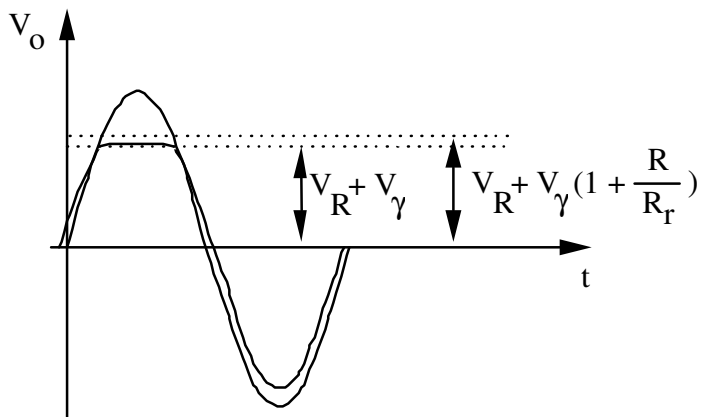


FIG 3-14

In de praktijk is zeer dikwijls voldaan aan de voorwaarde:  $R_f \ll R \ll R_r$ .

Formule 6.3 wordt:  $V_o \approx V_i$

Formule 6.4 wordt:  $V_o \approx V_R + V_\gamma$

Deze benadering wordt voorgesteld in fig 3-15.

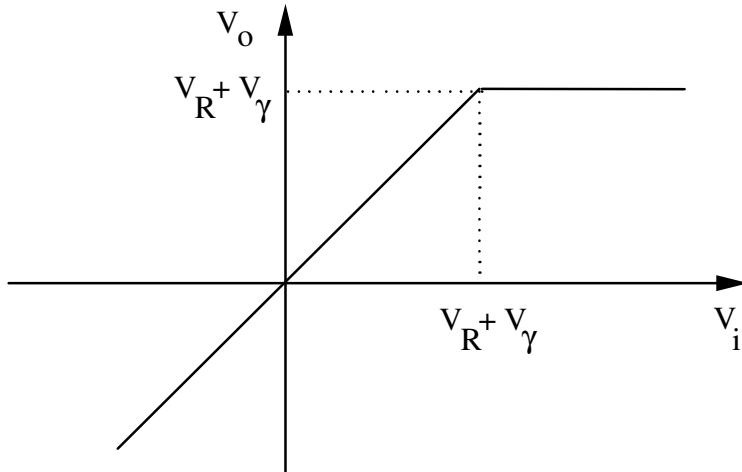


FIG 3-15

Met deze benadering wordt de uitgangsspanning behorende bij een sinusvormige ingangsspanning weergegeven in fig 3-16.

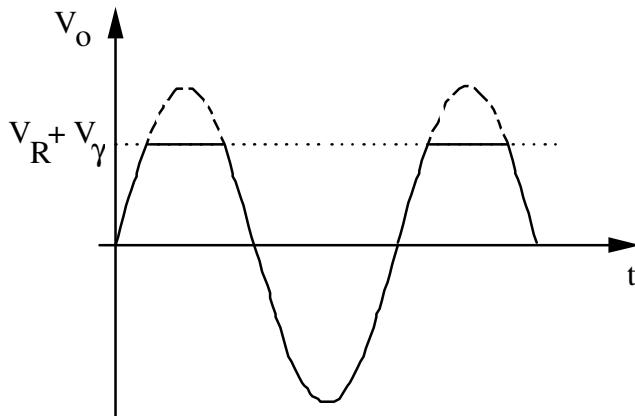


FIG 3-16

Een **tweede clipping-schakeling** wordt gegeven in fig 3-17.

Voor de eenvoud veronderstellen wij  $R_r = \infty$ . Daaruit volgt dat  $V_\gamma = V'_\gamma$ .



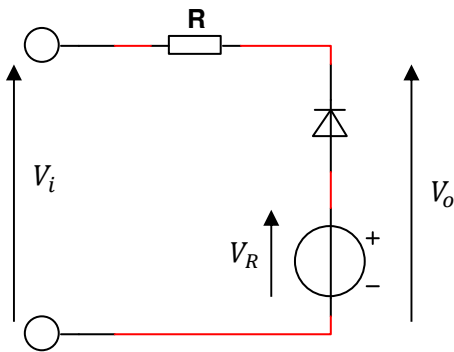


FIG 3-17

- Is  $V_o < V_R - V_\gamma$  dan is de diode in geleiding. De uitgangsspanning wordt gegeven door:

$$V_o = V_R - V_\gamma + \frac{V_i - V_R + V_\gamma}{R + R_f} R_f \quad (6.5)$$

Uitdrukking 6.5 stelt een rechte voor in het  $V_o$ - $V_i$ -diagramma, met richtingscoëfficiënt  $R_f / (R + R_f)$ .

- Is  $V_i > V_R - V_\gamma$  dan is de diode gesperd ( $R_r = \infty$ ). Er vloeit dus geen stroom door de weerstand R, zodat  $V_o$  gelijk is aan  $V_i$ . Dit wordt in de transferkarakteristiek weergegeven door een rechte met richtingscoëfficiënt gelijk aan één.

De totale transferkarakteristiek wordt gegeven in fig 3-18.

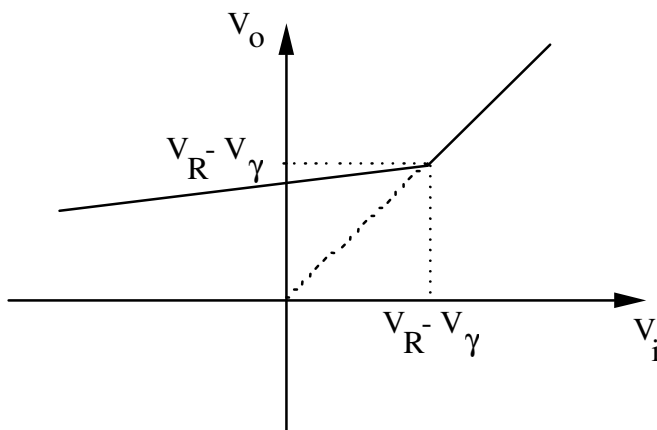


FIG 3-18

Met behulp van fig 3-18 kan men, bij een willekeurig verloop van  $V_i$ , steeds  $V_o$  bepalen.

De linkse figuur in fig 3-19 geeft het verloop van  $V_o$  wanneer de amplitude van  $V_i$  groter is dan  $V_R - V_\gamma$ .

Indien ook de weerstand  $R_r$  in rekening gebracht wordt resulteert dit bij niet geleidende toestand van de diode in een klein onderscheid tussen  $V_o$  en  $V_i$ .

Het rechtse deel in fig 3-19 geeft het verloop van  $V_o$  wanneer  $V_i$  een sinusfunctie is, met een amplitude die kleiner is dan  $V_R - V_\gamma$ .

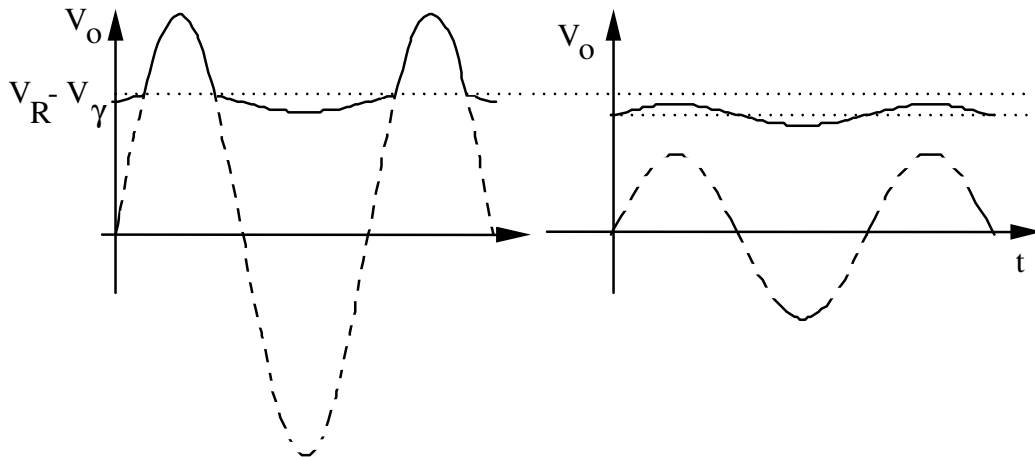


FIG 3-19

Is er voldaan aan de voorwaarde  $R_f \ll R \ll R_r$ , dan is het verloop van  $V_o$  bij benadering zoals weergegeven in fig 3-20.

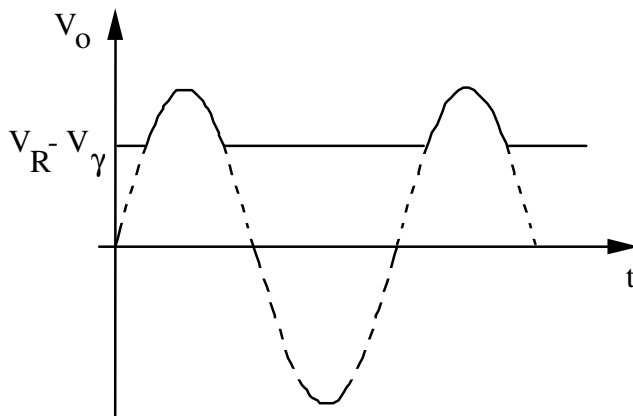


FIG 3-20

**fig 3-21** en **fig 3-22** geven nog 2 andere schakelingen. De overdrachtsfuncties en de golfvormen worden weergegeven (fig 3-23, fig 3-24, fig 3-25) in de veronderstelling dat er voldaan is aan de voorwaarde:

$$R_f \ll R \ll R_r.$$

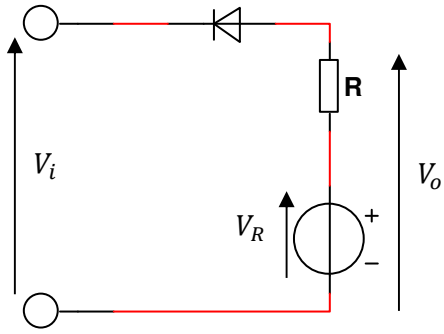


FIG 3-21

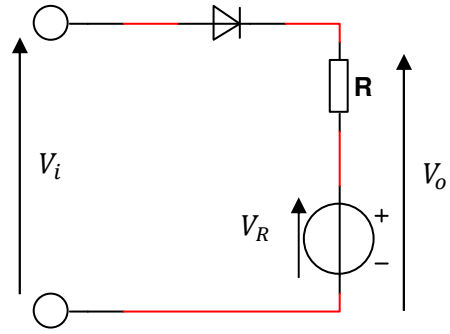


FIG 3-22

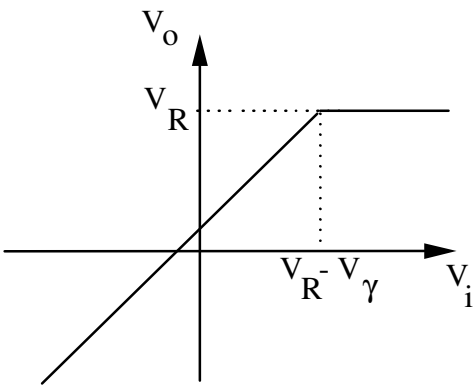


FIG 3-23

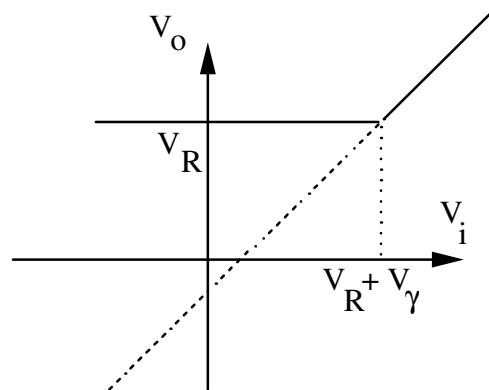


FIG 3-24

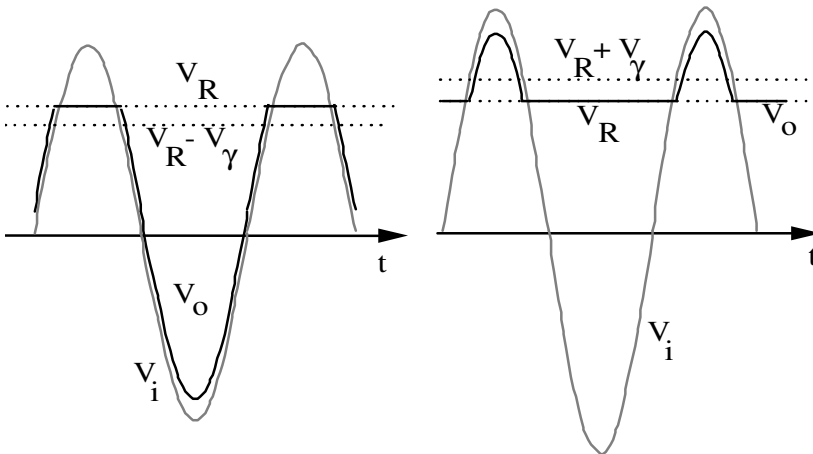


FIG 3-25

### 3.4 CLIPPING BIJ TWEE ONAFHANKELIJKE NIVEAUS

Wij beperken ons hier tot de bespreking van de eenvoudige schakeling van fig 3-26. Bij deze schakeling moet er voldaan zijn aan de voorwaarde:  $V_{R1} < V_{R2}$ . Is hieraan niet voldaan dan zullen de diodes, reeds bij een klein verschil tussen de twee spanningen, doorbranden.

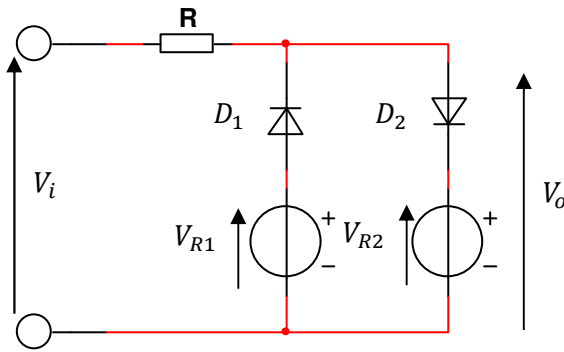


FIG 3-26

Bij de meest eenvoudige benadering geldt:  $R_f = 0$ ,  $V_\gamma = 0$ ,  $R_r = \infty$ .

De volgende toestanden kunnen zich voordoen :

- $V_i < V_{R1}$  :  $D_1$  geleidt,  $D_2$  spert;  $V_o = V_{R1}$
- $V_{R1} < V_i < V_{R2}$  :  $D_1$  en  $D_2$  zijn gesperd;  $V_o = V_i$
- $V_i > V_{R2}$  :  $D_1$  spert,  $D_2$  geleidt;  $V_o = V_{R2}$

Het linkse deel van fig 3-27 geeft de transferkarakteristiek. Het rechtse deel van fig 3-27 geeft het verloop van  $V_o$  in geval  $V_i$  een sinusspanning is.

Wat verandert er indien  $V_\gamma$  niet mag verwaarloosd worden ? Welk effect heeft  $R_f$  verschillend van nul ? Wat verandert er indien  $R_r$  verschillend is van oneindig

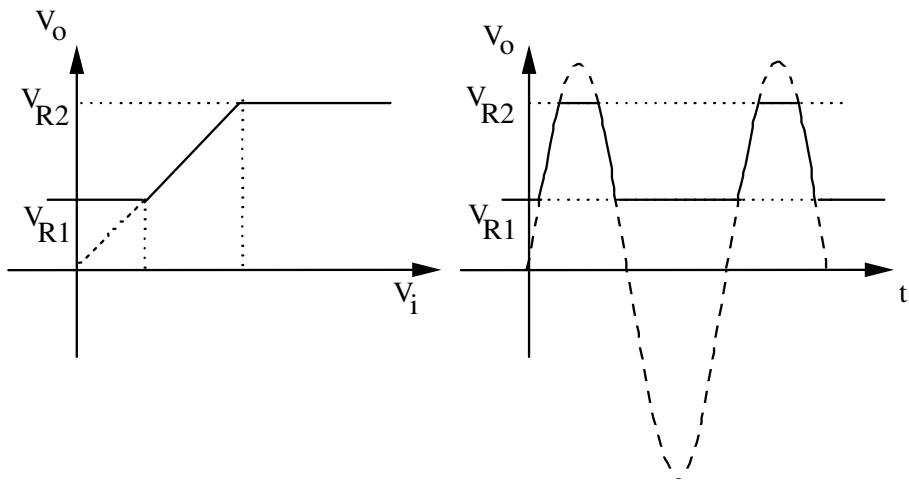
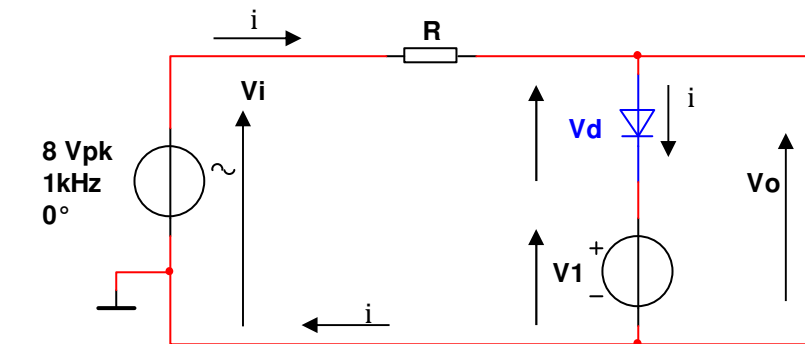


FIG 3-27

## 3.5 OEFENINGEN

### 3.5.1 CLIPPING OP ÉÉN ONAFHANKELIJK NIVEAU: SCHAKELING IS ONBELAST

#### 3.5.1.1 SCHEMA



#### 3.5.1.2 VERKLARING VAN DE WERKING

De werking van schakelingen met diodes verklaren we steeds vanuit het gedrag van de diode. Er zijn twee mogelijkheden: ofwel spert de diode, ofwel geleidt de diode. De drempelspanning van de diode  $V_\gamma$  speelt hierbij een belangrijke rol.

Algemeen kunnen we zeggen dat : een diode spert als  $V_{\text{anode}} < V_{\text{kathode}} + V_\gamma$ .

een diode geleidt als  $V_{\text{anode}} \geq V_{\text{kathode}} + V_\gamma$ .

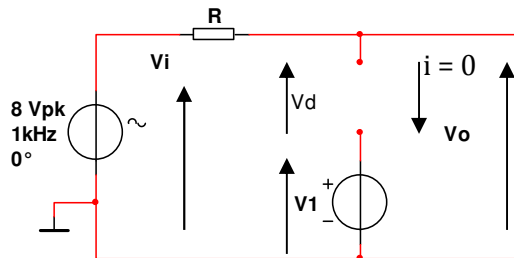
Voor handmatige berekeningen hanteren we steeds de gelineariseerde karakteristiek van een diode nl. Als de diode **spert** vervangen we ze door een **open keten** .

Als de diode **geleidt** vervangen we ze door een **spanningsbron**  $V_D = V_\gamma$ .

We splitsen de schakeling op in twee deelschema's. In het ene schema spert de diode en in het andere geleidt ze. Noodzakelijk is nu, de voorwaarde te vinden waaraan  $V_i$  moet voldoen opdat de diode zou sperren of geleiden en welke relatie  $V_o$  tot  $V_i$  zal hebben voor beide situaties.

1. De diode spert.

Vervang de diode door een open keten.



$$V_i = R i + V_o \quad i = 0 \text{ dus } V_o = V_i$$

De diode spert als :  $v_A < v_K + V_\gamma$

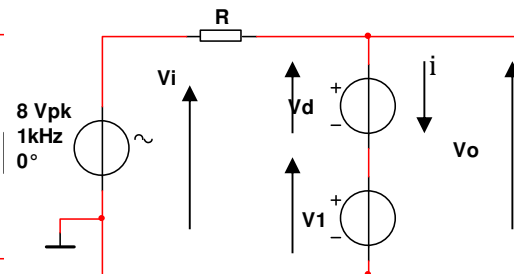
$$V_o < V_1 + V_\gamma$$

$$V_i < V_1 + V_\gamma$$

Besluit: als  $V_i < V_1 + V_\gamma$  dan is  $V_o = V_i$

2. De diode geleidt.

Vervang de diode door een spanningsbron  $V_D = V_\gamma$ .



$$v_i = R i + v_o \quad i \neq 0 \quad V_o = V_1 + V_D$$

De diode geleidt als:  $V_A \geq V_K + V_\gamma$

$$v_i - R i \geq V_1 + V_D$$

als  $i = 0$  dan  $v_i \geq V_1 + V_\gamma$

Besluit: als  $V_i \geq V_1 + V_\gamma$  dan is  $V_o = V_1 + V_\gamma$

Opm.: Als de diode geleidt vloeit er stroom. Deze stroom moet beperkt worden door de weerstand R. Het doel van R is dan ook de diode te beschermen tegen te grote stromen.

### 3.5.1.3 OPGAVEN

Bouw het schema van 1.1 in Multisim met  $R = 10 \text{ K}\Omega$ ,  $V_1 = 4 \text{ V}$  en  $V_i(t) = \text{sinus}$ , 16 Vtt, 1 KHz. Gebruik voor de diode D een kleinsignaal Si-diode type 1N4148.

Beredeneer steeds eerst de werking van de schakeling. Teken het schema in Multisim en meet met de oscilloscoop de gevraagde spanningen en teken ze op het golfvormenblad.

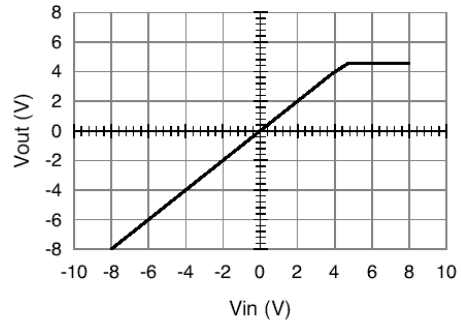
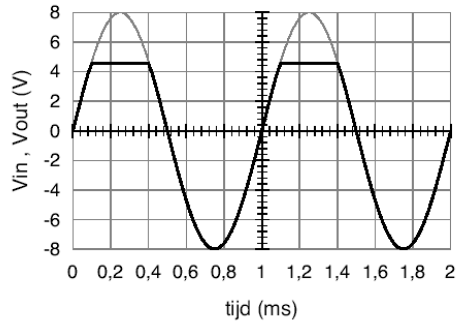
Meet nauwkeurig. Je mag de diodespanning  $V_D$  niet verwaarlozen.

1. Meet  $V_i(t)$  en  $V_o(t)$ . Duid aan op de figuur waar de diode geleidt of spert.
2. Meet de transferkarakteristiek  $V_o(V_i)$ . Duid aan op de figuur waar de diode geleidt of spert.
3. Keer de diode D om en herhaal punt 1 en punt 2
4. Stel  $V_1 = -4 \text{ V}$  en plaats de diode terug zoals in het bovenstaande schema.

Herhaal punt 1 en punt 2

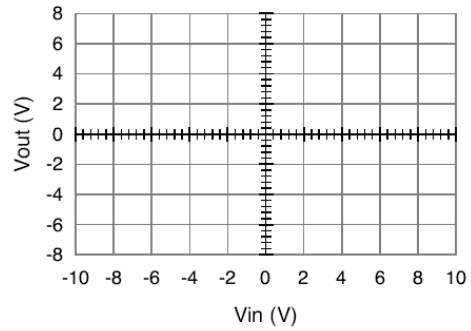
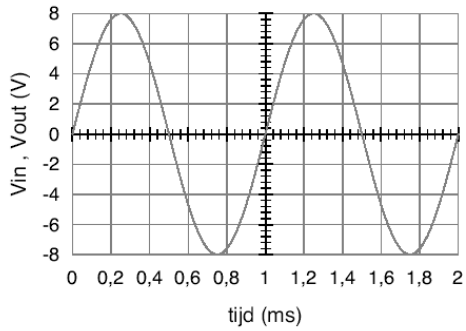
### 3.5.1.4 GOLFORMEN VOOR OPGAVE 1 EN 2 EN TRANSFERKARAKTERISTIEK VAN DE SCHAKELING

---



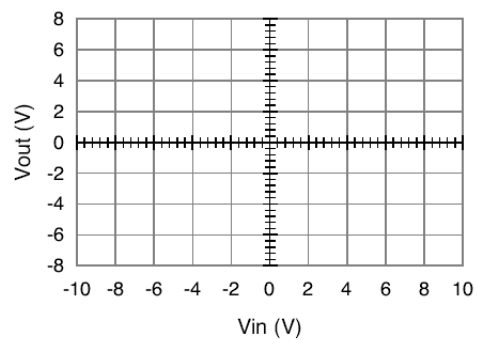
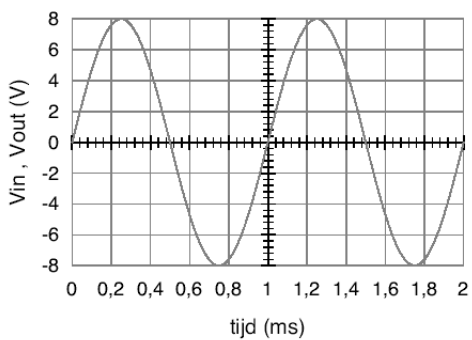
### 3.5.1.5 GOLFORMEN VOOR OPGAVE 3 EN TRANSFERKARAKTERISTIEK VAN DE SCHAKELING

---



### 3.5.1.6 GOLFORMEN VOOR OPGAVE 4 EN TRANSFERKARAKTERISTIEK VAN DE SCHAKELING

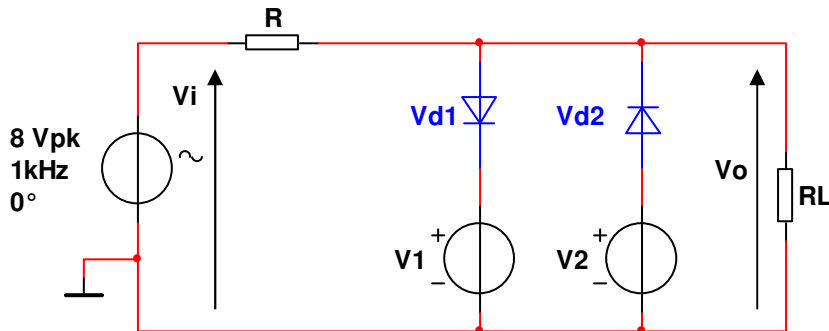
---





## 3.5.2 CLIPPING OP TWEE ONAFHANKELIJKE NIVEAU'S BELAST

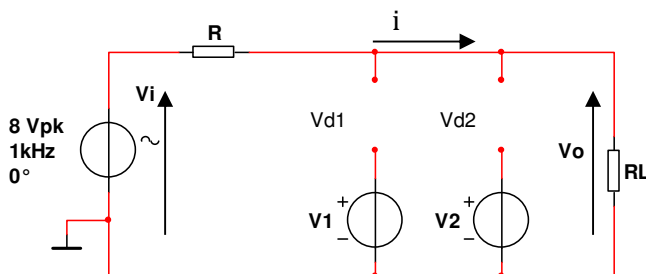
### 3.5.2.1 SCHEMA



### 3.5.2.2 VERKLARING VAN DE WERKING

We gaan de werking van de schakeling weer verklaren vanuit het gedrag van de diodes. We hebben hier 4 verschillende mogelijkheden nl. D1 en D2 sperren, D1 geleidt en D2 spert, D1 spert en D2 geleidt, D1 en D2 geleiden. Deze laatste mogelijkheid kan alleen maar voorkomen als  $V_2 > V_1 + 2 V_\gamma$ ; maar in dat geval is er geen stroombeperkend element in de kring van V1 en V2 en de twee diodes opgenomen. Het gevolg is beschadiging van de componenten. Wij zorgen ervoor dat  $V_1 > V_2$  zodat deze situatie niet voorkomt.

#### 1. Beide diodes sperren.



Er vloeit stroom ovw de weerstand  $R_L$ . We krijgen dus een spanningsdeling ( R en  $R_L$  staan in serie)

$$V_o = \frac{R_L}{R + R_L} \cdot V_i$$

$$D_1 \text{ spert als } v_A < v_K + V_\gamma$$

$$D_2 \text{ spert als } v_A < v_K + V_\gamma$$

$$V_o < V_1 + V_\gamma$$

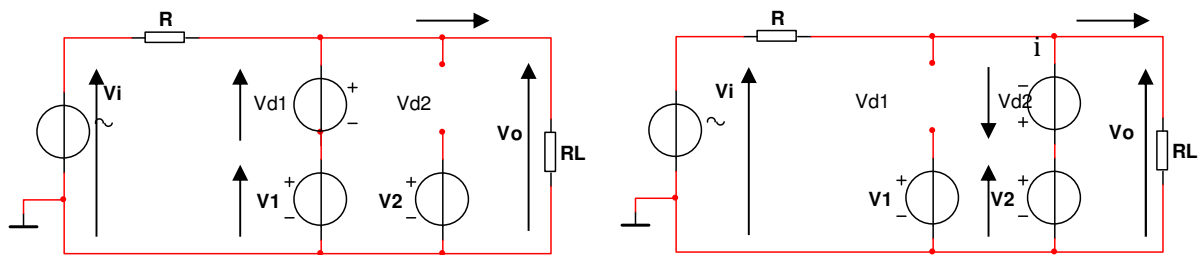
$$V_2 < V_o + V_\gamma$$

$$\frac{R_L}{R + R_L} \cdot V_i < V_1 + V_\gamma$$

$$V_2 - V_\gamma < \frac{R_L}{R + R_L} \cdot V_i$$

$$\text{Besluit: } V_o = \frac{R_L}{R + R_L} \cdot V_i \text{ als } (V_2 - V_\gamma) \frac{R + R_L}{R} < V_i < (V_1 + V_\gamma) \frac{R + R_L}{R}$$

### 3.5.2.3 EÉN VAN BEIDE DIODES GELEIDT.



Als  $D_1$  geleidt zal  $V_o = V_1 + V_{d1}$  Als  $D_2$  geleidt zal  $V_o = V_2 - V_{d2}$

$D_1$  geleidt als

$$V_a \geq V_k + V_{\gamma 1}$$

$$\frac{R_L}{R + R_L} V_i \geq V_1 + V_{\gamma 1}$$

$$V_i \geq (V_1 + V_{\gamma 1}) \frac{R + R_L}{R_L}$$

$D_2$  geleidt als

$$V_a \geq V_k + V_{\gamma 2}$$

$$V_2 \geq \frac{R_L}{R + R_L} V_i + V_{\gamma 2}$$

$$(V_2 - V_{\gamma 2}) \frac{R + R_L}{R_L} \geq V_i$$

### 3.5.2.4 OPGAVEN

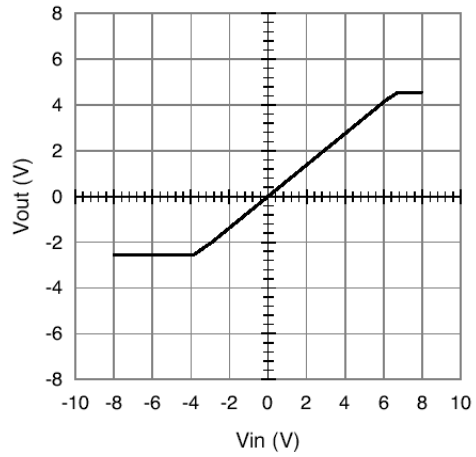
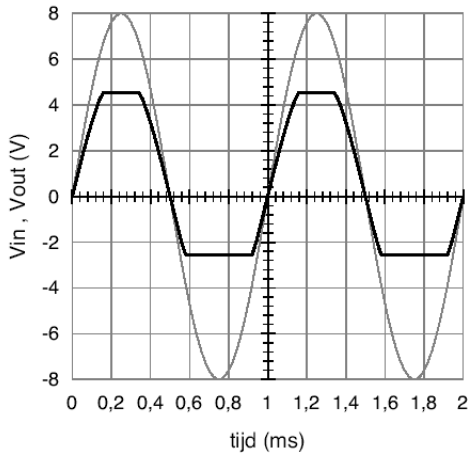
Bouw de schakeling op in Multisim met  $R = 10 \text{ K}$ ,  $R_L = 20 \text{ K}$ ,  $V_1 = 4 \text{ V}$ ,  $V_2 = -2 \text{ V}$  en  $V_i(t) = \sinus, 16 \text{ V}_{tt}, 1 \text{ KHz}$ .

Meet nauwkeurig. Je mag de diodespanning  $V_D$  niet verwaarlozen.

1. Meet  $V_i(t)$  en  $V_o(t)$ . Duid aan op de figuur waar de diode geleidt of spert.
2. Meet de transferkarakteristiek  $V_o(V_i)$ . Duid aan op de figuur waar de diode geleidt of spert.
3. Verwijder  $R_L$  herhaal meting 1 en 2
4. Verwijder  $R_L$ , draai  $D_1$  om en herhaal meting 1 en 2

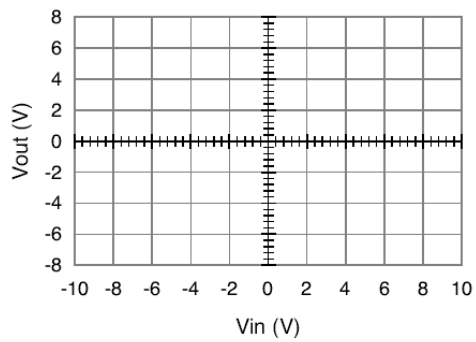
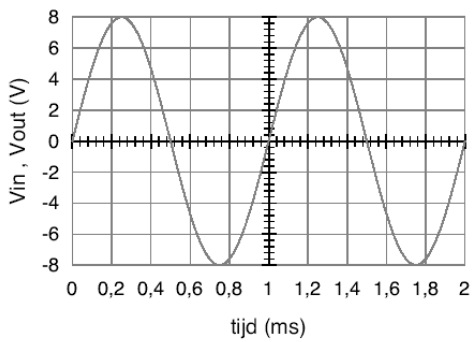
### 3.5.2.5 GOLFOORMEN VOOR OPGAVE 1 EN 2 EN TRANSFERKARAKTERISTIEK VAN DE SCHAKELING

---



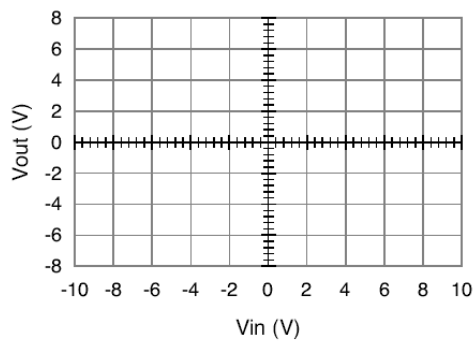
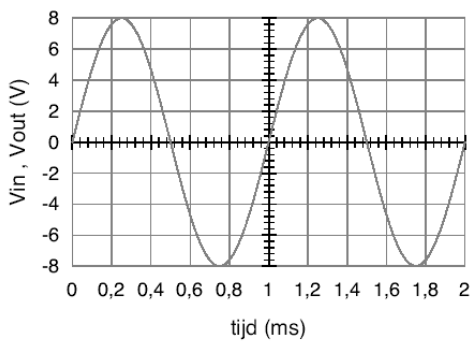
### 3.5.2.6 GOLFOORMEN VOOR OPGAVE 3 EN TRANSFERKARAKTERISTIEK VAN DE SCHAKELING

---



### 3.5.2.7 GOLFOORMEN VOOR OPGAVE 4 EN TRANSFERKARAKTERISTIEK VAN DE SCHAKELING

---



---

### 3.5.3 EXTRA OEFENING 1

---

Bepaal en teken  $V_o$  als  $V_i$  een sinus is met opgegeven amplitude. Houd rekening met de cut-in spanning van de diode. Teken ook de transferkarakteristiek  $V_o = f(V_i)$  van de schakeling.

Wat verandert er indien  $V_\gamma \neq 0$  ?

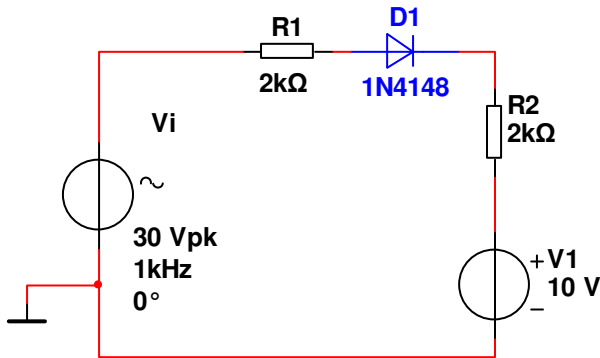
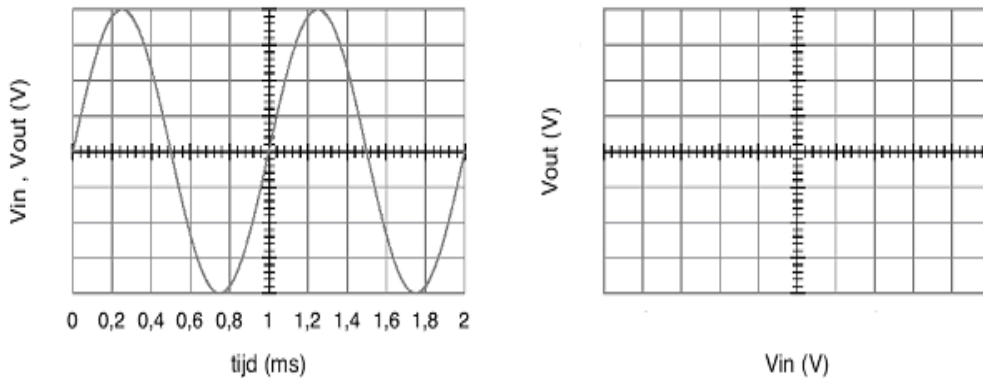


FIG 3-28



---

#### 3.5.3.1 BEREDENEER DE WERKING VAN DE SCHAKELING

---

Teken de schema's als de diode geleidt en spert, leid daaruit alle relaties af.

---

### 3.5.4 EXTRA OEFENING 2

---

Bepaal en teken  $V_o$  als  $V_i$  een sinus is met opgegeven amplitude. Houd rekening met de cut-in spanning van de diode. Teken ook de transferkarakteristiek  $V_o = f(V_i)$  van de schakeling.

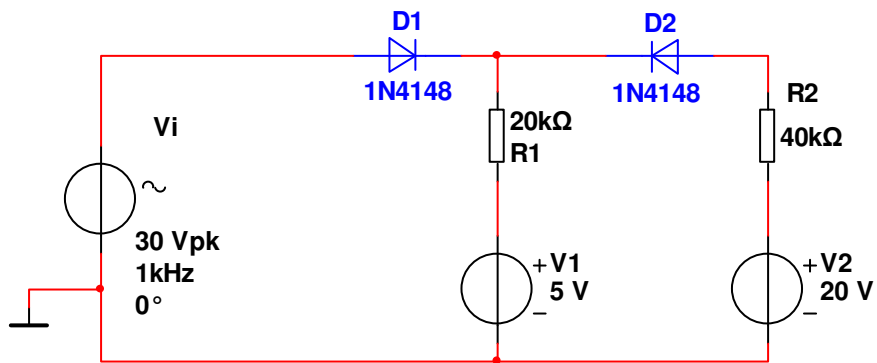
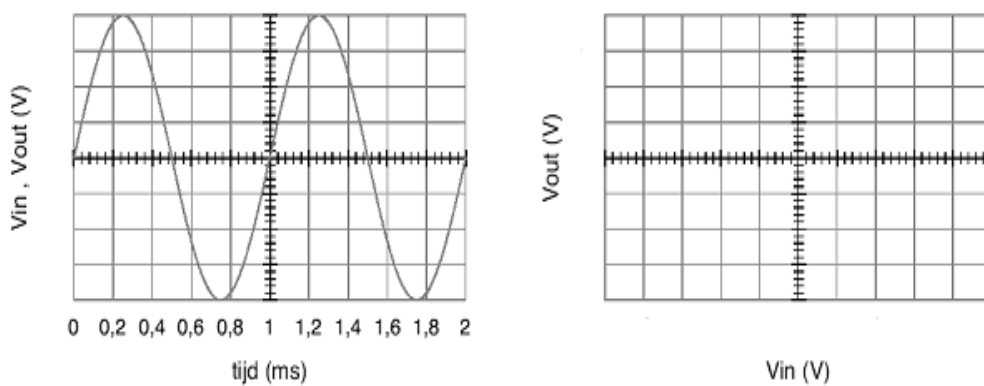


FIG 3-29



#### 3.5.4.1 BEREDENEER DE WERKING VAN DE SCHAKELING

Teken de 4 deelschema's als de diodes geleiden en sperren, leid daaruit alle relaties af.

### 3.6 GELIJKRICHTING

Bijna alle elektronische schakelingen hebben een voeding nodig. Voor draagbare "low-power" systemen worden dikwijls batterijen gebruikt. In de andere gevallen gebruikt men echter een schakeling die uit de alternerende netspanning de gewenste gelijkspanning vormt.

Zo'n schakeling wordt voeding (power supply) genoemd; de opbouw wordt schematisch gegeven in fig 3-30.

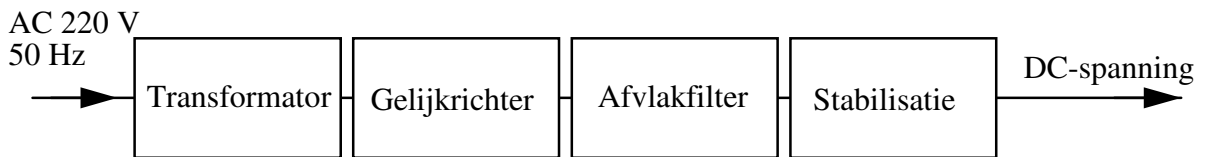


fig 3-30

#### 3.6.1 ENKELFASIGE GELIJKRICHTING

fig 3-31 geeft de schakeling.  $R_f$  van de diode is in de praktijk doorgaans zo groot dat we deze mogen gelijkstellen aan oneindig. We veronderstellen dat  $V_\gamma$  klein is in vergelijking met  $V_m$  maar niet verwaarloosbaar. Ook houden we rekening met  $R_f$ .

Zolang  $V_i$  groter is dan  $V_\gamma$  wordt de stroom gegeven door:

$$I = \frac{V_i - V_\gamma}{R + R_f}$$

Vermits  $V_\gamma$  klein wordt verondersteld mag men aannemen dat de diode praktisch gedurende een halve periode in geleiding is (fig 3-32).

De spanning  $V_D$  over de diode is ook afgebeeld in fig 3-32.

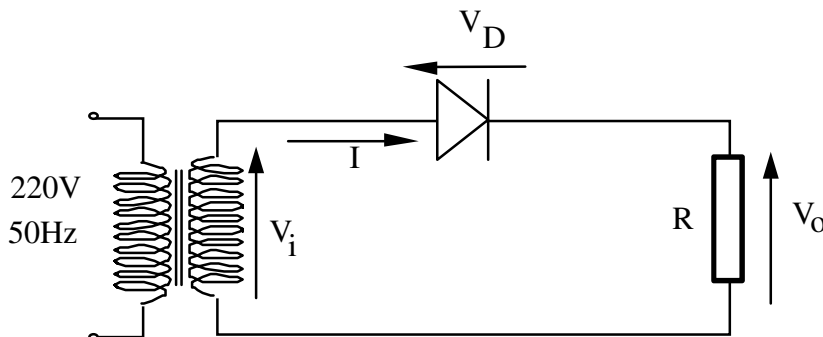


fig 3-31

Bij benadering wordt de stroom I gegeven door:

$$I = I_m \sin \alpha \quad \text{voor } 0 \leq \alpha \leq \pi$$

$$I = 0 \quad \text{voor } \pi \leq \alpha \leq 2\pi$$

$$\text{met } \alpha = \omega t \text{ en } I_m = \frac{V_m - V_Y}{R_f + R}$$

De gemiddelde stroom wordt bij benadering gegeven door:

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I d\alpha$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \alpha d\alpha$$

$$I_{dc} = \frac{I_m}{\pi}$$

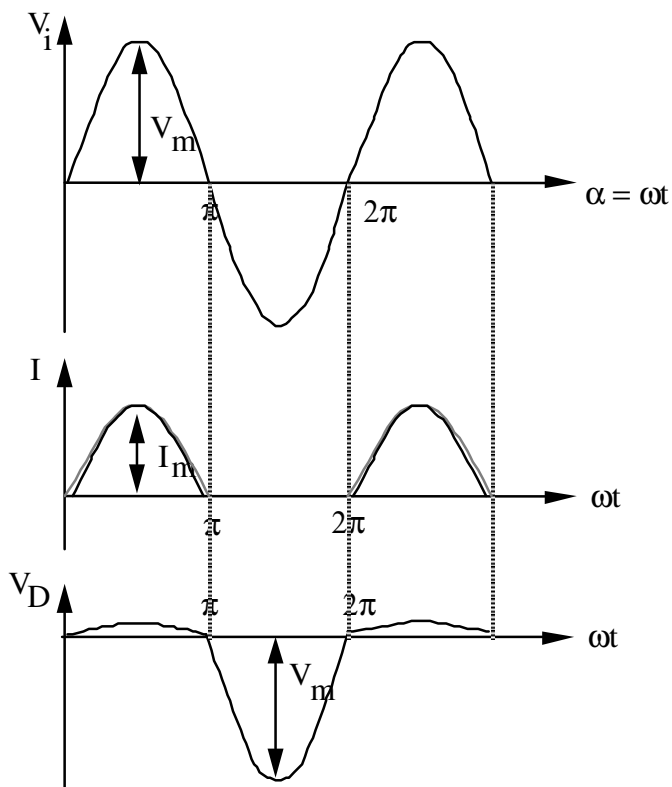


FIG 3-32

De gemiddelde spanning of DC-spanning die over de weerstand R gemeten wordt, is :

$$V_{dc} = RI_{dc} = \frac{RI_m}{\pi}$$

Uit het spanningsverloop  $V_D$  zien we dat voor de diode de maximale spanning in sperrichting gelijk is aan  $V_m$ .

Indien  $R_f \ll R$  dan is  $V_{dc} \approx (V_m - V_\gamma)/\pi$  (doorgaans is aan deze voorwaarde voldaan).

Indien ook nog  $V_\gamma$  t.o.v.  $V_m$  mag verwaarloosd worden is  $V_{dc} = V_m / \pi$ .

### 3.6.2 DUBBELFASIGE GELIJKRICHTING MET BEHULP VAN EEN TRANSFORMATOR MET MIDDENAFTAKKING

De schakeling bestaat uit twee enkelfasige schakelingen die aan elkaar gekoppeld zijn (fig 3-33)

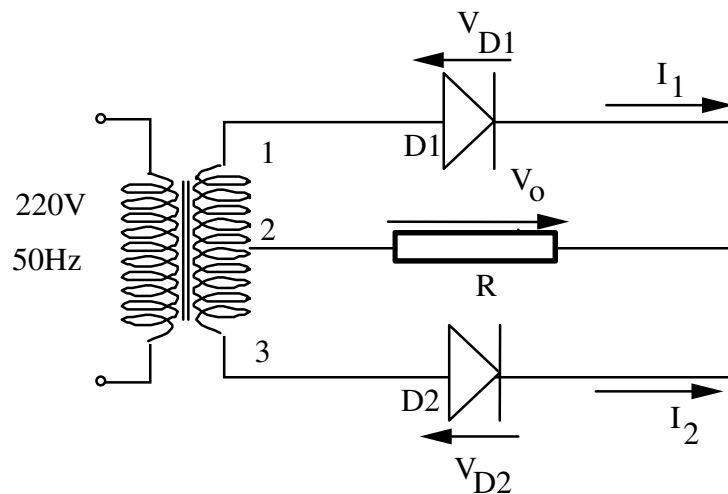


FIG 3-33

Is klem 1 positief t.o.v. klem 2 dan is klem 3 negatief t.o.v. klem 2.  $D_1$  geleidt en er vloeit een stroom  $I_1$  door R;  $D_2$  zal niet geleiden. De volgende halve periode zal de polariteit omgekeerd zijn ; 3 is positief t.o.v. 2 en 1 is negatief t.o.v. 2 ; er vloeit een stroom  $I_2$  door  $D_2$  en de belastingsweerstand. We zien dat de stroom in beide gevallen in dezelfde richting door de belastingsweerstand vloeit. De totale stroom door R is de som van deze twee componenten.

Voor de maximale waarde van de stroom  $I_m$  en de maximale waarde van de spanning  $V_{om}$  bekomen wij dezelfde waarde als in paragraaf 3.5.1.



De gemiddelde uitgangsspanning  $V_{dc}$  is hier dubbel zo groot als bij vorige schakeling. De maximale spanning over de diode in sperrichting is hier :  $2 V_m - V_\gamma - R_f I_m$ . Indien  $R_f$  verwaarloosbaar is t.o.v.  $R$  dan geeft dit bij benadering  $2 V_m - V_\gamma$ .

fig 3-34 geeft het verloop van de ingangsspanningen, het verloop van de stromen, de uitgangsspanning  $V_o$ , en de spanningen over de dioden indien  $V_\gamma = 0$ ,  $R_f = 0$ ,  $R_r = \infty$ .

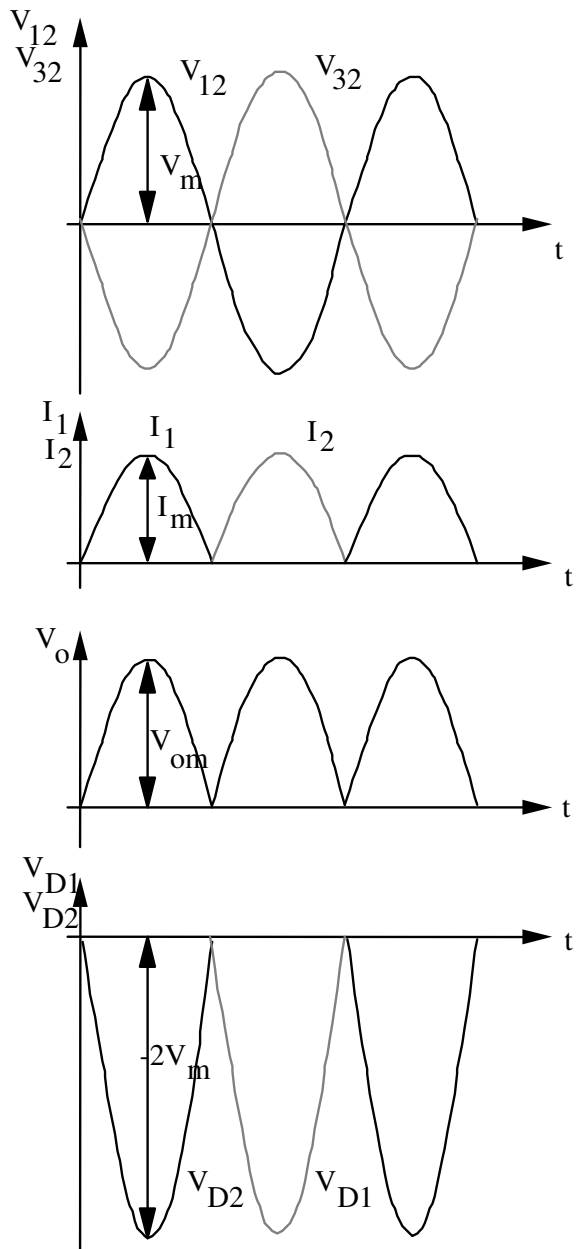


FIG 3-34

**Opmerking:**

Vorige schakeling is ook mogelijk met drie fasen. Hier is dan een driefasige transformator nodig. De schakeling wordt gegeven in fig 3-35. fig 3-36 geeft de golfvormen weer van de drie fasen en van de uitgangsspanning indien  $R_f$  en  $V_\gamma$  verwaarloosd worden.

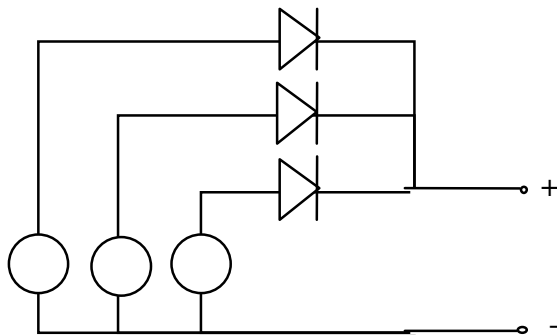


FIG 3-35

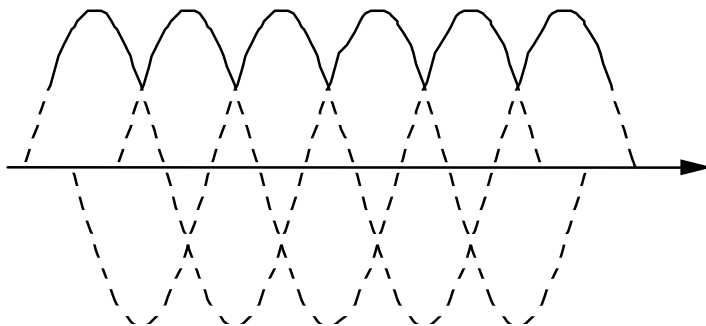


FIG 3-36

### 3.6.3 BRUGGELIJKRICHTING

De schakeling wordt gegeven in fig 3-37.

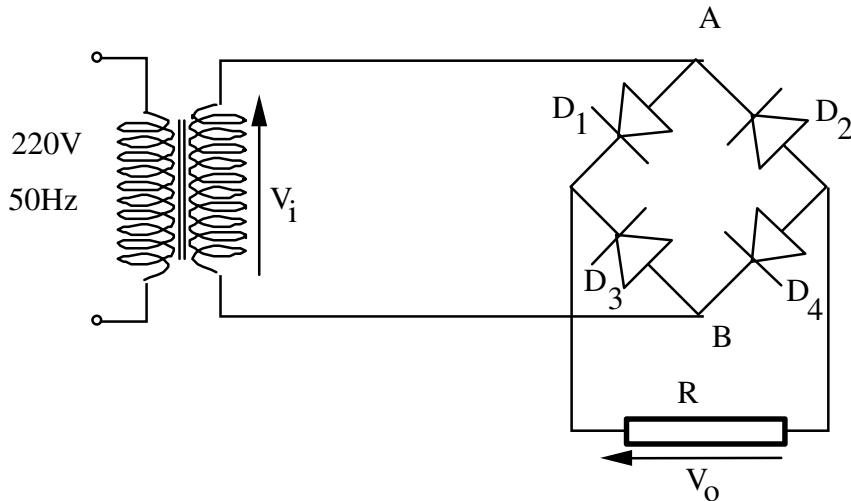


FIG 3-37

Indien  $V_i$  groter is dan  $2V_\gamma$  geleiden de dioden  $D_1$  en  $D_4$ . Indien  $V_i$  kleiner is dan  $-2V_\gamma$  geleiden de dioden  $D_2$  en  $D_3$ . Indien enkel wordt rekening gehouden met  $V_\gamma$  ( $R_f = 0$  en  $R_r = \infty$ ) dan wordt  $V_o$  gegeven in fig 3-38. Het verschil tussen  $V_i$  en  $V_o$  is gelijk aan  $2V_\gamma$ . Indien hier ook rekening moet gehouden worden met  $R_f$  dan is het onderscheid tussen  $V_i$  en  $V_o$  nog iets groter. Indien  $V_\gamma$  en  $R_f$  verwaarloosd worden, wordt het verloop van  $V_o$  aangeduid in fig 3-39.

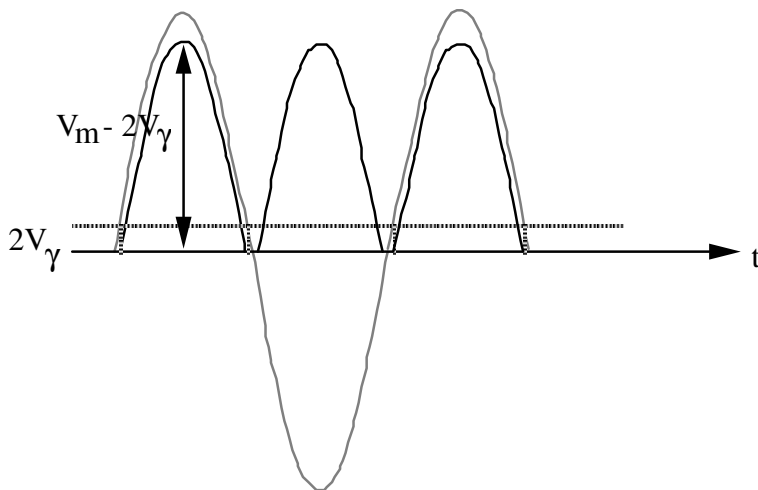


FIG 3-38

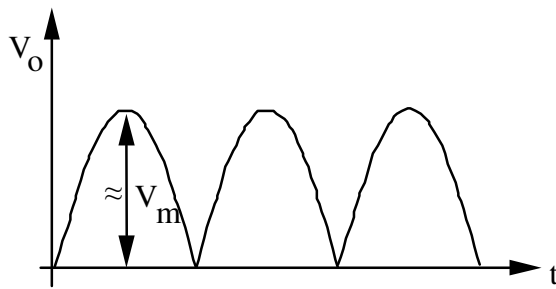


FIG 3-39

**Opmerking:** Ook deze schakeling kan uitgevoerd worden met drie fasen. Er zijn dan zes dioden nodig.

### 3.7 CAPACITIEVE AFVLAKKING

Wanneer men in de vorige gelijkrichterschakelingen over de belastingsweerstand een condensator plaatst, zullen de golfvormen beïnvloed worden.

#### 3.7.1 GEÏDEALISEERDE SITUATIE

De meest eenvoudige bespreking wordt bekomen als  $R_f$  en  $V_\gamma$  mogen verwaarloosd worden;  $R_f$  wordt oneindig verondersteld.

Voor de enkelfasige gelijkrichting wordt de schakeling gegeven in fig 3-40.

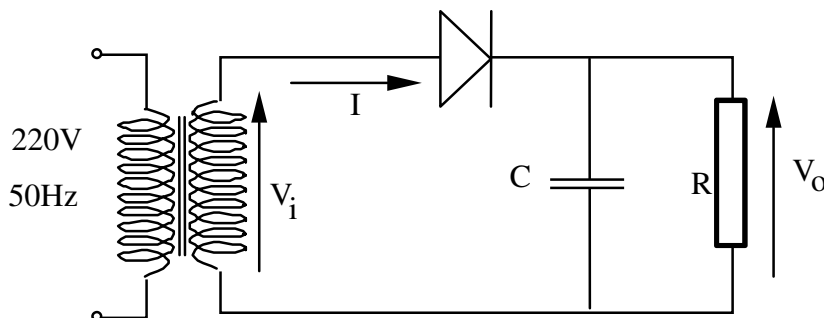


FIG 3-40

Indien de condensator niet is opgeladen zal wanneer  $V_i$  positief wordt, de diode geleiden. De condensator wordt opgeladen ( $V_o$  volgt  $V_i$ ).

Wanneer  $V_i$  terug daalt, dan kan de condensator zich enkel ontladen door de weerstand  $R$ . Het verloop van  $V_o$  wordt nu bepaald door de waarde van  $V_o$  op het moment dat de diode spert en de tijdsconstante  $RC$ .

Zolang de diode in geleiding is, kunnen we deze bij de voorgestelde benadering vervangen door een doorverbinding. De stroom  $I$  wordt dan bepaald door de volgende vergelijking:

$$I = \frac{V_i}{R} + C \frac{dV_i}{dt}$$

Met  $V_i = V_m \sin \omega t$  geeft dit als oplossing voor  $I$ :

$$I = \frac{V_m}{R} \sin \omega t + \omega C V_m \cos \omega t \quad (6.6)$$

Uitdrukking 6.6 kan omgevormd worden tot de volgende uitdrukking:

$$I = I_m \sin(\omega t + \phi) \quad (6.7)$$

$$\text{met } \phi = \text{bgtg}(\omega RC) ; I_m = V_m \sqrt{\frac{1}{R^2} + \omega^2 C^2}$$

Het verloop van  $I$  in functie van de tijd wordt weergegeven in fig 3-41.

De diode gaat van doorlaat over naar spertoestand wanneer  $I$  (uitdr. 6.7) overgaat van een positieve naar een negatieve waarde. Het moment  $t_1$  waarbij dit gebeurt, wordt bepaald door:

$$\omega t_1 + \phi = \pi + 2k\pi \text{ of } \omega t_1 = -\phi + \pi + 2k\pi$$

Vanaf het moment  $t_1$  zal de stroom doorheen de diode nul blijven en kent  $V_o$  een exponentieel verloop (fig 3-41). De diode blijft gesperd zolang  $V_o$  groter blijft dan  $V_i$ . Dit is tot op het moment  $t_2$ . Op dit moment  $t_2$  komt de diode terug in geleiding. Het verloop van de stroom door de diode wordt opnieuw gegeven door uitdrukking 6.7. Na  $t_3$  volgt weer een exponentieel verloop voor  $V_o$ , enz.

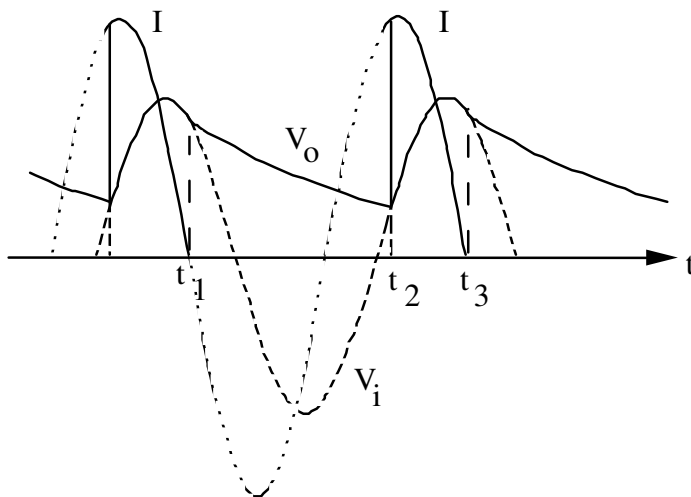


FIG 3-41

We zien dus duidelijk dat de uitgangsspanning wordt afgevlakt. De gemiddelde waarde van de uitgangsspanning is gevoelig gestegen. De stroom door de diode heeft wel een sterk pulserend verloop.

Bij voldoende grote waarden voor R en C is het exponentieel verloop te benaderen door een rechte. Dit wordt weergegeven in fig 3-42.

In dit geval geldt bij benadering voor het tijdstip  $t_1$ :  $\omega t_1 \approx \pi/2$

De schommelingen van  $V_o$  rond de gemiddelde waarde, noemt men de rimpelspanning  $V_r$  van de uitgangsspanning.

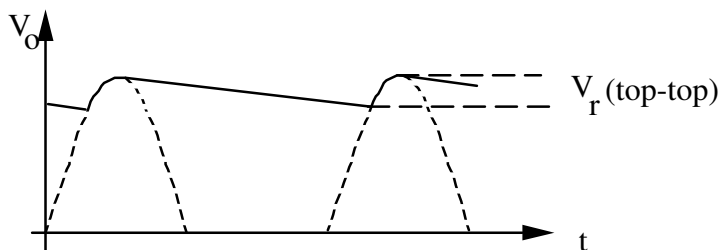


FIG 3-42

De uitgangsspanning  $V_o$  kan beschouwd worden als een superpositie van een gelijkspanning en een rimpelspanning (fig 3-43). De gemiddelde uitgangsspanning wordt bij benadering gegeven door :

$$V_{dc} = V_m - \frac{V_r}{2}$$

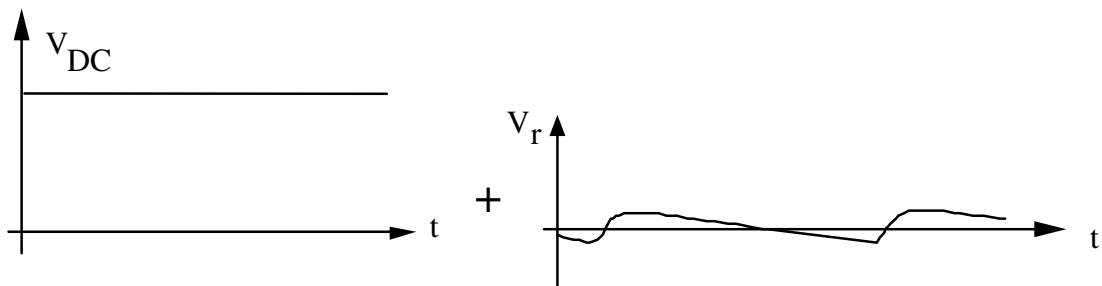


FIG 3-43

De rimpelspanning van fig 3-43 kan ook nog benaderd worden door een driehoeksfunctie (fig 3-44).

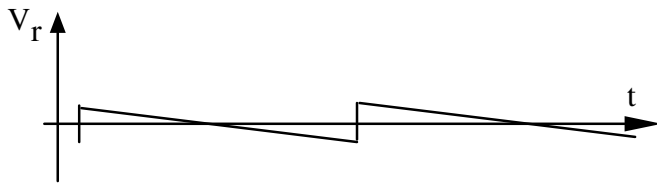


FIG 3-44

De effectiefwaarde (rms-waarde) van deze driehoeksgolf is:  $\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_r^2 dt}$

Dit geeft:  $V_r(rms) = \frac{V_r(top-top)}{2\sqrt{3}}$

De rimpelfactor wordt gedefinieerd als:  $r = \frac{V_r(top-top)}{V_{dc}}$  of ook  $r = \frac{V_r(top-top)}{\max(V_c(t))}$

Doorgaans wordt dit uitgedrukt in %.

$$\% r = \frac{V_r(top-top)}{V_{dc}} 100\%$$

De ideale rimpelfactor is 0 %.

In de praktijk wordt doorgaans een tweefasige gelijkrichting met afvlakcondensator gebruikt; men bekomt een spanningsverloop zoals is weergegeven in fig 3-45. De rimpelfactor is in dit geval bij dezelfde C, R en  $V_i$  ongeveer de helft van de rimpelfactor bij de enkelfasige gelijkrichting.

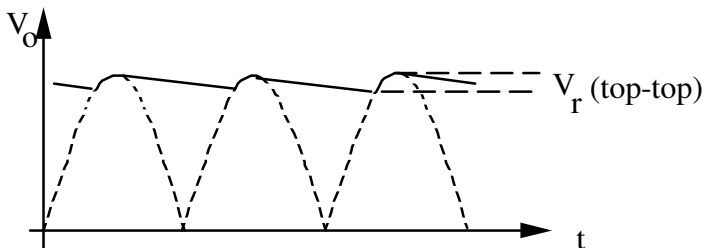


FIG 3-45

**Opmerking:**

Er zijn beperkingen wat betreft de condensatorgrootte. Afvlakking veroorzaakt grote piekstromen doorheen de diode. De condensator moet dan immers in een zeer korte tijd terug opgeladen worden. (zie fig 3-46) Bij dimensionering van de schakeling moet dan ook rekening gehouden worden met de maximale voorwaartse piekstroom die de diode kan verwerken. Deze piekstroom beperkt de condensator grootte die in de schakeling kan opgenomen worden.

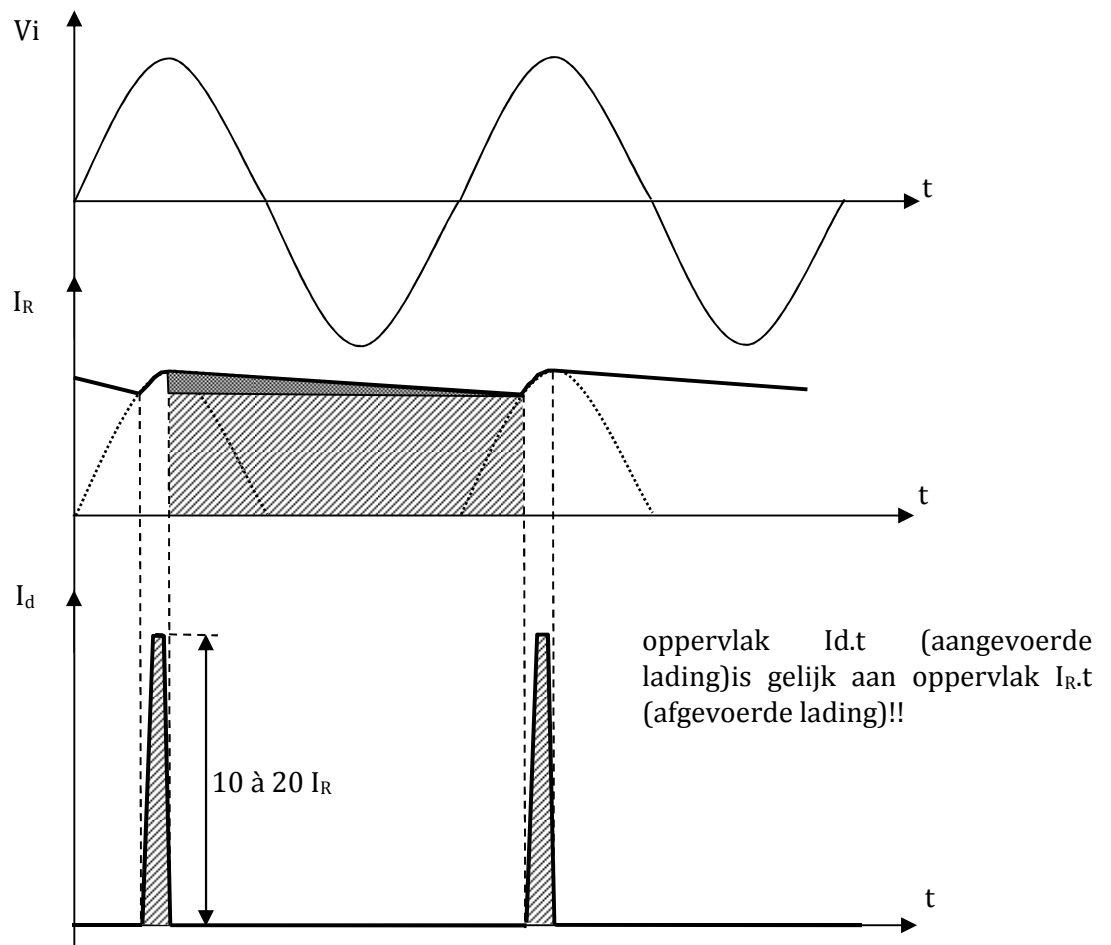


FIG 3-46

---

### 3.7.2 INVLOED VAN $V_\gamma$

---

Indien  $V_\gamma$  niet verwaarloosbaar is dan wordt de vergelijking voor de stroom bij de bruggelijkrichting:

$$I = \frac{V_i - 2V_\gamma}{R} + C \frac{d(V_i - 2V_\gamma)}{dt}$$

$$I = \frac{V_m \sin \omega t - 2V_\gamma}{R} + C \omega V_m \cos \omega t$$

$$I = I_m \sin(\omega t + \phi) - \frac{2V_\gamma}{R}$$

met  $I_m$  en  $\phi$  zoals in formule 6.7



Zolang de diode in geleiding is wordt  $V_o$  gegeven door  $V_i - 2 V_\gamma$ . Bij grote RC-waarden wordt  $V_{dc}$  gegeven door :  $V_{dc} \approx V_m - 2 V_\gamma - V_r/2$ . Het verloop van  $V_i$  en  $V_o$  zijn weergegeven in fig 3-47.

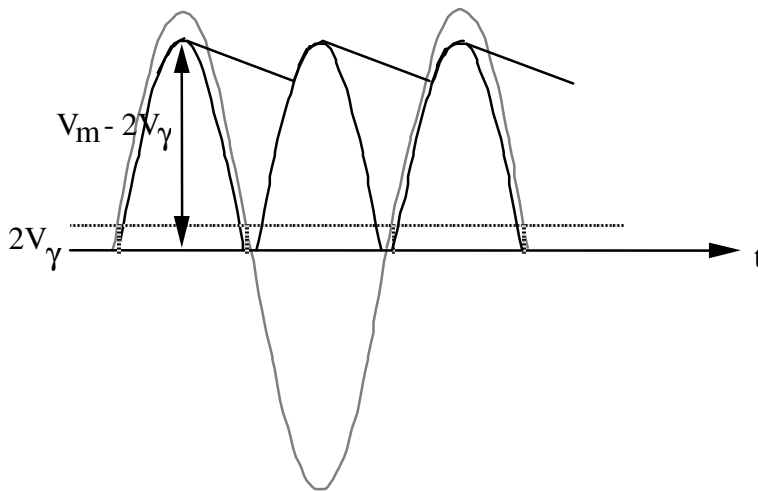


FIG 3-47

---

### 3.7.3 INVLOED VAN $R_f$

---

Indien C zeer groot wordt genomen zal de diode maar zeer korte tijd geleiden. Het vermogen dat aan de weerstand moet geleverd worden, zal gedurende deze zeer korte tijd door de diode moeten worden doorgegeven. Dit betekent dat de stroom een sterk pulserend karakter kent met zeer grote piekwaarde. De bijkomende spanningsval die door  $R_f$  wordt veroorzaakt, kan belangrijk worden. In vergelijking met fig 3-47 zal het verschil tussen  $V_o$  en  $V_i$  nog groter worden. De exacte berekening is moeilijk en doorgaans hebben de gebruikte vermogendiodes wel een zeer kleine weerstand  $R_f$  zodat we hier verder geen rekening mee houden.

---

## 3.8 SPANNINGSVERDUBBELING-SCHAKELING

---

De schakeling wordt gegeven in fig 3-48

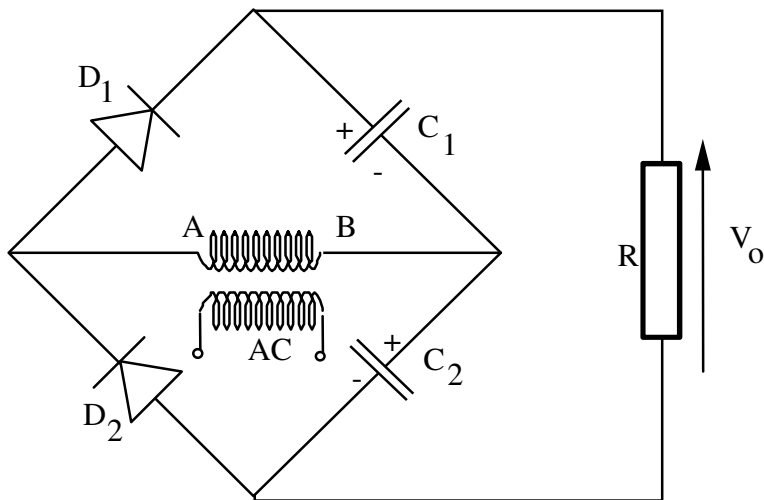


FIG 3-48

In de veronderstelling dat  $R$ ,  $C_1$  en  $C_2$  zeer groot zijn, bekomt men over de weerstand  $R$  een gelijkspanning die ongeveer gelijk is aan twee maal de amplitude van de wisselspanning  $V_{AB}$ . Wel is er een overgangsverschijnsel waar te nemen dat te verklaren is als volgt:

De beginladingen van de condensatoren veronderstellen we nul. Wordt  $V_{AB}$  positief dan geleidt  $D_1$ ;  $D_2$  geleidt niet.  $C_1$  wordt opgeladen tot de spanning  $V_m$  (polariteit wordt weergegeven op fig 3-48). Van zodra  $V_{AB}$  terug begint te dalen, blokkeert diode  $D_1$ .

Wordt  $V_{AB}$  negatief dan geleidt  $D_2$ ;  $D_1$  geleidt niet.  $C_2$  wordt opgeladen tot de spanning  $V_m$  en met polariteit zoals aangeduid in de figuur.  $C_1$  zal zich echter gedeeltelijk ontladen maar met een zeer grote tijdsconstante. De spanning over  $C_1$  zal dus maar weinig dalen. Bij het volgend stijgend verloop van  $V_{AB}$  zal diode  $D_2$  terug blokkeren; wordt  $V_{AB}$  voldoende positief; dan wordt  $C_1$  terug bijgeladen en  $C_2$  verliest een klein deel van de opgehoopte lading; dit verschijnsel herhaalt zich continu. We zien dus dat de spanning over de belastingsweerstand ongeveer gelijk is  $2V_m$ , op voorwaarde dat deze belastingsweerstand zeer groot is. Is deze weerstand niet voldoende groot dan zal er een belangrijke afwijking optreden.

Men kan dezelfde redenering toepassen voor de schakeling van fig 3-49.

Is  $V_{AC} = V_m \sin \omega t$  dan bekomt men in regimetoestand voor de spanning over de condensator  $C_1$  ongeveer de waarde  $V_m$ ; de spanningen over  $C_2$ ,  $C_3$  en  $C_4$  lopen op tot ongeveer  $2V_m$ . De spanning  $V_{AB}$  is bij benadering  $3V_m$ ; de spanning  $V_{CD}$  is ongeveer  $4V_m$ . De schakeling kan nog verder uitgebreid worden. Men kan dus met zo'n schakeling een hoge gelijkspanning bekomen uit een wisselspanning met beperkte amplitude.

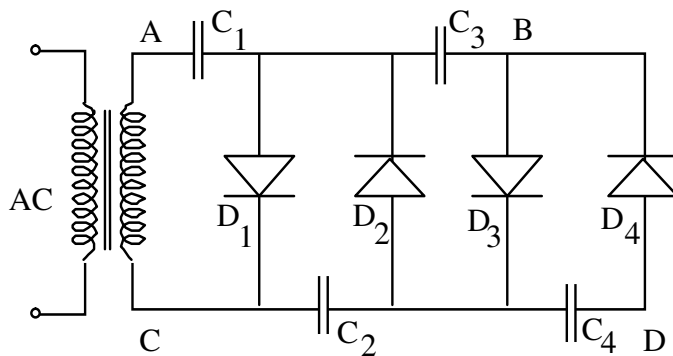


FIG 3-49

Het overgangsverschijnsel is hier veel ingewikkelder dan in de vorige schakeling. Het duurt een aantal perioden vooraleer de regimetoestand is bekomen. fig 3-50 geeft het overgangsverschijnsel voor een schakeling met dezelfde vorm als fig. fig 3-49 maar met slechts twee dioden  $D_1$  en  $D_2$  en twee capaciteiten  $C_1$  en  $C_2$ ; de amplitude van ingangsspanning wordt 5 volt verondersteld en de frequentie is 50 Hz.

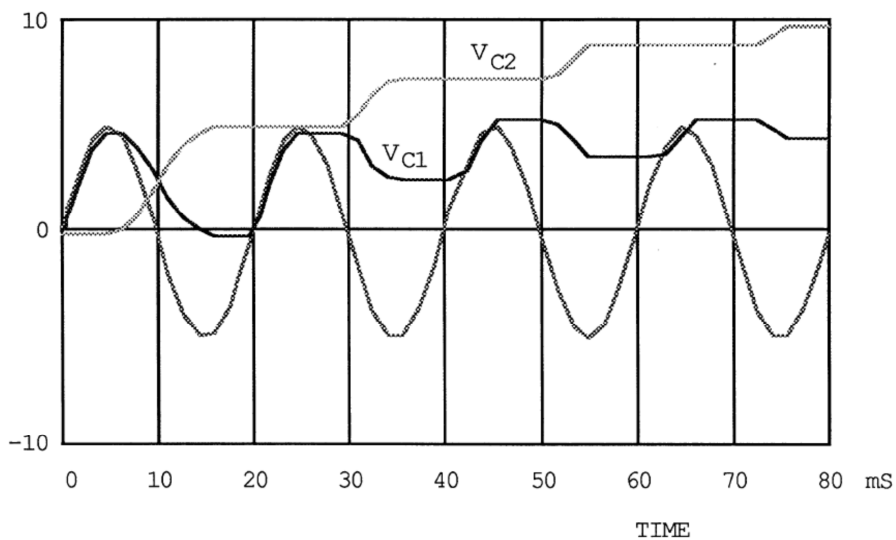


FIG 3-50

### 3.9 CLAMPINGSCHAKELINGEN

Een eerste schakeling wordt voorgesteld in fig 3-51.

De ingangsspanning  $V_i$  is een sinusgolf met bepaalde amplitude  $V_m$  (fig 3-52).

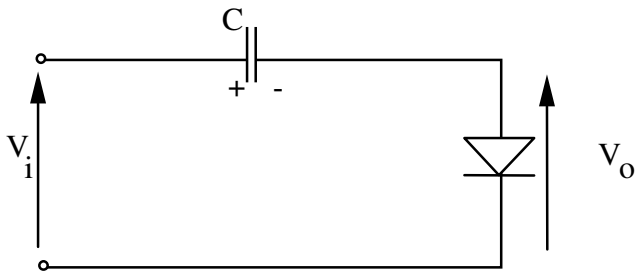


FIG 3-51

Bij de eerste positieve wisseling van  $V_i$  is bij de stijgende flank de diode in geleiding en wordt de condensator opgeladen; indien  $V_\gamma$  en  $R_f$  worden verwaarloosd, wordt deze condensator opgeladen tot een waarde  $V_m$  met aangeduide polariteit. De condensator kan zich niet ontladen want de diode verzet zich tegen deze stroom.  $V_o$  is dus gelijk aan  $V_i - V_m$ ; dit wordt weergegeven in fig. 6.58. Dit verschijnsel noemt men clamping bij 0 volt.

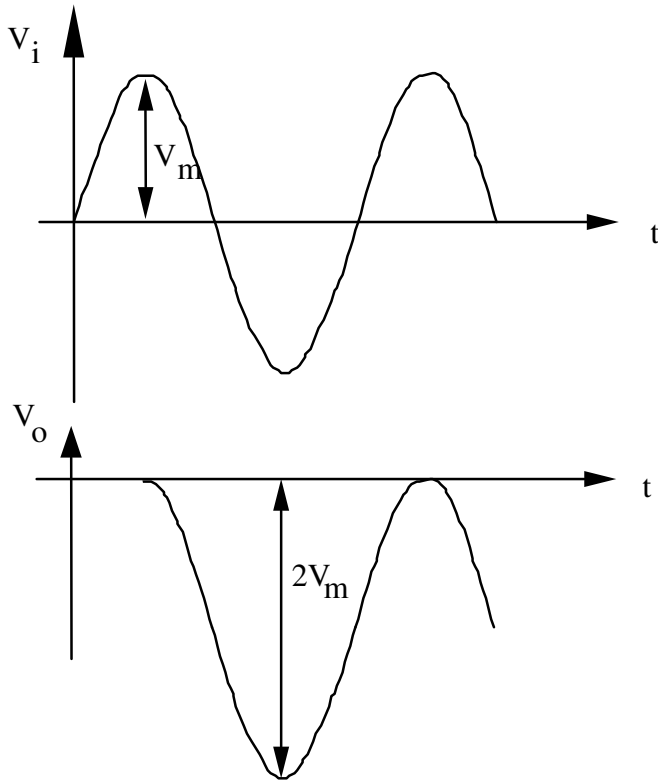


FIG 3-52

Indien de amplitude van  $V_i$  nu vermindert tot  $V_m'$  moet de condensator zich kunnen ontladen tot deze nieuwe waarde  $V_m'$ . Daarom wordt er in parallel met de diode een voldoende grote weerstand geplaatst (fig 3-53). Indien de tijdsconstante  $RC$  voldoende groot wordt genomen is het verlies aan spanning

tijdens één periode verwaarloosbaar zodanig dat de afbeelding van fig 3-52 geldig blijft.

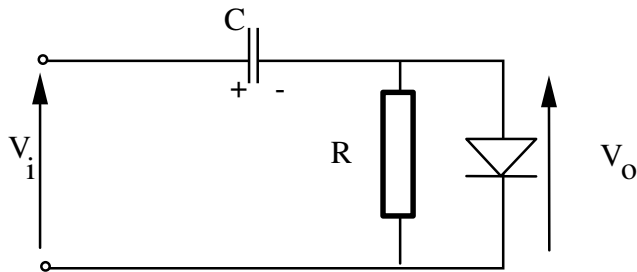


FIG 3-53

Een uitbreiding van vorige schakeling bekommt men door toevoeging van een spanningsbron zoals is weergegeven in fig 3-54. Bij deze schakeling kent  $V_o$  hetzelfde verloop als  $V_i$  maar is wel verschoven over een spanning  $V_m - V_R$ . Voor  $V_R$  positief wordt de regimetoestand van  $V_o$  gegeven in fig 3-55; voor  $V_R$  negatief wordt  $V_o$  gegeven in fig 3-56.

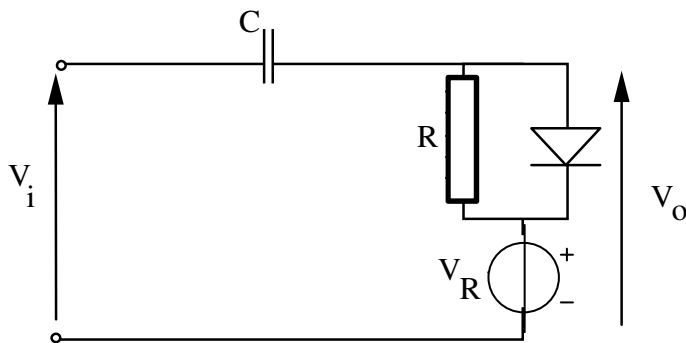


FIG 3-54

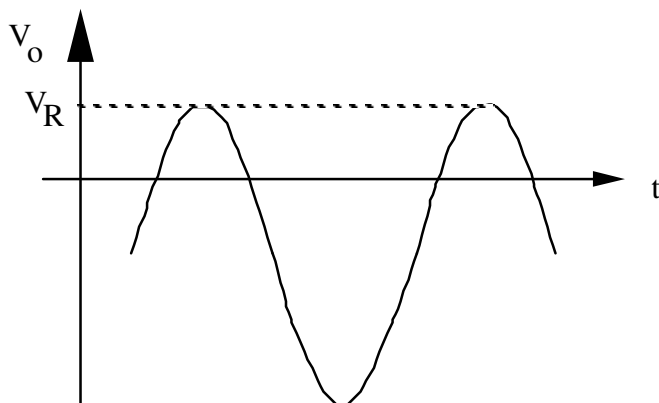


FIG 3-55

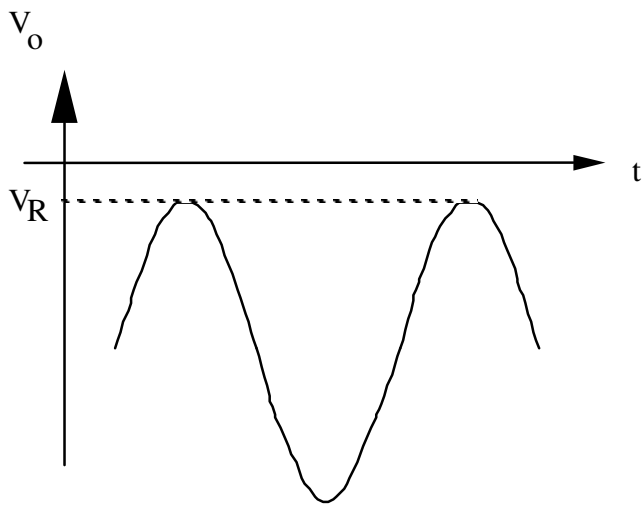


FIG 3-56

Indien in vorige schakeling de diode wordt omgekeerd is er ook clamping bij de spanning  $V_R$ ;  $V_o$  kent hetzelfde wisselend verloop als  $V_i$  maar de minimale waarde van  $V_o$  valt nu samen met  $V_R$ .

**Opmerking:**

Bij vorige schakelingen kan ook een blokgolf aan de ingang worden aangesloten. Voor de schakeling van fig 3-57 worden  $V_i$  en bijhorende  $V_o$  gegeven in fig 3-58

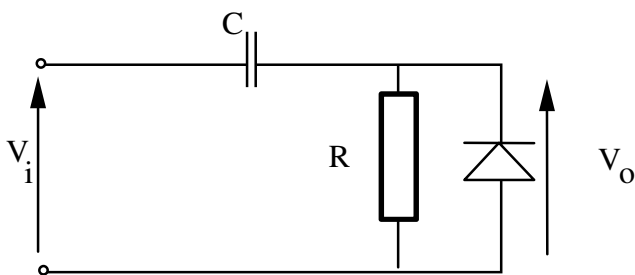


FIG 3-57

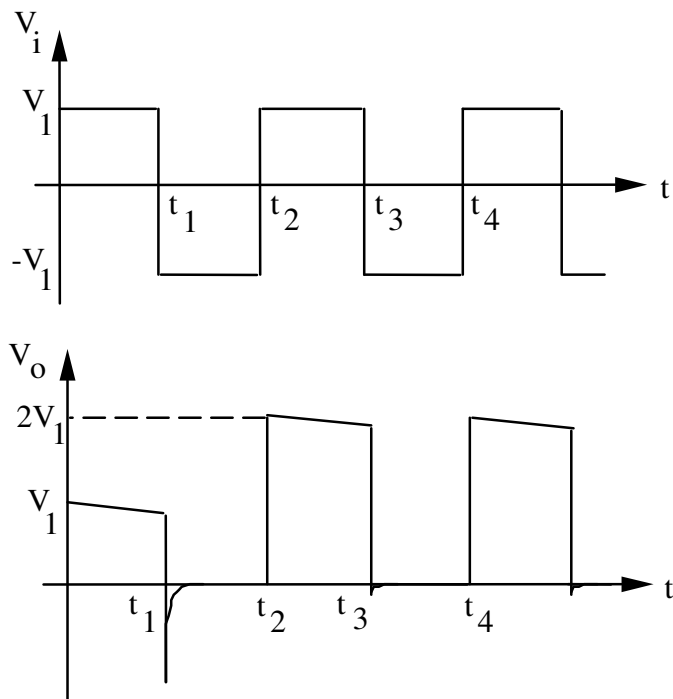


FIG 3-58

### 3.10 SAMPLINGSCHAKELING

Deze schakelingen worden gebruikt om monsters te nemen (sampling) van een ingangssignaal. Een mogelijke schakeling wordt gegeven in fig 3-59. We veronderstellen  $R_f = 0$ ,  $R_r = \infty$  en  $V_\gamma = 0$ .

Indien  $V_s$  gelijk aan nul wordt genomen, dan zullen bij  $V_c = V_1$  de vier dioden geleiden; indien  $V_s$  een wisselsignaal is met voldoende kleine amplitude, zullen deze vier dioden in geleiding blijven, en is  $V_o$  gelijk aan  $V_s$ .

Indien  $V_c$  negatief wordt ( $V_c = -V_2$ ) dan zullen de 4 dioden niet geleiden op voorwaarde dat de amplitude van  $V_s$  voldoende klein is (kleiner dan  $V_2$ ); de uitgangsspanning is dus gelijk aan nul.

Is  $V_m$  groter dan  $V_2$  dan zal, gedurende zekere tijdsintervallen één diode in geleiding komen; maar steeds zal de stroom door de belastingsweerstand nul blijven.

Een voorbeeld van golfvormen wordt gegeven in fig 3-60.

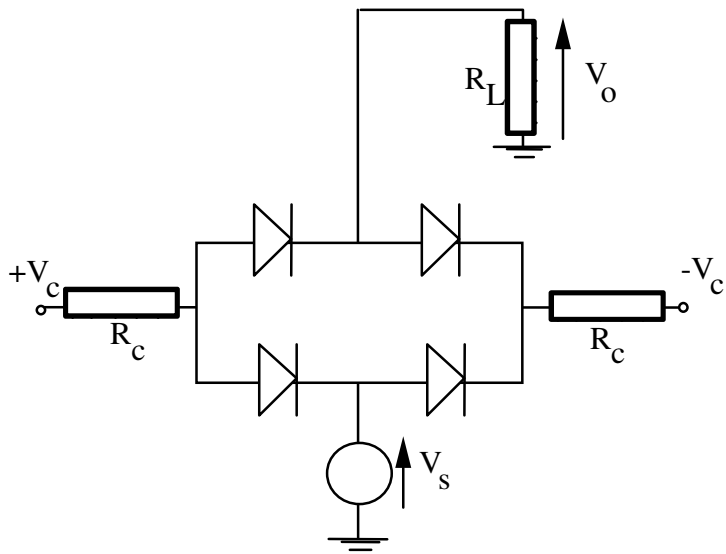


FIG 3-59

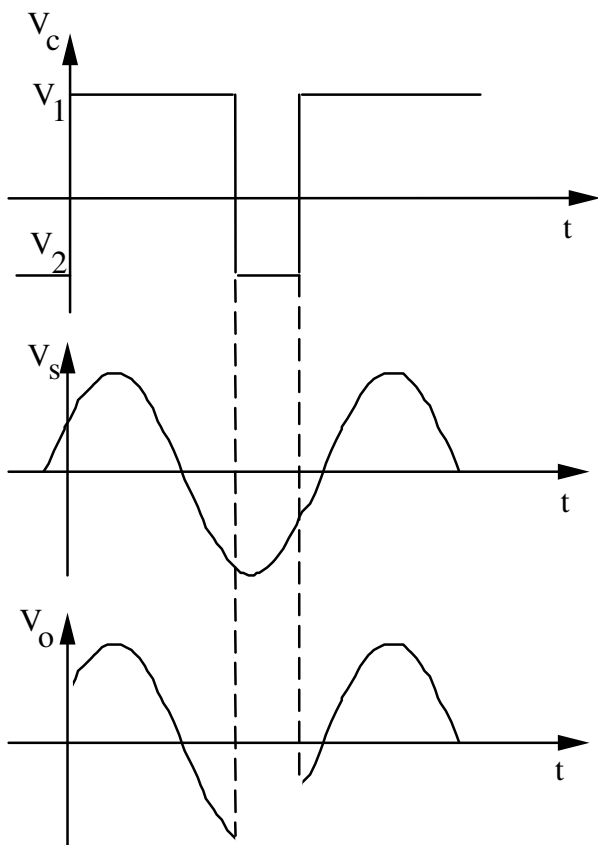


FIG 3-60



### 3.11 DATASHEET VAN EEN DIODE VOOR GELIJKRICHTING

De onderstaande tabel toont de maximale scores voor een bepaalde serie van de gelijkrichter diodes (1N4001 door 1N4007). Dit zijn de absolute maximum waarden waaronder de diode kan werken zonder beschadiging. Voor de grootste betrouwbaarheid en een langere levensduur, moet de diode altijd gebruikt worden op een correcte manier dus met parameterwaarden onder de beschreven maxima. In het algemeen worden de maximum waarden aangegeven voor 25 °C. De maxima zullen dalen voor hogere temperaturen.

RATING	SYMBOL	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	UNIT
Peak repetitive reverse voltage	$V_{RRM}$								
Working peak reverse voltage	$V_{RWM}$	50	100	200	400	600	800	1000	V
DC blocking voltage	$V_R$								
Nonrepetitive peak reverse voltage	$V_{RSM}$	60	120	240	480	720	1000	1200	V
rms reverse voltage	$V_{R(rms)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average rectified forward current (single-phase, resistive load, 60 Hz, $T_A = 75^\circ\text{C}$ )	$I_O$	1.0							A
Nonrepetitive peak surge current (surge applied at rated load conditions)	$I_{FSM}$	30 (for 1 cycle)							A
Operating and storage junction temperature range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +175							°C

De verklaringen van de parameters van de tabel zijn als volgt:

- $V_{RRM}$ : de maximum Piekspanning die herhaaldelijk kan worden toegepast op de diode. Merk op dat in dit geval is 50 V voor de 1N4001 en 1 kV voor de 1N4007. Dit is hetzelfde als PIV (Peak Inverse Voltage) rating.
- $V_R$ : De maximale reverse gelijkspanning die kunnen worden toegepast op de diode.
- $V_{RSM}$ : De maximale piekwaarde van niet repetitieve spanning die kunnen worden toegepast op de diode.
- $I_O$ : De maximale gemiddelde waarde van een 60 Hz gecorrigeerd Doorlaatstroom.
- $I_{FSM}$ : De maximale piekwaarde van niet repetitieve (een cyclus) naar voren piekstroom. De grafiek in fig 3-61 breidt deze parameter waarden tonen meer dan een cyclus bij temperaturen van 25 °C en 175 °C. De stippellijnen geven de waarden waar typische storingen optreden.
- $T_A$ : Omgevingstemperatuur (temperatuur van de omringende lucht).
- $T_J$ : De operationele splitsing temperatuur.
- $T_{stg}$ : De opslag junction temperatuur.

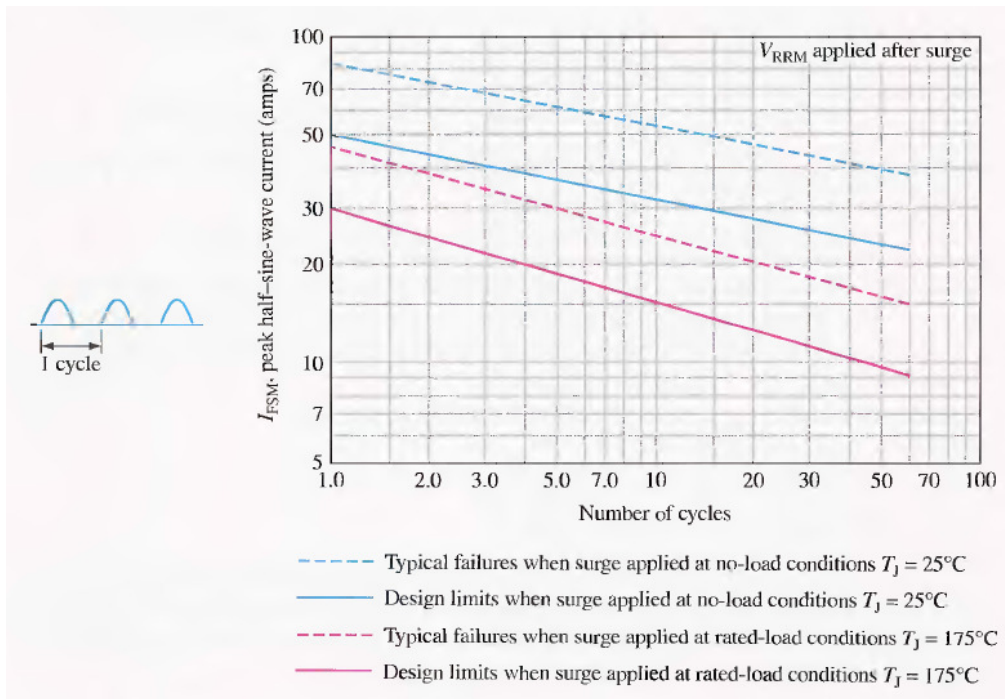


FIG 3-61

In de onderstaande tabel typische en maximale waarden van bepaalde elektrische eigenschappen. Deze items verschillen van de maximale nominale doordat ze niet geselecteerd door ontwerp, maar omdat ze het resultaat van de diode die onder bepaalde voorwaarden werkt. Een korte uitleg van deze parameters volgt de tabel.

CHARACTERISTICS AND CONDITIONS	SYMBOL	TYPICAL	MAXIMUM	UNIT
Maximum instantaneous forward voltage drop ( $I_F = 1\text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_F$	0.93	1.1	V
Maximum full-cycle average forward voltage drop ( $I_O = 1\text{ A}$ , $T_L = 75^\circ\text{C}$ , 1 inch leads)	$V_{F(avg)}$	—	0.8	V
Maximum reverse current (rated dc voltage) $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 100^\circ\text{C}$	$I_R$	0.05 1.0	10.0 50.0	$\mu\text{A}$
Maximum full-cycle average reverse current ( $I_O = 1\text{ A}$ , $T_L = 75^\circ\text{C}$ , 1 inch leads)	$I_{R(avg)}$	—	30.0	$\mu\text{A}$

- $V_F$  De momentane spanning over de voorwaarts gepolariseerde diode wanneer de voorwaartse stroom 1 A is op  $25^\circ\text{C}$ . fig 3-62 laat zien hoe de voorwaartse spanning varieert met de voorwaartse stroom.
- $V_{F(avg)}$  De maximale voorwaartse spanningsval uitgemiddeld over een volledige cyclus.
- $I_R$  De maximale stroom wanneer de diode invers gepolariseerd wordt met een DC spanning. De  $I_{R(avg)}$  maximale inverse stroom uitgemiddeld over 1 cyclus (wanneer invers gepolariseerd met een AC spanning).

- $T_L$  De lood temperatuur.

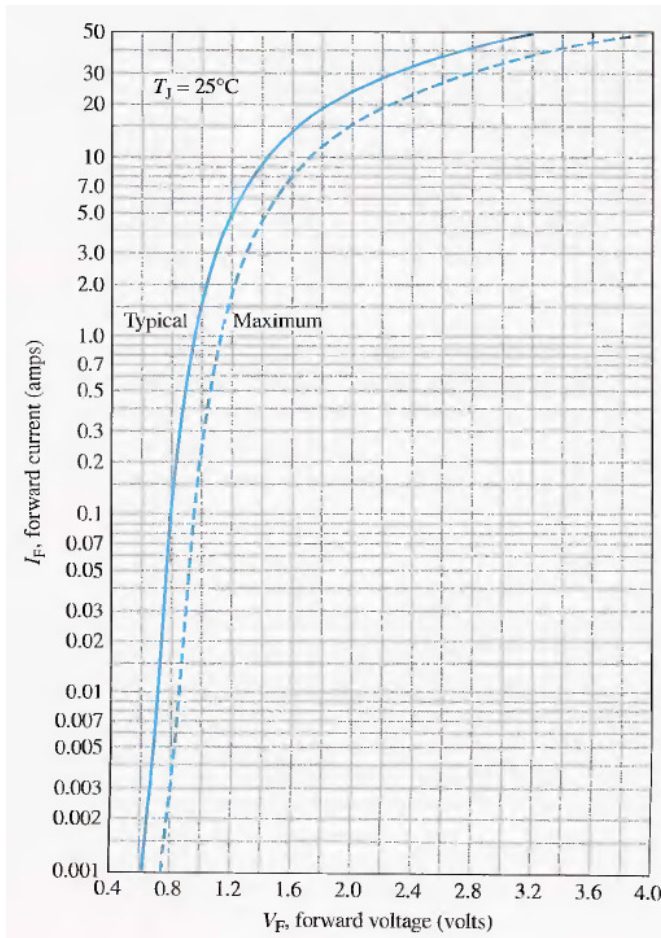








FIG 3-62

fig 3-63 laat een selectie van een gelijkrichter diodes zien gesorteerd naar stijgende  $I_O, I_{FSM}, V_{RRM}$

$V_{RRM}$ (Volts)	$I_O$ , Average Rectified Forward Current (Amperes)					
	1.0	1.5	3.0	3.0	3.0	6.0
	59-03 (DO-41) Plastic 	59-04 Plastic 	60-01 Metal 	267-03 Plastic 	267-02 Plastic 	194-04 Plastic 
50	1N4001	1N5391	1N4719	MR500	1N5400	MR750
100	1N4002	1N5392	1N4720	MR501	1N5401	MR751
200	1N4003	1N5393 MR5059	1N4721	MR502	1N5402	MR752
400	1N4004	1N5395 MR5060	1N4722	MR504	1N5404	MR754
600	1N4005	1N5397 MR5061	1N4723	MR506	1N5406	MR756
800	1N4006	1N5398	1N4724	MR508		MR758
1000	1N4007	1N5399	1N4725	MR510		MR760
$I_{FSM}$ (Amps)	30	50	300	100	200	400
$T_A$ @ Rated $I_O$ (°C)	75	$T_L = 70$	75	95	$T_L = 105$	60
$T_C$ @ Rated $I_O$ (°C)						
$T_J$ (Max) (°C)	175	175	175	175	175	175









$V_{RRM}$ (Volts)	$I_O$ , Average Rectified Forward Current (Amperes)										
	12	20	24	25	30	40	50	25	35	40	
	245A-02 (DO-203AA) Metal 	339-02 Plastic 	193-04 Plastic 	43-02 (DO-21) Metal 	42A-01 (DO-203AB) Metal 	43-04 Metal 	309A-03 	309A-02 			
50	MR1120 1N1199.A,B	MR2000	MR2400	MR2500	1N3491	1N3659	1N1183A	MR5005	MDA2500	MDA3500	
100	MR1121 1N1200.A,B	MR2001	MR2401	MR2501	1N3492	1N3660	1N1184A	MR5010	MDA2501	MDA3501	
200	MR1122 1N1202.A,B	MR2002	MR2402	MR2502	1N3493	1N3661	1N1186A	MR5020	MDA2502	MDA3502	MDA4002
400	MR1124 1N1204.A,B	MR2004	MR2404	MR2504	1N3495	1N3663	1N1188A	MR5040	MDA2504	MDA3504	MDA4004
600	MR1126 1N1206.A,B	MR2006	MR2406	MR2506			1N1190A		MDA2506	MDA3506	MDA4006
800	MR1128	MR2008		MR2508					MDA2508	MDA3508	MDA4008
1000	MR1130	MR2010		MR2510					MDA2510	MDA3510	
$I_{FSM}$ (Amps)	300	400	400	400	300	400	800	600	400	400	800
$T_A$ @ Rated $I_O$ (°C)											
$T_C$ @ Rated $I_O$ (°C)	150	150	125	150	130	100	150	150	55	55	35
$T_J$ (Max) (°C)	190	175	175	175	175	175	190	195	175	175	175

FIG 3-63

### 3.12 SYSTEEM APPLICATIE: TEL HET AANTAL PRODUCTEN

Er wordt gevraagd om een spanningsregeling, een lichtemissie en detectie circuits te bouwen om te worden gebruikt in een nieuw systeem van uw bedrijf. Dit systeem wordt gebruikt in een sportartikelen fabriek voor het tellen en controleren van een aantal ballen die verpakt worden in verschillende maten van dozen voor verzending.

#### 3.12.1 HET TEL EN CONTROLE SYSTEEM

Dit specifieke systeem wordt gebruikt om ballen tellen als zij verplaatst worden via een helling naar een doos voor transport. Het kan ook worden toegepast bij een inventaris en verzendcontrole voor vele andere soorten producten. Het gedeelte van het systeem waarvoor u verantwoordelijk bent bestaat uit de geregelde voeding, een infrarood zender circuit, en een infrarood-detector circuit die allemaal geïntegreerd dienen te worden op hetzelfde printbord. Het complete systeem bevat ook een drempelschakeling die detecteert wanneer uitgang van de infrarood detector boven een bepaalde waarde uitkomt. Wanneer dit het geval is levert dit circuit een puls wat dan de ingang is van een digitale teller. De uitgang van de teller wordt getoond op een display en gekoppeld met een regelmechanisme dat ervoor zorgt dat er geen ballen meer verplaatst worden wanneer de doos vol is. Het systeemconcept en blokschema weergegeven in fig 3-64.

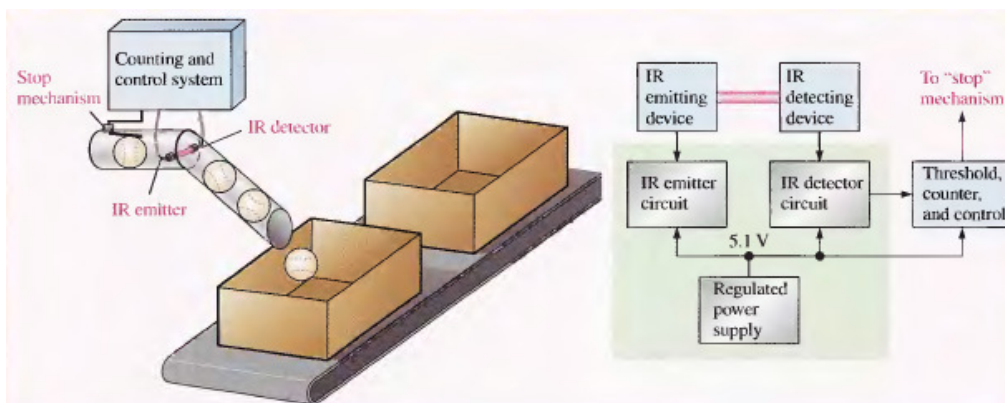


FIG 3-64

#### 3.12.2 HET VOEDINGSCIRCUIT

In de praktijk sessie werd/wordt uitgelegd hoe je een DC voeding circuit kan ontwerpen. Daar werd/wordt een IC versie van een voltage regulator (bijv. 7805) gebruikt. Hier kiezen we ervoor om een zenerdiode gebaseerde spanningsregelaar te gebruiken zoals in het schema van fig. 3 65. Dit circuit zal samen met de IR-zender en IR detector circuits op een nieuwe PCB geplaatst worden. Ontwerp een voedingsschakeling die voldoet aan volgende specificaties:

1. Ingangsspanning: 230 V rms at 50 Hz
2. Ongereguleerde uitgangsspanning: 12 V dc  $\pm 10\%$
3. Gereguleerde uitgangsspanning: 5.1 V  $\pm 3\%$
4. Maximale belastingsstroom: 150 mA

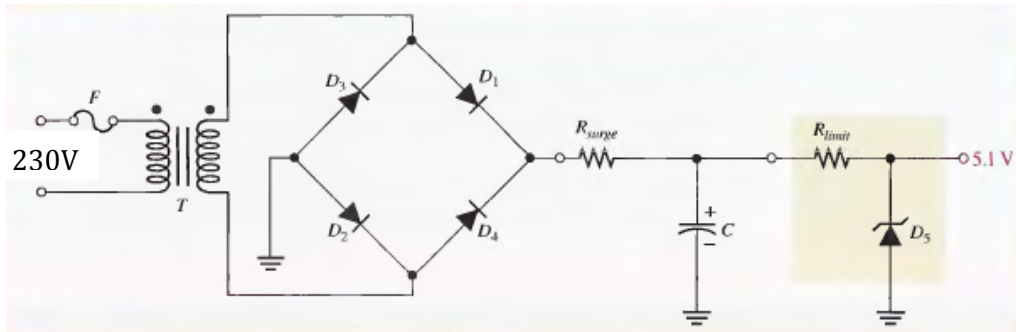


FIG 3-65

**Maximum Ratings**

Rating	Symbol	Value	Unit
DC power dissipation @ $T_A = 50^\circ\text{C}$ Derate above $50^\circ\text{C}$	$P_D$	1.0 6.67	Watt mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and storage junction Temperature range	$T_j, T_{stg}$	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

**Electrical Characteristics** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)  $V_P = 1.2\text{ V max.}$   
 $I_P = 300\text{ mA}$  for all types.

JEDEC Type No. (Note 1)	Nominal Zener Voltage $V_Z @ I_{ZT}$ Volts	Test Current $I_{ZT}$ mA	Maximum Zener Impedance			Leakage Current	
			$Z_{ZY} @ I_{ZY}$ Ohms	$Z_{ZK} @ I_{ZK}$ Ohms	$I_{ZK}$ mA	$I_R$ $\mu\text{A Max}$	$V_R$ Volts
1N4728	3.3	76	10	400	1.0	100	1.0
1N4729	3.6	69	10	400	1.0	100	1.0
1N4730	3.9	64	9.0	400	1.0	50	1.0
1N4731	4.3	58	9.0	400	1.0	10	1.0
1N4732	4.7	53	8.0	500	1.0	10	1.0
1N4733	5.1	49	7.0	550	1.0	10	1.0
1N4734	5.6	45	5.0	600	1.0	10	2.0
1N4735	6.2	41	2.0	700	1.0	10	3.0
1N4736	6.8	37	3.5	700	1.0	10	4.0
1N4737	7.5	34	4.0	700	0.5	10	5.0
1N4738	8.2	31	4.5	700	0.5	10	6.0
1N4739	9.1	28	5.0	700	0.5	10	7.0
1N4740	10	25	7.0	700	0.25	10	7.6
1N4741	11	23	8.0	700	0.25	5.0	8.4
1N4742	12	21	9.0	700	0.25	5.0	9.1
1N4743	13	19	10	700	0.25	5.0	9.9
1N4744	15	17	14	700	0.25	5.0	11.4
1N4745	16	15.5	16	700	0.25	5.0	12.2
1N4746	18	14	20	750	0.25	5.0	13.7
1N4747	20	12.5	22	750	0.25	5.0	15.2
1N4748	22	11.5	23	750	0.25	5.0	16.7
1N4749	24	10.5	25	750	0.25	5.0	18.2
1N4750	27	9.5	35	750	0.25	5.0	20.6
1N4751	30	8.5	40	1000	0.25	5.0	22.8
1N4752	33	7.5	45	1000	0.25	5.0	25.1
1N4753	36	7.0	50	1000	0.25	5.0	27.4
1N4754	39	6.5	60	1000	0.25	5.0	29.7
1N4755	43	6.0	70	1500	0.25	5.0	32.7
1N4756	47	5.5	80	1500	0.25	5.0	35.8
1N4757	51	5.0	95	1500	0.25	5.0	38.8
1N4758	56	4.5	110	2000	0.25	5.0	42.6
1N4759	62	4.0	125	2000	0.25	5.0	47.1
1N4760	68	3.7	150	2000	0.25	5.0	51.7
1N4761	75	3.3	175	2000	0.25	5.0	56.0
1N4762	82	3.0	200	3000	0.25	5.0	62.2
1N4763	91	2.8	250	3000	0.25	5.0	69.2
1N4764	100	2.5	350	3000	0.25	5.0	76.0

**NOTE 1 — Tolerance and Type Number Designation.** The JEDEC type numbers listed have a standard tolerance on the nominal zener voltage of  $\pm 10\%$ . A standard tolerance of  $\pm 5\%$  on individual units is also available and is indicated by suffixing "A" to the standard type number. C for  $\pm 2.0\%$ , D for  $\pm 1.0\%$ .

FIG 3-66

### 3.12.3 DE IR EMITTER EN IR DETECTOR SCHAKELINGEN

De MLED81 light-emitting diode wordt gebruikt als IR emitter en de MRD821 fotodiode wordt gebruikt als IR detector. De datasheets vind je terug in fig 3-68 en fig 3-69. Deze componenten worden aan weerszijden van de helling bevestigd waarlangs de ballen geleid worden. De diameter van de buis is 1,5 cm groter dan de diameter van de ballen. De LED zendt een constante straal van

infrarood licht direct in de richting van de fotodiode, deze lichtstraal wordt onderbroken als een bal passeert. De IR detector detecteert de onderbreking van de LED emissie en produceert een minimum stijging van 3 V aan zijn uitgang. Hiermee zal de drempelschakeling een puls genereren die zal gebruikt worden om een digitale teller aan te sturen. De teller wordt verhoogd elke keer wanneer een de bal de IR-straal onderbreekt. Wanneer een vooraf ingesteld aantal ballen werd verpakt in een doos zal de besturingsschakeling een signaal produceren om te stoppen met vullen totdat er een andere doos onder het vulkanaal gebracht werd. fig 3-67 toont de basis-IR-zender en IR detector circuits. Welke weerstandswaarden zou je gebruiken in beide schakelingen?

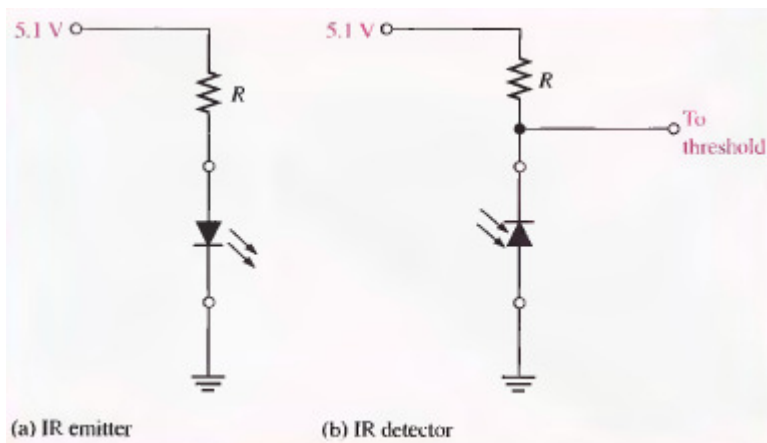


FIG 3-67



**Maximum Ratings**

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse voltage	$V_R$	5	Volts
Forward current — continuous	$I_F$	100	mA
Forward current — peak pulse	$I_{Fp}$	1	A
Total power dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	100	mW
Ambient operating temperature range	$T_A$	-30 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	$T_{stg}$	-30 to +80	$^\circ\text{C}$
Lead soldering temperature, 5 seconds max. 1/16 inch from case	—	260	$^\circ\text{C}$

**Electrical Characteristics** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

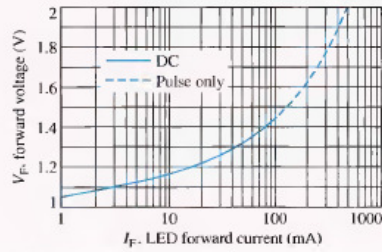
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse leakage current ( $V_R = 3\text{ V}$ )	$I_R$	—	10	—	nA
Reverse leakage current ( $V_R = 5\text{ V}$ )	$I_{R1}$	—	1	10	$\mu\text{A}$
Forward voltage ( $I_F = 100\text{ mA}$ )	$V_F$	—	1.35	1.7	V
Temperature coefficient of forward voltage	$\Delta V_F$	—	-1.6	—	mV/K
Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}$ )	$C$	—	25	—	pF

**Optical Characteristics** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

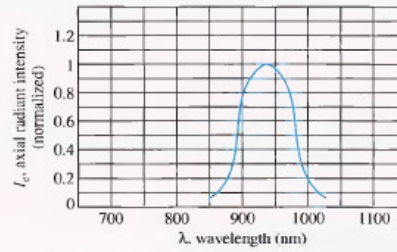
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak wavelength ( $I_F = 100\text{ mA}$ )	$\lambda_p$	—	940	—	nm
Spectral half-power bandwidth	$\Delta\lambda$	—	50	—	nm
Total power output ( $I_F = 100\text{ mA}$ )	$\phi_c$	—	16	—	mW
Temperature coefficient of total power output	$\Delta\phi_c$	—	-0.25	—	%/K
Axial radiant intensity ( $I_F = 100\text{ mA}$ )	$I_e$	10	15	—	mW/sr
Temperature coefficient of axial radiant intensity	$\Delta I_e$	—	-0.25	—	%/K
Power half-angle	$\phi$	—	$\pm 30$	—	$^\circ$



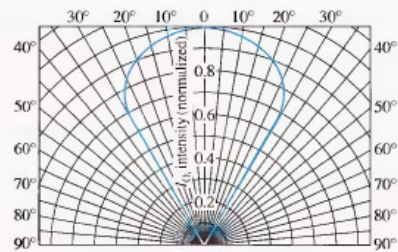
(a) Ratings and characteristics



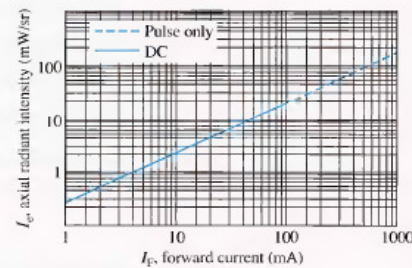
(b) LED forward voltage versus forward current



(c) Relative spectral emission



(d) Spatial radiation pattern



(e) Intensity versus forward current

FIG 3-68

**Maximum Ratings**

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse voltage	$V_R$	35	Volts
Forward current — continuous	$I_F$	100	mA
Total power dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_D$	150	mW
Derate above $25^\circ\text{C}$		3.3	mW/ $^\circ\text{C}$
Ambient operating temperature range	$T_A$	-30 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	$T_{stg}$	-40 to +80	$^\circ\text{C}$
Lead soldering temperature, 5 seconds max, 1/16 inch from case	—	260	$^\circ\text{C}$

**Electrical Characteristics ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)**

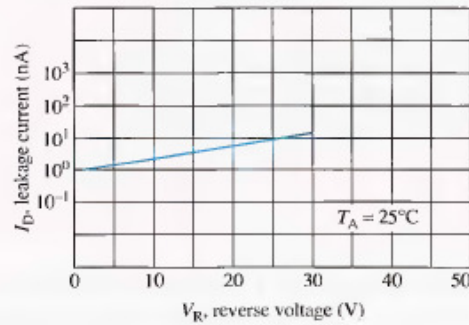
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Dark current ( $V_R = 10\text{ V}$ )	$I_D$	—	3	30	nA
Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}$ , $V = 0$ )	$C_j$	—	175	—	pF

**Optical Characteristics ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)**

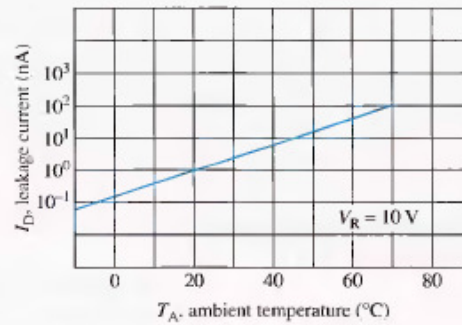
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Wavelength of maximum sensitivity	$\lambda_{max}$	—	940	—	nm
Spectral range	$\Delta\lambda$	—	170	—	nm
Sensitivity ( $\lambda = 940\text{ nm}$ , $V_R = 20\text{ V}$ )	$S$	—	50	—	$\mu\text{A}/\text{mW}/\text{cm}^2$
Temperature coefficient of sensitivity	$\Delta S$	—	0.18	—	%/K
Acceptance half-angle	$\varphi$	—	$\pm 70$	—	$^\circ$
Short circuit current ( $E_v = 1000\text{ lux}$ )	$I_{sc}$	—	50	—	$\mu\text{A}$
Open circuit voltage ( $E_v = 1000\text{ lux}$ )	$V_L$	—	0.3	—	V



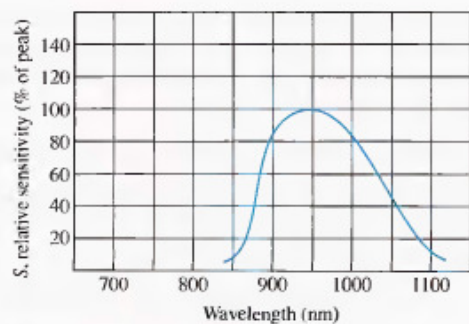
(a) Ratings and characteristics



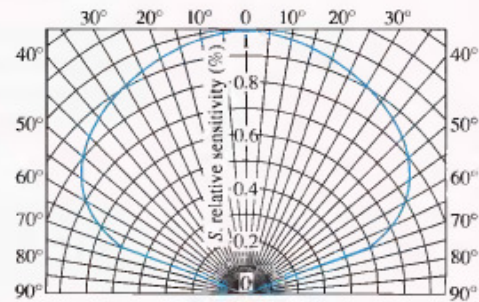
(b) Dark current versus reverse voltage



(c) Dark current versus temperature



(d) Relative spectral sensitivity



(e) Angular response

FIG 3-69

### 3.13 OEFENINGEN: GELIJKRICHTING EN VOEDING

Elektrische energie wordt ons geleverd via het stroomverdelingsnet. We krijgen een sinusvormige wisselspanning met een effectieve waarde van 230V fasespanning aangeboden met een frequentie van 50 Hz. Een elektronische schakeling heeft echter een gelijkspanning nodig als voedingsspanning om te kunnen werken.

In alle elektronische schakelingen, die hun energie uit het stroomnet halen, wordt dan ook een schakeling gebruikt die uit de alternerende netspanning de gewenste gelijkspanning vormt.

Zo'n schakeling wordt een voeding (power supply) genoemd. De opbouw wordt schematisch gegeven.



- De transfo vormt de sinusvormige netspanning met hoge amplitude om naar een sinusvormig signaal met een veel kleinere amplitude en dit met een zo klein mogelijk vermogenverlies ( $\eta > 90\%$ )

$$\eta = \frac{P_{\text{sec}}}{P_{\text{net}}} = \frac{P_{\text{sec}}}{P_{\text{sec}} + P_{\text{TRAFO verliezen}}}$$

- De gelijkrichter maakt van de sinus (= bipolair signaal) een gelijkgerichte sinus (= unipolair signaal)
- Het afvlakfilter zorgt voor een energieopslag om continue energie te leveren aan de stabilisatieschakeling.
- De stabilisatieschakeling houdt de DC-spanning constant op een vooraf bepaalde waarde zodat de energievoorziening naar de belasting op elk moment in tijd gegarandeerd is.  $E = V \cdot I \cdot t$

#### 3.13.1 DE TRANSFORMATOR

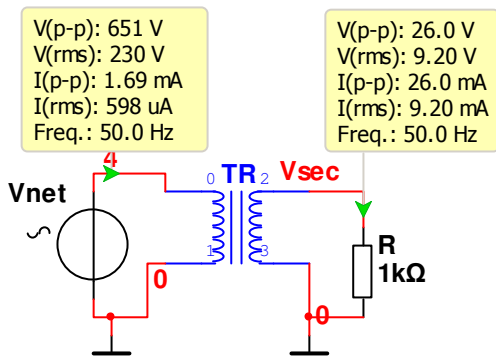
De transformator zal op elk moment aan zijn secundaire wikkeling een fractie van de netspanning aanbieden.  $V_{\text{sec}} = V_{\text{net}} \cdot n$ . Deze verhouding  $n$  noemen we de ratio  $n = V_{\text{sec}} / V_{\text{net}}$ .

##### 1. Schema

Teken onderstaand schema in multisim en plaats 2 probes.

We gebruiken de Transfo **TS\_XFMR1**, te vinden in de componentbibliotheek onder : Basic – Transformer - TS\_XFMR1

Als netspanning gebruiken we een AC power source  $V_{net} = 230 \text{ V}_{rms}$



Gezien de netspanning gegeven is :  $V_{net} = 230V$ , passen we de ratio  $n$  aan, aan de gewenste secundaire spanning  $V_{sec} = 9,2V$ . Deze  $V_{sec}$  vormt de ingangsspanning van de gelijkrichter.  
 $n = 9,2 / 230 = 0.04$ .

De waarden die opgegeven worden voor de netspanning  $V_{net}$  en de secundaire spanning  $V_{sec}$  zijn RMS waarden ( Root Mean Square waarde

of effectieve waarde ). De amplitude  $V_a$  van deze sinussignalen worden berekend met volgende formule :

$$V_a = V_{rms} \cdot \sqrt{2} = V_{eff} \cdot \sqrt{2} \quad \text{met } V(p-p) = 2 \cdot V_a$$

## 2. Bespreking.

Het vermogen aan de secundaire wikkeling kan nuttig gebruikt worden voor de schakeling. De transfo zelf zal ook een deel vermogen verbruiken. We noemen dit de Transfoverliezen. Deze verliezen zijn onafhankelijk van de belasting  $R$ .

Het vermogen dat uit het net gehaald wordt is de som van deze twee vermogens ( Wet van behoud van energie)

$$P_{net} = P_{sec} + P_{TRAFOverliezen}$$

$$V_{net} \cdot I_{net} = V_{sec} \cdot I_{sec} + P_{TRAFOverliezen}$$

## 3. Metingen.

Bepaal uit de meetresultaten van de twee probes de transfoverliezen

$$P_{net} = V_{net} \cdot I_{net} = \quad P_{sec} = V_{sec} \cdot I_{sec} =$$

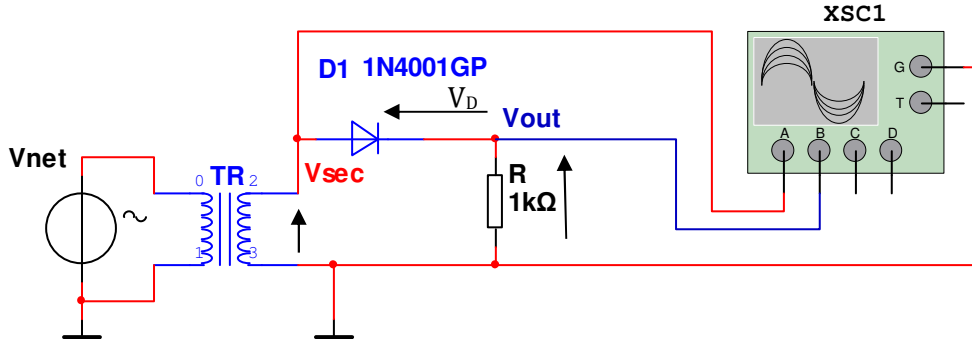
$$P_{TRAFOverliezen} = V_{net} \cdot I_{net} - V_{sec} \cdot I_{sec} =$$

### 3.13.2 ENKELFASIGE GELIJKRICHTING ZONDER AFVLAKKING

Enkelzijdig gelijkrichten betekent dat er slechts tijdens één halve periode van de ingangsspanning  $V_{net}$  energie gehaald wordt uit het net. Tijdens de andere halve periode wordt de ingangsspanning niet gebruikt en wordt er geen energie uit het net gehaald. We gebruiken een **vermogen silicium diode 1N4001** om het signaal gelijk te richten. De diode moet grote piekstromen kunnen verdragen! Zie later.

## 1. Schema

Bouw onderstaande schema in Multisim en voer de gevraagde metingen uit.



TR.= Transformator met effectieve waarde van de secundaire spanning  $V_{sec} = 9.2$  V ( Ratio  $n = 0.04$ )

## 2. Bespreking.

Het gedrag van de schakeling wordt voornamelijk bepaald vanuit het gedrag van de diode.

In de schakeling geldt op elk ogenblik :  $V_{sec} = V_D + V_{out}$  (1)

De diode spert als :  $V_A < V_K + V_\gamma$  dus als  $V_D < V_\gamma$  (2). We vervangen de diode in sper door een onderbreking. Er vloeit geen stroom  $I_D = 0$  mA, dus is  $V_{out} = R \cdot I_D = 0$  V (3).

Als we vgl. (2) en (3) in (1) invullen krijgen we de voorwaarde waaraan  $V_{in}$  moet voldoen opdat de diode spert:  $V_{in} < V_\gamma$ . Als de diode spert is  $V_{out} = 0$  V en  $V_D = V_{sec}$ . (zie vgl 1)

De diode geleidt als  $V_{sec} \geq V_\gamma$ . Er vloeit dan een stroom  $I_D$ . Hier zal  $V_D \geq V_\gamma$  ( zie I-V karakteristiek van de diode). Ter vereenvoudiging vervangen we de diode in geleiding door een spanningsbron met de waarde  $V_D = V_\gamma$ . De uitgangsspanning  $V_{out}$  heeft dan dezelfde vorm als  $V_{sec}$  maar heeft een amplitude die  $V_\gamma$  kleiner is dan deze van  $V_{sec}$ :  $V_{out} = V_{sec} - V_\gamma$ . De stroom  $I_D$  wordt dan enkel beperkt door de weerstand R.  $I_D = V_{out} / R = (V_{sec} - V_D) / R$ . De vorm van de stroom is dezelfde als deze van de spanning  $V_{out}$ .

## 3. Metingen

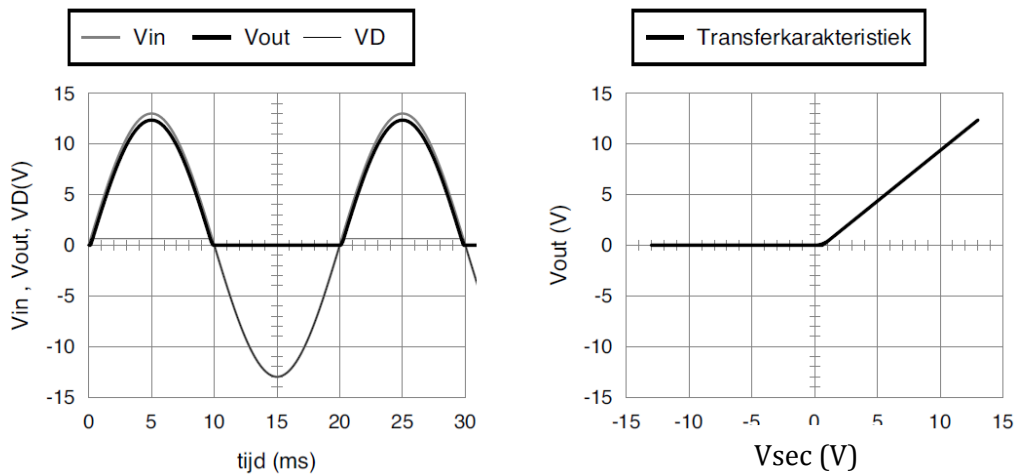
Bedoeling is de golfvormen van de signalen die U meet op de scoop te vergelijken met de theoretische golfvormen. Alle onderstaande parameters kunnen getoond worden in de grapher. Noteer op de figuren hieronder de gemeten amplitude en frequentie van de gemeten signalen.

1. Meet  $V_{sec}(t)$  en  $V_{out}(t)$ . Gebruik de twee kanalen van de oscilloscoop.
2. Volgens welke frequentie  $f_{V_{rimpel}}$  varieert de rimpelspanning  $V_{rimpel} = V_{out\ max} - V_{out\ min}$ ?

Hoe groot is deze rimpelspanning? Noteer in de tabel.

3. Meet  $V_D(t) = V_{sec}(t) - V_{out}(t)$ . Gebruik de ADD mode van de oscilloscoop waarbij je kanaal B invertteert.  $(A + (-B)) = A - B$ . Meet de maximale sperspanning  $V_{Dmax}$  over de diode.
4. Meet de transferkarakteristiek  $V_{out}$  in functie van  $V_{sec}$ . Gebruik de A/B werking van de oscilloscoop (A/B). Duid aan waar de diode in geleiding is en waar in sper.
5. Meet de gemiddelde waarde  $V_{out\ gem}$  van  $V_{out}$ . Gebruik het juiste meetinstrument.
6. Bereken de max. stroom  $I_{Dmax}$  door de diode uit  $V_{out\ max}$ .  $I_{Dmax} = V_{out\ max} / R$

#### 4. Theoretische Golfvormen



#### 5. Metingen

Meet in Multisim, met de scoop en lees de gevraagde waarden af in de grapher.

$V_{sec\ max} =$		Met scoop of probe	$f_{vin} = f_{vout} = f_{ID} = f_{Vrimpel} =$	Met probe
$V_{out\ max} =$		Met scoop of probe	$I_{Rmax} = I_{Rp-p} =$	Met probe
$V_{out\ min} =$		Met scoop	Als de diode geleidt: $V_D =$	Met scoop
$V_{out\ dc} =$		Met Voltmeter op DC	$I_{Dmax} = I_{Dp-p} =$	Met probe
$V_{out\ ac} =$		Met Voltmeter op AC	Als de diode spert: $V_{Dmax} =$	Met scoop
$V_{outRMS} =$		Met probe		

Controleer de definitie van Root Mean Square vanuit je

$$\text{meetresultaten: } V_{out\ RMS} = \sqrt{V_{out\ dc}^2 + V_{out\ ac}^2}$$

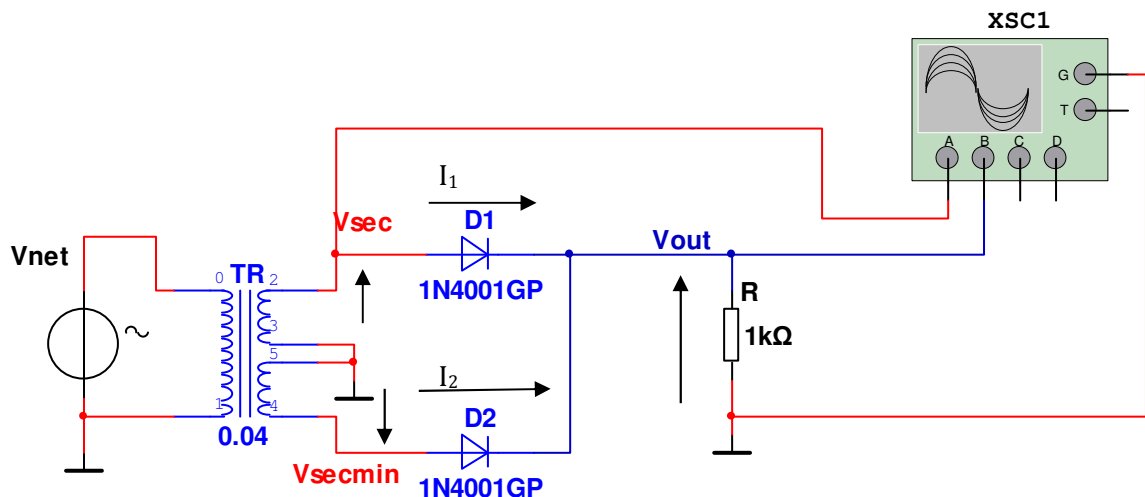
### 3.13.3 DUBBELFASIGE GELIJKRICHTING MET BEHULP VAN EEN TRANSFORMATOR MET MIDDENAFTAKKING

Vervang de transfo uit vorige schakeling door een transfo met 2 wikkelingen. Gebruik de Transfo **TS\_XFMR2** te vinden in de componentbibliotheek onder : Basic – Transformer - TS\_XFMR2  
Sluit de middelste klemmen van de twee secundaire wikkelingen aan massa aan. Voeg een 2<sup>de</sup> diode toe.

De schakeling is te schouwen als twee enkelfasige gelijkrichters die eenzelfde belasting aansturen. De spanning  $V_{sec}$  is in fase met de netspanning  $V_{net}$ . De spanning  $V_{secmin}$  is in tegenfase met de netspanning  $V_{net}$ .  $V_{sec} = -V_{secmin}$

De bovenste diode D1 is in geleiding bij de positieve alternantie van de netspanning. De onderste diode D2 is in geleiding bij de negatieve alternantie van de netspanning. Zodoende wordt elke alternantie van het net gebruikt om energie door te geven aan de belasting.

#### 1. Schema



#### 2. Bespreking.

Als  $V_{sec}$  positief is dan geleidt D1 en er vloeit een stroom  $I_1$  van D1 naar R. D2 zal niet geleiden ( $V_A < V_K + V_Y$ ) want  $V_{secmin} < V_{out}$  want  $-V_{sec} < V_{out}$ .

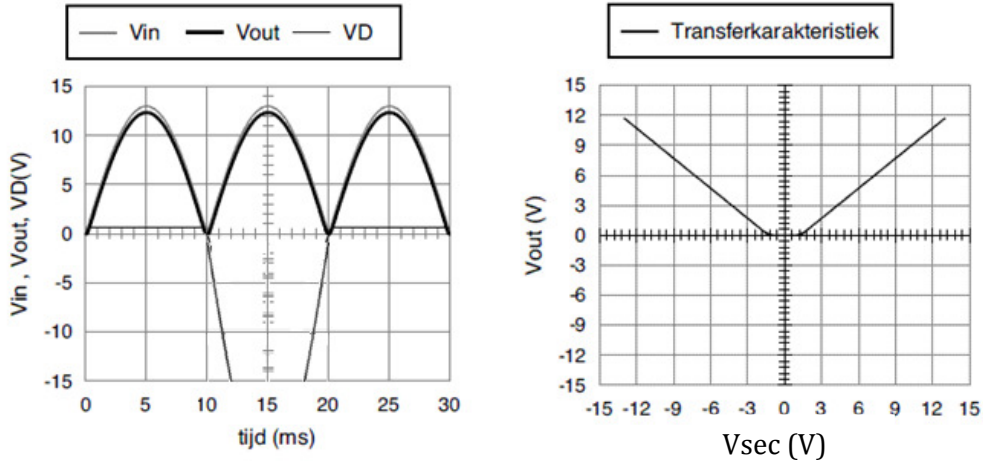
De volgende halve periode zal de polariteit omgekeerd zijn ;  $V_{secmin}$  is positief tov massa en  $V_{sec}$  is negatief t.o.v. massa ; er vloeit een stroom  $I_2$  door D2 en de belastingsweerstand R. We zien dat de stroom in beide gevallen in dezelfde richting door de belastingsweerstand vloeit. De totale stroom door R is de som van deze twee componenten.

De maximale waarde van de stroom  $I_m$  en de maximale waarde van de spanning  $V_{outmax}$  zijn dezelfde als bij de vorige schakeling

De gemiddelde uitgangsspanning  $V_{out\ gem}$  is hier dubbel zo groot als bij de vorige schakeling. Verklaar!!!!

De maximale spanning over de diode in sperrichting is hier :  $2 \cdot V_{out\ max} + V_{\gamma}$ .  
Verklaar!!!!

### 3. Theoretische Golfvormen



Opm.: De sperspanning over de diode  $V_{Dmax}$  is dubbel zo groot als bij de enkelzijdige gelijkrichter!

### 4. Metingen

Meet in multisim volgende waarden op.

$V_{sec\ max.} =$		Met scoop of Grapher	$f_{Vin} = f_{ID} =$		Met probe
$V_{out\ max.} =$		Met scoop of probe	$f_{Vout} = f_{Vrimpe} =$		Met probe
$V_{out\ min.} =$		Met scoop	$I_{Rmax.} = I_{Rp-p} =$		Met probe
$V_{out\ dc.} =$		Met Voltmeter op DC	Als de diode geleidt: $V_D =$		Met scoop
$V_{out\ ac.} =$		Met Voltmeter op AC	$I_{Dmax.} = I_{Dp-p} =$		Met probe
$V_{out\ RMS} =$		Met probe	Als de diode spert: $V_{Dmax.} =$		Met scoop

Controleer de Root Mean Square waarde vanuit je meetresultaten:  $V_{out\ RMS} =$

$$\sqrt{V_{out\ dc}^2 + V_{out\ ac}^2}$$

### 5. Conclusie

Een nadeel van de twee bovenstaande schakelingen is dat de uitgangsspanning  $V_{out}$  op bepaalde tijdstippen 0 Volt wordt. Dit betekent dat de uitgang GEEN vermogen ( $P = V \cdot I$ ) en dus geen energie ontvangt (Energie =  $P \cdot t$ ).

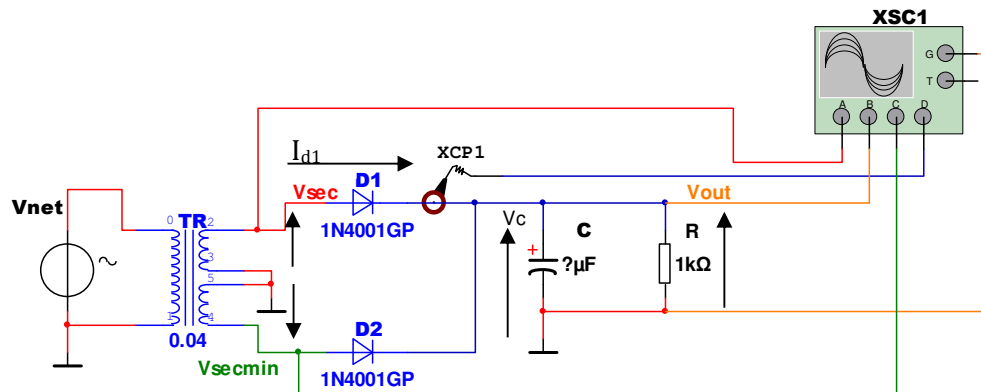


Een gelijkspanningsbron levert echter op elk ogenblik vermogen aan de belasting. In volgend punt doen we de nodige aanpassingen aan de schakeling om continue vermogen te kunnen leveren aan de belasting.

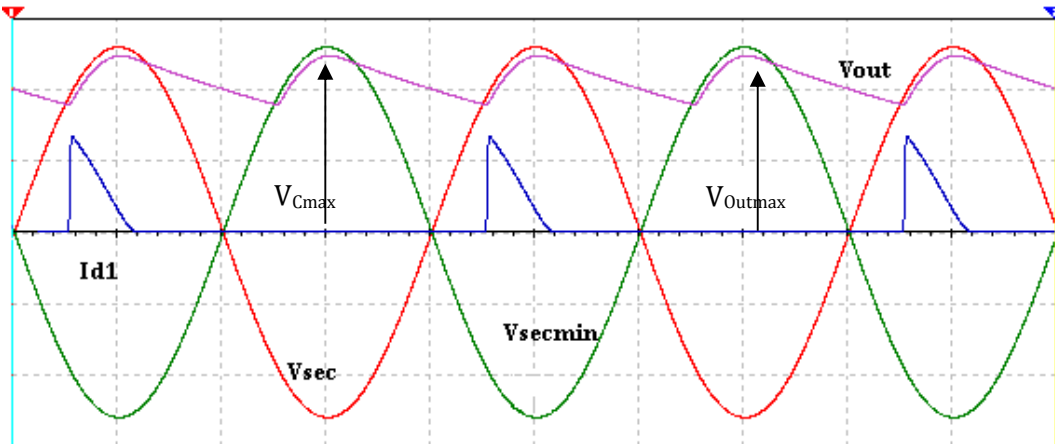
### 3.13.4 CAPACITIEVE AFVLAKKING

Aan de gelijkrichterschakeling moet een energie ophopende component (= **condensator**) toegevoegd worden om te verhinderen dat de belasting zonder spanning valt. Deze condensator moet voldoende energie kunnen opslaan als de diodes geleiden. Als de beide diodes sperren, moet de condensator zijn opgeslagen energie aan de belasting doorgeven. We spreken van capacitieve afvlakking.

#### 1. Schema



#### 2. Golfvormen.



#### 3. Bespreking.

Tijdens de positieve alternantie van de netspanning kan  $D_1$  geleiden. Als  $V_{sec} \geq V_c + V_y$  zal de diode  $D_1$  geleiden. Er vloeit een stroom  $I_{d1}$ . De condensator wordt opgeladen ( $V_c = V_{sec} - V_y$ ) en  $V_c = V_{out}$ . De spanning over de condensator is dus sinusvormig zolang de diode geleidt. De stroom door de condensator ijlt  $90^\circ$  voor op zijn spanning en is ook sinusvormig.

De stroom door de diode  $I_{D1}$  is de vectoriële som van de stroom door  $I_C$  en  $I_R$ :  

$$\vec{I}_{D1} = \vec{I}_R + \vec{I}_C$$

Wanneer  $V_{sec}$  zijn maximum bereikt en terug daalt, zal de diode sperren  $I_{d1}$  is nul. De condensator ontladend zich nu exponentieel via de weerstand  $R$ , met een tijdsconstante  $\tau=RC$ .

$$V_C(t) = V_{Cmax} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

Zolang als  $V_{sec} < V_c + V_y$  zal de diode  $D_1$  gesperd blijven en vloeit er geen stroom meer door deze diode.

Tijdens de negatieve alternantie van de netspanning kan  $D_2$  geleiden.

Als  $V_{secmin} \geq V_c + V_y$  zal de diode  $D_2$  geleiden. Er vloeit een stroom  $I_{d2}$  ( $I_{d2}$  is niet getekend). De condensator wordt opgeladen ( $V_{out} = V_{secmin} - V_y$ ) en  $V_c = V_{out}$ . De stroom door de diode  $I_{D2}$  is weer de vectoriële som van de stroom door  $I_C$  en  $I_R$ :  

$$\vec{I}_{D2} = \vec{I}_R + \vec{I}_C$$

Wanneer  $V_{secmin}$  zijn maximum bereikt en terug daalt, zal de diode sperren. De condensator ontladend zich exponentieel via de weerstand  $R$ , met dezelfde tijdsconstante  $\tau=RC$ .

$$V_C(t) = V_{Cmax} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

Zolang  $V_{secmin} < V_c + V_y$  zal de diode  $D_2$  gesperd blijven en vloeit er geen stroom meer door deze diode.

Opm. : De stromen  $I_{d1}$  en  $I_{d2}$  zijn  $180^\circ$  verschoven tov elkaar.

#### 4. Stroom door de diode.

Als de diode in geleiding is vloeit er een stroom. De stroom  $I_d$  wordt bepaald door de volgende vergelijking:

$$I_d(t) = I_R(t) + I_C(t) \quad \text{geldt op elk moment in tijd}$$

$$I_d(t) = \frac{V_{out}(t)}{R} + C \frac{dV_{out}(t)}{dt} \quad \text{met } \frac{d}{dx} \sin x = \cos x$$

Met  $V_{out} = V_m \sin \omega t$  geeft dit als oplossing voor  $I_d$ :

$$I_d(t) = \frac{V_m}{R} \sin \omega t + \omega C V_m \cos \omega t$$

$$I = I_m \sin(\omega t + \phi) \quad \text{met} \quad \Phi = \text{bgtg}(\omega RC) = \text{bgtg}(2\pi f RC) < 90^\circ \quad \text{en}$$

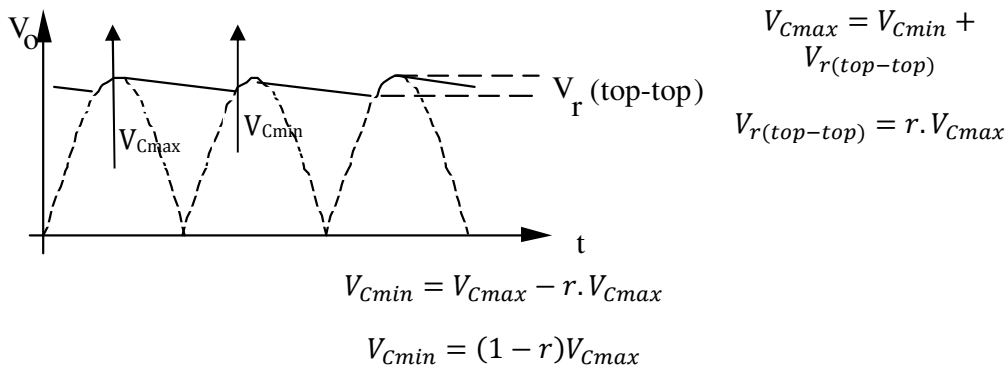
$$I_m = V_m \sqrt{\frac{1}{R^2} + \omega^2 C^2}$$

Daar de diode maar gedurende een korte tijd geleidt, is de werkelijke stroom maar een deel van deze sinus. Zie het verloop van  $I_{d1}$  in functie van de tijd zoals gemeten met de stroomprobe hierboven.

We zien dus duidelijk dat de uitgangsspanning wordt afgevlakt. De gemiddelde waarde van de uitgangsspanning is gevoelig gestegen. De stroom door de diode heeft wel een sterk pulserend verloop.

Bij voldoende grote waarden voor R en C is het exponentieel verloop te benaderen door een rechte.

De schommelingen van  $V_{out}$  rond de gemiddelde waarde, noemt men de rimpelspanning  $V_r$  van de uitgangsspanning.



Als de diode spert zal de uitgangsspanning  $V_{out} = V_C$ , bij kleine rimpelspanning bij benadering lineair dalen oww het ontladen van de condensator. De rimpelspanning  $V_r(top-top)$  wordt bepaald door de gemiddelde ontladestroom I van de condensator tijdens het ontladen, de grootte van C en de totale duurtijd van de ontlading  $t_{ontladen}$ .  $V_r(top-top) = \frac{I}{C} \cdot t_{ontladen}$

$$I = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} = \frac{V_{max} + V_{min}}{2 \cdot R} = \frac{V_{max} + (1 - r)V_{max}}{2 \cdot R}$$

$$I = \frac{(2 - r) \cdot V_{max}}{2 \cdot R}$$

### 5. Berekening van de condensator voor afvlakking bij een gegeven belasting R

Gevraagd: Bepaal de condensator C zodat de rimpelspanning  $V_r(top-top)$  gelijk is aan 1/3 van  $V_{Cmax}$

$V_{r(top-top)} = r \cdot V_{Cmax}$   $r = 0,33333$  of een rimpelspanning van 33,33%

- Gegeven :
- We maken gebruik van een dubbelzijdige gelijkrichter.
  - De transfo levert een  $V_{sec} = 9,2V$ . ( effectieve waarde van een sinus van 50 Hz)
  - De belastingsweerstand  $R = 1K\Omega$

Oplossing :

De spanning op de secundaire van de transfo is sinusvormig met frequentie 50 Hz en amplitude  $V_{max}$

$$V_{sec}(t) = V_{max} \sin \omega t \text{ met amplitude } V_{max} = V_{sec} \cdot \sqrt{2} = \quad \text{Periode } T = 1/f = 20 \text{ ms}$$

Als de diode geleidt zal :

$$\begin{aligned} V_{out}(t) &= V_{sec}(t) - V_y \\ V_{Outmax} &= V_{Cmax} = V_{max} - V_y \\ V_{out}(t) &= V_{Cmax} \sin(\omega t) \end{aligned}$$

$$V_{rimpel} = \frac{V_{Cmax}}{3} = \frac{V_{sec} \cdot \sqrt{2} - V_y}{3} = \text{-----}$$

$$V_{Cmin} = V_{Cmax} - V_{rimpel} = (1 - r) \cdot V_{Cmax}$$

$$\frac{V_{Cmin}}{V_{Cmax}} = 1 - r = 1 - \frac{1}{3} = \frac{2}{3}$$

**Ontlaadtijd vd condensator berekenen :**

$$V_{out}(t_3) = V_{Cmin} = V_{Cmax} \sin(2\pi \cdot f \cdot t_3)$$

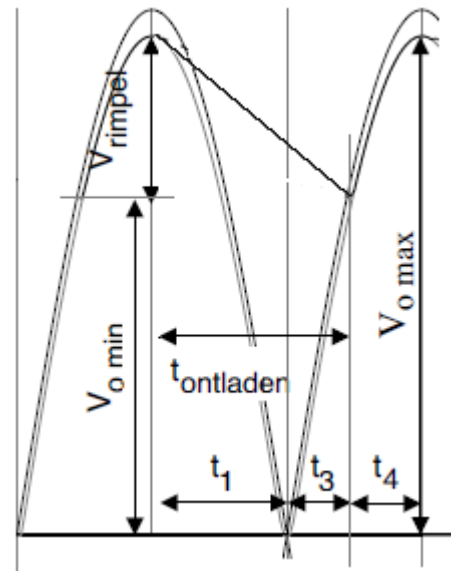
$$2\pi \cdot f \cdot t_3 = \text{bgsin}\left(\frac{V_{Cmin}}{V_{Cmax}}\right) = \text{bgsin}(1 - r)$$

$$t_3 = \frac{\text{bgsin}\left(\frac{2}{3}\right)}{2\pi \cdot f} = \frac{0,730 \text{ rad}}{2\pi \cdot 50} = 2,32 \text{ ms}$$

De totale ontlaadtijd  $t_{ontladen} = t_1 + t_3$

$$t_{ontladen} = T/4 + t_3$$

$$t_{ontladen} = 5 \text{ ms} + 2,32 \text{ ms} = 7,32 \text{ ms}$$



**Als de diode spert zal, bij lineair ontladen**

$$V_{out}(t) = V_C(t) = -\frac{I}{C} \cdot t$$

$$V_{Cmin} = V_{Cmax} - \frac{I}{C} \cdot t_{ontladen}$$

$$\begin{aligned} V_{Cmax} - V_{Cmin} &= r \cdot V_{Cmax} \\ &= \frac{I}{C} \cdot t_{ontladen} \end{aligned}$$

$$C = \frac{I}{r \cdot V_{Cmax}} \cdot t_{ontladen}$$

$$C = \frac{(2 - r)V_{Cmax}}{r \cdot V_{Cmax} \cdot 2 \cdot R} \cdot t_{ontladen}$$

$$C = \frac{2 - 0,33}{0,33 \cdot 2 \cdot 10^3} 7,32 \cdot 10^{-3}$$

$$C = 18,5 \mu F$$

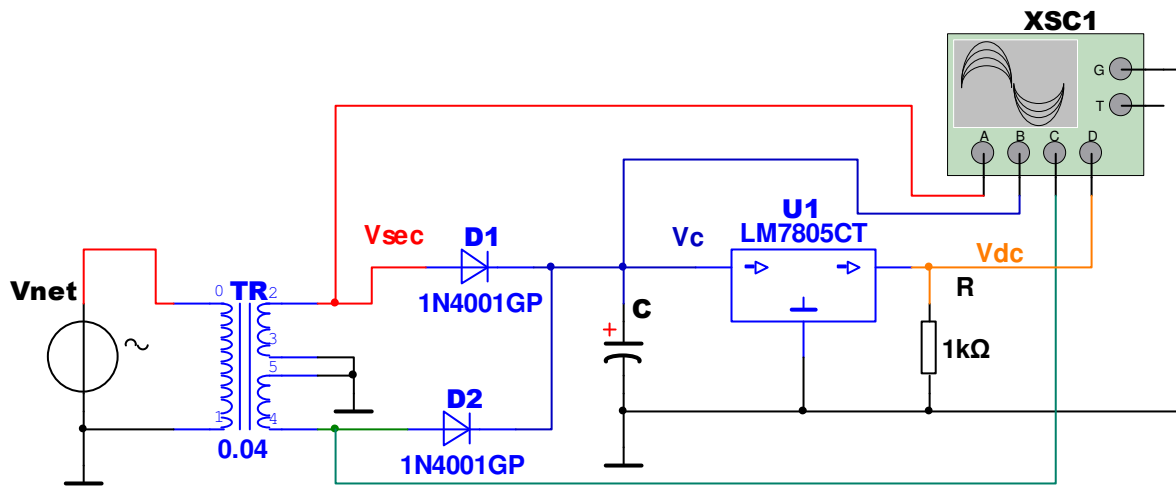
### 3.13.5 SPANNINGSSTABILISATIE

Als laatste element in de schakeling hebben we een spanningsstabilisator nodig die ervoor zorgt dat de uitgangsspanning een perfecte gelijkspanning is. Nl. LM78xx

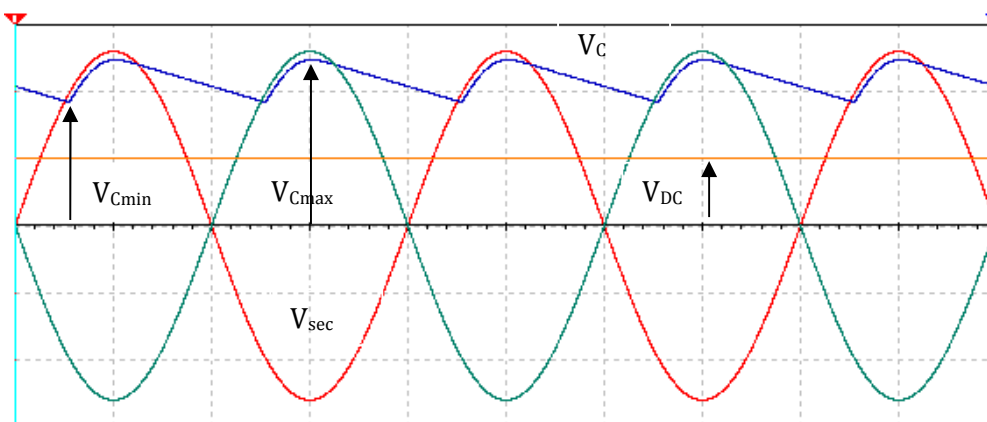
Deze geïntegreerde schakeling ( IC) geeft aan zijn uitgang een positieve DC-spanning gelijk aan +xx Volt als op elk moment in de tijd zijn ingangsspanning 2 Volt groter is als de DC-spanning die hij moet leveren aan de uitgang. :  $V_{inreg} > V_{DC} + 2V$  of  $V_{Cmin} > V_{DC} + 2V$

De LM79yy familie geeft een negatieve DC-spanning van -yy Volt als op elk moment in de tijd zijn ingangsspanning 2 Volt kleiner is als de DC-spanning die hij moet leveren aan de uitgang. :  $V_{inreg} < V_{DC} - 2V$  of  $V_{Cmin} < V_{DC} - 2V$

#### 1. Schema voor een voeding van 5V ( LM7805)



#### 2. Golfvormen



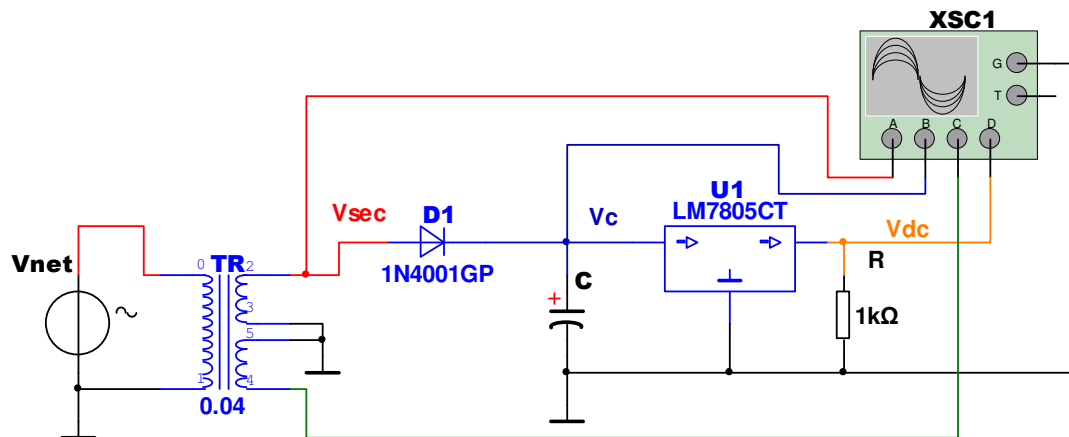
### 3. Metingen

Meet in multisim volgende waarden op.

$V_{sec\ max.} =$		Met scoop (Grapher)	$f_{Vin} = f_{ID} =$		Met probe
$V_{Cmax.} =$		Met scoop (Grapher)	$f_{Vout} = f_{Vrimpe} =$		Met probe
$V_{Cmin.} =$		Met scoop (Grapher)	$I_{Rmax.} =$		Met scoop
$V_{Cgem.} =$		Met Voltmeter op DC	Als de diode geleidt: $V_D =$		Met scoop
			$I_{Dmax.} =$		Met scoop
			Als de diode spert: $V_{Dmax.} =$		Met scoop

### 4. Foutsituatie

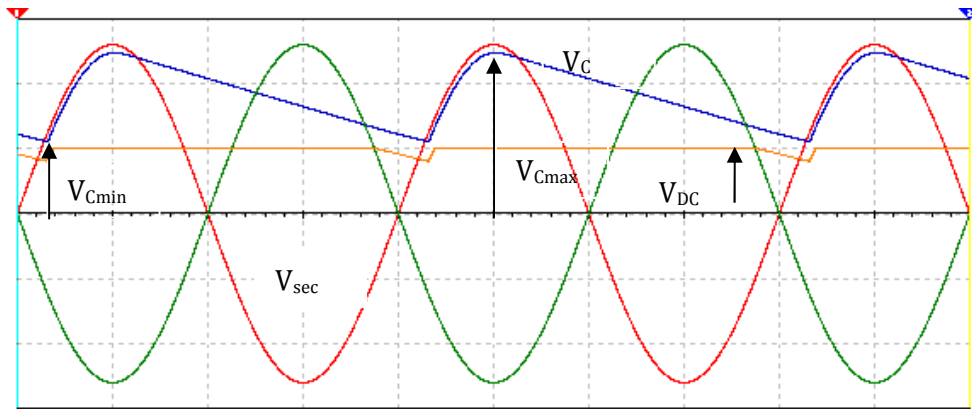
Wat gebeurt er met de spanning  $V_C$  en  $V_{DC}$  als één van de diodes zou stuk gaan?  
Bestudeer de golfvormen. Bereken de rimpelspanning  $V_{rimpe}$  en  $V_{Cmin}$  voor deze foutsituatie.



Beschrijving :

Als één van de diodes stuk gaat wordt de condensator maar één keer opgeladen tijdens een periode van de ingangssinus ipv 2 keer. De condensator moet nu een halve periode langer ontladen ( $T/2 = 10\text{ms}$ ):  $T_{ontladen} = T/4 + t_3 + T/2$ , waardoor de rimpelspanning vergroot en  $V_{Cmin}$  verkleint :  $V_{Cmin} = V_{Cmax} - V_{rimpe}$

Voor de spanningsstabilisator is niet meer voldaan aan de voorwaarde voor correcte werking :  $V_{Cmin} = V_{DC} + 2\text{Volt}$



### 5. Extra Opdracht

Bepaal de transfo, condensator en de spanningsregelaar als je een voeding zou willen ontwerpen met een DC spanning van 12V bij een belastingsweerstand van 120 Ohm. De rimpelspanning mag 20% bedragen van  $V_{Cmax}$ . Gebruik een dubbelzijdige gelijkrichter met 2 diodes van het type 1N4002.

#### Berekening van de spanningsstabilisator

$$V_{Cmin} = V_{DC} + 2V = \quad \text{Volt}$$

$$\text{Gemiddelde stroom aan de belasting : } I_{gem} = I_{DC} =$$

#### Berekening van de condensator

$$V_{Cmax} = \frac{V_{Cmin}}{(1-r)} =$$

$$\text{Ontlaadtijd bij dubbelzijdige gelijkrichting : } T_{ontladen} =$$

$$C = \frac{I_{gem}}{r \cdot V_{Cmax}} \cdot T_{ontladen} =$$

#### Welke secundaire spanning is er nodig

$$V_{sec} = \frac{V_{Cmax} + V_y}{\sqrt{2}} = \quad I_d(t) = I_R(t) + I_C(t)$$

$$I_d(t_3) = I_{DC} + \omega CVm \cos \omega \cdot t_3$$

$$I_{dmax} = I_d(t_3) = I_{DC} + \omega CVm \cos \omega \cdot t_3$$

#### Welke diode is er nodig

$$V_{Dmax} =$$

$$I_{Dmax} =$$

Pas de schakeling aan en doe onderstaande metingen

$V_{in\ max.} =$		Met scoop (Grapher)	$f_{Vin} = f_{ID} =$		Met probe
$V_{Cmax.} =$		Met scoop (Grapher)	$f_{Vout} = f_{Vrimpel} =$		Met probe
$V_{Cmin.} =$		Met scoop (Grapher)	$I_{Rmax.} =$		Met probe
$V_{Cgem.} =$		Met Voltmeter op DC	Als de diode geleidt: $V_D =$		Met scoop
			$I_{Dmax.} =$		Met probe
			Als de diode spert: $V_{Dmax.} =$		Met scoop



## 4 TRANSISTOREN

---

Hoewel er een verschillende types transistoren bestaan focussen we in dit hoofdstuk slechts op 1 voorbeeld, nl. de Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET).

Het is pas sinds 1965 – 1970 dat betrouwbare MOSFETs op een industriële schaal geproduceerd worden. In het begin van de jaren 70 werd de MOS-technologie enkel gebruikt voor het vervaardigen van digitale schakelingen. Later werd de component ook ingevoerd in andere toepassingen waar vroeger uitsluitend bipolaire transistoren (zie later) werden gebruikt.

Het basisprincipe van de MOSFET, oorspronkelijk IGFET genoemd, werd voor het eerst in een patent opgenomen door de Canadees J. Lilienfeld in 1925. Onafhankelijk werd dit idee tien jaar later, in 1935, geopperd door O.Heil (Engeland). Door de ontoereikende materiaalkennis en de toenmalige stand van de techniek was men lange tijd niet in staat dit idee om te zetten in de praktijk. Het duurde tot begin jaren 1970 voor de MOSFET aan zijn echte opmars kon beginnen. De eerste MOS schakelingen waren van het PMOS-type en werden gebruikt in toepassingen als rekentoestellen. Daarop volgde een tweede fase in de revolutie die werd ingezet door de eerste Intel microprocessoren in 1972 (de 4004) en in 1974 (de 8080). Deze processoren werden in NMOS uitgevoerd omdat daarmee een hogere snelheid kon/kan behaald worden. Rond dezelfde periode, in 1970, werden ook de eerste MOS geheugens gebouwd, met een tot dan toe ongekeerde densiteit (4Kbit/chip).

We onderscheiden twee hoofdgroepen: de MOSFET van het verrijkingstype en de MOSFET van het verarmingstype. Elk type kan uitgevoerd worden op twee manieren: bij de p-MOSFET gebeurt de geleiding door gaten en bij d n-MOSFET door elektronen.

### 4.1 DE N-MOSFET VAN HET VERRIJKINGSTYPE (ENHANCEMENT N-MOS)

---

MOSFET staat voor **Metal-Oxide-Semiconductor FET** (field effect transistor) deze naam komt voort uit de opbouw van de component.

De opbouw wordt gegeven in fig. 4-1. De structuur bestaat uit :

- p-substraat: dragermateriaal
- twee gebieden sterk gedopeerd n-materiaal die in het substraat gediffundeerd zijn. Deze gebieden vormen de source en de drain.
- Een isolatielaagje siliciumoxide ( $\text{SiO}_2$ )
- Een metalen plaatje boven het siliciumoxide dat tot boven de rand van de twee n-gebieden komt. Dit plaatje vormt de gate.

- De aangesloten spanningen moeten zodanig zijn, dat de pn-overgangen niet in doorlaatrichting gepolariseerd worden.

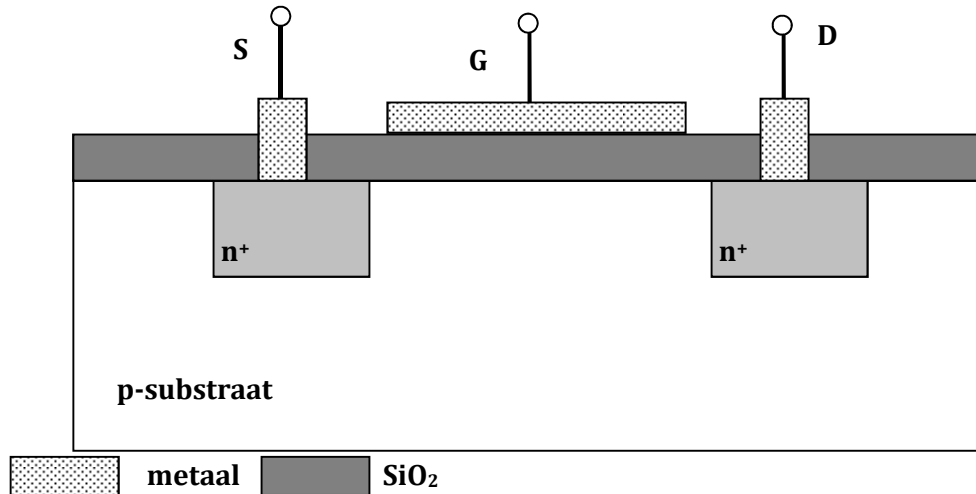


FIG. 4-1

Is  $V_{GS} = 0\text{ V}$  en  $V_{DS}$  positief, dan vloeit er geen stroom van source naar drain: de pn-overgang aan de drainzijde is gesperd.

Wordt  $V_{GS}$  **voldoende positief** dan worden onder de gate de gaten afgestoten. Er ontstaat juist onder de oxidelaag een gebied dat zeer arm is aan gaten. Dit gebied gedraagt zich als n-materiaal. Vanaf de source zullen nu elektronen diffunderen naar dit ladingsarm gebied onder de gate. Er is nu een **geïnduceerd kanaal**. Zie fig. 4-2.

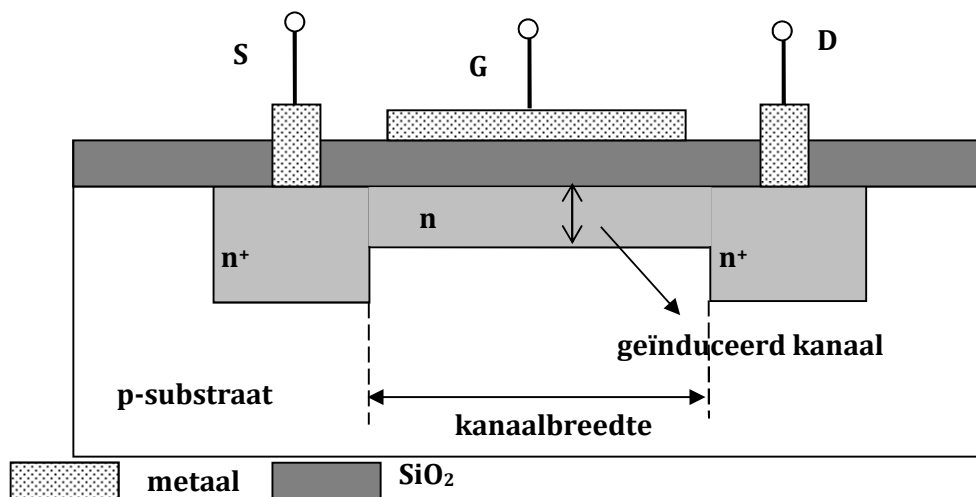


FIG. 4-2

Om een kanaal te creëren moet dus de spanning  $V_{GS}$  groter worden dan een zekere spanning  $V_T$ : de tresholdspanning.

Bij toenemende  $V_{DS}$  zal  $I_d$  aanvankelijk stijgen maar dan minder sterk stijgen dan  $V_{DS}$  en uiteindelijk wordt de stroom nagenoeg constant ondanks toenemende spanning  $V_{DS}$ .

De stroom in functie van de spanning wordt in vereenvoudigde vorm gegeven door:

$$I_D = \frac{KP}{2} \frac{W}{L} (2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2) \quad 4-1$$

Met:

- KP: de waarde die in hoofdzaak bepaald wordt door de oxidelaag
- W: is de breedte van het kanaal (loodrecht op fig. 4-2)
- L: is de lengte van het kanaal

Bij een bepaalde  $V_{DS}$  verlopen de stroomcurven horizontaal : de MOSFET is in verzadiging. De oorzaak van dit stroomverloop zit in het feit dat de pn-junctie aan de drainzijde in sper staat en de ruimteladingslaag daar – die zich uitbreidt aan de kant van het minst gedopeerde materiaal – het kanaal zal afknijpen. Afknijping van het kanaal betekent niet dat de stroom nul wordt maar constant. De stroom zal blijven vloeien doorheen de 'bottle neck' of kanaalopening.

Afknijping doet zich voor als:

$$V_{GS} - V_{DS} = V_T \quad 4-2$$

Indien  $V_{GS}-V_{DS}$  groter wordt dan  $V_T$  dan blijft de stroom ongeveer constant, onafhankelijk van  $V_{DS}$ .

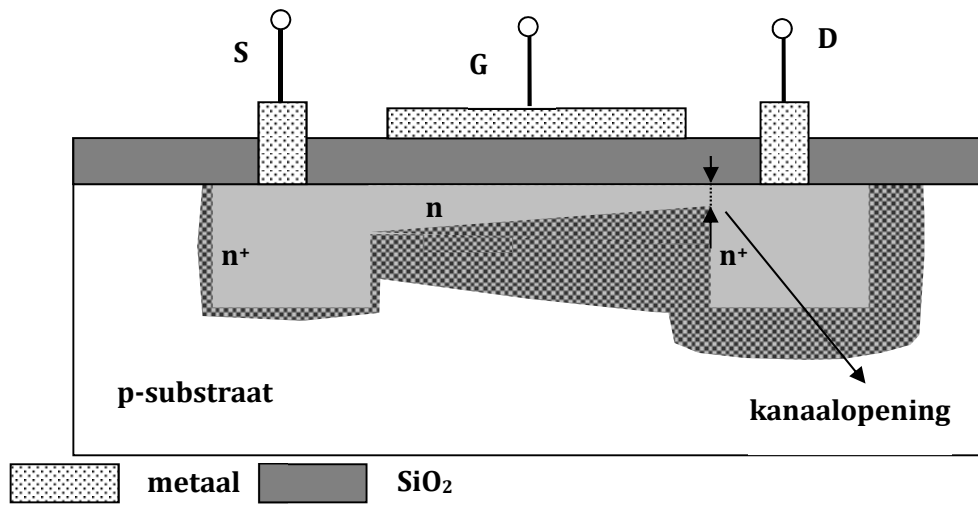


FIG. 4-3

De karakteristieken van deze MOSFET worden gegeven in fig. 4-4 en fig. 4-5.

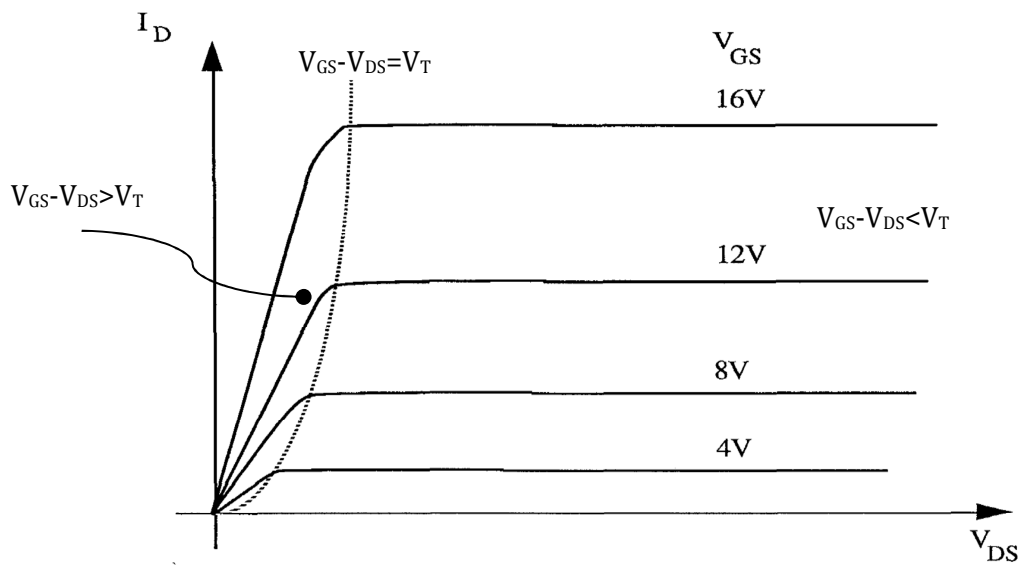


FIG. 4-4

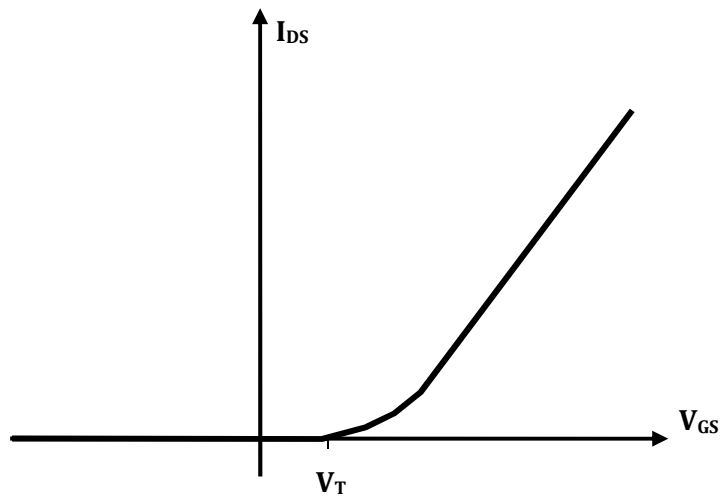


FIG. 4-5

Als de MOSFET in verzadiging is de transferkarakteristiek (fig. 4-5) belangrijk. De wiskundige van  $I_{DS}$  in functie van  $V_{GS}$  is te bepalen met formule 4-1 en 4-2 en wordt gegeven door:

$$I_{DS} = \frac{KPW}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad 4-3$$

De treshholdspanning (drempelspanning) bedroeg bij de eerste generatie MOSFET's ongeveer 4 V.

Hierdoor was het niet mogelijk deze componenten te gebruiken bij een voedingsspanning van 5V.

Door verbeteringen allerehande is deze treshholdspanning verlaagt tot ongeveer 2 V. Hierdoor zijn deze low-threshold MOS circuits compatibel (uitwisselbaar) met bipolaire IC's.

In fig. 4-6 worden de schemasymbolen voor een n-MOSFET weergegeven.

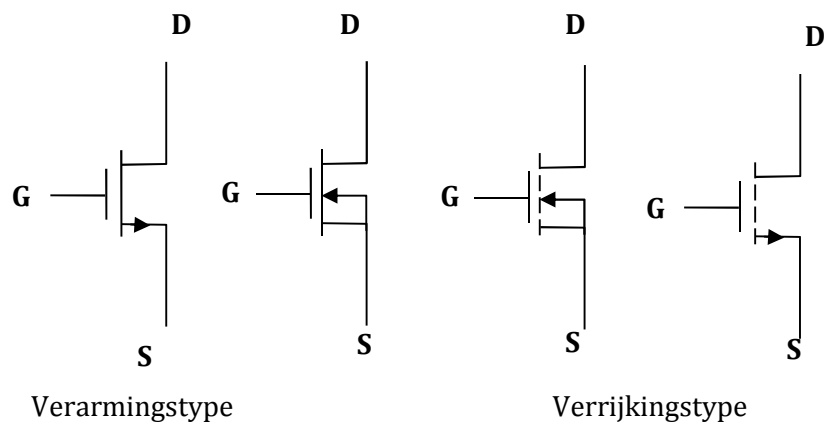


FIG. 4-6

## 4.2 DE P-MOSFET VAN HET VERRIJKINGSTYPE (ENHANCEMENT P-MOS)

De werking is analoog met de n-MOSFET. Hier zijn echter de gaten de meerderheidsladingdragers en in tegenstelling met de n-MOSFET zijn hier  $V_{DS}$ ,  $I_D$  en  $V_T$  negatief.

We beperken de bespreking tot de opbouwtekeningen, de grafieken en formules.

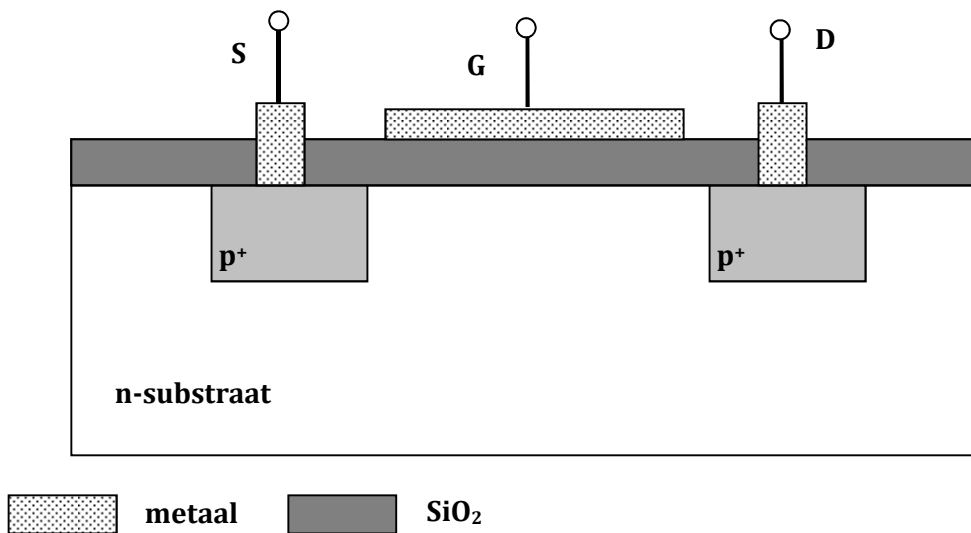


FIG. 4-7

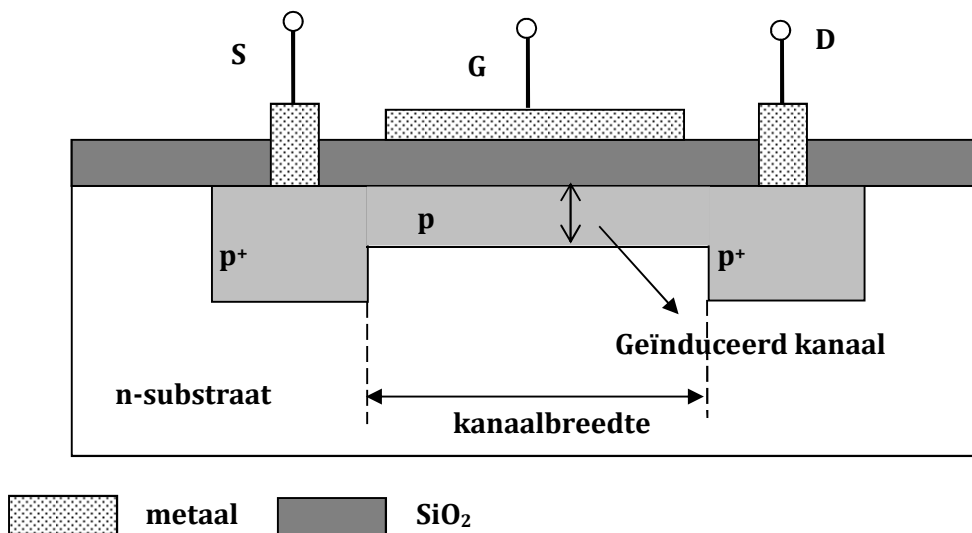


FIG. 4-8

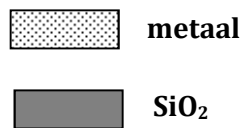
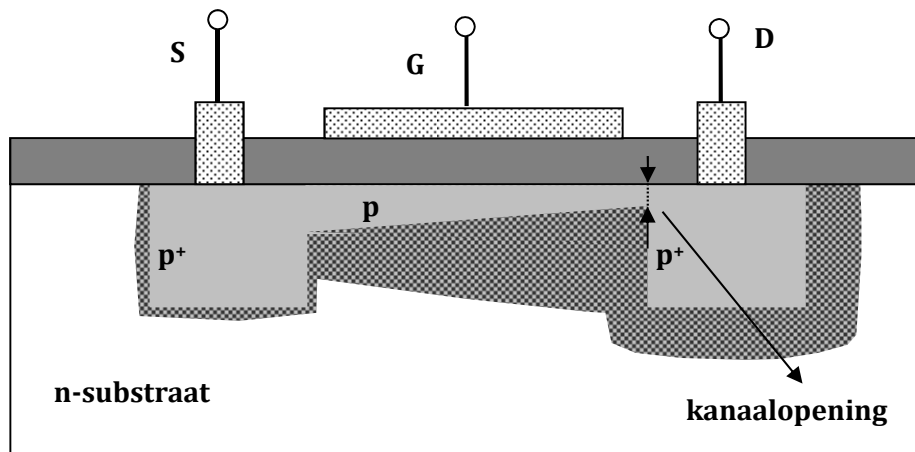


FIG. 4-9

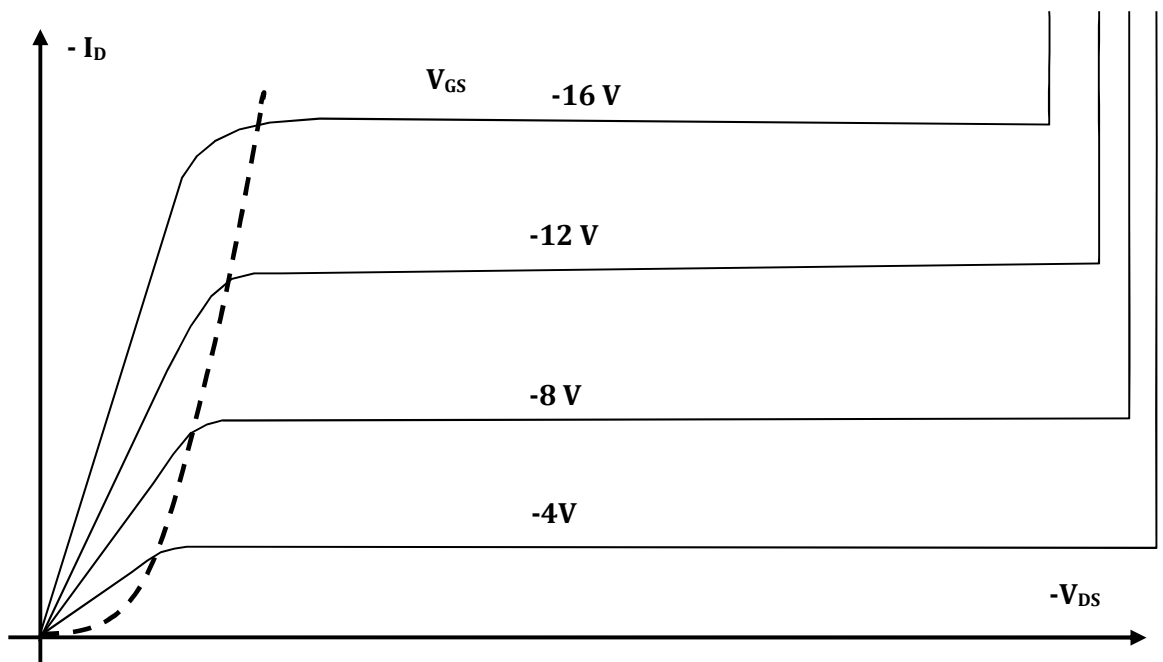


FIG. 4-10

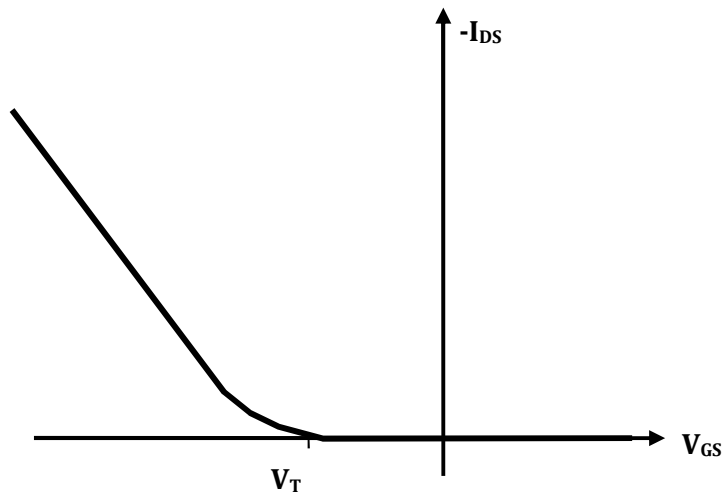


FIG. 4-11

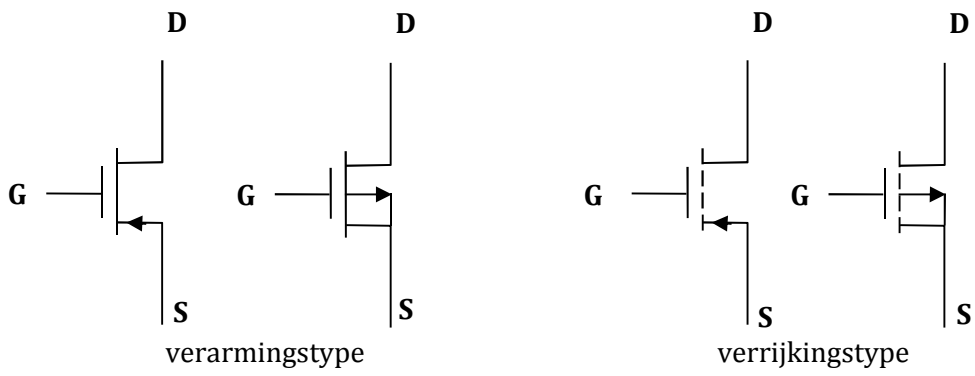


FIG. 4-12

$$-I_D = \frac{KPW}{2L} (2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2) \quad 4-4$$

$$-I_{DS} = \frac{KPW}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad 4-5$$



### 4.3 DE N-MOSFET VAN HET VERARMINGSTYPE (DEPLETION N-MOS)

Bij deze MOSFET's heeft de fabrikant reeds constructief een kanaal voorzien. De opbouw wordt gegeven in

Bij  $V_{GS} = 0$  V bestaat er reeds een kanaal en gaat er stroom vloeien onder invloed van  $V_{DS}$ . De stroom die hier dan vloeit noemen we  $I_{DSS}$ .

Bij  $V_{GS}$  positief zal het kanaal rijker worden aan ladingdragers (elektronen) : het kanaal wordt 'breder'.

Bij  $V_{GS}$  negatief zal het kanaal armer worden aan ladingdragers (elektronen): het kanaal 'versmalt'.

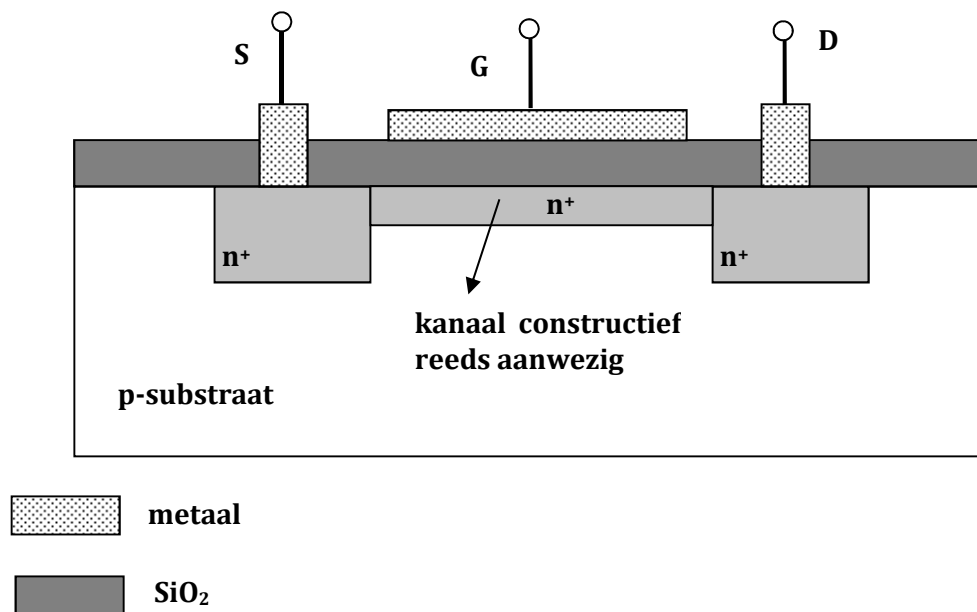


FIG. 4-13

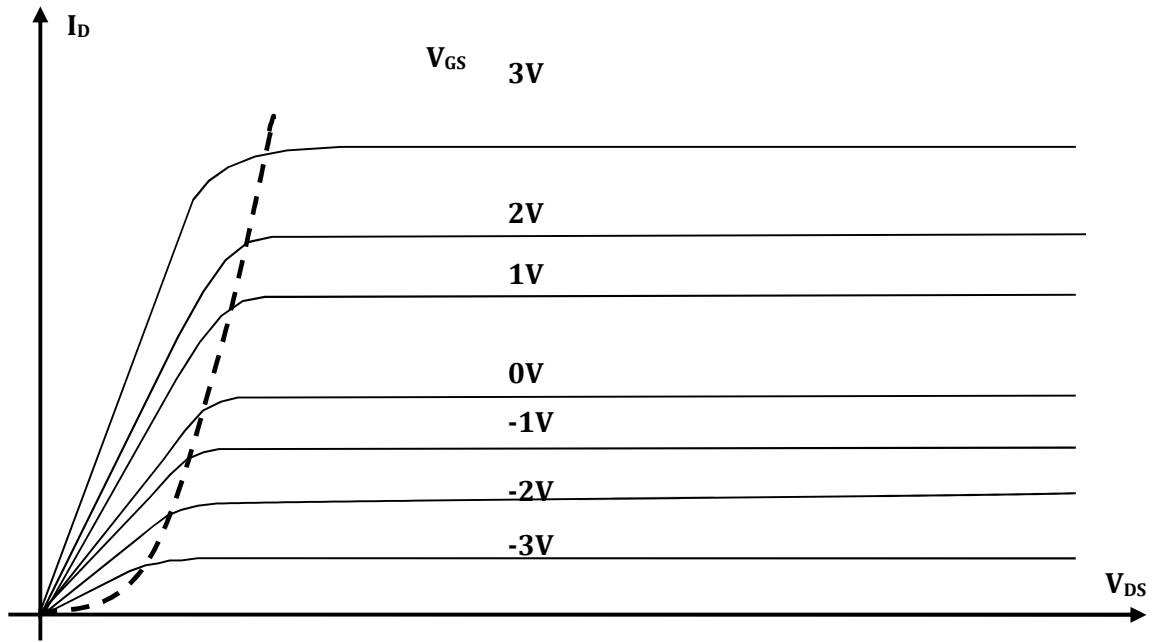


FIG. 4-14

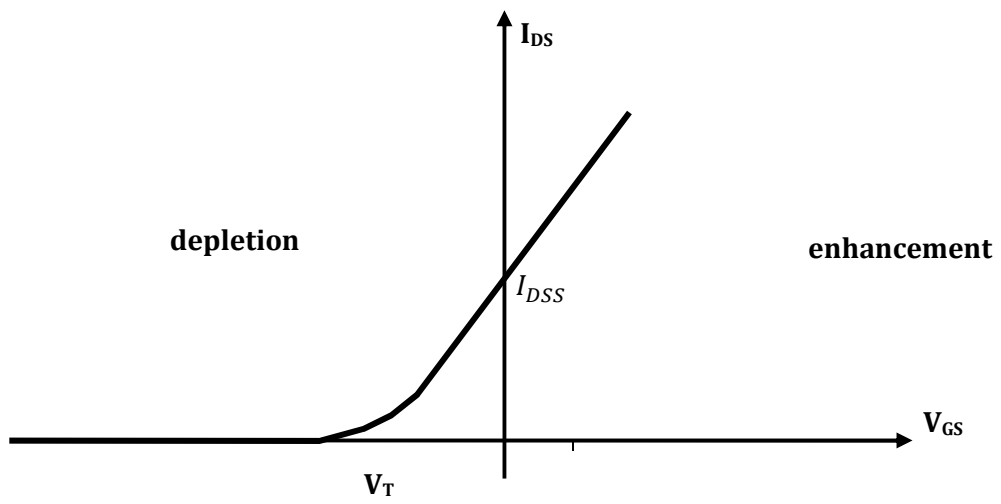


FIG. 4-15

#### 4.4 DE P-MOSFET VAN HET VERARMINGSTYPE (DEPLETION P-MOS)

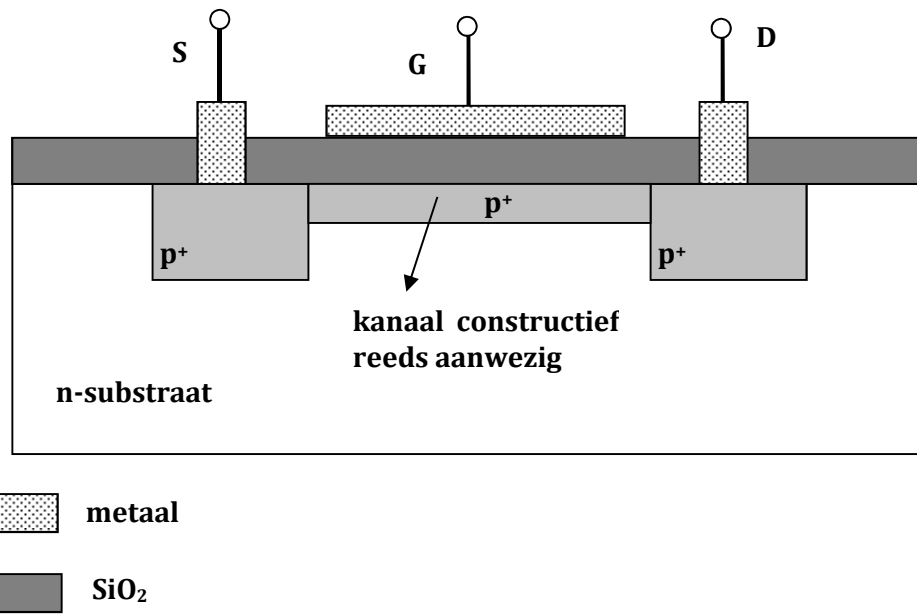


FIG. 4-16

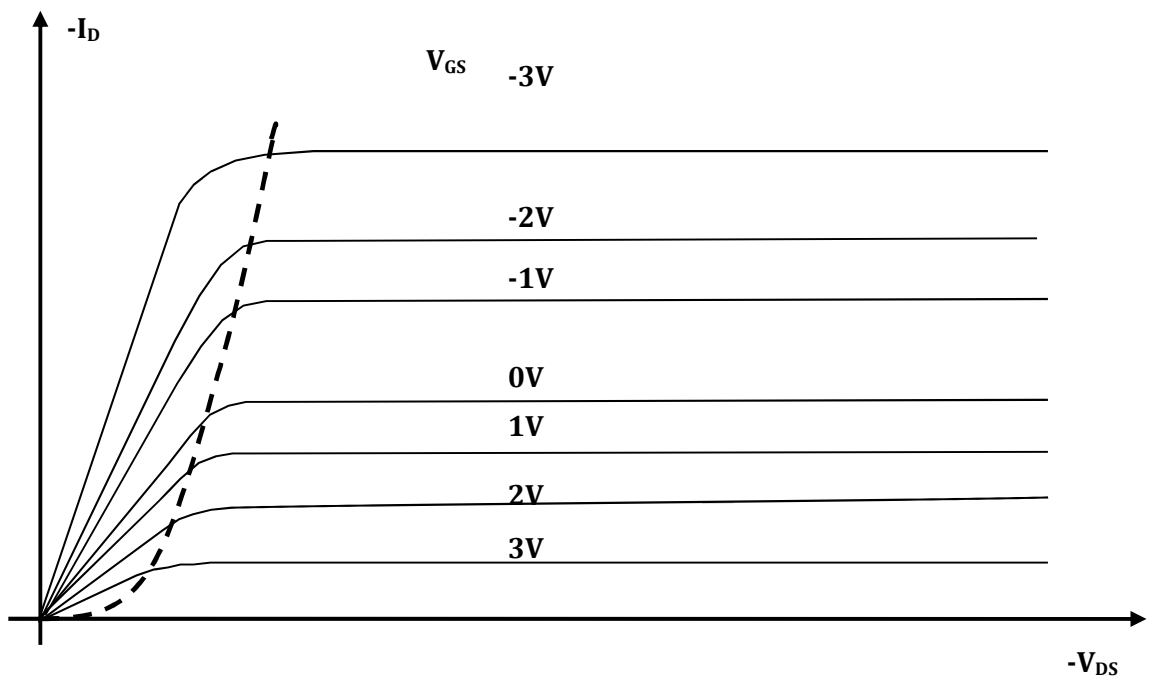


FIG. 4-17

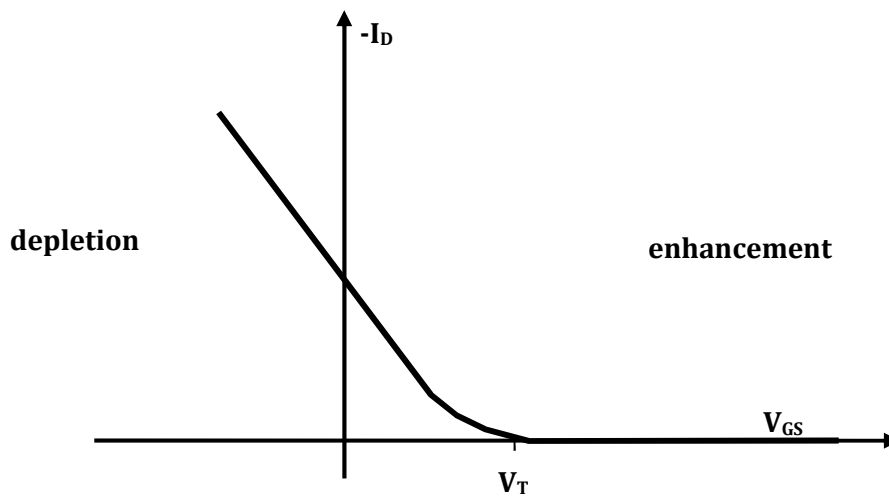


FIG. 4-18

#### 4.5 P-MOS OF N-MOS

Bij de opkomst van de MOSFET (1965-1970) werd bijna uitsluitend de P-MOSFET vervaardigd. De fabricatie van de n-MOSFET was veel duurder.

Het grote nadeel van de p-MOSFET is dat de mobiliteit van de gaten in silicium veel kleiner is dan van elektronen. Het gevolg hiervan is dat een p-MOS een weerstand heeft die ongeveer twee maal zo groot is als van een n-MOS voor dezelfde afmetingen en bij dezelfde werkingsvoorwaarden. Om de kanaalweerstand gelijk te maken moet de p-MOS ongeveer twee maal zo groot worden uitgevoerd als de n-MOS. Wanneer men dus een keuze moet maken tussen n-MOS en p-MOS gaat de voorkeur naar n-MOS.

In zeer vele IC's worden echter de twee componenten naast elkaar gebruikt.

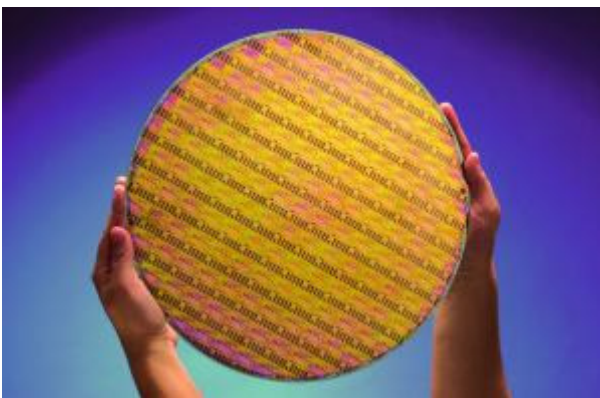


FIG. 4-19 300 MM SI-WAFER

### CMOS-transistoren

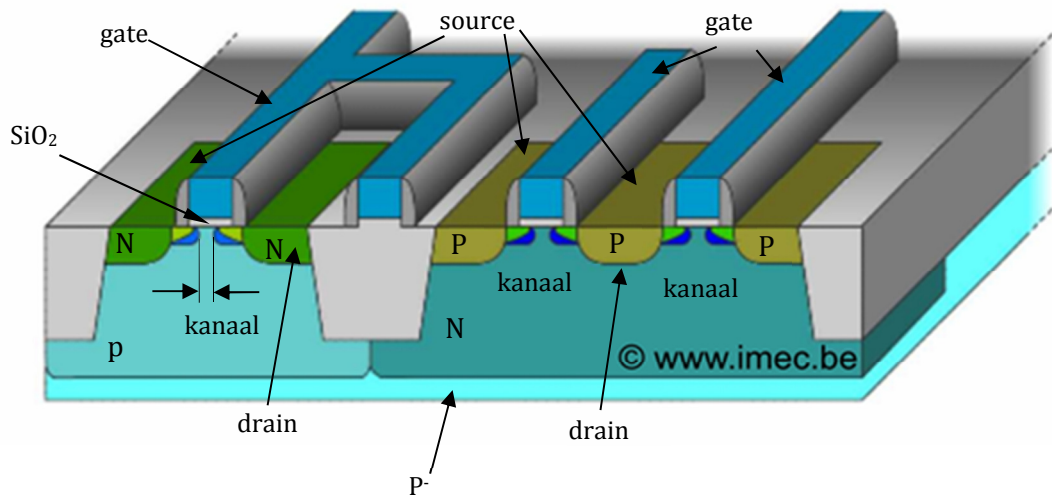


FIG. 4-20



FIG. 4-21

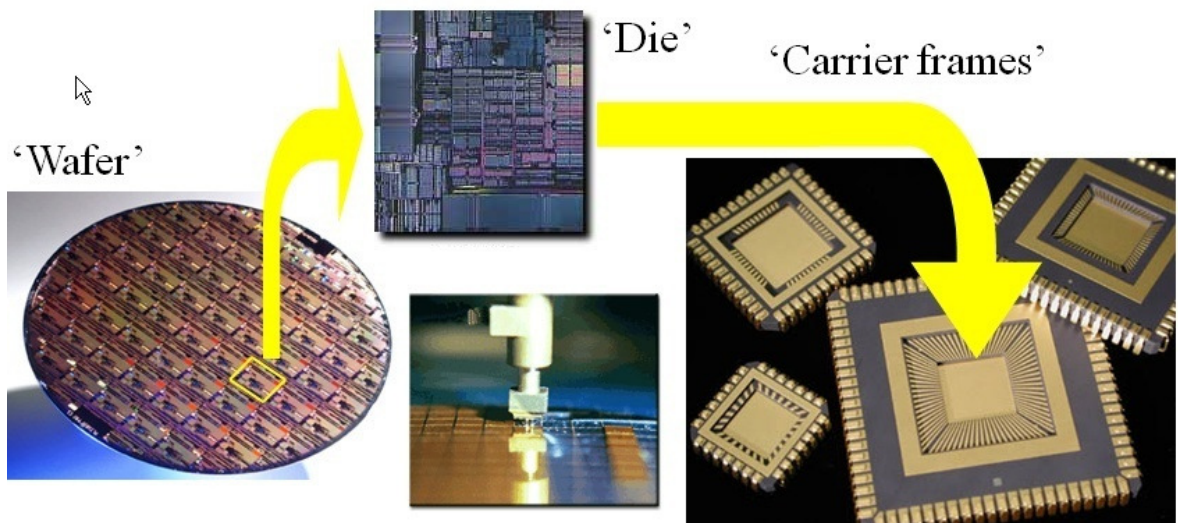


FIG. 4-22

## 4.6 GEBRUIK VAN MOSFET

### 4.6.1 SPANNINGSGESTUURDE WEERSTAND

Bij kleine  $V_{DS}$  waarden verloopt  $I_D$  nagenoeg lineair in functie van  $V_{DS}$ ; de helling van de curven wordt bepaald door de waarde van  $V_{GS}$ . De MOSFET gedraagt zich dus als een weerstand waarvan de waarde beïnvloed wordt door  $V_{GS}$ .

### 4.6.2 VERSTERKERSCHAKELINGEN

De MOSFET, gebruikt in het verzadigingsgebied, wordt aangewend voor het versterken van signalen.

Om wissel signalen te versterken is het belangrijk om een geschikte instelling voor de MOSFET te voorzien. Veronderstel een n-MOSFET van het verrijkingstype. Om hier zowel het negatieve als positieve deel van een ac signaal aangesloten aan de gate zichtbaar te maken in  $I_D$  is een instelling nodig. We bedoelen hiermee dat de MOSFET eerst een zekere DC spanning wordt toegekend waarbij een ac signaal wordt opgeteld. Een DC spanning op  $V_{GS}$  geeft een punt op de karakteristiek zoals in FIG. 4-23 is aangeduid door Q.

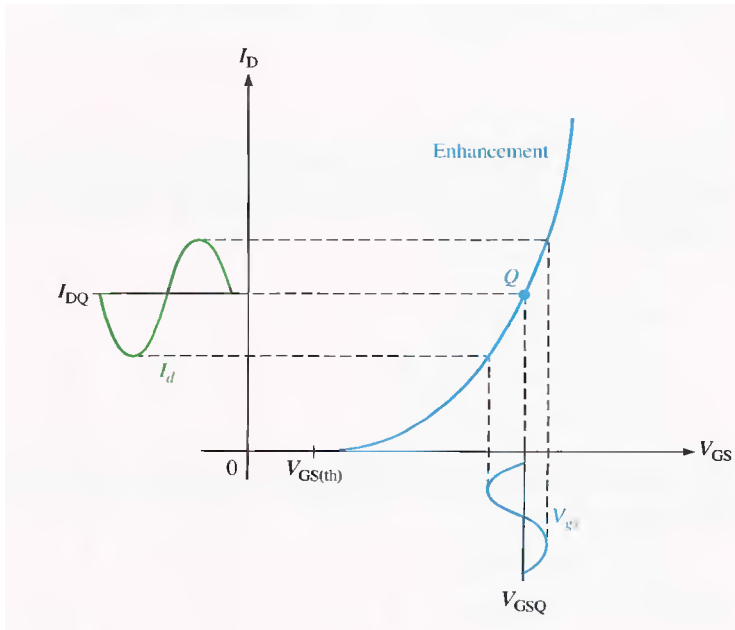


FIG. 4-23

In deze cursus vertellen we kort iets over hoe men een MOSFET kan instellen. Voor een meer gedetailleerde studie hierover en het versterken van ac signalen wordt verwezen naar de cursus van het tweede jaar.

---

### 4.6.3 INSTELMOGELIJKHEDEN VAN MOSFET

---

#### 4.6.3.1 VERRIJKINGSTYPE

---

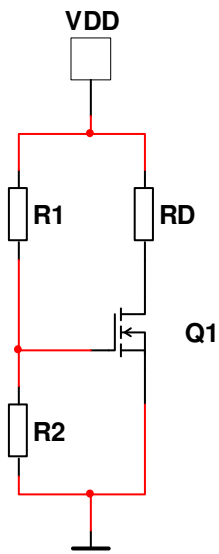
Omdat een MOSFET van het verrijkingstype een  $V_{GS}$  groter dan  $V_T$  moet hebben, kunnen we een dergelijke MOSFET zonder instelling niet gebruiken. In figuren FIG. 4-24, FIG. 4-25 worden 2 manieren getoond om een n-MOSFET van het verrijkingstype in te stellen (de n-MOSFET van het verarmingstype kan ook met deze schakelingen ingesteld worden). De n-kanaal component wordt hier gebruikt ter illustratie. Voor beide instellingstypes (spanningsdeler en drain-feedback) is het de bedoeling om de gatespanning positiever (met een verschil groter dan  $V_T$ ) te maken dan de source. Voor de spanningsdeler instelling kunnen we de volgende vergelijkingen opschrijven

$$V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DS} R_D$$

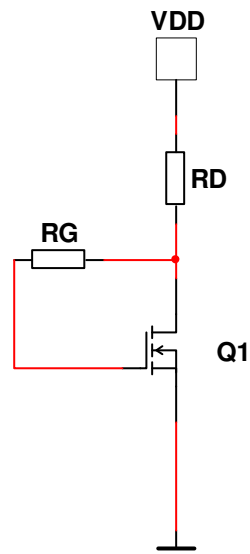
Waar  $I_{DS} = \frac{KP}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$ .

In de drain-feedback schakeling is er een verwaarloosbare gate stroom. We veronderstellen daarom geen spanningsval over  $R_G$ . Dit maakt  $V_{GS} \approx V_{DS}$ .



Spanningsdeler instelling

FIG. 4-24



Drain-feedback instelling

FIG. 4-25

#### 4.6.3.1.1 VOORBEELD 1

**Vraag:** bepaal  $V_{GS}$  en  $V_{DS}$  voor de schakeling hieronder (FIG. 4-26). Veronderstel dat deze specifieke MOSFET de volgende minimum waarden heeft:  $I_{DS(on)} = 200mA$  bij  $V_{GS} = 4V$ ; en  $V_T = 2V$ .

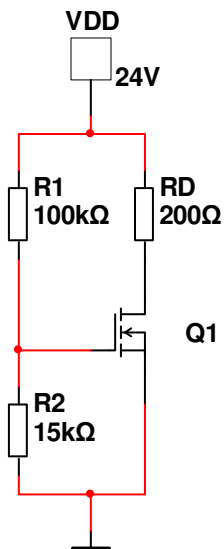


FIG. 4-26



**Oplossing:**  $V_{GS} = \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)V_{DD} = \left(\frac{15K\Omega}{115K\Omega}\right)24V = 3,13V$

Hiervoor werd volgende relatie gedefinieerd  $I_{DS} = \frac{KP}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 = K(V_{GS} - V_T)^2$ . De constante  $K$  hangt af van het gebruikte materiaal en kan bepaald worden door de in de datasheet gespecificeerde relatie tussen  $I_{DS}$  en  $V_{GS}$ , nl.  $I_{DS(on)} = 200mA$  (minimum) bij  $V_{GS}=4V$ . Dit geeft dan

$$K = \frac{I_{D(on)}}{(V_{GS} - V_T)^2} = \frac{200mA}{(4V - 2V)^2} = 50mA/V^2$$

Nu kunnen we  $I_{DS}$  berekenen bij  $V_{GS} = 3,13V$ .

$$I_{DS} = K(V_{GS} - V_T)^2 = \left(\frac{50mA}{V^2}\right)(3,13V - 2V)^2 = 63,8mA.$$

Vervolgens kunnen we dan  $V_{DS}$  berekenen.

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DS}R_D = 24V - (63,8mA)(200\Omega) = 11,2V.$$

#### 4.6.3.1.2 VOORBEELD 2

**Vraag:** Bepaal de  $I_{DS}$  in onderstaande schakeling (FIG. 4-27). De MOSFET heeft een  $V_T = 3V$ . De multimeter XMM1 geeft  $V_{GS} = 8,5V$ .

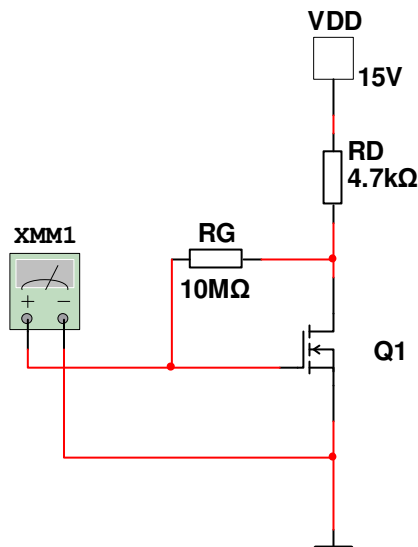


FIG. 4-27

**Oplossing:** Omdat dit een drain-feedback instelling is, hebben we  $V_{DS} \approx V_{GS} = 8,5V$ .

$$I_{DS} = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D} = \frac{15V - 8,5V}{4K7\Omega} = 1,38mA.$$

#### 4.6.3.2 VERARMINGSTYPE

Herinner je dat een MOSFET van het verrijkingstype kan werken met zowel positieve als negatieve waarden voor  $V_{GS}$ . Een simpele instelling is  $V_{GS} = 0V$ . In dit geval zal de een ac signaal aan de gate variëren boven en onder 0V. Een voorbeeld van een schakeling van een MOSFET met de 0 instelling vind je in FIG. 4-28. Omdat  $V_{GS} = 0$ , geldt  $I_{DS} = I_{DSS}$ . De drain-naar-source spanning is

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS}R_D.$$

Het doel van  $R_G$  is om een ac signaal dat wordt aangesloten aan de gate te isoleren van massa (de condensator laat enkel maar ac signalen door, dc wordt tegengehouden). Omdat er geen dc gate stroom is heeft  $R_G$  geen effect op de instelling van de MOSFET.

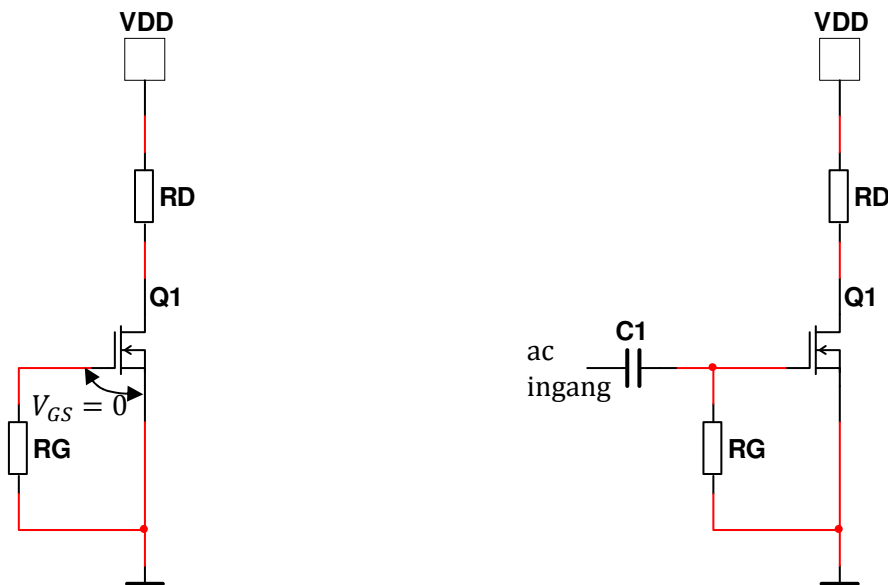


FIG. 4-28

#### 4.6.3.2.1 VOORBEELD

**Vraag:** Bepaal de drain-naar-source spanning in de schakeling gegeven in FIG. 4-29. De datasheet van de MOSFET geeft  $V_{GS(off)} = -8V$  en  $I_{DSS} = 12mA$ .

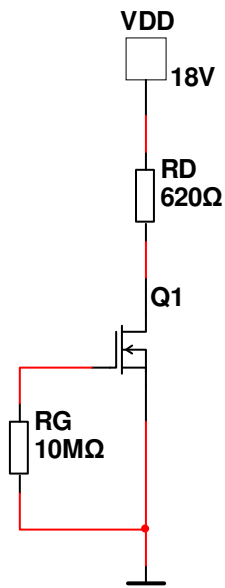


FIG. 4-29

**Oplossing:** Omdat  $I_{DS} = I_{DSS} = 12\text{mA}$ , kunnen we besluiten dat de drain-naar-source spanning gelijk is aan

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS}R_D = 18\text{V} - (12\text{mA})(620\Omega) = 10,6\text{V}.$$

---

#### 4.6.4 DE MOSFET ALS SAMPLE-POORT

---

Een principiële schakeling wordt gegeven in fig. 4-30.

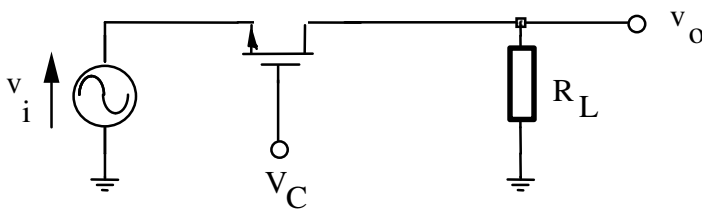


FIG. 4-30

Onderstel dat voor de gebruikte MOSFET de drempelspanning  $V_T$  gelijk is aan 4V en dat de belastingsweerstand voldoende groot is. Als  $V_C = 0$  en als de amplitude van  $V_i$  kleiner is dan 4V dan blijft de MOSFET in de niet-geleidende toestand en is  $v_o = 0$ . Indien  $V_C$  wordt opgevoerd tot bvb. 10V dan is de kanaalweerstand laag t.o.v. de belastingsweerstand; hieruit volgt:  $v_o \approx v_i$ .

Van deze techniek kan bijvoorbeeld gebruik gemaakt worden bij een sample-and-hold schakeling (fig. 4-31).

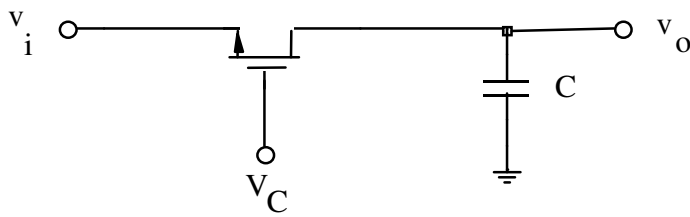


FIG. 4-31

Bij vorige schakeling zal  $v_o$  de ingang  $v_i$  volgen zolang de MOSFET geleidt.  $v_o$  blijft constant als de MOSFET niet geleidt. Geleiden of niet geleiden wordt hier bepaald door  $V_C$ .

---

#### 4.6.5 GEBRUIK VAN MOSFET ALS SCHAKELAAR IN DIGITALE TECHNIEKEN

---

Hierbij wordt de MOSFET van het verrijkingstype gebruikt. Indien er geen kanaal geïnduceerd wordt reageert de MOSFET als een open schakelaar. Indien er een kanaal met voldoende kleine weerstand geïnduceerd wordt reageert de MOSFET bij benadering als een gesloten schakelaar.

Een elementaire invertorschakeling wordt gegeven in fig. 4-32; de voorwaarde is wel dat  $R$  voldoende groot is in vergelijking met de minimale kanaalweerstand.

De volledige karakteristiek van  $v_o$  in functie van  $v_i$  wordt gegeven in fig. 4-33.

Indien  $v_i$  slechts de twee mogelijke waarden 0 en  $V_{DD}$  kan aannemen dan wordt de waarheidstabel gegeven door:

$v_i$	$v_o$
0	$V_{DD}$
$V_{DD}$	$\approx 0$

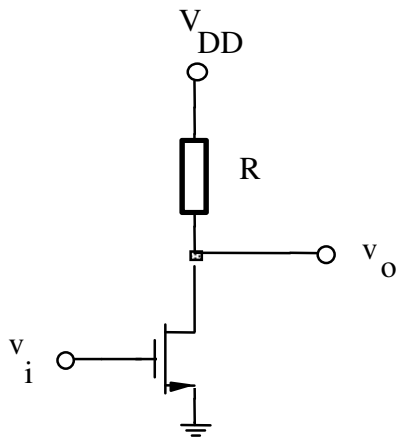


FIG. 4-32

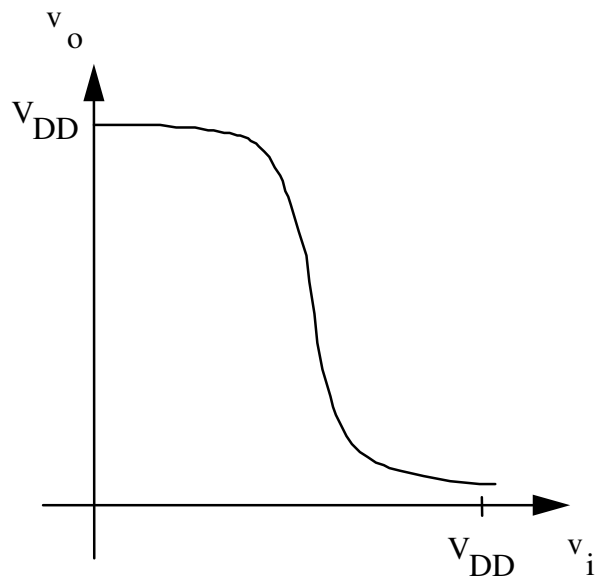


fig. 4-33

Een "NAND"-schakeling wordt gegeven in fig. 4-34. Deze schakeling geeft een EN-operatie gevolgd door een invertie.

De waarheidstabel wordt gegeven in volgende tabel:

$v_1$	$v_2$	$v_o$
0	0	$V_{DD}$
0	$V_{DD}$	$V_{DD}$
$V_{DD}$	0	$V_{DD}$
$V_{DD}$	$V_{DD}$	0

Een "NOR"-schakeling wordt gegeven in fig. 4-35. Deze schakeling geeft een OF-operatie gevolgd door een invertie.

De waarheidstabel is:

$v_1$	$v_2$	$v_o$
0	0	$V_{DD}$
0	$V_{DD}$	0
$V_{DD}$	0	0
$V_{DD}$	$V_{DD}$	0

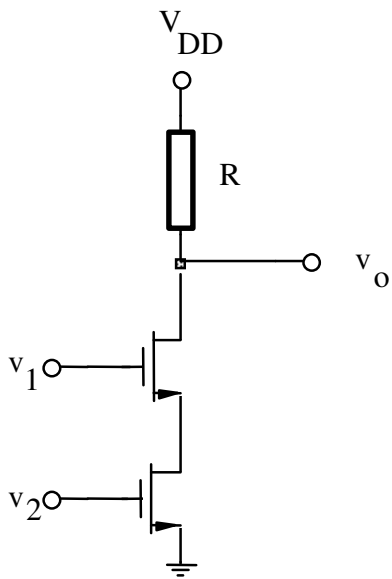


fig. 4-34

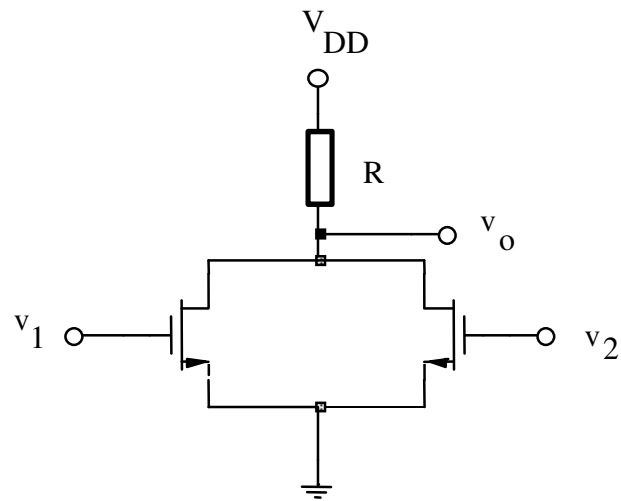


FIG. 4-35

### Opmerking:

In geïntegreerde schakelingen worden doorgaans de weerstanden vervangen door MOSFET's. Mogelijke uitvoeringen van de invertor worden gegeven in fig. 4-36 en fig. 4-37.

Voor fig. 4-36 worden twee MOSFET's van het verrijkingstype gebruikt. MOSFET 1 wordt de "driver" genoemd; MOSFET 2 is de belasting of "load". De uitgangskarakteristieken voor beide MOSFET's worden gegeven in fig. 4-38 en fig. 4-39. Voor MOSFET 2 geldt:  $V_{GS} = V_{DS}$ ; deze uitdrukking geeft de aangeduide werkingslijn in fig. 4-38.

Verder gelden ook nog volgende gelijkheden:  $I_{D2} = I_{D1}$   $V_{DS1} + V_{DS2} = V_{DD}$

Met behulp van deze twee uitdrukkingen en de werkingslijn van MOSFET 2 kan de belastingslijn van MOSFET 1 getekend worden; dit is weergegeven in fig. 4-39.

Uit deze figuur blijkt onmiddellijk dat we te doen hebben met een invertor (als  $v_i = V_{GS1} = 0$  dan is  $v_o = V_{DD}$  en als  $v_i = V_{GS1} = V_{DD}$  dan is  $v_o \approx 0$ ).

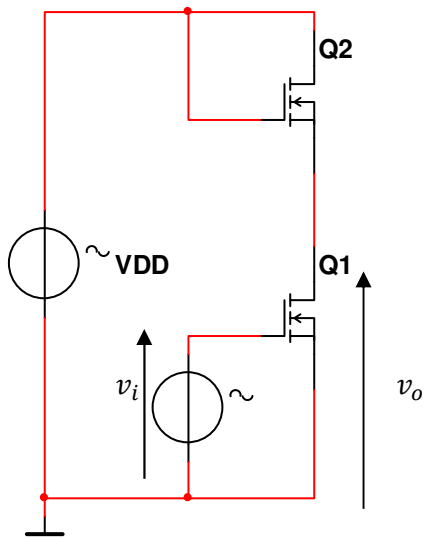


FIG. 4-36

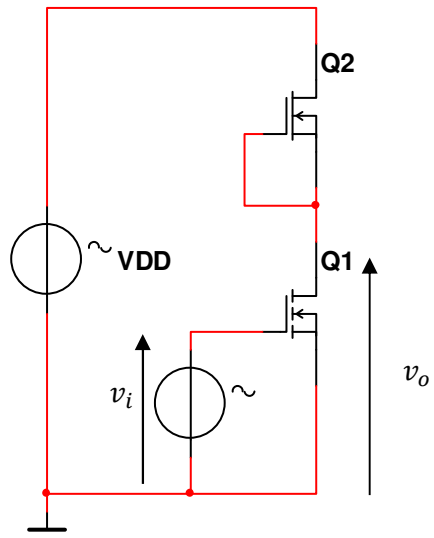


FIG. 4-37

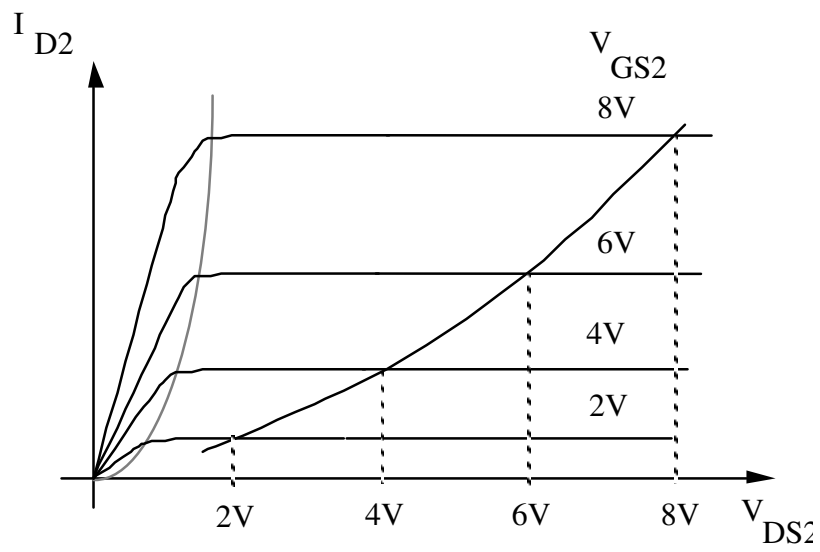


FIG. 4-38

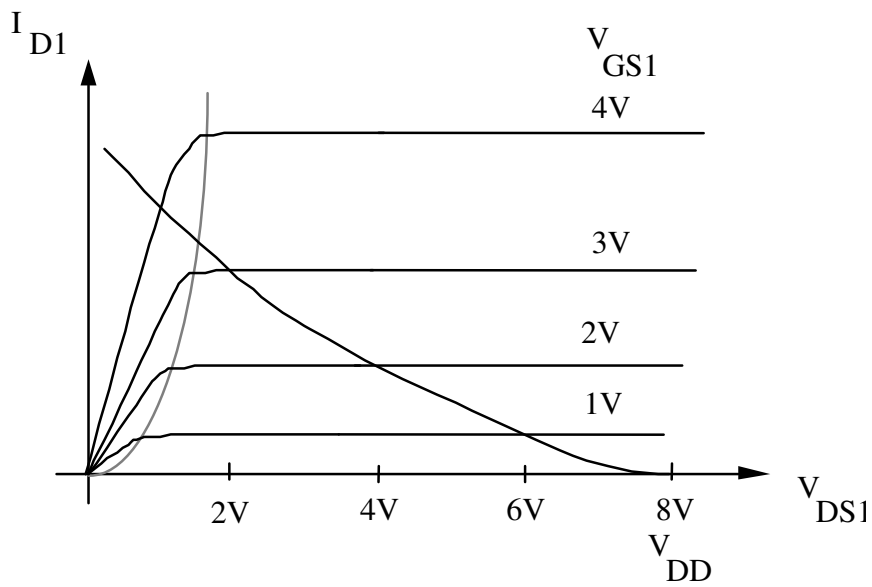


FIG. 4-39

Voor de schakeling van fig. 4-37 geldt een gelijksoortige redenering (MOSFET 2 is van het verarmingsstype !). De karakteristieken met bijhorende werkslijnen zijn weergegeven in fig. 4-40 en fig. 4-41.

Volgende gelijkheden worden gebruikt:  $V_{GS2} = 0$   $I_{D2} = I_{D1}$   $V_{DS1} + V_{DS2} = V_{DD}$

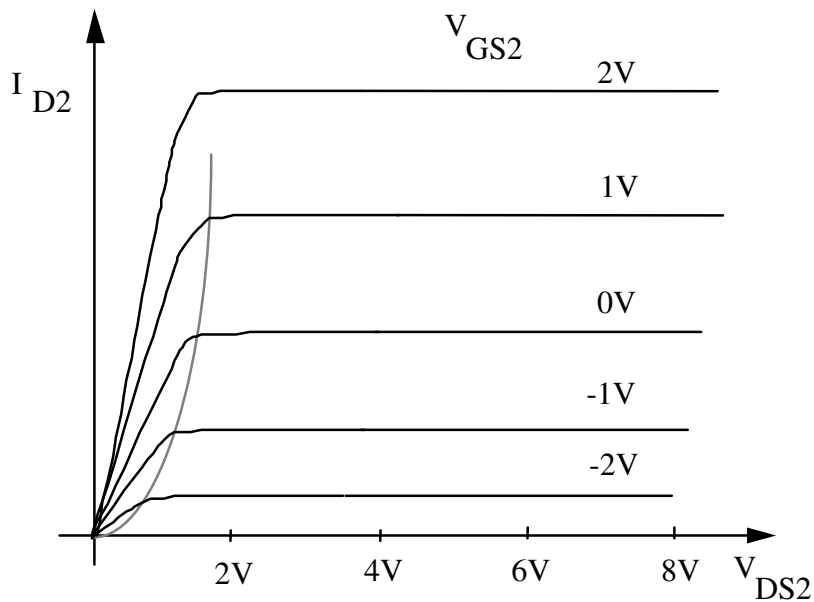


FIG. 4-40



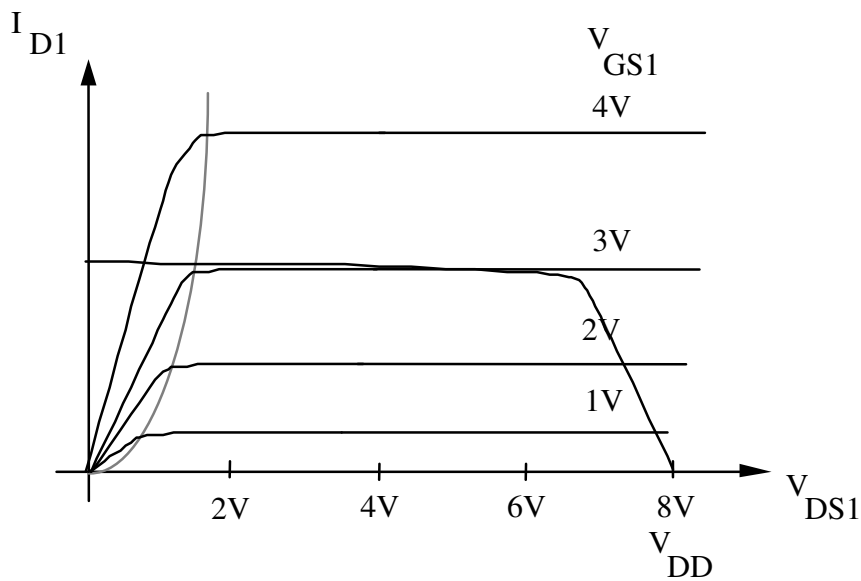


FIG. 4-41

#### 4.7 VERDERE ONTWIKKELINGEN

In geïntegreerde schakelingen is de wens om steeds hogere complexiteit met dezelfde kostprijs te verwezenlijken er oorzaak van dat de afmetingen steeds verder gereduceerd worden.

De voortdurende **verkleining van transistors** ligt aan de basis van het grote succes van de chipindustrie en haar toepassingen.

Het bedrijf IMEC in Heverlee – spinoff van de KU Leuven - is toonaangevend in de realisatie van een IC-technologie waarbij steeds een grotere densiteit aan componenten wordt bereikt. Het is immers deze trend die ervoor gezorgd heeft dat alledaagse elektronische producten zoals dvd-spelers, digitale camera's en gsm's steeds goedkoper worden, minder vermogen verbruiken en/of meer functies hebben. De afmetingen waarop totnogtoe onderzoek en productie gedaan wordt (transistorpoorten tot 65nm) laten nog toe om - dankzij de nodige aanpassingen - met vertrouwde processen te werken. Maar de fysische grenzen van de bestaande technologie komen steeds dichterbij. Verdere verkleining (**45nm en kleiner**) stelt procestechnologen voor grote uitdagingen. Momenteel wordt met succes een kanaalbreedte voor MOSFETS van 28 nm toegepast!

Introductie van **nieuwe materialen** maakt het proces alsmaar complexer. Ook de basistechniek voor het maken van transistors en circuitpatronen - lithografie - verandert. De ontwikkeling van een steeds complexer wordend productieproces vereist een bundeling van krachten, zowel intellectueel als financieel. Hiertoe heeft IMEC een gecentraliseerd onderzoeksplatform opgezet waar **wereldleiders in chipproductie** samen met de belangrijkste toestel- en materiaalleveranciers aan oplossingen werken voor het sub-45nm tijdperk. De

onderzoekers behandelen onderwerpen als **lithografie, substraatmodules, de poortmodule, interconnecties, reinigingstechnieken en nieuwe transistorarchitecturen.**

Naast de programma's om transistors verder te verkleinen, bestudeert IMEC ook technologieën om **extra functies toe te voegen aan de chip.** Zo wordt er gewerkt aan geavanceerde geheugens en RF-technologie voor draadloze communicatietoepassingen waar snelheid en performantie belangrijk zijn.

Al het onderzoek dat door IMEC wordt uitgevoerd op het vlak van nieuwe materialen en processtappen wordt sterk ondersteund door **materiaal- en componentanalyse.** IMEC beschikt hiervoor over een uitgebreide reeks geavanceerde toestellen. De metrologie-experten zijn dan ook voortdurend bezig om meettechnieken te verbeteren.



FIG. 4-42

#### 4.8 DE BIPOLAIRE JUNCTIETRANSISTOR

---



Een ander type transistor is de bipolaire junctietransistor of lagetransistor. Deze bestaat uit twee p-n-juncties. Hierdoor kunnen we twee types van transistor onderscheiden. : een npn- of pnp-transistor. De opbouw en symbolische voorstelling worden gegeven in fig. 4-43.

De drie aansluitingen zijn : de Emitter E, de Basis B en de Collector C.

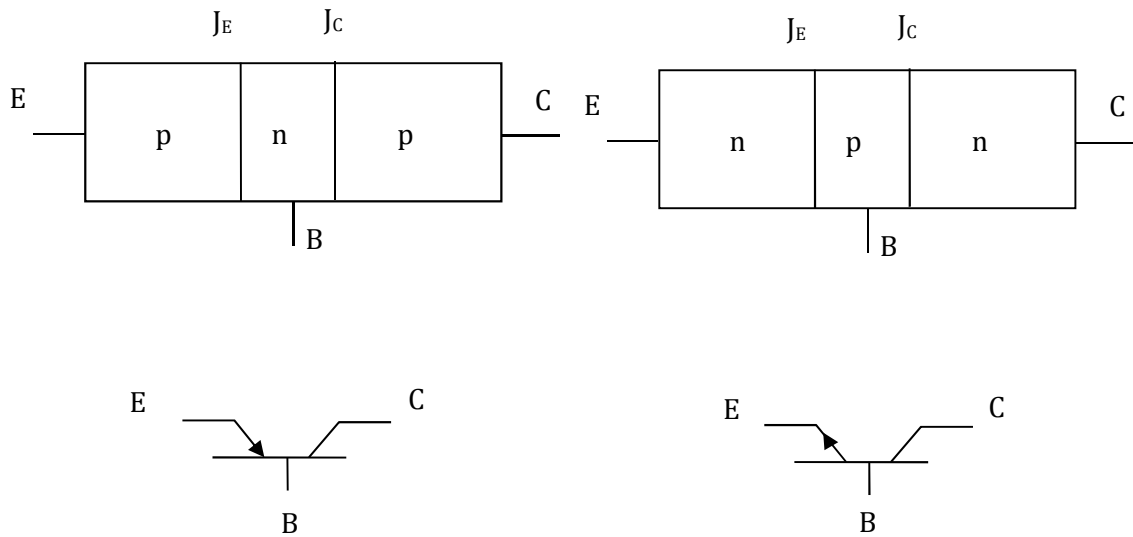


FIG. 4-43

Voor meer informatie over deze transistor wordt verwezen naar de cursus van het 2<sup>de</sup> jaar.

## 4.10 SYSTEEMAPPLICATIE: AFVALWATER NEUTRALISATIE

---

In deze toepassing is het de bedoeling om een elektronische instrumentatie te gebruiken voor de behandeling van afvalwater. Jij bent verantwoordelijk voor het evalueren van de circuits die gebruikt worden in een afvalwater neutralisatie systeem. Hoewel zowel digitale als analoge schakelingen worden gebruikt, zult u beginnen met te focussen op de pH-sensor printplaat.

---

### 4.10.1 DE BASIS OPERATIE VAN HET AFVALWATER NEUTRALISATIE SYSTEEM

---

Het diagram van het afvalwater neutralisatie systeem wordt getoond in FIG. 4-44. Het systeem meet en regelt de pH van het afvalwater. De pH is een maat voor de zuurgraad of alkaliteit van een oplossing. pH waarden hebben een bereik van 0 voor de sterkste zuren, met 7 voor neutrale oplossingen, tot 14 voor de sterkste basen. Typisch afvalwater is een sterk zuur of sterke base, zodat het bereik van pH-waarden doorgaans hoger dan 7 en minder dan 11 is. De pH van het water wordt gemeten door sensoren aan de inlaat en uitlaat van het neutralisatiebekken en bij de uitlaat van de "smoothing" bekken. Het doel is om de uiteindelijke pH waarde van het water in de uitlaat van het "smoothing" bekken op 7 af te regelen. De pH sensor produceert een kleine spanning evenredig met de pH van de vloeistof waarin het is ondergedompeld. De uitgangsspanning van elke pH sensor wordt gekoppeld aan de gate van een MOSFET. De kleine gate spanning van de sensor regelt de afvoerstroom, waardoor een uitgangsspanning op de drain wordt verkregen die omgekeerd evenredig is met de gate-spanning en groter is in amplitude. Als drain weerstanden worden regelbare weerstanden gebruikt. Hierdoor kan elk circuit afzonderlijk gekalibreerd worden zodat bij een bepaalde pH, de uitgangsspanningen gelijk zijn. Dit is nodig omdat er variaties in de eigenschappen van een MOSFET zijn. De MOSFET uitgangsspanningen worden via analoog-digitaal omzeters gekoppeld aan een de digitale controller. Gebaseerd op de gedigitaliseerde pH bepaalt de besturingseenheid hoeveel en welke vloeistof moet toegevoegd worden om het water te neutraliseren. De digitale controller activeert de regelventielen om dit te bekomen. De gedigitaliseerde pH waarden worden ook voor visuele controle zichtbaar gemaakt op een beeldscherm.

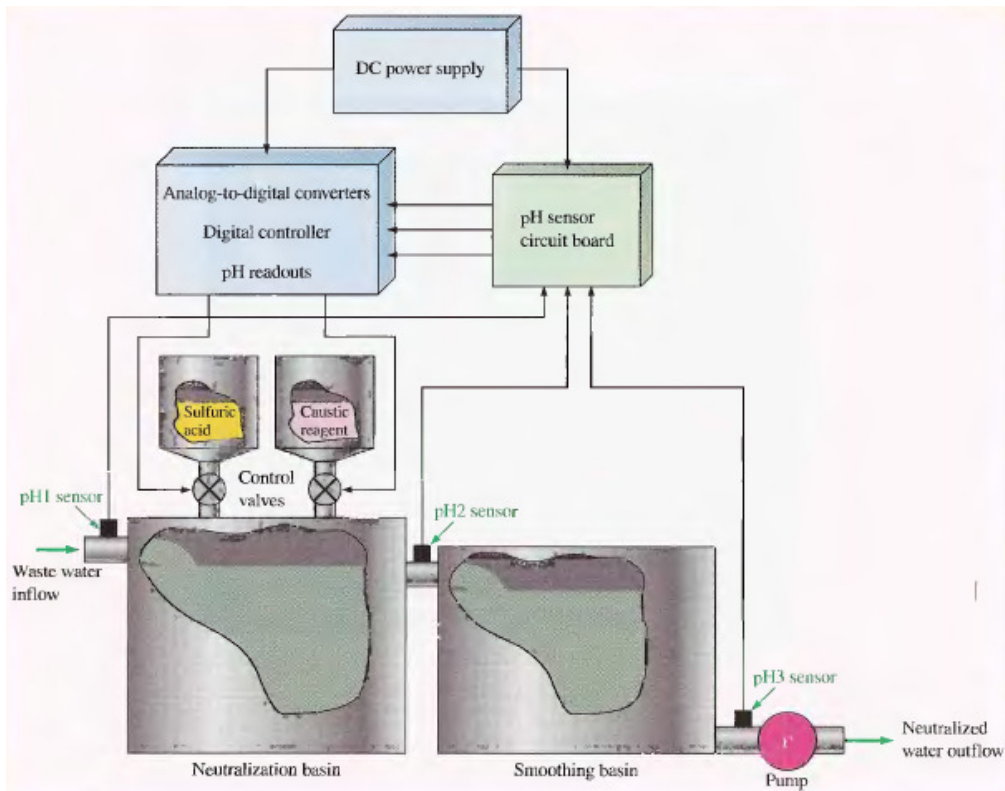


FIG. 4-44

#### 4.10.2 HET PRINTED CIRCUIT BOARD

- De documentatie is onvolledig en het schema voor de pH-sensor printplaat ontbreekt. De transistoren zijn van het type 2N3797.
- Maak een elektronisch schema mbv de printplaat in FIG. 4-45 en benoem alle componenten; Er zijn twee verbindingen aan de achterkant getoond als donkere verbindingen.

#### 4.10.3 ANALYSE VAN DE PH SENSOR SCHAKELINGEN

Bekijk de gedeeltelijke datasheet in FIG. 4-46 en de PH sensor grafiek in FIG. 4-47.

- Bepaal de ingangsweerstand van de verarmingstype MOSFET in elke schakeling,
- Bepaal de minimum, typische en maximum weerstand waarden waarop de regelbare weerstanden dienen ingesteld te worden zodat een DC drain spanning van 7V verkregen wordt voor een neutrale oplossing (pH=7). De geregelde DC voedingsspanning is 15V.

- Bepaal de range van uitgangsspanningen (drain spanning) voor een verandering van pH sensor spanning van - 500 mV naar + 500 mV. Wat is de range van bijhorende pH waardes?

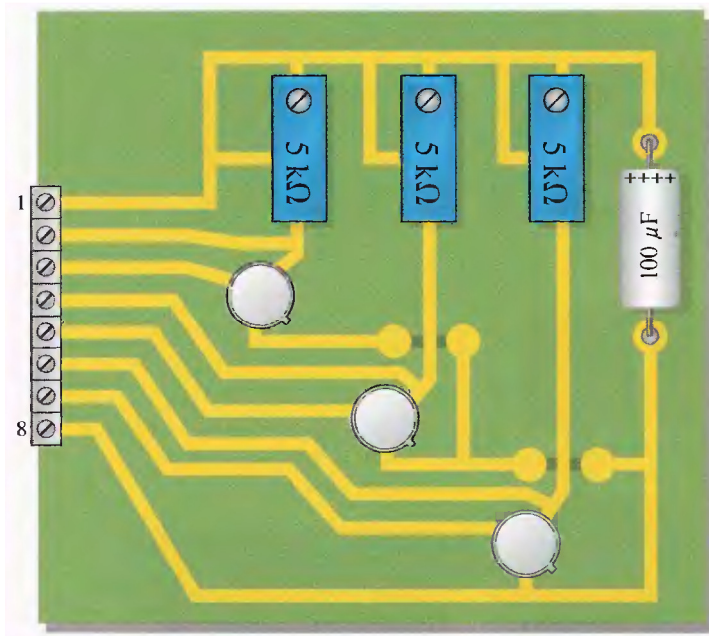
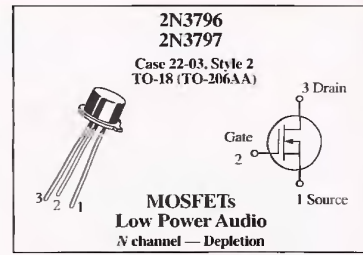


FIG. 4-45

**Maximum Ratings**

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source voltage 2N3796 2N3797	$V_{DS}$	25 20	V dc
Gate-Source voltage	$V_{GS}$	$\pm 10$	V dc
Drain current	$I_D$	20	mA dc
Total device dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	200 1.14	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Junction temperature range	$T_J$	+175	$^\circ\text{C}$
Storage channel temperature range	$T_{stg}$	-65 to +200	$^\circ\text{C}$



**Electrical Characteristics ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)**

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

**OFF Characteristics**

Drain-Source breakdown voltage ( $V_{GS} = -4.0\text{ V}$ , $I_D = 5.0\ \mu\text{A}$ ) ( $V_{GS} = -7.0\text{ V}$ , $I_D = 5.0\ \mu\text{A}$ )	2N3796 2N3797	$V_{(BR)DSX}$	25 20	30 25	- -	V dc
Gate reverse current ( $V_{GS} = -10\text{ V}$ , $V_{DS} = 0$ ) ( $V_{GS} = -10\text{ V}$ , $V_{DS} = 0$ , $T_A = 150^\circ\text{C}$ )		$I_{GSS}$	- -	- -	1.0 200	pA dc
Gate-Source cutoff voltage ( $I_D = 0.5\ \mu\text{A}$ , $V_{DS} = 10\text{ V}$ ) ( $I_D = 2.0\ \mu\text{A}$ , $V_{DS} = 10\text{ V}$ )	2N3796 2N3797	$V_{GS(off)}$	- -	-3.0 -5.0	-4.0 -7.0	V dc
Drain-Gate reverse current ( $V_{DG} = 10\text{ V}$ , $I_S = 0$ )		$I_{DGO}$	-	-	1.0	pA dc

**ON Characteristics**

Zero-Gate-Voltage drain current ( $V_{DS} = 10\text{ V}$ , $V_{GS} = 0$ )	2N3796 2N3797	$I_{DSS}$	0.5 2.0	1.5 2.9	3.0 6.0	mA dc
On-State drain current ( $V_{DS} = 10\text{ V}$ , $V_{GS} = +3.5\text{ V}$ )	2N3796 2N3797	$I_{D(on)}$	7.0 9.0	8.3 14	14 18	mA dc

**Small-Signal Characteristics**

Forward-transfer admittance ( $V_{DS} = 10\text{ V}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	2N3796 2N3797	$ y_{fs} $	900 1500	1200 2300	1800 3000	$\mu\text{mhos}$ or $\mu\text{S}$
( $V_{DS} = 10\text{ V}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )	2N3796 2N3797		900 1500	- -	- -	
Output admittance ( $V_{DS} = 10\text{ V}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	2N3796 2N3797	$ y_{os} $	- -	12 27	25 60	$\mu\text{mhos}$ or $\mu\text{S}$
Input capacitance ( $V_{DS} = 10\text{ V}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )	2N3796 2N3797	$C_{iss}$	- -	5.0 6.0	7.0 8.0	pF
Reverse transfer capacitance ( $V_{DS} = 10\text{ V}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )		$C_{rss}$	-	0.5	0.8	pF

**Functional Characteristics**

Noise figure ( $V_{DS} = 10\text{ V}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ , $R_S = 3\text{ megohms}$ )	$NF$	-	3.8	-	dB
---	------	---	-----	---	----

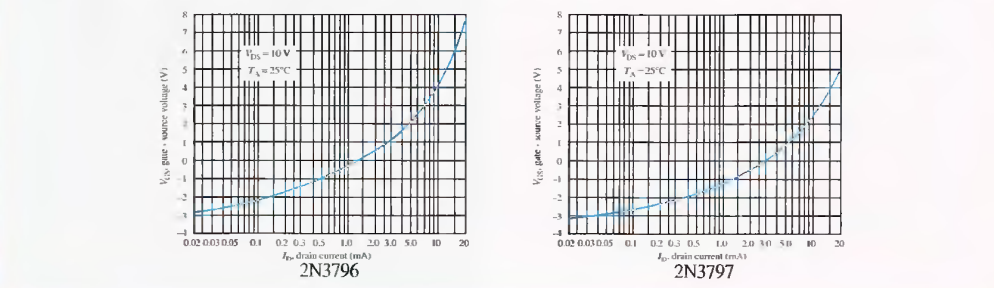


FIG. 4-46

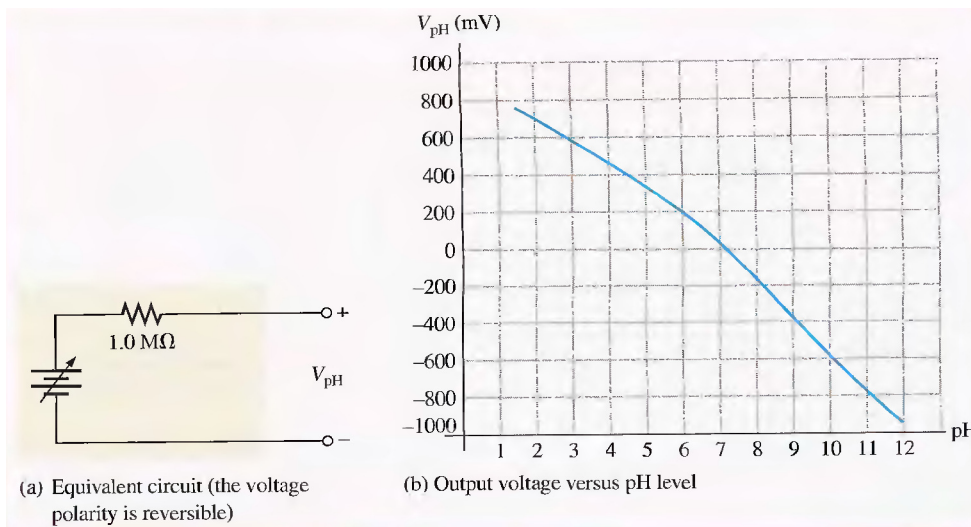


FIG. 4-47

## 4.11 DIGITALE SCHAKELINGEN

De ontwikkeling van de transistor opende een heel nieuw domein van digitale elektronica. Het ontwerp van digitale schakelingen verschilt fundamenteel van dat van analoge schakelingen. In deze sectie geven we een aantal ideeën hieromtrent. Later in je opleiding zal meer in detail over deze materie gesproken worden.

### 4.11.1 INLEIDING

Een systeem kan meestal tot volgend blokschema herleid worden.

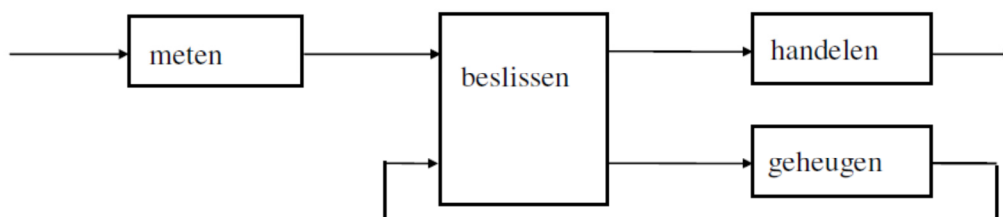


FIG. 4-48

Wanneer men ergens gebruik maakt van elektronische componenten spreekt men van elektronische systemen. Bij analoge systemen zijn de spanningen en stromen al dan niet recht evenredig met de waarde van het signaal. Bij digitale systemen wordt er enkel gebruik gemaakt van discrete niveaus. In de meeste gevallen zijn dit slechts 2 niveaus, meestal voorgesteld door True en False, 1 en 0 of een hoge en een lage spanning.

#### 4.11.1.1 VOORDELEN VAN DIGITALE SYSTEMEN.



- **Digitale schakelingen zijn dikwijls eenvoudiger.**

Omdat we slechts 2 discrete toestanden moeten onderscheiden, kunnen de circuits eenvoudiger gehouden worden. Ook ruis en storingen hebben minder invloed. Om het ontwerpen eenvoudiger te maken heeft men ganse families van digitale IC's geïntroduceerd die elkaar aanvullen en zeer goedkoop zijn.

- **Digitale informatie kan nauwkeuriger zijn.**

Doordat analoge systemen zeer gevoelig zijn aan externe factoren (temperatuur, elektromagnetische golven, koppeling met de voedingstransformator, doorgeven van de brom en ruis op de voedingsspanning naar de uitgang) en interne factoren (capaciteit koppeling, straling van de uitgangstrap naar een ingangstrap, enz.), zijn nauwkeurige analoge systemen zeer duur. Een analoge vermenigvuldiger met de nauwkeurigheid van 16 bits loopt al gauw in de honderden euros terwijl dit digitaal bij enkele euros blijft. Een nauwkeurigheid bereiken van 32 bits is digitaal niet moeilijk terwijl dit analoog onmogelijk is. Tegenwoordig zijn er reeds microprocessors die 50 miljoen vermenigvuldigingen per seconde halen met een precisie van 64 bits, en alles wijst erop dat dit binnen een jaar of 10 à 20 alweer 1000 x sneller zal gaan.

- **Digitale geheugenopslag is eenvoudiger.**

In de digitale technieken hoeft er enkel maar signaal of geen signaal onthouden te worden. Een opslag van een waarde van 16 bits vergt echter wel 16 parallele digitale schakelingen waar er analoog enkel een capaciteit nodig is. Doch een capaciteit lekt leeg en het is onmogelijk om gedurende een grotere tijd ( enkele seconden lukt nog wel) een analoge spanning vast te houden. Ook de tijd om een nieuwe waarde op te slaan is meestal groter bij analoge dan bij digitale schakelingen. Verder bestaan er in de digitale technieken chips die 16 Mbit kunnen opslaan. Analoog bestaan er CCD's die enkele duizenden analoge waarden kunnen opslaan, doch enkel met een nauwkeurigheid van ongeveer 1% voor een tijd van maximum 0.01 à 0.1 seconde.

- **Digitale informatie leent zich tot foutdetectie en -correctie.**

Door er naast de nuttige bits nog extra redundante (als alles goed gaat overvloedige) bits aan toe te voegen kan men fouten in de boodschap ontdekken, men kan dan een verzonden of opgeslagen boodschap opnieuw lezen of opvragen. Bepaalde coderingen laten toe dat enkele bits fout gelezen worden zonder dat er iets van de boodschap verloren gaat. Een voorbeeld hiervan is de Reed-Salomon codering voor CD. Doch waar er maar 1.5 Mbit/s op de schijf moeten geschreven worden, zet men er 4.3 Mbit/sec. op voor formatie, foutcorrectie en extra informatie.

- **Digitale informatie degradeert haast niet.**

Elke bewerking die we uitvoeren met een analoog signaal gaat dit signaal verslechteren; extra ruis, vervorming, offsetfouten, versterkingsfouten, opgepikte storingen, afregelfouten. Digitaal bekijkt men een bit enkel op bepaalde ogenblikken. Zolang de storingen niet groter zijn dan het signaal zelf kan men deze bit terugwinnen uit het signaal. Gebruikt men een codering die fouten toelaat dan mogen er een aantal bits zelfs fout gaan. We kunnen nu het signaal met een repeater terug opsmukken zonder enig verlies aan kwaliteit. Een repeater ontvangt het signaal, versterkt het, en zendt het terug door. Bij een digitaal signaal kan de repeater ook het signaal decoderen, de fouten detecteren en corrigeren en terug coderen.

- **Digitale technieken scheppen extra mogelijkheden.**

Een tekst opslaan of versturen kan enkel digitaal. Een hogere orde filter (van 10-de of een hogere orde) bouwen kan enkel maar digitaal omdat de benodigde analoge precisie componenten niet verkrijgbaar zijn. Bij een CD-speler kan men de afspeelvolgorde der liedjes programmeren, dit is onmogelijk met analoge LP's. Denk ook aan digitale afstandsbedieningen. Zelfinstellende regelaars (b.v.: De benodigde voorontstekingshoek van een verbrandingsmotor is een functie van het octaangetal van de benzine. Met een pingeldetector stelt de elektronica vast welk de optimale ontstekingshoek is voor de benzine die op dit ogenblik gebruikt wordt). Er bestaan (nog enkel te vinden op rommelzolders of stortplaatsen) analoge computers (deze werden gebruikt om stelsels van differentiaalvergelijkingen op te lossen), doch de digitale zijn veelzijdiger, goedkoper en alomtegenwoordig.

- **Digitale schakelingen behoeven geen afregeling**

Een analoog filter moet steeds afgeregeld worden. Dit betekent dat men bij de productie gespecialiseerde meetapparatuur en personeel of een automaat moet inzetten. Bij een vergelijkbaar digitaal filter hoeven er slechts enkele getallen onthouden te worden in een bedrading of geheugen. Ook iets dat afgeregeld is zal in de loop der jaren ontregeld geraken (De karakteristieken van componenten verlopen met de ouderdom).

- **Digitale schakelingen kunnen beter geïntegreerd worden.**

De voornaamste oorzaak waarom men, indien enigszins mogelijk, alles digitaal tracht op te lossen is het feit dat digitale schakelingen zeer sterk (dus goedkoop) kunnen geïntegreerd worden. Enkel grote transistoren (b.v. 0,1x0,1 mm.) zijn ruisarm. Dit betekent dat analoge chips slechts weinig circuits kunnen bevatten. Digitaal is ruis een kleiner probleem en kan men reeds miljoenen schakelingen op een chip krijgen.

#### 4.11.1.2 NADELEN VAN DIGITALE SYSTEMEN.

---

##### **De wereld is analoog.**

Uit de quantummechanica weten we dat, wanneer we in de wereld van het kleine duiken, er geen continuïteit is maar alleen discrete waarden. De grootte van deze stappen is echter zo klein dat deze in normale omstandigheden niet voelbaar zijn. Vandaar dat nagenoeg alle grootheden door onze zintuigen als continu of analoog ervaren worden. Als we drukken temperaturen, niveaus, debieten, kracht, spanningen, stromen, verbruik, enz. willen meten dan zullen dit steeds analoge signalen zijn. Ook voor het sturen van kleppen, beelden, vermogens, enz. hebben we een analoog signaal nodig.

Wensen we het beslissings- en geheugengedeelte (zie FIG. 4-48) digitaal te bouwen dan hebben we aan de ingang een analoog naar digitaal (ADC) en aan de uitgang een digitaal naar analoog (DAC) omzetter nodig. Beide zijn vooral voor grote nauwkeurigheid dure elementen. Deze omzeters zijn pas betaalbaar wanneer het beslissings- en geheugengedeelte omvangrijk is.

De signaalconditionering zal men met analoge elektronica blijven doen. Merk ook op dat men het omzetten van het digitaal uitgangssignaal naar een analoog op verschillende manieren kan omzeilen. B.v. Een audio vermogen versterker kan ook op een volledig digitale wijze gebouwd worden, deze heeft dan eigenschappen welke beter (perfect lineair, geen DAC nodig, rendement theoretisch 100%, zeer compact) zijn dan zijn analoge broertjes.

##### **Analoge verwerking kan eenvoudiger zijn.**

Voor versterkers, eerste of tweede orde filters, en andere eenvoudige schakelingen, en zeker deze waar er reeds geïntegreerde schakelingen voor ontwikkeld zijn, is het goedkoper en eenvoudiger analoog te werken.

##### **Analoge schakelingen zijn sneller.**

De diverse trappen in radio- en TV ontvangers werken op een te hoge frequentie opdat digitale technieken kunnen toegepast worden. B.v. om de kleureninformatie uit het videosignaal digitaal uit te filteren moet men miljoenen vermenigvuldigingen en optellingen maken. Deze filters die meer dan 100 miljoen vermenigvuldigingen en optellingen per seconde maken zijn nu geïntegreerd en goedkoop. Zelfs de radioafstemming is in 1989 gedigitaliseerd (dus weg met de af te regelen spoeltjes en condensatoren).

##### **Analoge schakelingen zijn onmisbaar.**

Een bemonsteringsschakeling moet steeds vooraf gegaan worden door een analoog filter. Eveneens zullen de monsters die berekend worden, na de digitaal naar analoog omvormer op een analoge wijze moeten gefilterd worden. Merk op dat deze filters niet noodzakelijk analoog hoeven te zijn.

### 4.11.2 BINAIRE LOGICA EN BASISFUNCTIES

Als een probleem in een logische uitdrukking kan gegoten worden is de realisatie ervan meestal maar een kleine stap meer. Hoe we tot zo een uitdrukking kunnen komen illustreren we met een voorbeeld.

In een auto moet een alarmlampje branden als:

- het contact opgezet is,
- een versnelling gekozen is,
- één van beide zetels bezet is en toch de veiligheidsgordel niet in het slot zit.

Met wat intuïtie kan zowat iedereen, mits het aankopen van de nodige sensoren, deze schakeling in elkaar knutselen. Een systematische methode aanleren is nodig om meer ingewikkelde ontwerpen op te lossen.

Om een compactere uitdrukking te krijgen voor dit probleem, kennen we aan ingangen en uitgangen bepaalde letters toe:

- A: het alarmlampje brandt
- K: contact aan
- V: versnelling in
- L: linker zetel bezet
- R: rechter zetel bezet
- Gl: gordel links aan
- Gr: gordel rechts aan

Elk van deze grootheden kan waar of niet waar zijn. Meestal wordt de negatie van een grootheid aangeduid met een streep boven deze grootheid. Zo stelt men "het contact is niet aan" voor door K soms ook door  $\bar{K}$  of NK (not K). Ook samenstellingen kunnen gemaakt worden. Zo stellen we de uitdrukking dat de linker zetel is bezet en de linker gordel niet gebruikt is voor door: L.Gl . Het voegwoord is een EN (AND) . Dit duidt aan dat de uitdrukking L.Gl waar is enkel en alleen als beide componenten van de uitdrukking waar zijn.

Meer in het algemeen bestaan er een aantal zeer elementaire logische functies. Volgende table geeft een samenvatting:

A	B	A.B	A+B	A⊕B	A=B
F	F	F	F	F	T
F	T	F	T	T	F
T	F	F	T	T	F
T	T	T	T	F	T

In nevenstaande tabel kan men de meest gebruikte symbolen terugvinden:

- . staat voor een **and** of en functie
- + staat voor een **or** of of functie
- ⊕ staat voor een **exclusive or**
- / staat voor een negatie (not)

FIG. 4-49

In deze tabel vinden we ook de samenstelling OF (OR) die uitdrukt dat één van beide of beide componenten waar moeten zijn om de uitdrukking waar te maken. Het voegwoord OF moet met de nodige omzichtigheid gehanteerd worden. Soms bedoelt men immers dat de uitdrukking waar is indien een van beide componenten tegelijk waar zijn. Daarom heeft men het symbool  $\oplus$  (exor) gecreëerd, de exclusieve OF.

Het alarm (A) gaat als en alleen als het contact (K) aan is en de versnelling (V) ingeschakeld is en de linkersetel bezet (L) is terwijl de linkergordel (Gl) niet vast is of als de rechterzetel bezet (R) is terwijl de rechtergordel (Gr) niet vast is.

In functiewoord:  $A=K.(V.(L./Gl)+(R./Gr))$

Op een dergelijke vorm kunnen we dan wiskundige manipulaties toepassen om een zo eenvoudig mogelijk ontwerp te krijgen.

---

#### 4.11.3 DE WAARHEIDSTABEL

---

Een waarheidstabel is een tabel waar voor elke combinatie van ingangen de uitgang(en) gespecificeerd is. In het algemeen kan men stellen dat er voor n ingangen  $2^n$  mogelijke ingangscombinaties zijn, en dus ook  $2^n$  rijen.

Om het aantal rijen te beperken kan men rijen samennemen. Ingangen die geen rol spelen, zal men noteren met een x teken.

K	V	L	Gl	R	Gr	A
F	x	x	x	x	x	F
T	F	x	x	x	x	F
T	T	x	x	F	x	F
T	T	x	x	T	F	T
T	T	x	x	T	T	F
T	T	F	x	x	x	F
T	T	T	F	x	x	T
T	T	T	T	x	x	F

FIG. 4-50

In table FIG. 4-50 wordt de waarheidstabel van de logische functie  $A=K.V.((L./Gl)+(R./Gr))$  gegeven. Indien in bovenstaand voorbeeld het contact niet aan staat dan mogen de andere ingangen zijn wat ze willen: het alarm zal nooit aangaan. De eerste 32 rijen kunnen als één rij geschreven worden door het

gebruik van om het even (x) ingangen. Deze om het even (don't care) ingangen zullen in een volgende paragraaf uitvoerig besproken worden.

---

#### 4.11.4 LOGISCHE SYMBOLEN

---

Een logisch schema kan men op verschillende manieren realiseren. In de oudere databoeken vindt men nog de **MIL-STD-806B**. De moderne **IEC117-15B** publicatie is echter eenvoudiger te tekenen en beschrijft de logische functie veel vollediger dan de MIL-standaard. In FIG. 4-51 worden de basissymbolen getoond. Een negatie wordt voorgesteld door een cirkeltje. In de IEC symboliek stelt men dat alle ingangsignalen links aan het symbool toekomen en alle uitgangen rechts het symbool verlaten (tenzij anders aangegeven). Deze poorten kunnen eventueel meer dan 2 ingangen hebben.

In de IEC-symboliek betekent een & dat indien alle interne ingangen waar zijn de interne uitgang waar is. Een >1 betekent dat indien er 1 of meerdere interne ingangen waar zijn, de interne uitgang waar is. Een externe ingang kan genegeerd worden door het cirkeltje aan een ingang aan te brengen. Ook een externe uitgang is al dan niet de negatie van de interne uitgang.

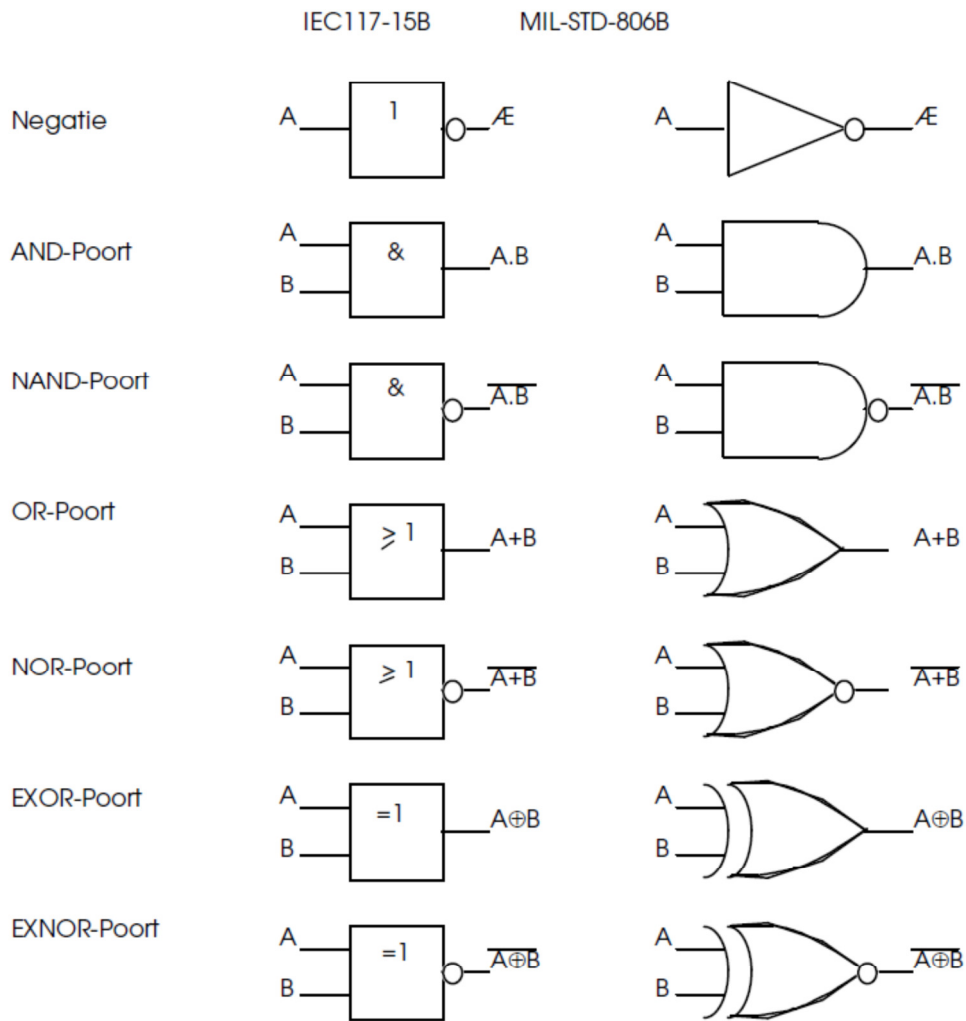


FIG. 4-51

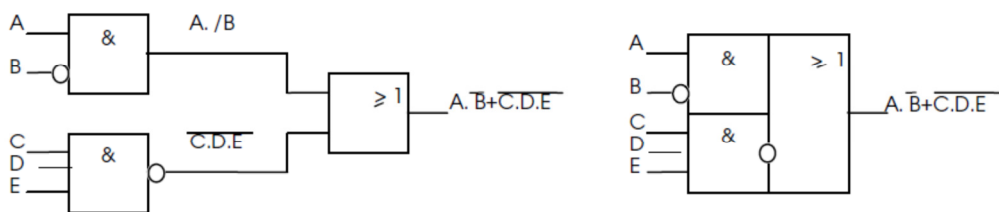


FIG. 4-52

In FIG. 4-52 wordt een alternatieve tekenwijze voor IEC symbolen weergegeven.

#### 4.11.5 ONTWERP VAN THEORETISCH LOGISCH SCHEMA

Als voorbeeld nemen we het autoalarm uit de inleiding:

$$A = K.V.((L./Gl) + (R./Gr))$$

In FIG. 4-53 wordt het logische schema voor een autoalarm in 2 schemavormen getoond.

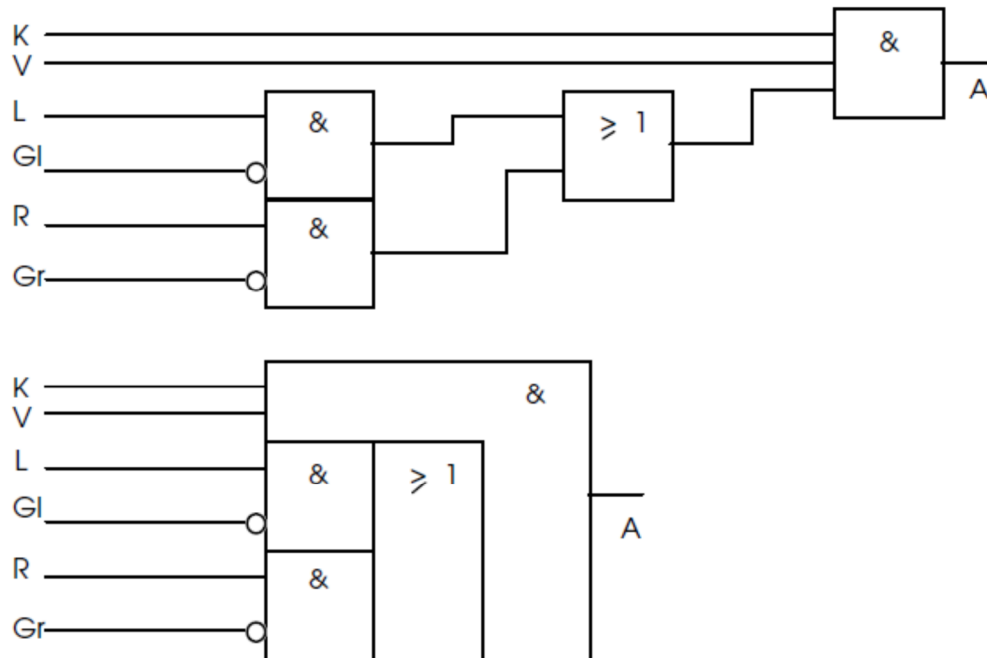


FIG. 4-53

Dit schema kan onmiddellijk gebruikt worden om een vrij programmeerbare automaat (VPA) beter bekend als programmable logic controller (PLC) te programmeren. Ook in een computerprogramma kan bovenstaand schema of zijn Booleaanse vergelijking rechtstreeks geprogrammeerd worden. In beide bovenstaande gevallen wordt de vergelijking in een programma gegoten.

Aangezien bovenstaand schema iets te eenvoudig is om er een computer op los te laten zal men dit meestal uitvoeren met geïntegreerde digitale schakelingen, of contacten en relais. Zijn de in- en uitgangssignalen pneumatisch/hydraulisch dan is het dikwijls aan te raden pneumatische/hydraulische bouwstenen te gebruiken, dit bespaart verschillende druk naar spanning en spanning naar druk omvormers en elektroventielen.

Alle volgende ontwerpregels zijn bruikbaar en nodig voor de verschillende typen van bovenvermelde hardware. In deze cursus beperken we ons tot elektronische hardware.

Een tweede voorbeeld geeft een logisch ontwerp van een koffieautomaat.

Een koffieautomaat laat verschillende mogelijkheden toe:



Keuze:

- 1) ZK is zwarte koffie
- 2) KS is koffie met suiker
- 3) KM is koffie met melk
- 4) KSM is koffie met suiker en melk

De ventielen moeten bediend worden. Uiteraard kan er slechts een keuze zijn als er elektriciteit (E), waterdruk (WD) en geld (G) aanwezig is. Dit is de basisvoorwaarde (F).

$$F = E.WD.G$$

Ook de voorraad aan bekerv (BV), koffiepoeder (KV), suiker (SV) en melk (MV) moet voldoende zijn. Dit is voorwaarde (V).

$$V = BV.KV.SV.MV$$

Bij de keuze moet men er voor zorgen dat er slecht een enkele selectie mogelijk is (vergrendeling).

KZK = ZK . /KS./KM./KSM keuze zwarte koffie  
KKS = /ZK . KS./KM./KSM keuze koffie met suiker  
KKM = /ZK . /KS.KM./KSM keuze koffie met melk  
KKMS = /ZK . /KS./KM.KSM keuze koffie met suiker en melk

De ventielen die dan moeten bediend worden zijn:

BP = (KZK+KKS+KKM+KKMS).F.V beker plaatsen  
HW = (KZK+KKS+KKM+KKMS).BG.V heetwaterkraan  
K = (KZK+KKS+KKM+KKMS).BG.V koffiepoederventiel  
S = (KKS+KKMS).BG.V suikerventiel  
M = (KKM+KKMS).BG.V melkventiel

Dat de beker gevallen is wordt door de automaat gemeld met (BG). Het logische ontwerp van de logica van de koffieautomaat wordt weergegeven in FIG. 4-54.

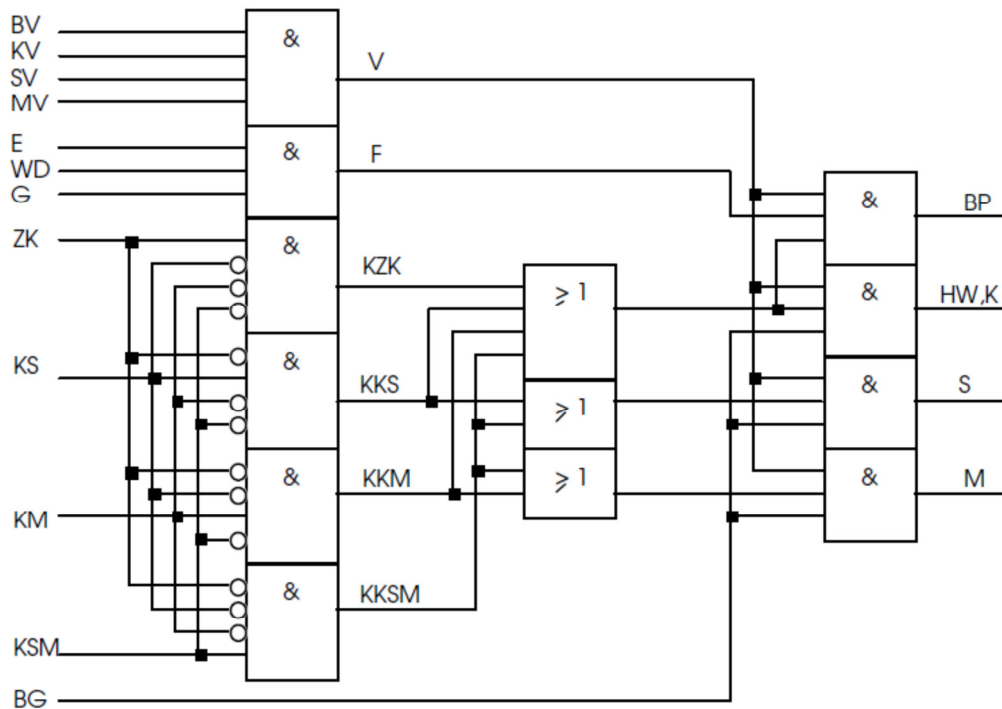


FIG. 4-54

#### 4.11.6 MINIMALISATIE VAN BOOLSE FUNCTIES

Vooraleer we aan de minimalisatie van Boolse functies kunnen beginnen, moeten we een standaardvorm van zo een functie kennen, zodat we steeds vanuit eenzelfde situatie kunnen vertrekken.

De volgende stap is het minimaliseren zelf. Daar er enkel maar systematische vereenvoudigingsmethoden voor tweelagen schakelingen (kleinste vertragingstijd) voorhanden zijn, beperken we ons tot deze. Soms kan een meer dan tweelagen schakeling tot een nog eenvoudigere vorm leiden, doch deze kunnen enkel door intuïtie gevonden worden.

Tweelagenlogica is een techniek waarbij een signaal vanaf een ingangspen tot om het even welke uitgangspen maximaal (juist) twee poorten heeft doorlopen. Zoals we verder zullen kunnen opmerken is dit eerst een AND poort en daarna een OR poort (mintermen implementeren) ofwel eerst een OR poort en daarna een AND poort (maxtermen implementeren). Een eventuele invertor aan de ingang van de schakeling tellen we wel NIET mee. Omdat twee poorten het minimum aantal is dat men nodig heeft voor een willekeurige functie, is tweelagenlogica dan ook de snelste implementatie. Zeer uitzonderlijk is de te realiseren functie zeer eenvoudig, zodat men met één laag toekomt, bijvoorbeeld een OR of een AND poort. Dat is echter geen algemeen geval.

Wat is nu de eenvoudigste vorm van een functie? Meestal is de kostprijs evenredig met de som van het aantal ingangspinnen plus het aantal uitgangspinnen van alle poorten samen.

---

#### 4.11.7 STANDAARDVORM VAN EEN LOGISCHE FUNCTIE

---

We introduceren eerst enkele begrippen:

- **Productterm:** een serie variabelen die verbonden zijn door een EN functie
- **Somterm:** een serie variabelen die verbonden zijn door een OF functie

In een standaard productterm of standaard somterm moet elke variabele juist eenmaal voorkomen.

- **SSOP:** standaard som van producten of standaardsomvorm
- **SPOS:** standaard product van somtermen of standaardproductvorm

Uit elke willekeurige Booleaanse vergelijking kan men de standaard som van producten of het standaard product van sommen afleiden.

---

#### 4.11.8 STANDAARDVORM UIT WAARHEIDSTABEL

---

Vanuit de waarheidstabel is het zeer eenvoudig de standaardvorm te vinden. Bij de standaardsom van producten moet men die termen nemen die elk individueel een 1 genereren. Deze termen noemt men mintermen. Maxtermen daarentegen genereren slechts één 0 en zijn de termen (factoren) van het standaardproduct van sommen. Een voorbeeld is gegeven in FIG. 4-55.

n	a	b	c	f	minterm	maxterm
0	0	0	0	1	/a./b./c	
1	0	0	1	0		a+b+/c
2	0	1	0	0		a+/b+c
3	0	1	1	0		a+/b+/c
4	1	0	0	1	a./b./c	
5	1	0	1	0		/a+b+/c
6	1	1	0	0		/a+/b+c
7	1	1	1	1	a.b.c	

FIG. 4-55

De standaardsom van producten kan geschreven worden als:  $f(abc) = /a./b./c + a./b./c + a.b.c$

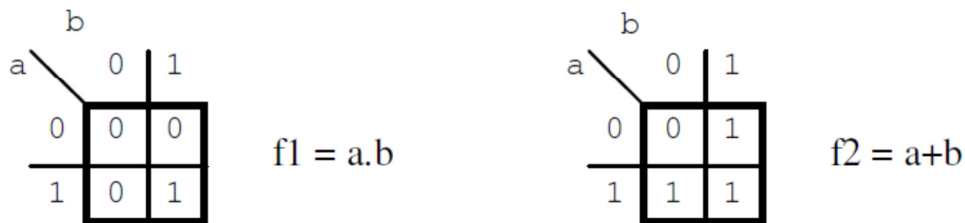
Het standaardproduct van somtermen wordt gegeven door volgende maxtermen:

$$f(abc) = (a+b+c).(a+b+c).(a+b+c).(a+b+c).$$

#### 4.11.9 KARNAUGHKAART VOOR HET VEREENVOUDIGEN VAN BOOLSE FUNCTIES

De kracht van Karnaughkaarten om logische functies te vereenvoudigen ligt in de mogelijkheid van het menselijk brein om patronen en figuren te herkennen. Een Karnaughkaart is een herschikking van de waarheidstabel en moet eigenlijk op een torus geschreven worden. De vereenvoudiging steunt telkens op het principe dat  $ax+ax = x$ . Als zowel  $a$  als  $\bar{a}$  in dezelfde combinatie voorkomen, zal  $a$  eruit wegvallen en een productterm kan verdwijnen.

##### 4.11.9.1 KARNAUGHKAART VOOR 2 VARIABLEN



Bij de eerste kaart is er slechts één productterm nodig. Het is de voorstelling van een AND functie. De tweede kaart kunnen we verkrijgen door via de nullen de maxtermen op te schrijven of via de mintermen die we kunnen vereenvoudigen:

$$f2(ab) = \bar{a}.b + a.\bar{b} + a.b = a.\bar{b} + a.b + a.b + \bar{a}.b = a + b$$

Dit kan men ook direct op de Karnaughkaart aflezen. De twee lussen genereren elk een productterm. Dezelfde redenering kunnen we doorvoeren via de maxtermen. Een van beide oplossingen zal de minimale vorm opleveren.

Merk op dat programmeerbare logica enkel een som van producttermen toelaat. Dat is dan ook meestal de geprefereerde keuze.

Vraag: Welke termen blijven er over indien alle vakjes opgevuld zijn met 1-en?

##### 4.11.9.2 KARNAUGHKAART VOOR 3 VARIABLEN

		bc			
		00	01	11	10
a	0	0	1	3	2
	1	4	5	7	6

Voor de vereenvoudiging is vakje 0 aangrenzend aan 2, en vakje 4 aan 6. We kunnen deze kaart het best als een cilinderoppervlak beschouwen. De decimale cijfers in de hokjes duiden de plaats van de overeenstemmende min- of maxtermen aan. Waar 2 aangrenzende 1-en een term en de variabele zelf doen verdwijnen, zullen vier aangrenzende 1-en 3 termen en 2 variabelen laten verdwijnen. Dit steunt op de vergelijking:

$$a.b.x + a./b.x + /a.b.x + /a./b.x = x$$

Het duale is uiteraard ook waar.

#### Voorbeelden

n	a	b	c	f
0	0	0	0	1
1	0	0	1	1
2	0	1	0	0
3	0	1	1	0
4	1	0	0	0
5	1	0	1	0
6	1	1	0	1
7	1	1	1	1

		bc			
		00	01	11	10
a	0	1	1	0	0
	1	0	0	1	1

$$f = \Sigma_m(0, 1, 6, 7)$$

$$f = a.b + /a./b = a \text{ exnor } b$$

K-map voor  $f(abc) = \prod M(0,1,5,6)$

Met  $\prod M$  bedoelen we het product van de maxtermen die eveneens zijn opgegeven. In dit geval zijn dat dus 0, 1, 5 en 6.

		bc			
a		00	01	11	10
0		0	0	1	1
1		1	0	1	0

$$f(abc) = \bar{a}.b + b.c + a.\bar{b}.\bar{c}$$

		bc			
a		00	01	11	10
0		0	0	1	1
1		1	0	1	0

$$f(abc) = (a+b)(b+\bar{c})(\bar{a}+\bar{b}+c)$$

K-map voor  $f(abc) = \sum m(4,5,6,7)$

Met  $\sum m$  bedoelen we de som van mintermen die eveneens zijn opgegeven, in dit geval dus 4,5, 6 en 7.

		bc			
a		00	01	11	10
0		0	0	0	0
1		1	1	1	1

$$f(abc) = a$$

Men mag 1, 2, 4, 8, 16, 32, ... 1-en, met andere woorden: een aantal dat een macht van 2 is, samennemen doch geen 3, 5, 6, 7, enz.

K-map voor  $f(abc) = \sum m(7)$

n	a	b	c	f
0	0	0	0	0
1	0	0	1	0
2	0	1	0	0
3	0	1	1	0
4	1	0	0	0
5	1	0	1	0
6	1	1	0	0
7	1	1	1	1

		bc			
a		00	01	11	10
0		0	0	0	0
1		0	0	1	0

$$f = \sum m(7)$$

$$f = a.b.c$$

#### 4.11.9.3 VEREENVOUDIGINGSREGELS

Tot 3 variabelen kan men nog de eenvoudigste vorm vinden zonder vereenvoudigingsregels. Vanaf vier dient men volgende regels in acht te nemen indien men de eenvoudigste vorm wil vinden.

1. We zoeken en omcirkelen eerst de volledig geïsoleerde 1-en. Een volledig geïsoleerde 1 heeft verticaal en horizontaal enkel 0-en als buur. Hou er rekening mee dat een Karnaugh kaart cyclisch is.
2. We zoeken de 1-en op die een enkele buur hebben die 1 is, en nemen deze samen met deze buur.
3. We zoeken nu de 1-en die 2 1-en als buur hebben en nemen deze 1 met zoveel mogelijk andere samen.
4. We zoeken nu de 1-en met 3 1-en als buur.....enz.

#### 4.11.9.4 KARNAUGHKAART VOOR 4 VARIABLEN

		cd			
	ab	00	01	11	10
00		0	1	3	2
01		4	5	7	6
11		12	13	15	14
10		8	9	11	10

Met vier variabelen zijn er al heel wat meer mogelijkheden en is het mogelijk verschillende eenvoudigste oplossingen te verkrijgen. Alle uitdrukkingen moeten echter minimaal zijn. Een vergelijking is minimaal indien er geen andere bestaat met een minder aantal termen en indien er geen andere bestaat met evenveel termen doch met minder variabelen per term. Deze kaart is in twee richtingen cyclisch namelijk de bovenste rij grenst aan de onderste, terwijl de linker kolom grenst aan de rechter.

Bijvoorbeeld: 0 heeft als buren 1, 4, 8 en 2.

Voorbeelden

$$f(abcd) = \sum m(0,2,10,11,12,14)$$

		cd			
	ab	00	01	11	10
00		1	0	0	1
01		0	0	0	0
11		1	0	0	1
10		0	0	1	1

$$f(abcd) = /a./b./d + a.b./d + a./b.c$$

$$f(abcd) = \sum m(0,2,8,12,13)$$

		cd			
	ab	00	01	11	10
00		1	0	0	1
01		0	0	0	0
11		1	1	0	0
10		1	0	0	0

$$f(abcd) = /a/b/d + /b/c/d + ab/c$$

		cd			
	ab	00	01	11	10
00		1	0	0	1
01		0	0	0	0
11		1	1	0	0
10		1	0	0	0

$$f(abcd) = /a/b/d + a/c/d + ab/c$$

Hier zijn er 2 geldige alternatieven die voldoen aan de definitie van minimale uitdrukking.

$$f(abcd) = \sum m(1,5,6,7,11,12,13,15)$$

		cd			
	ab	00	01	11	10
00		0	1	0	0
01		0	1	1	1
11		1	1	1	0
10		0	0	1	0

Fout

		cd			
	ab	00	01	11	10
00		0	1	0	0
01		0	1	1	1
11		1	1	1	0
10		0	0	1	0

Goed



Zien we de eerste kaart dan zijn we geneigd onmiddellijk de 4 middelste 1-en samen te nemen. Doen we dit dan houden we ons niet aan de vereenvoudigingsregels en komen we niet tot de eenvoudigste vorm.

Eventueel kan men de middelste minterm extra implementeren. Dit kan spikes wegwerken. (Zie een volgende paragraaf)

$$f(abcd) = \sum m(0,1,2,3,4,6,8,9,10,11,15)$$

		cd			
	ab	00	01	11	10
	00	1	1	1	1
	01	1	0	0	1
	11	0	0	1	0
	10	1	1	1	1

$$f(abcd) = \bar{b} + \bar{a}/d + a.c.d$$

$$f(abcd) = \sum m(0,3,5,6,9,10,12,15)$$

		cd			
	ab	00	01	11	10
	00	1	0	1	0
	01	0	1	0	1
	11	1	0	1	0
	10	0	1	0	1

Een functie met zo een dambordpatroon is niet minimaliseerbaar!

#### 4.11.9.5 FUNCTIES MET NIET RELEVANTE TOESTANDEN (DON'T CARES).

Het is mogelijk dat voor sommige ingangen de uitgang ons niet interesseert: m.a.w. we maken geen gebruik van een aantal mogelijkheden. Een voorbeeld hiervan is een lichtschaakelaar. Indien we zowel bovenaan als onderaan de schakelaar indrukken interesseert het ons niet of de lamp al dan niet zal branden, omdat in een goed ontwerp deze ingangscombinatie niet kan voorkomen. Met bovenstaande ingangscombinatie mag de uitgang om het even zijn (don't care) . Deze worden in de toestandstabel met x aangeduid. In de

vereenvoudiging kunnen we deze x vervangen door een 0 of 1 naargelang dit het beste uitkomt.

Een variant op de don't care is de can't happen. Men spreekt over een can't happen wanneer een bepaalde combinatie van ingangen niet kan voorkomen. Als voorbeeld hiervan kan men een decimaal klavier van een rekenmachine beschouwen. Men kan hier slechts op de cijfers 0 tot en met 9 drukken. Indien men deze cijfers binair codeert, zijn de combinaties van 10 tot en met 15 niet mogelijk, simpelweg omdat deze toetsen niet op het klavier staan.

In de praktijk maakt men geen onderscheid in de berekeningen van een don't care of een can't happen. Wanneer een bepaalde ingangscombinatie niet kan voorkomen, moet men zich ook niet bekommeren voor de uitgangen van die ingangscombinaties.

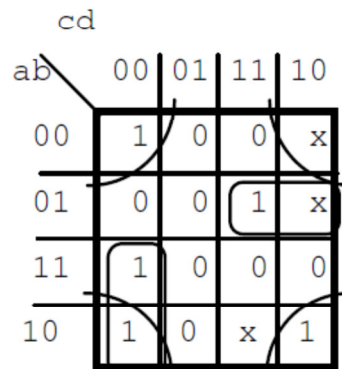
Zowel een don't care als een can't happen worden met een x voorgesteld.

Met  $\sum d(2,6,11)$  noteren we dat de ingangscombinaties 0010, 0110 en 1011 een don't care als uitgang hebben.

Voorbeeld

$$f(abcd) = \sum m(0,7,8,10,12) + \sum d(2,6,11)$$

n	a	b	c	d	f
0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	x
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	x
7	0	1	1	1	1
8	1	0	0	0	1
9	1	0	0	1	0
10	1	0	1	0	1
11	1	0	1	1	x
12	1	1	0	0	1
13	1	1	0	1	0
14	1	1	1	0	0
15	1	1	1	1	0



$$f(abcd) = /b/d + a/c/d + abc$$

De vereenvoudigingsregels blijven dezelfde, doch een x moet men beschouwen als iets tussen een 0 en 1. Vanaf regel 3 zijn deze regels dan wel dubbelzinnig, en komt men niet gegarandeerd tot de eenvoudigste oplossing.

In bovenstaande realisatie worden de don't cares 2 en 6 vervangen door 1 terwijl 11 door een 0 vervangen wordt. Zonder don't cares zou de vereenvoudigde functie eruit gezien hebben als volgt:

$$f(abcd) = /b./c./d + a./b./d + a./c./d + /a.b.c.d$$

Het is dus voordelig zoveel mogelijk don't cares in een functie te hebben. Zo zijn JK-FF's (zie later) interessante bouwblokken in sequentiële schakelingen omdat: indien J bepaald is, K om het even kan zijn en vice versa. Op deze wijze kan men komen tot eenvoudige realisaties.

Bij bovenstaand voorbeeld kunnen we ook de nullen samennemen maar dit geeft een minder eenvoudige oplossing.

#### 4.11.9.6 EEN KARNAUGHKAART VOOR MEER DAN 4 VARIABELEN

---

Men kan de methode uitbreiden om ook te gebruiken bij systemen met meer dan 4 variabelen aan de ingang doch wordt dan het vereenvoudigen met Karnaughkaarten omslachtig.

#### 4.11.9.7 MEERVOUDIGE FUNCTIES

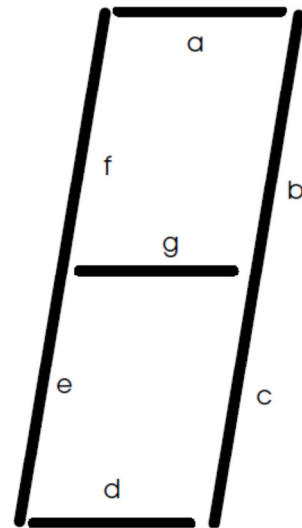
---

Tot hertoe hebben we enkelvoudige functies vereenvoudigd. In de praktijk zal men steeds meerdere functies moeten realiseren tegelijkertijd. De totale kostprijs van de schakeling komt dan overeen met het totale aantal pinnen van alle poorten samen. Met andere woorden: indien we in functie 1 reeds een term gerealiseerd hebben, kunnen we deze gebruiken voor een andere functie, zonder dat ons dat iets extra kost.

Voor het vereenvoudigen van meervoudige functies blijven de vereenvoudigingsregels geldig.

Voorbeeld: aansturing van 7-segment display.

n	A	B	C	D	a	b	c	d	e	f	g
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
3	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
5	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
6	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1
10	1	0	1	0	x	x	x	x	x	x	x
11	1	0	1	1	x	x	x	x	x	x	x
12	1	1	0	0	x	x	x	x	x	x	x
13	1	1	0	1	x	x	x	x	x	x	x
14	1	1	1	0	x	x	x	x	x	x	x
15	1	1	1	1	x	x	x	x	x	x	x



In de tabel is weergegeven welke segmenten er moeten branden om een bepaald cijfer weer te geven. We gaan nu deze 7 functies vereenvoudigen.

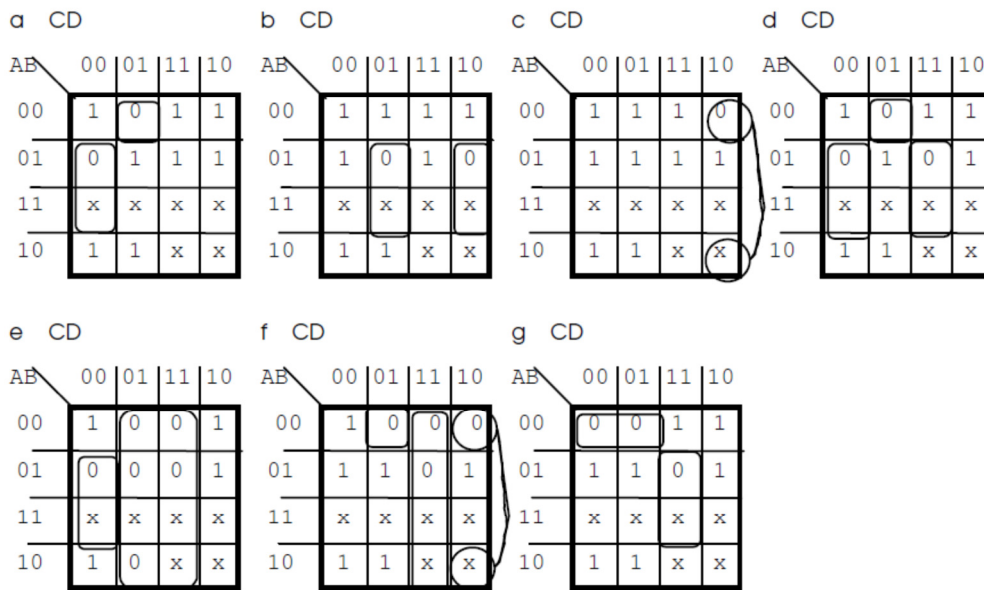
In het algemene geval moet men dus op zoek naar mintermen die men voor méér dan één functie kan hergebruiken.

Theoretisch kan men deze vinden door een AND operatie uit te rekenen voor alle combinaties van functies, twee per twee. Dit levert mintermen die voor twee functies bruikbaar zijn.

Daarna gaat men op zoek naar AND combinaties van functies, per drie functies. Daarna per vier, per vijf, enz. . Uiteindelijk zal men ook op zoek gaan naar de mintermen van een functie die de AND operatie is van alle te realiseren functies. De mintermen die hier eventueel kunnen uitkomen zijn bruikbaar voor alle te realiseren functies.

Het spreekt voor zich dat deze berekening voor deze opdracht zeer langdradig dreigt te worden. Omwille van het (eigenlijk) beperkte nut van hergebruik van mintermen, kan men zich hier tevreden stellen met een minimalisatie 'op het zicht', zonder de absolute zekerheid dat de oplossing echt uiterst minimaal is.

Hergebruiken van mintermen is niet uiterst belangrijk omdat men dit soort functies, zeker als ze wat complexer worden, meestal zal realiseren (implementeren) in een programmeerbare component zoals een Programmable Array Logic (PAL). In een PAL is het hergebruiken van mintermen niet mogelijk.



$$\begin{aligned}
 a &= \frac{(A+B+C+D)(B+C+D)}{(B+C+D)} \\
 b &= \frac{(B+C+D)(B+C+D)}{(B+C+D)} \\
 c &= \frac{(B+C+D)}{(B+C+D)} \\
 d &= \frac{(A+B+C+D)(B+C+D)(B+C+D)}{(B+C+D)(B+C+D)} \\
 e &= \frac{(B+C+D)}{(B+C+D)} \\
 f &= \frac{(A+B+C+D)(B+C+D)(C+D)}{(C+D)} \\
 g &= \frac{(B+C+D)(A+B+C)}{(B+C+D)}
 \end{aligned}$$

In deze kaarten zien we minder 0-en dan 1-en daarom verkiezen we 0-en samen te nemen. Vermoedelijk zal het samennemen van 1-en een functie van dezelfde complexiteit opleveren. De lezer kan dit nagaan als oefening.

We zien dat we verschillende sommen verschillende malen kunnen gebruiken. Bij het vereenvoudigen is er eerst gezocht naar de meest geïsoleerde 0. Deze vonden we in kaart a namelijk M1. Vanaf nu zullen we voorlopig M1 niet meer bekijken in de andere functies.

Zo gaan we verder.

Merk op dat we voor functie f term M2,10 kunnen samen nemen met M3 en 11. Dit is niet gebeurd omdat M2,10 reeds gerealiseerd is in c.

Hetzelfde is gebeurd voor M4,12 in e en M1 in f.

#### 4.11.9.8 HAZARDS

In bovenstaande vereenvoudigingen zijn de vertragingstijden van de poorten gelijk aan 0 gesteld. In werkelijkheid is dit niet zo. Nemen we de vertragingstijden van de poorten in acht dan kan het gebeuren dat wanneer een

ingang verandert de uitgang eventjes mee verandert terwijl dit niet zou mogen gebeuren. We hebben hier een hazard of glitch . De tijd dat deze glitch duurt ligt in de orde van een poortvertragingstijd (enkele nanoseconden).

Is dit erg? Wel veronderstel dat deze uitgang de ingang is van een impulsenteller, dan zal deze teller misschien deze glitch als een telimpuls zien. Veronderstel dat u deze schakeling ontworpen en getest hebt. De glitchen waren te kort opdat de teller dit zou zien, dus de schakeling werkt prima. Deze wordt in de fabriek in een stofdichte kast geplaatst. Na enkele uren is de temperatuur in de kast gestegen tot bedrijfstemperatuur. De schakelingen worden warmer dus iets trager, de glitch wordt langer en de teller ziet deze en telt fout. De klant belt u op en u komt met de nodige meetapparatuur, opent de kast en begint te testen. De kast koelt af en natuurlijk is alles in orde. U sluit de kast, vertrekt en na enkele uurtjes belt de klant opnieuw. Dit spelletje kan zo nog dagen doorgaan.

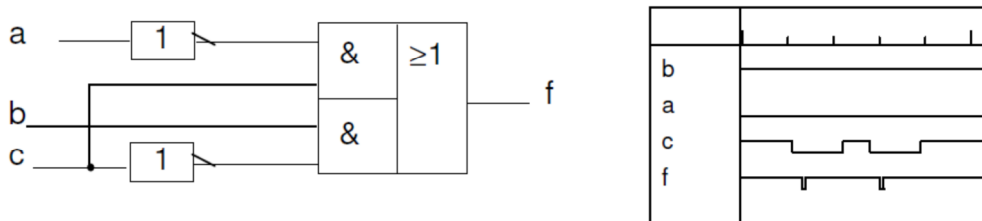
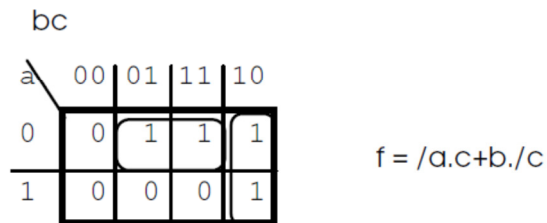
Het spreekt voor zichzelf dat deze asynchrone schakelingen in de vuilbak thuishoren. De oplossing ligt erin tellers te bouwen die enkel kunnen tellen op de ogenblikken dat er geen enkele ingang kan veranderen (synchrone geklokte logica). Er zijn nog handboeken die digitale schakelingen ontwerpen welke hazardgevoelig zijn.

Ook zijn er digitale IC's op de markt die asynchroon werken. In eerste instantie zijn schakelingen die hierop gebaseerd zijn uit den boze: alleen wanneer er echt gegronde redenen zijn om asynchroon te ontwerpen, is dit toe te laten!

In de zeldzame gevallen waar het niet synchroon kan moet men dan maar een hazardvrije schakeling ontwerpen.

#### Voorbeeld

Voor volgende Karnaughkaart zal men normaal onderstaande vereenvoudiging bekomen.



Dit levert bovenstaand schema met poorten op. Merk op dat indien a gelijk is aan 0 en b gelijk aan 1, zal er een glitch optreden indien c van 1 naar 0 gaat.

Men kan dit gemakkelijk als volgt inzien: Veronderstel dat de bovenste and poort snel is en de onderste traag. Wanneer c dan gelijk wordt aan 0, zal de bovenste poort zeer snel een andere waarde op de uitgang plaatsen: deze zal snel gelijk worden aan 0. De onderste poort kan evenwel traag zijn, zodat zijn uitgang eveneens nog op 0 staat. De or poort ziet dan eventjes twee nullen op zijn ingang en zal dan ook een 0 op zijn uitgang produceren. Eventjes later zal vanzelfsprekend de onderste and poort eveneens een 1 op zijn uitgang plaatsen, zodat de uitgang van de or poort vlak daarna gelijk aan 1 wordt. Er is evenwel een glitch of spike geweest!

Dat de weg via de onderste poort trager zal zijn dan via de bovenste is perfect mogelijk: £

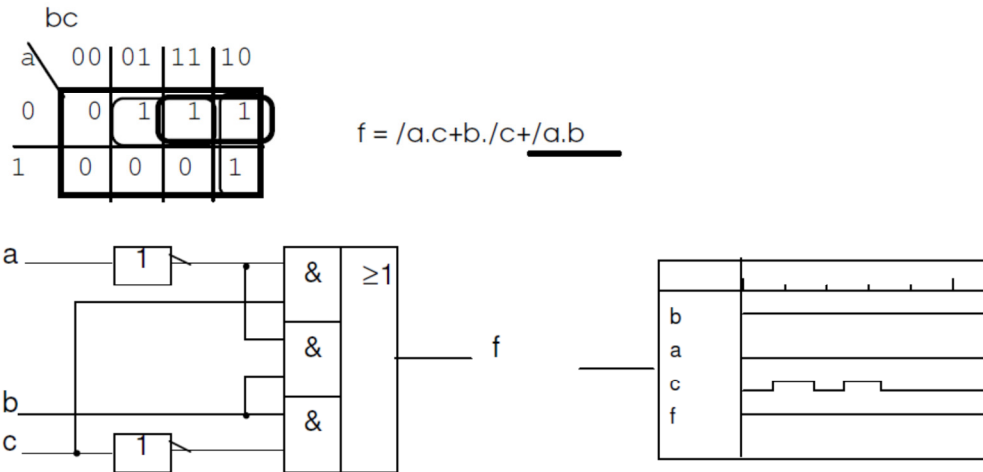
1. De snelheid van de poorten is niet echt vast gedefinieerd: daar kan variatie op zitten.

2. Het veranderend signaal c moet eerst (in dit geval) nog door de inverter. Men mag dus bijna zeker zijn dat bij deze schakeling het pad langs de onderste and poort trager is dan langs de bovenste!

Men kan deze spike ook als volgt inzien op de Karnaughkaart: indien we van m3 naar m2 gaan moet de uitgang 1 blijven doch m3 en m2 worden gerealiseerd door 2 verschillende termen. Indien deze termen een verschillende snelheid hebben, t.t.z. indien één term snel en de andere traag is, zal er een spike of glitch optreden.

Om spikes te vermijden moet men een extra term toevoegen m2,3. Men noemt dit het toevoegen van **redundantie**: deze extra term verandert niets aan de gerealiseerde functie. Dan zal bij deze overgang de uitgang van m2 naar m3 (m2,3) hoog blijven en er geen glitch optreden.

In het voorbeeld zal men een extra and poort  $/a.b$  toevoegen. De uitgang van deze poort blijft bij de hierboven besproken overgang van de ingang van c gans de tijd gelijk aan 1. Bijgevolg heeft de or poort ook gans de tijd een 1 aan een van zijn ingangen staan, zodat de uitgang van deze or poort zeker gans de tijd gelijk aan 1 blijft!



Ook bij ROM's en PAL's verdient deze techniek aanbeveling.

Om deze ingewikkelde schakelingen te vermijden zal men steeds trachten zijn toevlucht te nemen tot synchrone systemen (zie andere cursus digitale systemen).

Besluit: wanneer men op de Karnaughkaart ALLE mogelijke combinaties gebruikt, en dus redundantie toevoegt, zullen er gegarandeerd geen spikes of glitches optreden **op voorwaarde dat er steeds slechts één ingang van waarde kan veranderen**. Wanneer meerdere ingangen tegelijkertijd van waarde kunnen veranderen zijn spikes niet op voorhand te vermijden omdat niet voorzien kan worden welk het "pad" zal zijn dat zal worden afgelegd in de Karnaughkaart. Wanneer meerdere ingangen tegelijkertijd van waarde kunnen veranderen heeft het dan ook weinig zin redundantie toe te voegen om geen spikes te hebben.

Wanneer slechts één ingang tegelijkertijd van waarde kan veranderen, heeft men dus de mogelijkheid van een spike. Zo'n spike noemt men eveneens een hazard. Er bestaan evenwel twee types hazards:

1. Statische hazard: wanneer slecht één ingang van waarde veranderd. Er is **maximaal één spike** op de uitgang.
2. Dynamische hazard: wanneer meerdere ingangen tegelijkertijd kunnen wijzigen kunnen er eveneens **meerdere wijzigingen op de uitgang** verschijnen.



## 5 DE OPERATIONELE VERSTERKER

---

### 5.1 INLEIDING

---

In 1947 werden voor het eerst de ideale eigenschappen van de operationele versterker gedefinieerd. Deze operationele versterker (operational amplifier of opamp) werd in het begin vooral gebruikt om verschillende wiskundige bewerkingen (optellen, aftrekken, differentiëren, integreren) uit te voeren.

In 1952 werd de eerste praktische opamp op de markt gebracht. Deze versterker was opgebouwd rond twee buizen met alle nadelige gevolgen die eigen zijn aan buizen.

In 1962-63 werden de eerste halfgeleider (solid-state) opamp's op de markt gebracht.

De veel gebruikte  $\mu A741$  wordt sinds 1967 te koop aangeboden en wordt nog dikwijls, wel in aangepaste vorm, gebruikt in een groot aantal toepassingen.

### 5.2 VERSCHILVERSTERKERS

---

Een verschilversterker versterkt het verschil tussen 2 ingangen. Dit heeft als voordeel dat sommige storingen weggewerkt kunnen worden. Indien dezelfde ruis invalt op de 2 signaaldraden zoals weergegeven in het linkse deel van fig 5-1 dan is het duidelijk dat het verschil van de signalen op beide draden geen ruis bevat.

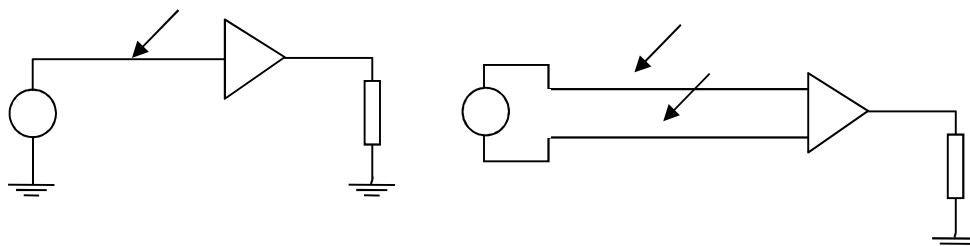


FIG 5-1

Zonder in detail te treden geven we het principieschema voor zo'n verschil versterker in fig 5-2. Indien  $v_{s1}$  en  $v_{s2}$  samen veranderen dan zullen de stromen  $I_{D1}$  en  $I_{D2}$  gelijk blijven aan elkaar en de som moet steeds gelijk zijn aan  $I$  (we veronderstellen hier identieke eigenschappen voor beide MOSFET's). De uitgangsspanningen zullen dus niet wijzigen.

Indien men beide ingangen tegengesteld laat reageren ( $v_{s1} = -v_{s2}$ ) dan zal de ene MOSFET meer geleiden dan de andere. De stijging van de stroom van 1

transistor is juist hetzelfde als de daling van de andere. In dit geval zullen de uitgangen dus ook juist tegengestelde veranderingen vertonen. De vorige schakeling is dus een ideale verschilversterker.

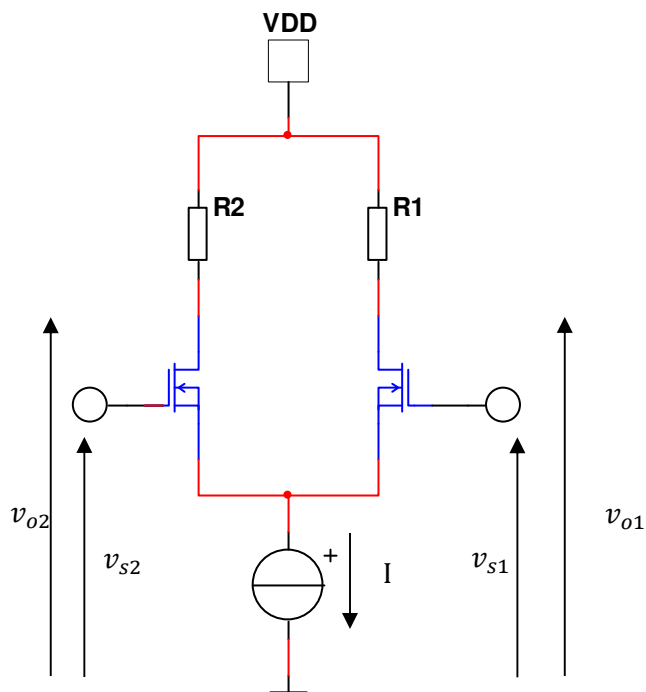


FIG 5-2

### 5.3 EIGENSCHAPPEN VAN DE IDEALE OPAMP

De operationele versterker is een super verschilversterker. Deze versterker is ontworpen om signalen te versterken over een brede frequentieband en wordt zeer dikwijls gebruikt met terugkoppelnetwerken.

De symbolische voorstelling van de opamp wordt gegeven in fig. 5-1.

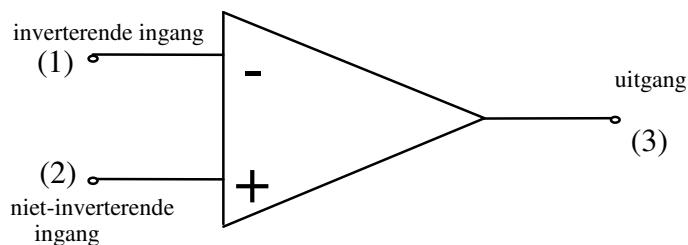


FIG. 5-1

Als men aan klem 1 een positief signaal t.o.v. massa aansluit en klem 2 verbindt met de massa dan wordt de uitgang negatief t.o.v. massa. Deze klem noemt men daarom de *inverterende* ingangsklem.

Als we dit zelfde signaal aan klem 2 aansluiten en klem 1 verbinden met massa, dan is de uitgang 3 positief. Deze klem wordt de *niet-inverterende* ingang genoemd.

De operationele versterker kan vereenvoudigd vervangen worden door het equivalent schema van fig. 5-2.

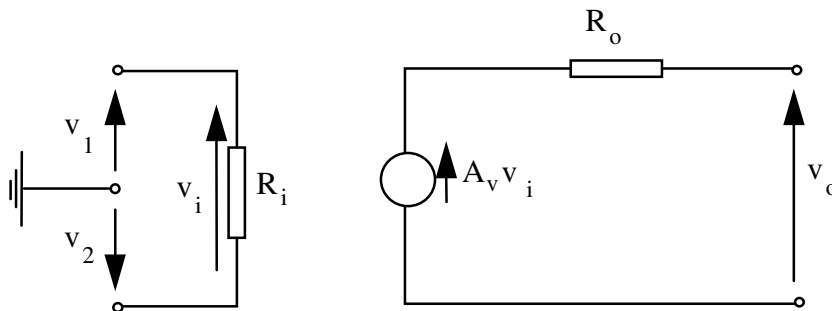


FIG. 5-2

De ideale opamp heeft de volgende eigenschappen:

- De ingangsweerstand  $R_i$  is oneindig.
- De uitgangsweerstand  $R_o$  is nul.
- De spanningsversterkingsfactor  $A_v$  is  $-\infty$ .
- De bandbreedte is oneindig.
- Er is perfecte balans. Dit wil zeggen dat de uitgangsspanning nul is als  $v_1$  en  $v_2$  gelijk zijn aan elkaar.
- De karakteristieken zijn onafhankelijk van de temperatuur. Er treden geen driftverschijnselen op ten gevolge van temperatuursvariaties of veroudering.

De benodigde voedingsspanningen worden uit een gestabiliseerde voeding betrokken. De maximum toelaatbare voedingsspanning wordt beperkt door de maximale sperspanning van de gebruikte transistoren waaruit de opamp is opgebouwd. De aansluitingen voor de voedingsspanningen worden in schema's dikwijls achterwege gelaten.

### Enkele eenvoudige voorbeelden

- Als eerste voorbeeld behandelen we de schakeling van fig. 5-3.

We veronderstellen dat  $R_o = 0$  en  $R_i = \infty$ . De spanningsversterking van de operationele versterker is  $A_v$ . Vervanging van de opamp door zijn equivalent schema geeft de schakeling van fig. 5-4.

De uitgangsspanning van de schakeling wordt gegeven door:  $v_o = A_v v_i$

De spanning  $v_i$  kan berekend worden met het superpositiebeginsel (invloed van  $v_s$  en invloed van  $v_o$ ).

$$v_i = \frac{v_s Z'}{Z + Z'} + \frac{v_o Z}{Z + Z'}$$

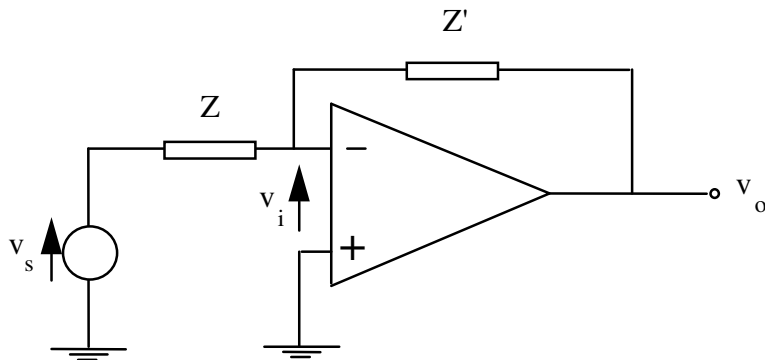


FIG. 5-3

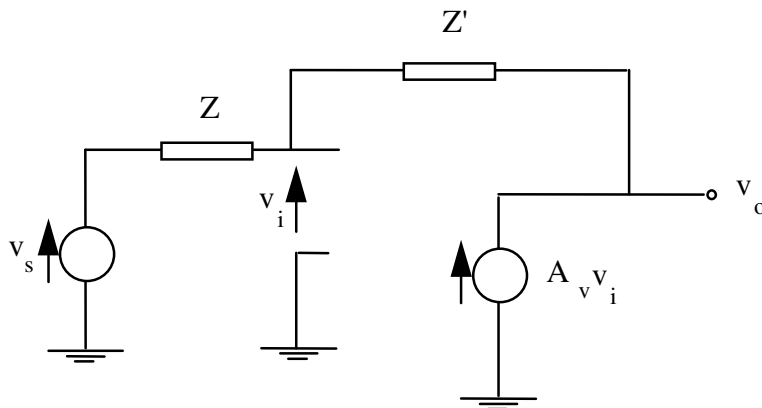


FIG. 5-4

De uitgangsspanning  $v_o$  wordt dan gegeven door:

$$v_o = A_v \left( \frac{v_s Z'}{Z + Z'} + \frac{v_o Z}{Z + Z'} \right)$$

$$v_o \left( 1 - \frac{A_v Z}{Z + Z'} \right) = A_v \frac{Z'}{Z + Z'} v_s$$

Als spanningsversterking voor de schakeling bekomt men:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{A_v \frac{Z'}{Z + Z'}}{1 - A_v \frac{Z}{Z + Z'}}$$

Gaat men hier over tot de limiet van deze uitdrukking met  $A_v$  naderend tot  $-\infty$  dan bekomt men:

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{Z'}{Z}$$

De versterkingsfactor van de schakeling wordt dus enkel bepaald door de verhouding van de impedanties.

Om dit resultaat af te leiden kan men ook steunen op de beginselen van negatieve terugkoppeling.

De schakeling van fig. 5-3 is een schakeling met negatieve terugkoppeling. De opamp geeft een zodanige  $v_o$  dat de spanning op de -klem virtueel gelijk wordt aan de spanning op de +klem. De spanning op de inverterende klem is dus ongeveer gelijk aan nul.

De stroom door de impedantie  $Z$  is dan gelijk aan  $v_s/Z$ . Deze stroom vloeit volledig door  $Z'$  (want  $R_i = \infty$ ) en veroorzaakt een spanningsval over de impedantie  $Z'$  gelijk aan:

$$\frac{Z'}{Z} v_s$$

De uitgangsspanning wordt dus gegeven door  $-\frac{Z'}{Z} v_s$

- Het tweede voorbeeld wordt gegeven in fig. 5-5.

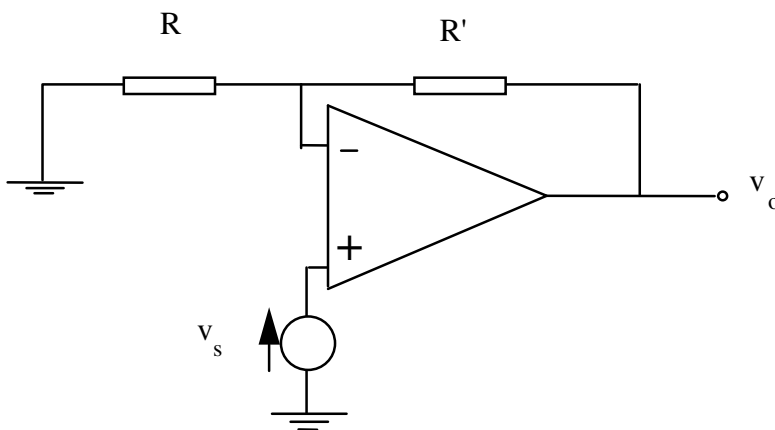


FIG. 5-5

Eenzelfde redenering als voor de eerste schakeling geeft als resultaat:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{R + R'}{R}$$

---

## 5.4 DE PRAKTISCHE OPERATIONELE VERSTERKER

---

---

### 5.4.1 ALGEMENE EIGENSCHAPPEN

---

Bij de praktische opamp is er niet voldaan aan hoger vermelde eigenschappen. Praktische IC-opamps kmerken zich door:

- Hoge ingangsimpedantie (typisch enkele M $\Omega$ ).
- Lage uitgangsimpedantie (typisch enkele tientallen Ohm).
- Hoge spanningsversterking (typisch  $5 \cdot 10^4$  à  $10^5$  of 95 à 100 dB) voor DC spanningen en lage frequenties.
- Bandbreedte is beperkt; doorgaans wordt de "unity-gain bandwidth" opgegeven: dit is de frequentie waarbij de versterkingsfactor gedaald is tot de waarde 1.
- Lage drift (mV/°C).

De berekening van een schakeling is veel ingewikkelder dan in het ideale geval. We gaan er verder niet op in deze basiscursus.

## 5.5 LINEAIRE ANALOGE SYSTEMEN

### 5.5.1 INLEIDING

Men spreekt over een lineair analoog systeem wanneer de samenstellende frequenties van het (de)ingangssignaal(en) in de uitgang voorkomen, en enkel en alleen deze frequenties. Een groot aantal toepassingen van de operationele versterker behoort tot deze groep.

In een lineair analoog systeem zal de gebruikte opamp steeds in het lineair gedeelte van zijn karakteristiek werken. Het omgekeerde is niet steeds waar.

Bij de lineaire toepassingen zal de opamp steeds gebruikt worden met negatieve terugkoppeling. Ten gevolge van deze negatieve terugkoppeling zal de spanning op de -klem virtueel gelijk zijn aan de spanning op de +klem. Ook weet men dat de ingangsweerstanden aan beide ingangsklemmen zeer groot zijn. Hiervan wordt gebruik gemaakt bij de berekening van de overdrachtskarakteristiek.

In dit hoofdstuk zullen wij veronderstellen dat we te doen hebben met ideale opamps.

### 5.5.2 DE INVERTERENDE DC-VERSTERKER

#### 5.5.2.1 BASISCHAKELING

De schakeling wordt gegeven in fig. 5-6.

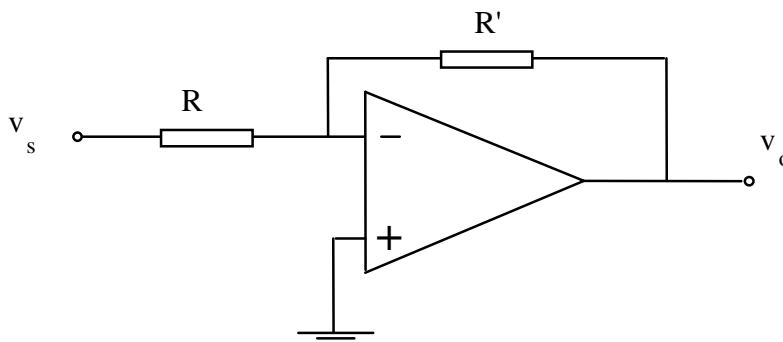


FIG. 5-6

Deze schakeling werd reeds behandeld in een vorige sectie. Als resultaat bekomt men voor de spanningsversterking:

$$v_o = -\frac{R'}{R}v_s$$

Vermits de -klem een virtueel nulpunt is kan men ook besluiten dat de weerstand die gezien wordt door het signaal  $v_s$ , gelijk is aan  $R$ .

Om een regelbare versterkingsfactor te bekommen zijn er verschillende mogelijkheden:

a) Potentiometer aan de ingang gebruiken.

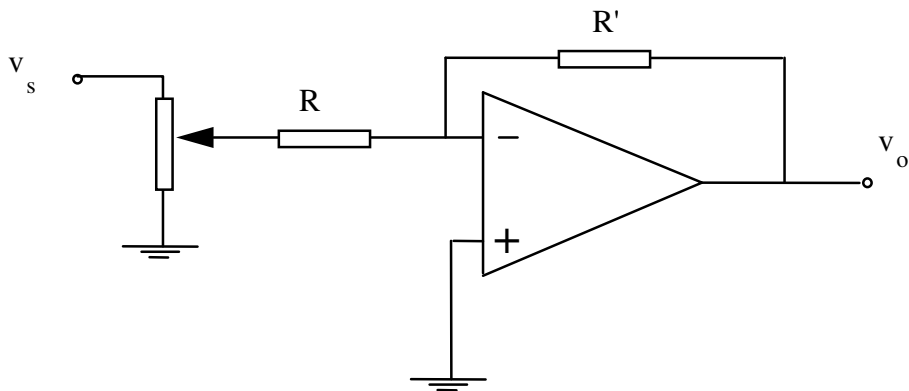


FIG. 5-7

b) Variatie van de terugkoppelweerstand.

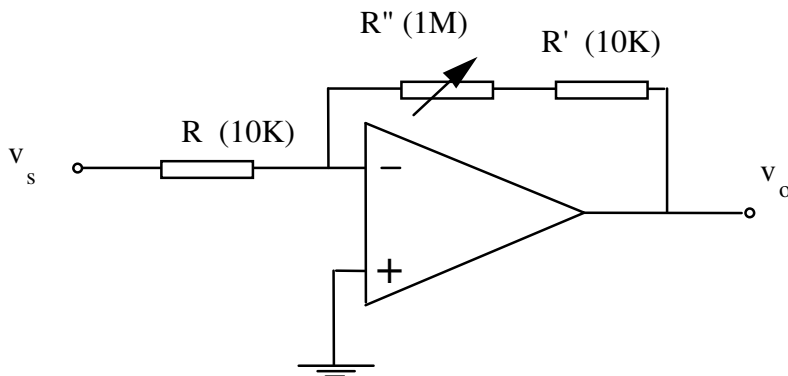


FIG. 5-8

Voor de schakeling van fig. 5-8 kan de spanningsversterking geregeld worden tussen 1 en 101 en de ingangsweerstand is 10 K $\Omega$ .

c) Schakeling waarbij een grote ingangsweerstand mogelijk is.



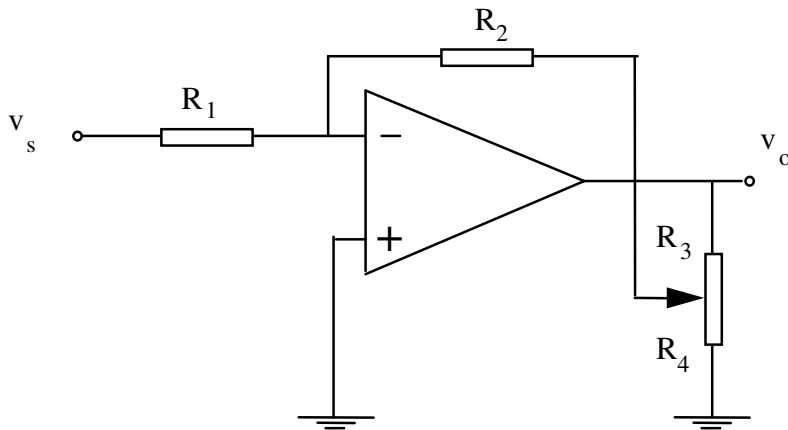


FIG. 5-9

Deze schakeling wordt besproken in de volgende paragraaf.

**Opmerkingen:**

1. Indien men tussen de -klem en de +klem een weerstand  $R_x$  plaatst, verandert er in principe niets aan de redenering vermits punt 1 een virtueel nulpunt is (fig. 5-10). In de praktijk mag deze weerstand niet te klein zijn. In het uiterste geval met  $R_x$  gelijk aan nul, bekomt men aan de uitgang nul volt.

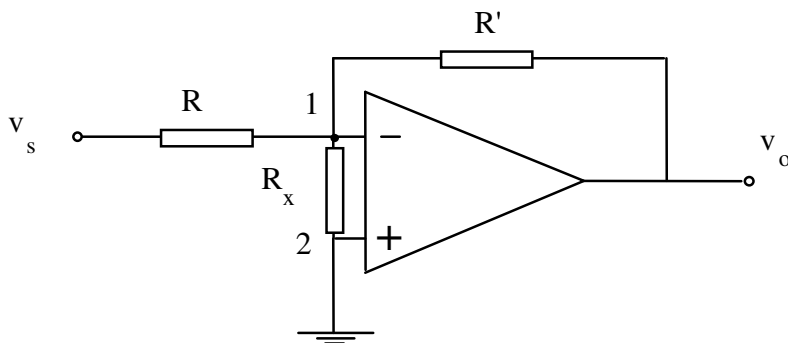


FIG. 5-10

2. Soms is er bij de inverterende versterker tussen de +klem en massa een weerstand voorzien zoals weergegeven in fig. 5-11.

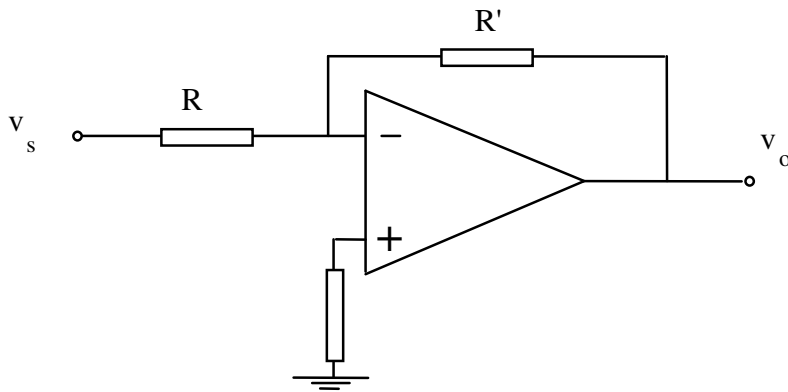


FIG. 5-11

De bedoeling van deze weerstand is de drift van de offset van de schakeling tot een minimum te beperken. We gaan er hier verder niet op in.

#### 5.5.2.2 INVERTERENDE DC-VERSTERKER MET HOGE INGANGSIMPEDANTIE

De ingangsweerstand van fig. 5-6 is  $R$ . Een verhoging van de ingangsweerstand kan bekomen worden door verhoging van  $R$ . Wil men de versterkingsfactor behouden, dan moet ook  $R'$  groter genomen worden. Dit kan aanleiding geven tot te hoge waarden voor  $R'$ .

Een schakeling waarbij dit probleem zich niet stelt, wordt gegeven in fig. 5-12.

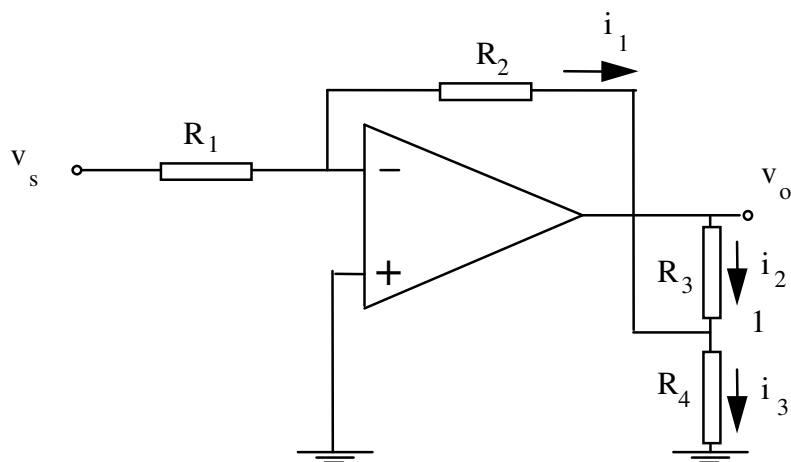


FIG. 5-12

De ingangsweerstand is gelijk aan  $R_1$ .

De spanningsversterking wordt als volgt bepaald.

De stroom  $i_1$  is gelijk aan  $v_s/R_1$ . De spanningsval over  $R_2$  wordt gegeven door  $v_s R_2/R_1$ . Het gevolg is dat de spanning in punt 1 gelijk is aan  $-v_s R_2/R_1$ .

De stromen  $i_2$  en  $i_3$  kunnen nu bepaald worden.

$$i_3 = \frac{v_1}{R_4} = -\frac{R_2 v_s}{R_1 R_4}$$

$$i_2 = \frac{v_0 - v_1}{R_3} = \frac{v_0 + \frac{R_2 v_s}{R_1}}{R_3} = \frac{v_0}{R_3} + \frac{R_2 v_s}{R_1 R_3}$$

De wet van Kirchoff in knooppunt 1 toepassen geeft:  $i_3 = i_1 + i_2$ .

Invullen van de hoger afgeleide uitdrukkingen voor  $i_1$ ,  $i_2$  en  $i_3$  geeft:

$$\frac{v_s}{R_1} + \frac{v_0}{R_3} + \frac{R_2 v_s}{R_1 R_3} = -\frac{R_2 v_s}{R_1 R_4}$$

Hieruit kan men  $v_0$  berekenen. Men bekomt als resultaat:

$$v_0 = -v_s \left( \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_3}{R_1} \right)$$

In de praktijk zijn  $R_1$  en  $R_2$  dikwijls zeer groot en gelijk aan elkaar.  $R_4$  is klein.  $R_3$  is groot t.o.v.  $R_4$  en klein t.o.v.  $R_1$ . In dat geval is de versterkingsfactor ongeveer gelijk aan  $-R_3/R_4$ .

Onderstel bvb.  $R_1 = R_2 = 1\text{M}\Omega$ ,  $R_3 = 10\text{K}\Omega$  en  $R_4 = 100\Omega$ . Voor de spanningsversterking bekomt men als meest ruwe benadering de waarde  $-100$ . Iets nauwkeuriger resultaat geeft  $-101$ . Exacte oplossing geeft  $-101,01$ .

---

### 5.5.3 DE NIET-INVERTERENDE DC-VERSTERKER

---

De schakeling wordt gegeven in fig. 5-13.

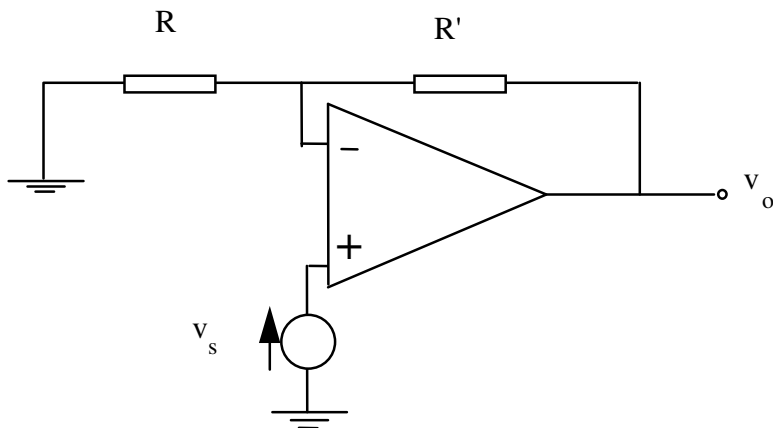


FIG. 5-13

We hebben hier te doen met een schakeling met negatieve terugkoppeling. De spanning op de -klem is dus virtueel gelijk aan de spanning op de +klem. Ook is de ingangsweerstand op beide ingangsklemmen van de opamp oneindig groot. Hiermee rekening houdend kan men besluiten dat de stroom door  $R$  en  $R'$  gelijk is aan  $v_s/R$ .

De uitgangsspanning van deze schakeling is gelijk aan  $v_s (R+R')/R$ .

De spanningsversterking van de schakeling is dus  $(R+R')/R$ .

Een voorbeeld van een niet-inverterende versterker met instelbare versterkingsfactor wordt gegeven in fig. 5-14.

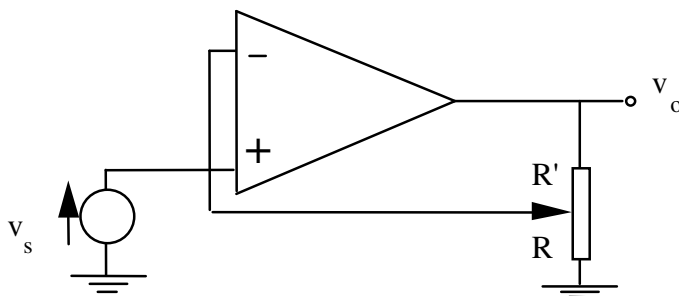


FIG. 5-14

**Bijzonder geval:**

Indien men in fig. 5-13 de weerstand  $R$  gelijk neemt aan oneindig, dan bekomt men een spanningsversterking gelijk aan 1. De weerstand  $R'$  kan hier nul genomen worden. Op die manier bekomt men een DC-volger; de schakeling wordt gegeven in fig. 5-15.

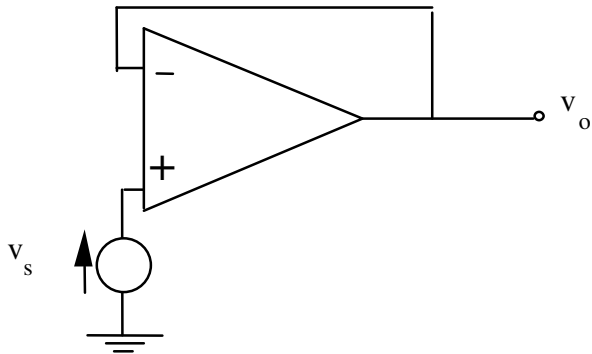


FIG. 5-15

## 5.5.4 SOMMEERKETENS

### 5.5.4.1 DE INVERTERENDE SOMMEERKETEN

De schakeling van fig. 5-16 kan gebruikt worden om een uitgangssignaal te bekomen dat gelijk is aan een gewogen som van een aantal ingangssignalen.

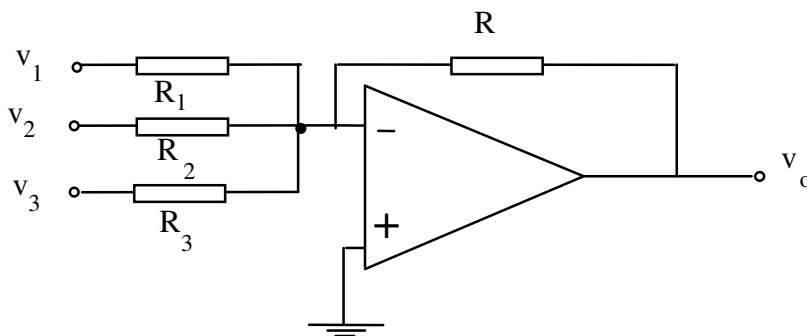


FIG. 5-16

De stroom  $I$  door de weerstand  $R$  wordt gegeven door:

$$I = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3}$$

De uitgangsspanning is gelijk aan  $-R I$ . Invullen van  $I$  geeft:

$$v_o = -\left(\frac{R}{R_1} v_1 + \frac{R}{R_2} v_2 + \frac{R}{R_3} v_3\right)$$

De uitgangsspanning is dus de gewogen som van de ingangsspanningen. Het gewicht dat aan elke ingangsspanning wordt toegekend, wordt bepaald door de weerstanden  $R_1$ ,  $R_2$  en  $R_3$ . Met de weerstand  $R$  kan men de gewichtsfactoren van de drie ingangen samen veranderen. Wel moet men er rekening mee houden dat de uitgangsspanning nooit groter kan worden dan de verzadigingsspanning van de opamp.

---

**VOORBEELD VAN GEBRUIK: DIGITAAL-ANALOOG  
OMZETTER (DAC)**

---

Onderstel dat de uitgang van een binaire teller moet omgezet worden naar een analoge waarde zoals in volgende tabel is weergegeven.

O <sub>3</sub>	O <sub>2</sub>	O <sub>1</sub>	O <sub>0</sub>	Decimale uitgang
0	0	0	0	0 V
0	0	0	1	-1 V
0	0	1	0	-2 V
0	0	1	1	-3 V
0	1	0	0	-4 V
0	1	0	1	-5 V
0	1	1	0	-6 V
0	1	1	1	-7 V
1	0	0	0	-8 V
1	0	0	1	-9 V
1	0	1	0	-10 V
1	0	1	1	-11 V
1	1	0	0	-12 V
1	1	0	1	-13 V
1	1	1	0	-14 V
1	1	1	1	-15 V

Logisch nul aan de uitgang van de binaire teller betekent hier dat de spanning gelijk is aan nul volt. Logisch één betekent hier dat de uitgangsspanning gelijk is aan 5 volt.

De schakeling die dit realiseert wordt gegeven in fig. 5-17.

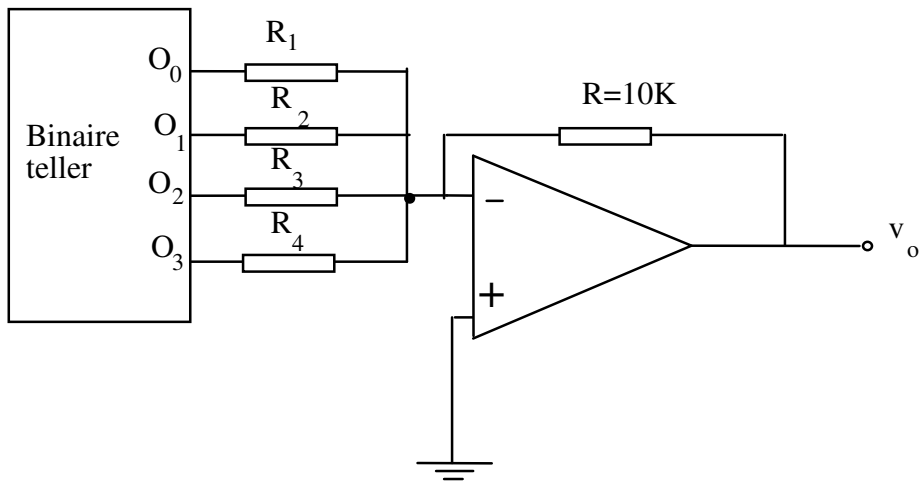


fig. 5-17

De weerstanden  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  en  $R_4$  kunnen als volgt bepaald worden:

Indien enkel  $O_0$  gelijk is aan 1 dan is de uitgang van de schakeling gelijk aan  $-(R/R_1)5V$ . Dit resultaat moet ook gelijk zijn aan  $-1V$ . Vermits  $R$  gelijk is aan  $10K\Omega$  kan men de waarde van  $R_1$  bepalen. Men bekomt als resultaat  $50K\Omega$ .

Op dezelfde manier kan men de overige weerstanden bepalen. Men bekomt als resultaat:  $R_2 = 25K\Omega$ ,  $R_3 = 12.5K\Omega$  en  $R_4 = 6.25K\Omega$ .

### 5.5.5 DE NIET-INVERTERENDE SOMMEERKETTEN

fig. 5-18 stelt een niet-inverterende sommeerketen voor.

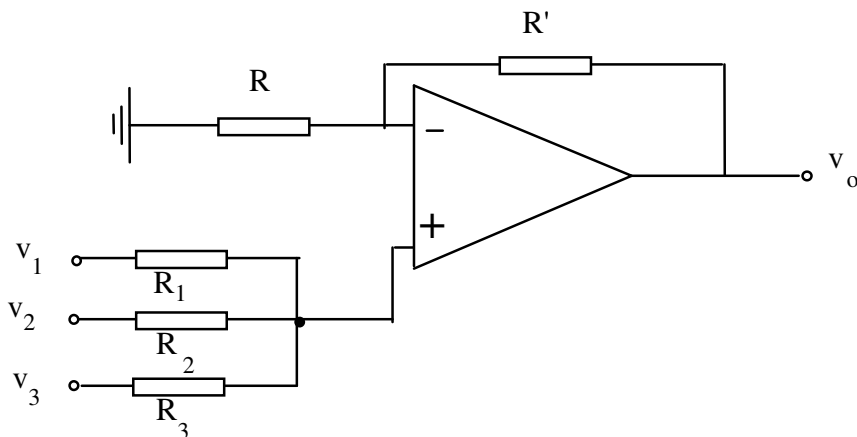


FIG. 5-18

Men kan  $v_+$  en  $v_-$  berekenen. Gelijkstelling levert het gewenste resultaat.

$$\frac{v_o R}{R + R'} = \frac{v_1 (R_2 \parallel R_3)}{R_1 + (R_2 \parallel R_3)} + \frac{v_2 (R_1 \parallel R_3)}{R_2 + (R_1 \parallel R_3)} + \frac{v_3 (R_1 \parallel R_2)}{R_3 + (R_1 \parallel R_2)}$$

Ook hier zien we dat  $v_o$  de gewogen som is van de ingangsspanningen.

Alle gewichtsfactoren hangen in dit geval wel af van alle weerstanden die in de schakeling voorkomen, wat moeilijkheden oplevert bij aanpassing van de gewichtsfactoren.

## 5.5.6 SPANNING NAAR STROOM OMZETTING

### 5.5.6.1 DE BELASTINGSIMPEDANTIE IS NIET GEAARD (FIG. 5-19)

De spanning in punt 1 is gelijk aan  $v_s$ . De stroom  $i_L$  is :  $i_L = v_s/R$ .

De stroom  $i_L$  is dus onafhankelijk van de belastingsimpedantie  $Z_L$ .

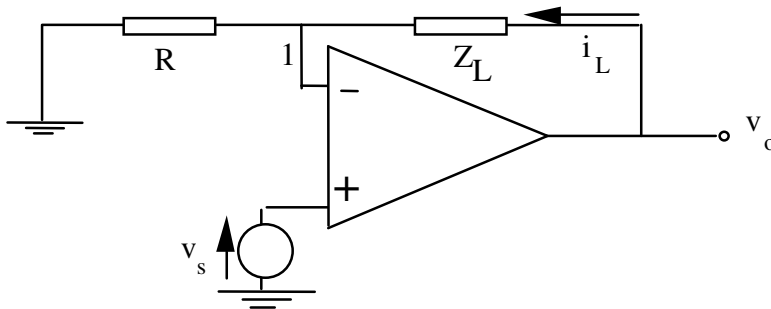


FIG. 5-19

### 5.5.6.2 DE BELASTINGSIMPEDANTIE IS WEL GEAARD (FIG. 5-20)

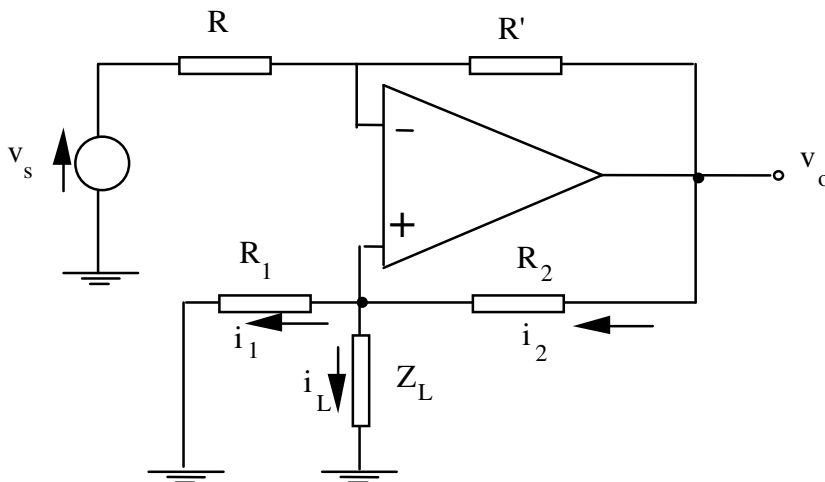


FIG. 5-20

Deze schakeling vertoont zowel negatieve als positieve terugkoppeling. Indien  $R'/R = R_2/R_1$  dan is de negatieve terugkoppeling sterker dan de positieve



terugkoppeling. In dit geval is de spanning op de -klem gelijk aan de spanning op de +klem. We noemen deze spanning  $v_x$ .

De stroom  $i_L$  wordt gegeven door:  $i_L = i_2 - i_1$

$$i_L = \frac{v_o - v_x}{R_2} - \frac{v_x}{R_1}$$

Door toepassing van het superpositiebeginsel bekomt men voor  $v_x$ :

$$v_x = \frac{v_s R'}{R + R'} + \frac{v_o R}{R + R'}$$

Invullen van deze  $v_x$  in de uitdrukking voor de stroom  $i_L$  geeft het volgende resultaat:

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{v_o}{R_2} - \frac{v_s R'}{R_2(R + R')} - \frac{v_o R}{R_2(R + R')} - \frac{v_s R'}{R_1(R + R')} - \frac{v_o R}{R_1(R + R')} \\ i_L &= \frac{v_o(R + R') - v_s R' - v_o R}{R_2(R + R')} - \frac{v_s R' + v_o R}{R_1(R + R')} \\ i_L &= \frac{v_o R' R_1 - v_s R' R_1 - v_s R' R_2 - v_o R R_2}{R_1 R_2 (R + R')} \\ i_L &= \frac{v_o(R' R_1 - R R_2) - v_s(R' R_1 + R' R_2)}{R_1 R_2 (R + R')} \end{aligned}$$

Indien rekening wordt gehouden met de voorwaarde  $R'/R = R_2/R_1$  dan wordt de stroom  $i_L$  gegeven door:

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{-v_s(R' R_1 + R' R_2)}{R_1 R_2 (R + R')} = -\frac{v_s(R R_2 + R' R_2)}{R_1 R_2 (R + R')} \\ i_L &= -\frac{v_s}{R_1} \end{aligned}$$

Ook hier is de stroom  $i_L$  onafhankelijk van de belastingsimpedantie en recht evenredig met het spanningssignaal  $v_s$ .

### 5.5.7 STROOM NAAR SPANNING OMZETTING

fig. 5-21 geeft een stroom naar spanning omzetter. Deze schakeling wordt veel gebruikt bij fotocellen en fotomultiplieers die in feite stroombronnen zijn met een zekere inwendige weerstand. De inwendige weerstand  $R_s$  van de stroombron is langs de ene kant geaard en aan de andere kant virtueel geaard. Er zal dus geen stroom vloeien door  $R_s$ . De stroom  $I_s$  zal dus integraal door  $R$  vloeien en de uitgangsspanning is in dit geval:  $v_o = -R I_s$

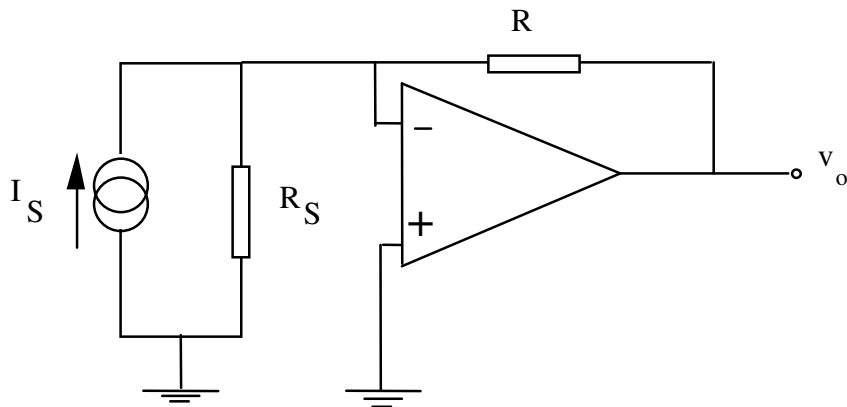


FIG. 5-21

## 5.5.8 DE DC-VERSCHILVERSTERKER

### 5.5.8.1 BASISCHAKELING

De bedoeling van deze schakeling is het verschil van tweeingangssignalen te versterken. De schakeling wordt gegeven in fig. 5-22.

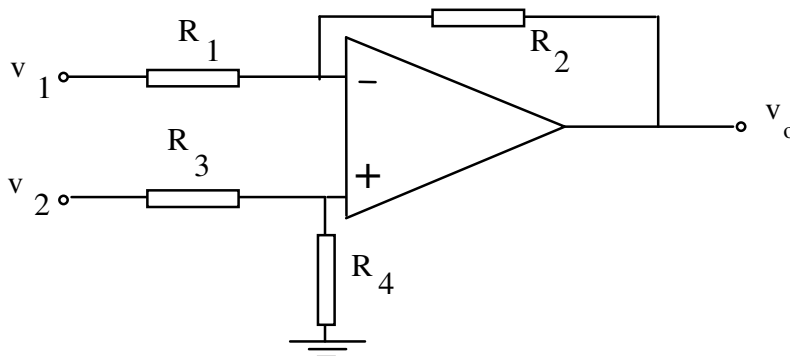


FIG. 5-22

De spanning op de -klem kan berekend worden:  $\frac{R_1 v_o}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 v_1}{R_1 + R_2}$

De spanning op de +klem is:  $\frac{v_2 R_4}{R_3 + R_4}$

Door gelijkstelling van deze twee uitdrukkingen bekomt men:

$$v_o = \left( \frac{v_2 R_4}{R_3 + R_4} - \frac{v_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

De weerstanden worden nu zo gekozen dat voldaan is aan de volgende gelijkheid:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad \text{of} \quad \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

In dit geval wordt  $v_o$  gegeven door:

$$v_o = \frac{(v_2 - v_1)R_2}{R_1}$$

Opmerking: De ingangsweerstand van de vorige schakeling is beperkt. Wenst men een verschilversterker met zeer hoge ingangsweerstand dan kan men twee volgerschakelingen toevoegen. Deze schakeling wordt gegeven in fig. 5-23.

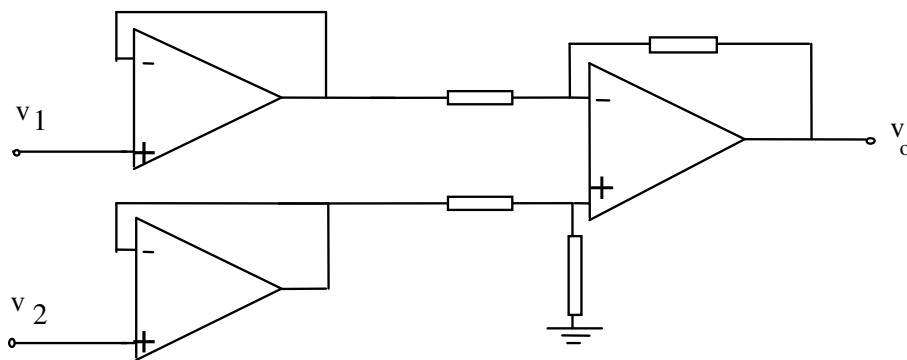


FIG. 5-23

### 5.5.8.2 INSTELBARE VERSCHILVERSTERKER

In vorige schakelingen kan men een instelbare versterkingsfactor bekomen door gelijktijdig  $R_2$  en  $R_4$  of  $R_1$  en  $R_3$  te veranderen. Een eerste praktische schakeling die een regeling toelaat en waarbij maar één weerstand moet veranderd worden, is afgebeeld in fig. 5-24.

Men kan aantonen dat de negatieve terugkoppeling overheerst op de positieve terugkoppeling. De spanningen op de -klem en +klem zijn dus gelijk; we stellen deze waarde voor door  $v_x$ .

De spanning in punt A is  $2v_x - v_2$

De spanning in punt B is  $2v_x - v_1$

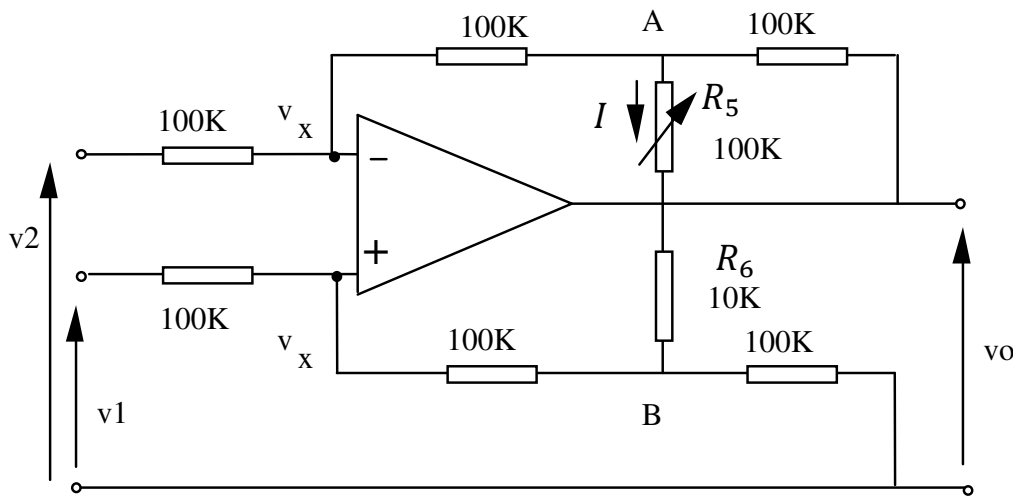


FIG. 5-24

De stroom  $I$  wordt gegeven door:

$$\frac{v_1 - v_2}{R_5 + R_6}$$

Toepassing van de wet van Kirchoff in punt A geeft:

$$\frac{v_2 - v_x}{100K} + \frac{v_o - 2v_x + v_2}{100K} = \frac{v_1 - v_2}{R_5 + R_6}$$

Hieruit bekomt men:  $\frac{3v_x}{100K} = \frac{2v_2}{100K} + \frac{v_o}{100K} - \frac{v_1 - v_2}{R_5 + R_6}$  (3.1)

Toepassing van de wet van Kirchoff in punt B geeft:

$$\frac{v_1 - v_x}{100K} + \frac{v_1 - v_2}{R_5 + R_6} = \frac{2v_x - v_1}{100K}$$

Hieruit bekomt men:  $\frac{3v_x}{100K} = \frac{2v_1}{100K} + \frac{v_1 - v_2}{R_5 + R_6}$  (3.2)

Gelijkstelling van (3.1) en (3.2) geeft voor de versterkingsfactor een waarde gelegen tussen  $\approx 4$  ( $R_5 = 100K$ ) en  $22$  ( $R_5 = 0$ ).

Een andere mogelijke schakeling waarbij 2 opamps gebruikt worden, is afgebeeld in fig. 5-25. Deze schakeling wordt ook de twee-opamp-instrumentatieversterker genoemd.

Zonder weerstand  $R_3$  is de berekening vrij eenvoudig:

- De invloed van  $v_1$  op de uitgang is  $-\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_1$

- De invloed van  $v_2$  op de uitgang is  $(1 + \frac{R_2}{R_1})v_2$

De totale uitgangsspanning wordt in dit geval gegeven door:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(v_2 - v_1)$$

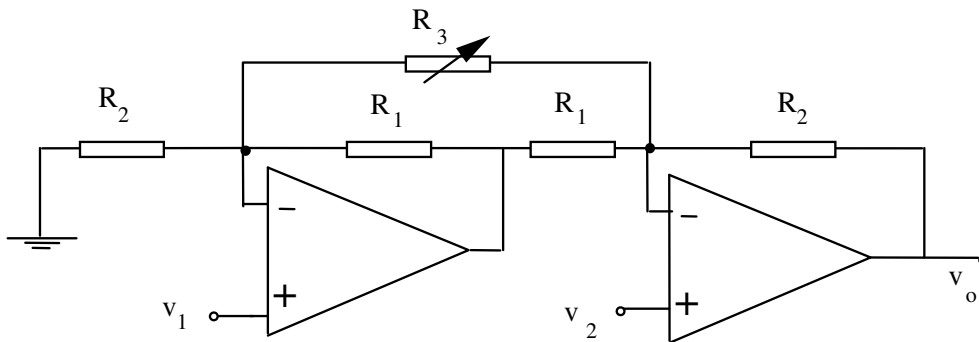


FIG. 5-25

Met weerstand  $R_3$  wordt het resultaat gegeven door:

$$v_o = (v_2 - v_1)\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + 2\frac{R_2}{R_3}\right)$$

Hierbij kan men opmerken dat de versterkingsfactor niet lineair varieert met  $R_3$ .

Een derde mogelijke schakeling wordt gegeven in fig. 5-26. In deze schakeling worden 3 opamps gebruikt. Het is de zogenaamde 3-opamp-instrumentatie versterker.

Voor deze schakeling geldt:  $V_A = V_1 + R_1 I$  (3.3)

$$V_B = V_2 - R_1 I \quad (3.4)$$

$$V_1 - V_2 = \alpha R_o I \quad (3.5)$$

$$V_o = V_B - V_A \quad (3.6)$$

Met behulp van uitdrukkingen (3.3), (3.4) en (3.6) bekomt men:

$$V_o = V_2 - V_1 - 2R_1 I \quad (3.7)$$

$I$  kan bepaald worden met behulp van uitdrukking (3.5).

Dit inbrengen in uitdrukking (3.7) geeft voor de uitgangsspanning:

$$V_o = V_2 - V_1 - 2R_1 \frac{V_1 - V_2}{\alpha R_o}$$

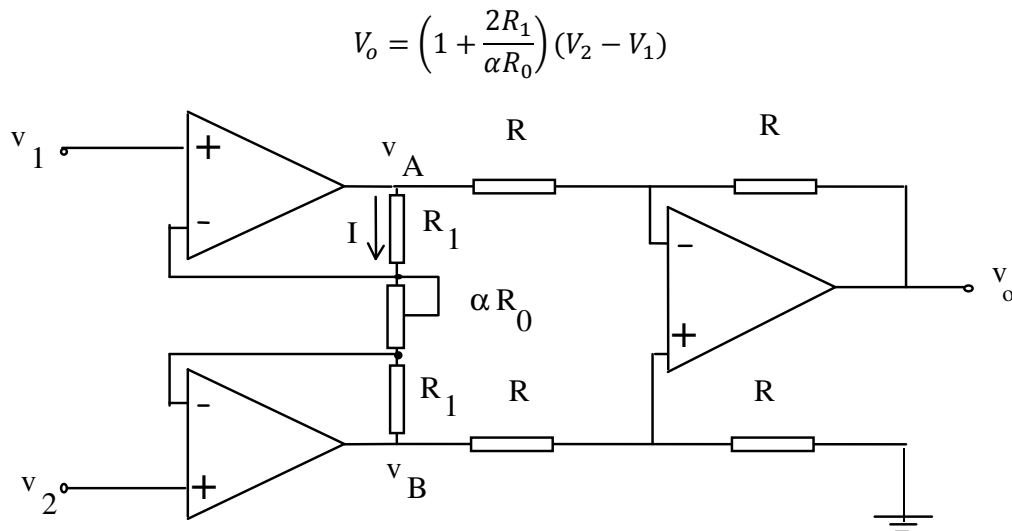


FIG. 5-26

## 5.6 NIET-LINEAIRE SYSTEMEN WAARBIJ DE OPAMP STEEDS IN VERZADIGING IS

### 5.6.1 INLEIDING

Bij de opampschakelingen die tot nu toe behandeld zijn werd steeds negatieve terugkoppeling gebruikt. Bij niet al te grote ingangssignalen zal de uitgangsspanning van de opamp variëren afhankelijk van het aanwezige ingangssignaal. Door de zeer grote open-lus versterkingsfactor van de opamp en het feit dat de negatieve terugkoppeling bij de tot nu toe besproken schakelingen overheersend is ten opzichte van een eventuele positieve terugkoppeling, zullen de spanningen op de -klem en de +klem praktisch niets van elkaar verschillen. Hiervan werd gebruik gemaakt voor het oplossen van al deze schakelingen.

Indien de opamp nu gebruikt wordt zonder terugkoppeling of indien de positieve terugkoppeling overheerst t.o.v. de negatieve terugkoppeling dan zal de opamp zich in een verzadigingstoestand bevinden. De uitgang zal in dit geval gelijk zijn aan  $+V_z$  of  $-V_z$ . De positieve en negatieve verzadigingsspanningen veronderstellen we verder in absolute waarde gelijk.

### 5.6.2 DE COMPARATOR

Een comparator is een schakeling die twee ingangssignalen vergelijkt met elkaar. De uitgang geeft een aanduiding welke van deze twee signalen het grootste is. De symbolische voorstelling van de comparator wordt gegeven door hetzelfde symbool als de opamp.

Sluiten we aan de -klem een referentiespanning  $V_R$  en aan de +klem een signaal  $V_s$  dan bekomt men voor de comparator een transferkarakteristiek zoals in fig. 1-5-28 is aangeduid.

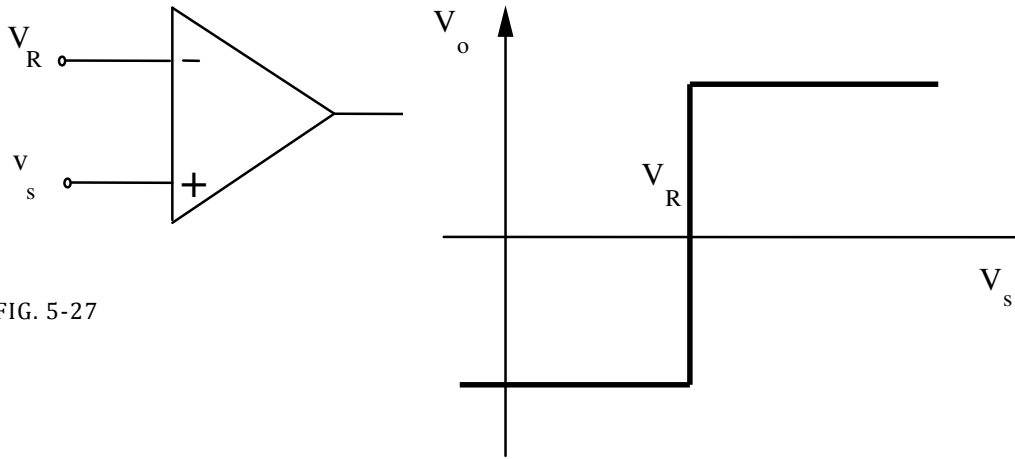


FIG. 5-27

fig. 1-5-28

Het is duidelijk dat theoretisch elke opamp kan gebruikt worden als comparator. De transferkarakteristiek voor een praktische opamp met  $V_R$  aan de -klem en  $V_s$  aan de +klem wordt weergegeven in fig. 1-3.

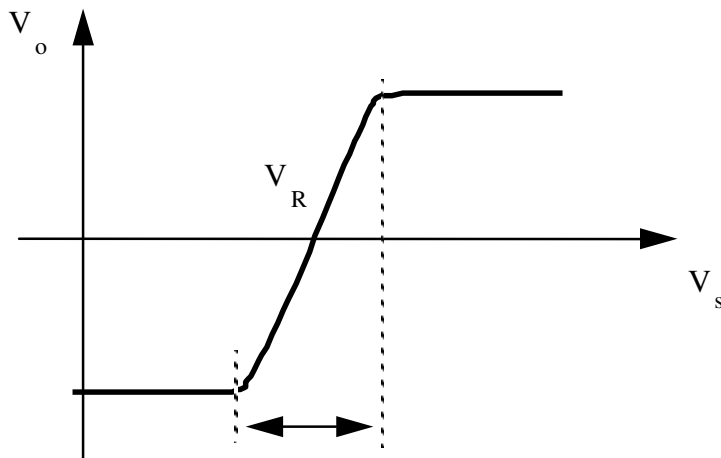


FIG. 1-3

Er is een zeker overgangsgebied rond  $V_R$  waar de opamp niet werkt als een comparator.

Praktisch komen niet alle opamp-types in aanmerking. Er worden een aantal eisen gesteld: de versterkingsfactor moet voldoende groot zijn (overgangsgebied moet voldoende smal zijn), de slew rate moet groot zijn (schakelen van  $-V_Z$  naar  $+V_Z$  moet zeer snel gebeuren), de ingangs-offsetspanning moet voldoende klein zijn (heeft invloed op het juiste drempelniveau).

Bij verdere studie zullen wij steeds veronderstellen dat de gebruikte opamps voldoen aan de gestelde eisen.

---

### BASISSCHAKELING

---

De meest eenvoudige schakeling van een comparator wordt gegeven in FIG. 5-27.

Is  $V_s$  een willekeurig signaal en  $V_R$  een vaste referentiespanning dan bekomt men voor  $V_o$  het verloop zoals weergegeven in FIG. 5-29.

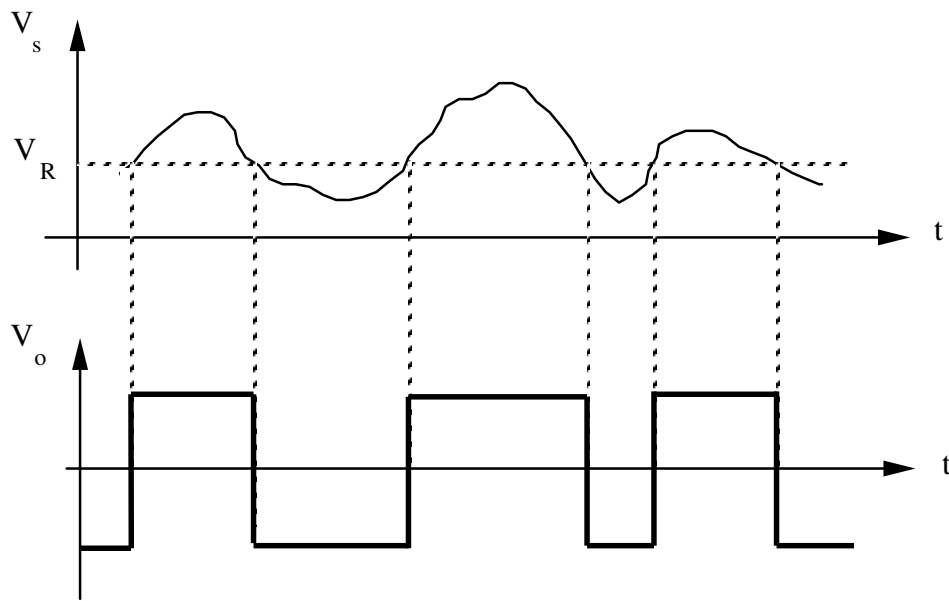


FIG. 5-29

Een andere schakeling waarvan het resultaat op ongeveer hetzelfde neerkomt als bij vorige schakeling wordt gegeven in FIG. 5-31.

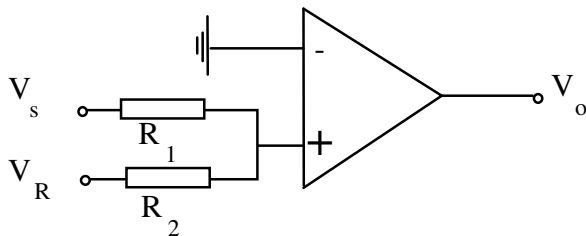


FIG. 5-30



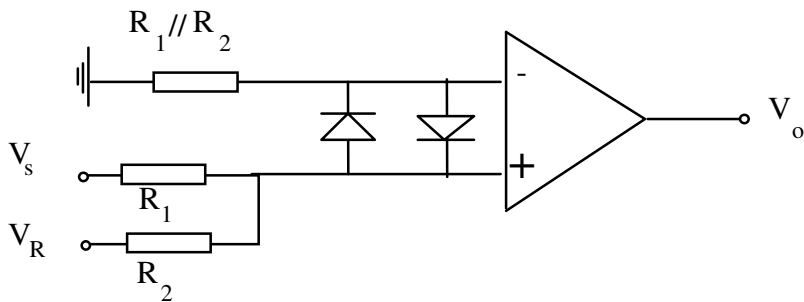


FIG. 5-31

De drempel wordt bepaald met volgende vergelijking:

$$\frac{V_S R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_R R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

Hieruit bekomt men als drempelwaarde:  $-V_R R_1 / R_2$ .

In de praktijk voegt men dikwijls een weerstand  $R_1 \setminus \setminus R_2$  toe aan de -klem en 2 diodes tussen de +klem en de -klem zoals in FIG. 5-31. De weerstand heeft instelstroomcompensatie tot doel. De 2 diodes beletten dat de verschilspanning tussen de - en de +klem te hoog oploopt.

---

#### TIMING-MARKER GENERATOR

---

De bedoeling van de schakeling is een positieve puls buiten te geven bij nuldoorgang van het ingangssignaal. De schakeling wordt gegeven in FIG. 5-32. De golfvormen worden gegeven in fig. 1-8.

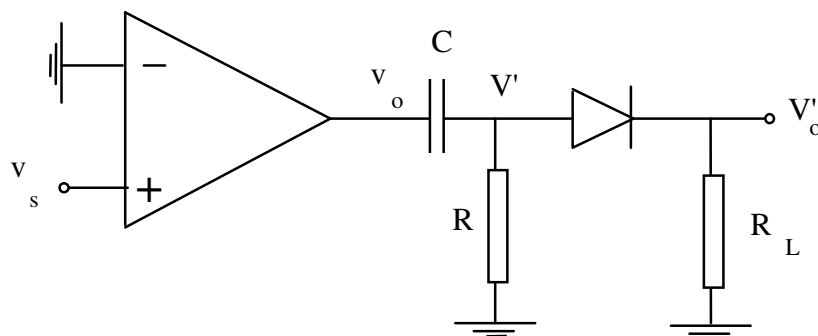


FIG. 5-32

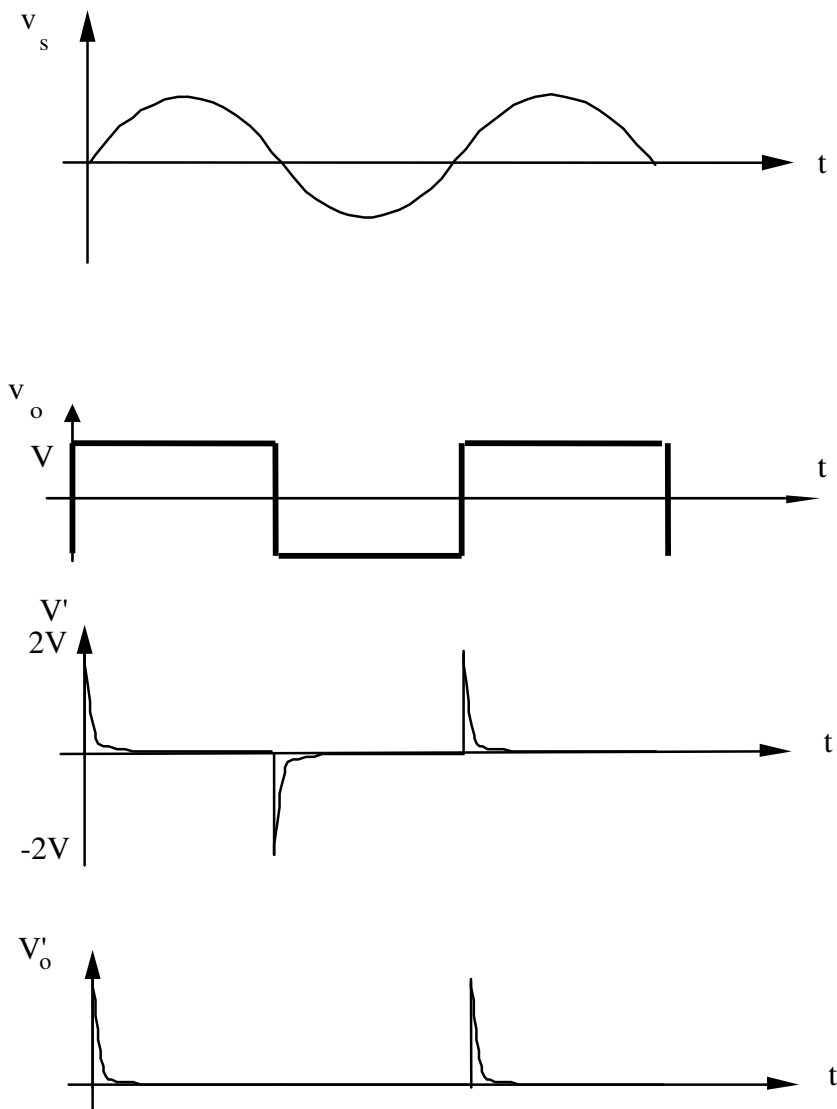


FIG. 1-8

Met twee TMG-schakelingen kan een fase-meter gebouwd worden. Het is voldoende het tijdsverschil tussen de uitgangspulsen van beide TMG-schakelingen te meten om een maat te hebben voor de faseverschuiving van deze twee signalen. Merk op dat op deze manier faseverschuivingen van  $0$  tot  $360^\circ$  kunnen gemeten worden.

---

### 5.6.3 DE SCHMITT-TRIGGER

---

#### 5.6.3.1 DE INVERTERENDE SCHMITT-TRIGGER

---

De schakeling wordt gegeven in fig. 1-9.

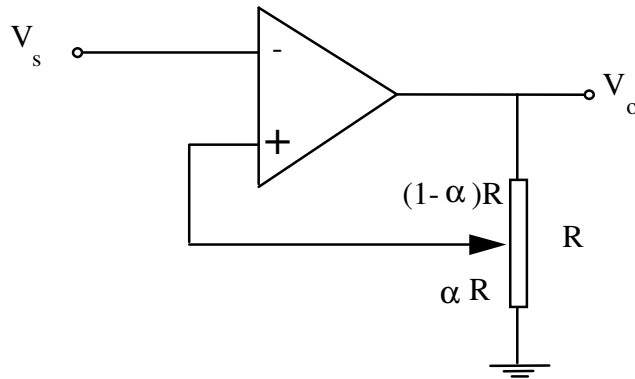


FIG. 1-9

Er is enkel positieve terugkoppeling. De uitgang kan zich in 2 mogelijke toestanden bevinden:  $+V_Z$  of  $-V_Z$ . Onderstel dat de uitgang gelijk is aan  $+V_Z$ .

Zolang  $V_s$  kleiner blijft dan  $\alpha V_Z$  blijft  $V_o$  gelijk aan  $+V_Z$ .

Wordt  $V_s$  groter dan  $\alpha V_Z$  dan zal de uitgang overgaan naar  $-V_Z$ . Bij dalende  $V_s$  zal deze toestand behouden blijven tot  $V_s$  kleiner wordt dan  $-\alpha V_Z$ .

$V_o$  in functie van  $V_s$  wordt gegeven in fig. 1-10. De hysteresisspanning  $V_h$  is gelijk aan  $2\alpha V_Z$ .

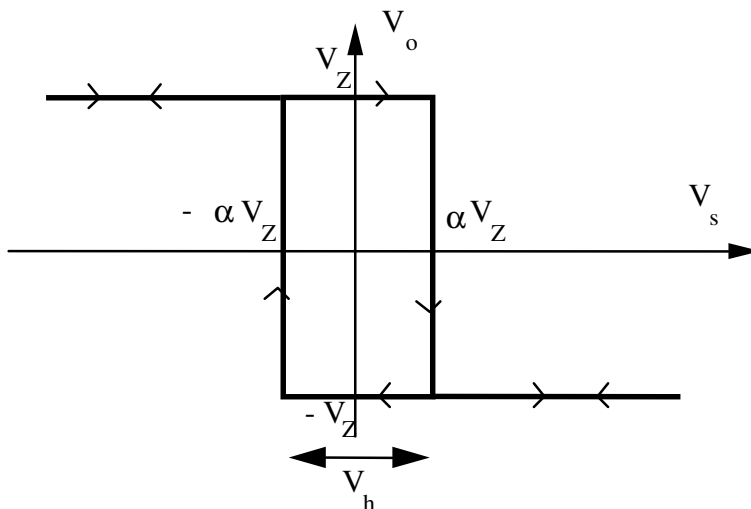


FIG. 1-10

De karakteristiek kan verschoven worden door toevoeging van een hulpspanning  $V_R$ . Deze schakeling en bijhorende karakteristiek wordt gegeven in fig. 1-11.

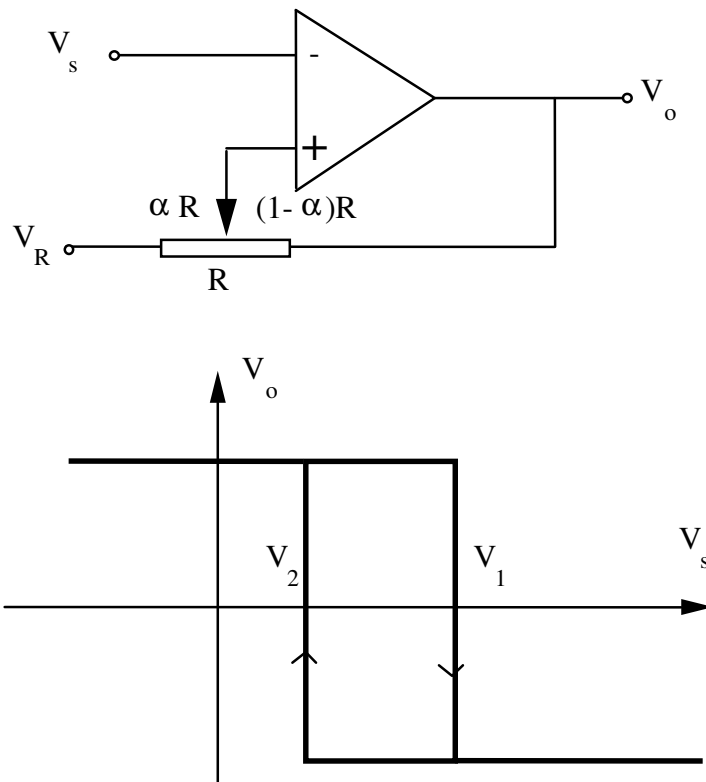


FIG. 1-11

De omschakelniveaus zijn:  $V_1 = \alpha V_Z + (1 - \alpha)V_R$  (4.7)

$V_2 = -\alpha V_Z + (1 - \alpha)V_R$  (4.8)

De hysteresisspanning verandert niet en blijft gelijk aan  $2\alpha V_Z$ . Met de hulpspanning en de  $\alpha$ -waarde kunnen de aanspreekspanning  $V_1$  en de afvalspanning  $V_2$  op elke willekeurige waarde worden ingesteld. In de praktijk zijn doorgaans  $V_1$  en  $V_2$  gegeven.

Uit (4.7) en (4.8) bekomt men:

$$\alpha = \frac{V_1 - V_2}{2V_Z}$$

$$V_R = \frac{V_1 + V_2}{2(1 - \alpha)} = V_Z \frac{V_1 + V_2}{2V_Z - V_1 + V_2}$$

### 5.6.3.2 NIET-INVERTERENDE SCHMITT-TRIGGER

De meest eenvoudige schakeling met de overeenstemmende karakteristiek worden gegeven in fig. 1-12. Er is hier positieve terugkoppeling. De uitgang is dus gelijk aan  $+V_Z$  of  $-V_Z$ .

Onderstel  $V_o$  gelijk aan  $V_Z$ . De spanning op de +klem is  $\alpha V_Z + (1 - \alpha) V_s$ .

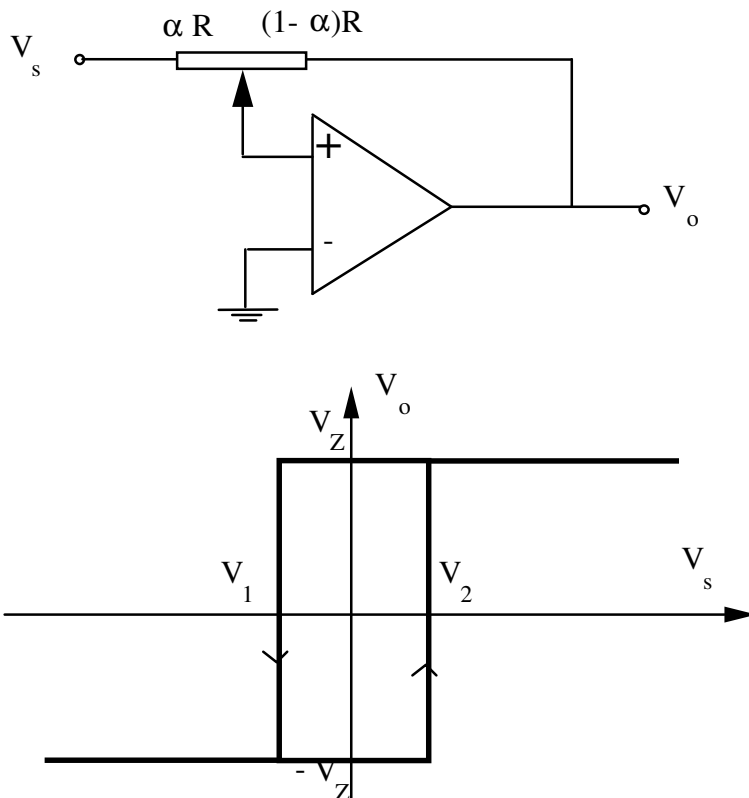


FIG. 1-12

De schakeling zal omklappen indien deze spanning negatief wordt. Het niveau  $V_1$  waarbij dit gebeurt is dus:

$$V_1 = -\frac{\alpha V_Z}{1 - \alpha}$$

Op dit moment is de spanning op de +klem:  $-\alpha V_Z + (1 - \alpha) V_s$ .

Bij toenemende  $V_s$  zal  $V_o$  terug overgaan naar  $+V_Z$  als deze uitdrukking positief wordt. Dit gebeurt bij:

$$V_2 = \frac{\alpha V_Z}{1 - \alpha}$$

De hysteresisspanning is in dit geval:  $2 \frac{\alpha V_Z}{1-\alpha}$

Indien  $V_s$  enkel waarden kan aannemen tussen  $V_Z$  en  $-V_Z$  dan moet  $\alpha$  kleiner zijn dan  $1/2$  voor normale werking.

Verschuiving van de karakteristiek is mogelijk door toevoeging van een hulpspanning  $V_R$  (fig. 1-13). De transferkarakteristiek wordt gegeven in fig. 1-14.

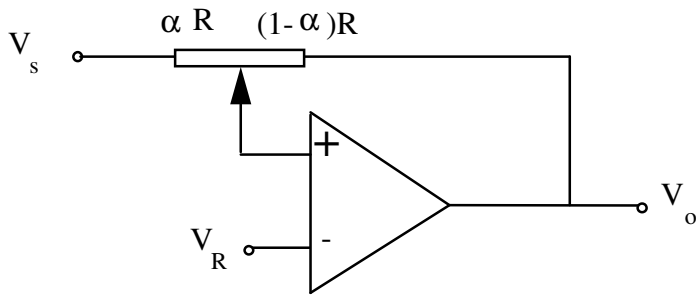


FIG. 1-13

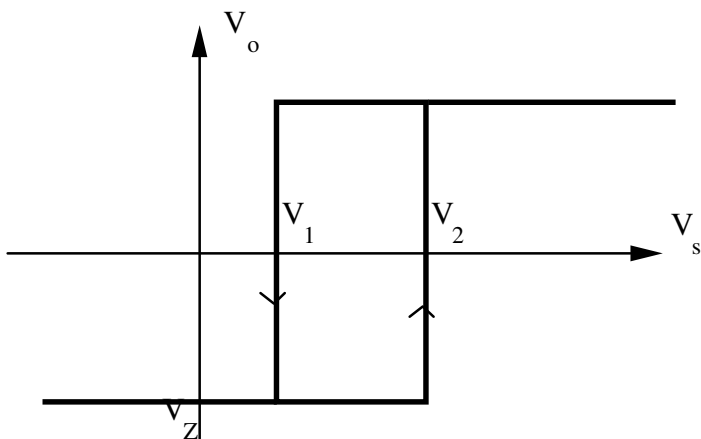


FIG. 1-14

In dit geval geldt:

$$V_1 = \frac{-\alpha V_Z + V_R}{1-\alpha}$$

$$V_2 = \frac{\alpha V_Z + V_R}{1-\alpha}$$

Indien  $V_1$  en  $V_2$  gegeven zijn kan men  $\alpha$  en  $V_R$  bepalen.

$$\alpha = \frac{V_2 - V_1}{2V_Z + V_2 - V_1}$$

$$V_R = \frac{V_1 + V_2}{2V_Z + V_2 - V_1} V_Z$$

Normaal neemt men  $V_1$ ,  $V_2$  en  $V_R$  tussen  $+V_Z$  en  $-V_Z$ . In dit geval moet  $\alpha$  voldoen aan de twee volgende voorwaarden:

$$\alpha < \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_R}{V_Z}\right)$$

$$\alpha < \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_R}{V_Z}\right)$$

Is  $V_R$  positief dan is de eerste eis de strengste; bij negatieve  $V_R$  is de tweede eis de strengste.

### 5.7 SYSTEEMAPPLICATIE: SINUS/PULS GOLFOFORM GENERATOR

Je bedrijf produceert een batterijgevoede audio signaalgenerator die een sinusoidale output met een regelbare frequentie en amplitude kan uitsturen. Het toestel werkt op  $\pm 12V_{dc}$  spanningen. De frequentie kan gevarieerd worden van 20Hz tot 20kHz, en de piek amplitude kan variëren van 10mV tot 10V met frontpaneel knoppen.

Een nieuwe versie van de signaalgenerator werd ontworpen dewelke als extra een puls golfvorm kan genereren. De puls-generator zal een uitgangssignaal produceren met een variabele duty cycle om 5V digitale logica schakelingen aan te sturen. De sinusgenerator blijft dezelfde maar de frequentie controle en de uitgangsaansluitingen zullen gemeenschappelijk zijn voor zowel de sinus- als pulsgenerator. De uitgang kan geselecteerd worden via een schakelaar en de pulsgenerator zal een extra controleknop eisen om de duty cycle in te stellen. De minimum specificaties staan in de volgende tabel.

	Output voltage	Frequency range	Duty cycle range
Sinus	0.1V-20Vpp	20Hz-20kHz	-
Puls	5V amplitude	20Hz-20kHz	10%-90%

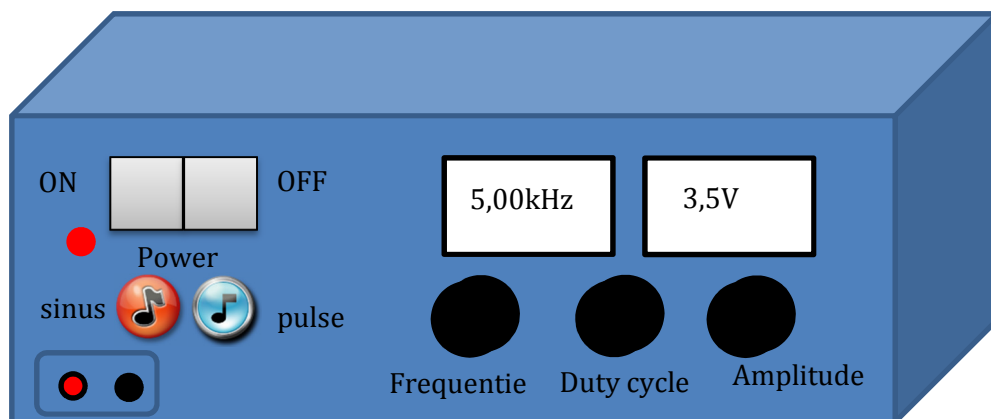


FIG. 5-33

### 5.7.1.1 DE SCHAKELING

Het schema van het nieuw ontwerp is te vinden in FIG. 5-34. De puls werd afgeleid van de 10Vpp sinus die men reeds intern beschikbaar had van het vorige ontwerp. Een LM111 comparator is gebruikt voor het produceren van een puls golfvorm gebruikmakende van de sinus. De duty cycle wordt geregeld door de variabele referentiespanning aan de inverterende ingang van de comparator. De duty cycle regelrange is van 10% tot 90%.

De LM111 comparator heeft een open collector uitgang (wat dit is, leer je volgend academiejaar) die opgetrokken wordt naar +5V via een pull-up weerstand van 1kΩ. Dit alles resulteert in uitgangspulsen die variëren tussen 0V en +5V.

- Welke componenten zorgen voor de variabele referentiespanning van de comparator?
- Bereken de minimum referentiespanning.
- Bereken de maximum referentiespanning.
- Wat bepaalt de amplitude van de uitgangspulsen?

Leg uit hoe de regeling van de duty cycle gebeurt.

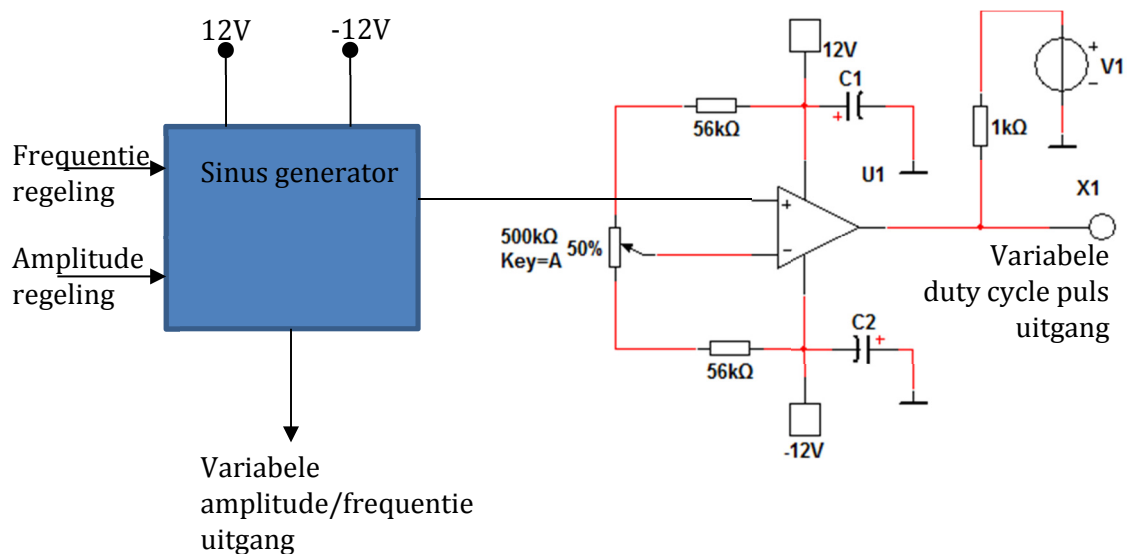
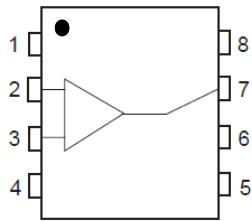


FIG. 5-34

De pinconfiguratie van de LM111 wordt gegeven in fig. 5-35. Pinnen 5 en 6 worden niet gebruikt in deze applicatie.

- Duid de pinnummers aan van fig. 5-35 op FIG. 5-34.





- |                         |                    |
|-------------------------|--------------------|
| 1 - Ground              | 5 - Balance        |
| 2 - Non-inverting input | 6 - Strobe/Balance |
| 3 - Inverting input     | 7 - Output         |
| 4 - $V_{CC}^-$          | 8 - $V_{CC}^+$     |

FIG. 5-35

### 5.7.1.2 SIMULATIE

De sinus/puls generator is gesimuleerd in MULTISIM met een sinusbron met 7,07V rms dewelke de sinusgenerator voorstelt. De resultaten zijn getoond in fig. 5-37 waar de duty cycle is ingesteld op 50%.

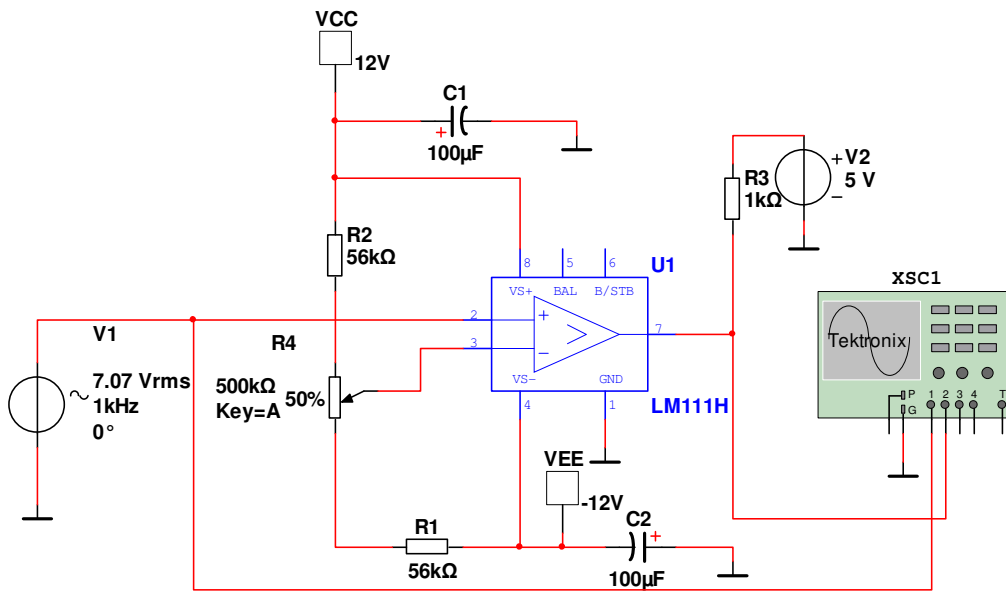


FIG. 5-36

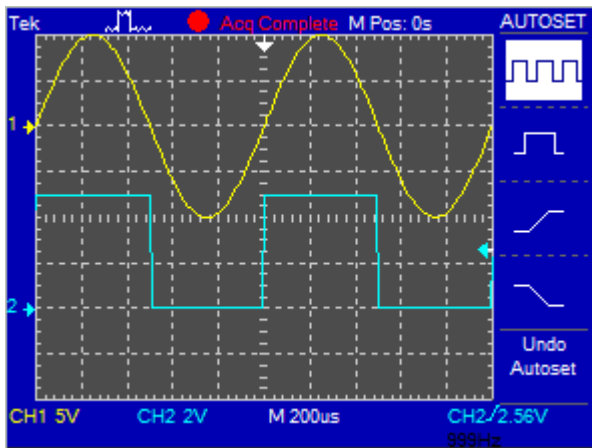


FIG. 5-37

- Verifieer de rms waarde van het sinussignaal op het scoop scherm in fig. 5-37.
- Leid van het scherm van de scoop af wat de amplitude van het pulssignaal is.
- Verifieer de frequentie van beide signalen op het scherm.

In FIG. 5-38 worden de simulatieresultaten getoond voor puls duty cycle metingen op frequentie 1kHz en 10kHz.

- Bekijk FIG. 5-38, controleer of de minimum en maximum duty cycles overeenkomen met de specificaties voor beide frequenties.

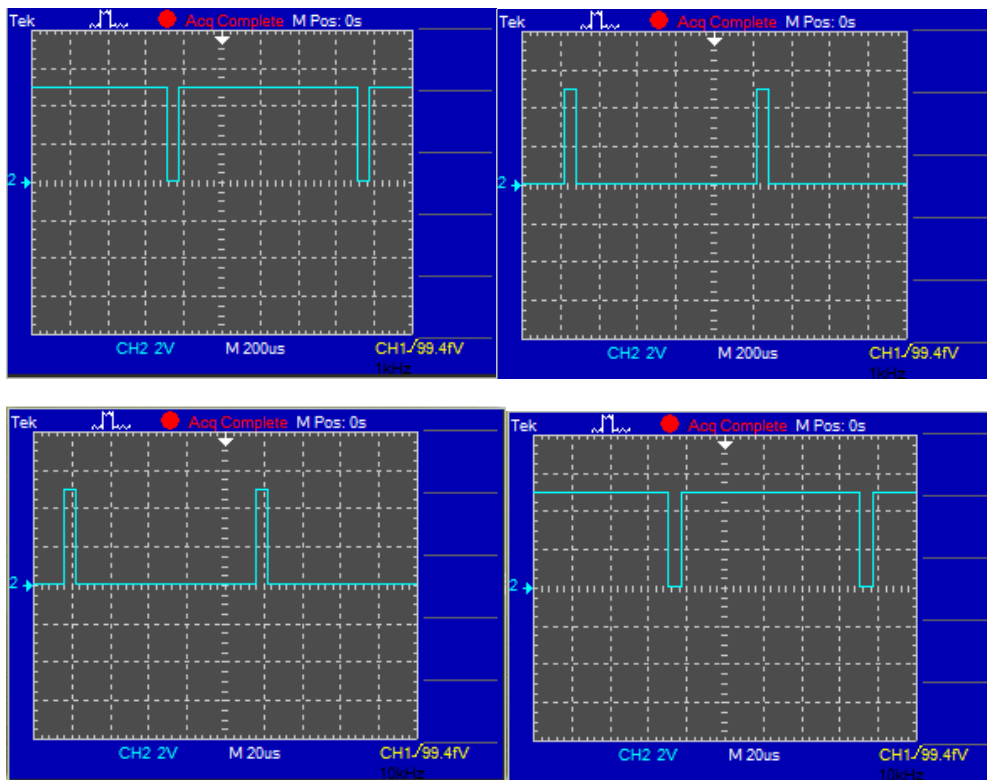


FIG. 5-38

**Tip:** Alvorens een simulatie te doen met een comparator, kan het nodig zijn om de “default” waarde voor de “relative error tolerance” te veranderen. Dit om interpolatiefouten te vermijden dewelke resulteren in trage transitie zeker bij hoge frequenties. Je kan dit doen door te navigeren naar de menu-optie “simulate” en dan “interactive simulation settings”. Kies vervolgens “Analysis options” dan “use custom settings” en verander de “Relative Tolerance Error” in  $1e-005$ .

### 5.7.1.3 HET BOUWEN VAN EEN PROTOTYPE EN TESTEN

Na simulatie kan een prototype gebouwd en getest worden. Nadat de schakeling succesvol getest werd op het protobord, is ze klaar om op een Printed Circuit Board (PCB) te plaatsen.

### 5.7.1.4 PCB

De pulsgenerator PCB is getoond in FIG. 5-39. Dit bord zal toegevoegd worden aan de reeds bestaande sinusgenerator en geconnecteerd worden aan de frontpaneel regeling.

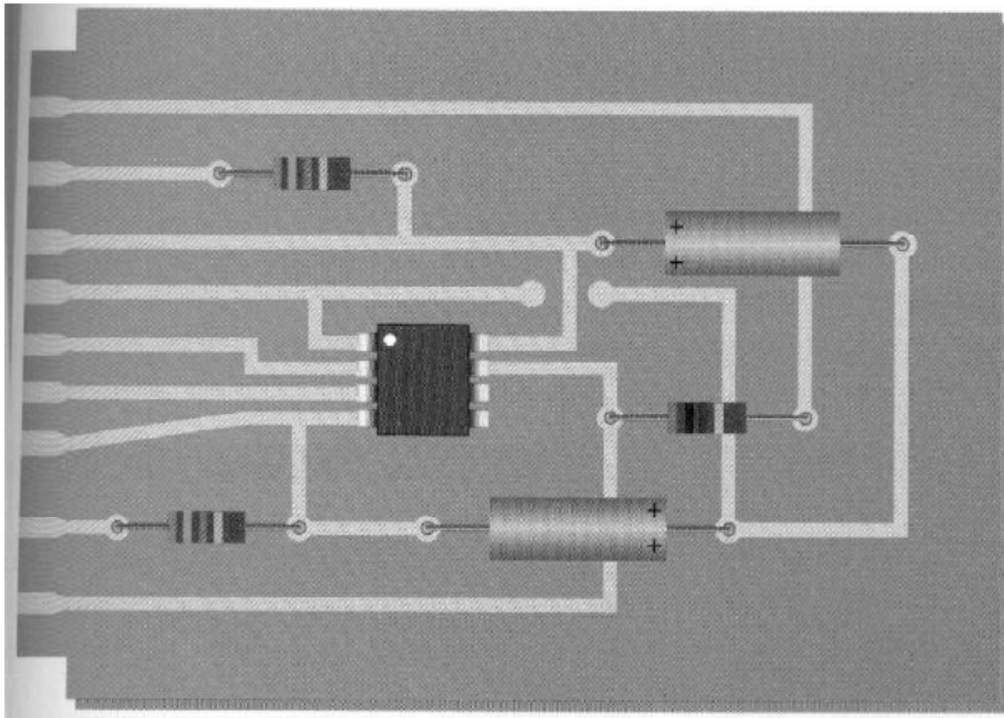


FIG. 5-39

- Controleer de PCB op correctheid door het te vergelijken met de schakeling van FIG. 5-34.
- Label elke ingangs- en uitgangspin met bijhorende functie.

#### 5.7.1.5 HET SINUS- EN PULSGENERATOR SYSTEEM DIAGRAMMA

De complete generator eenheid bestaat uit de sinusgenerator, de pulsgenerator, de frontpaneel regeling, de batterij eenheid, zoals getoond in FIG. 5-40.

- Verifieer de connectie van het pulsgenerator bord naar de verschillende systeem modules.

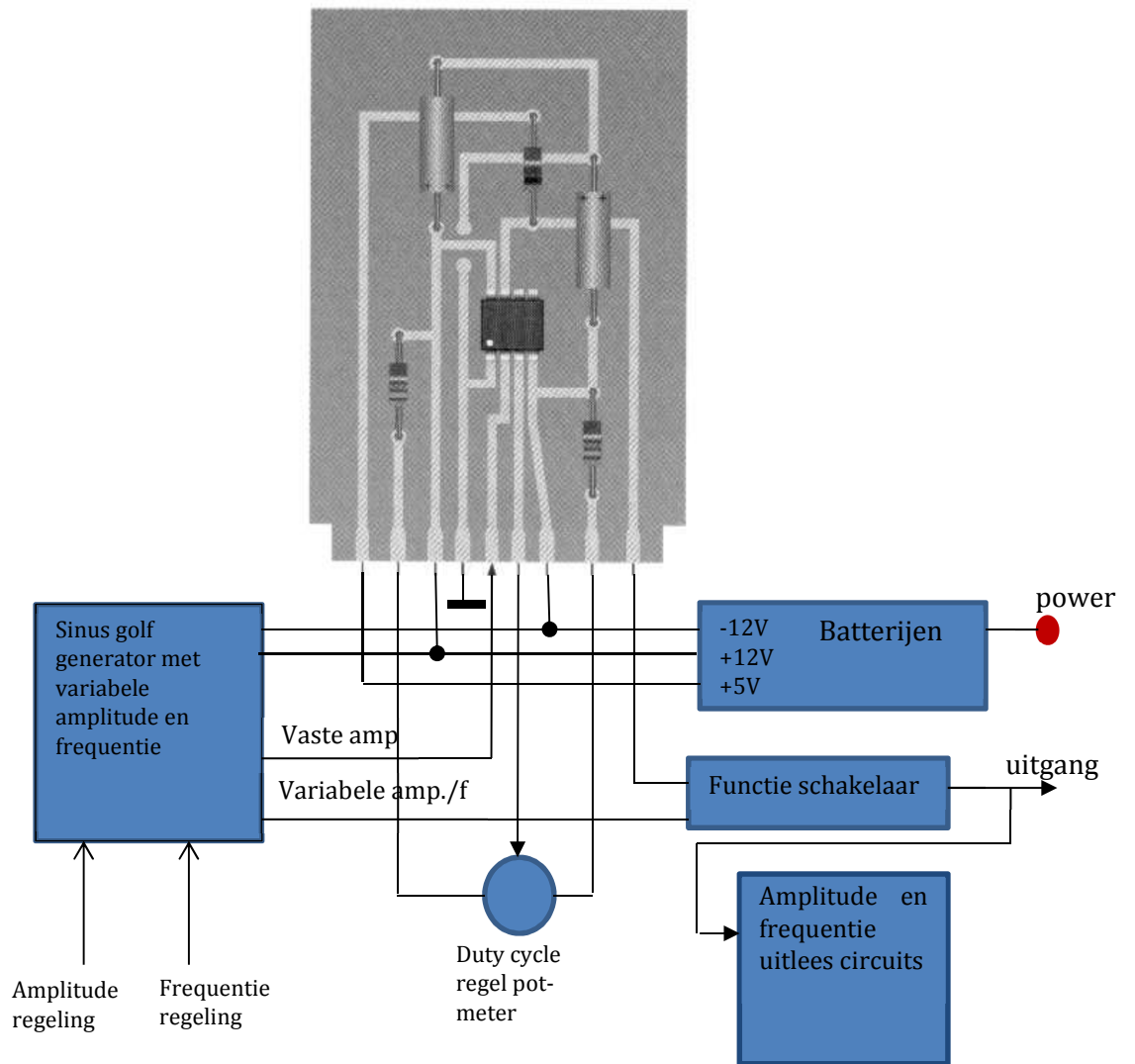
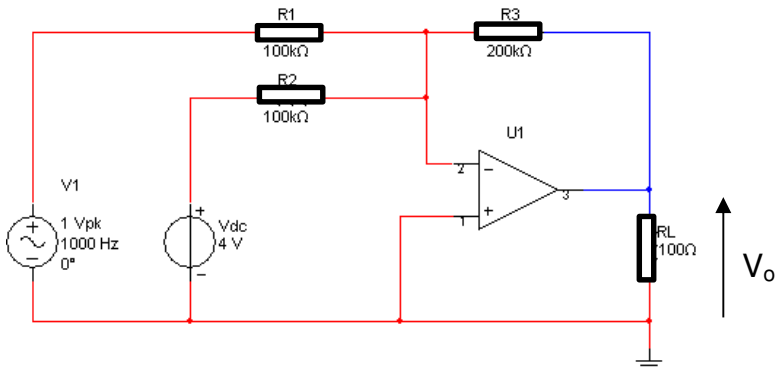


FIG. 5-40

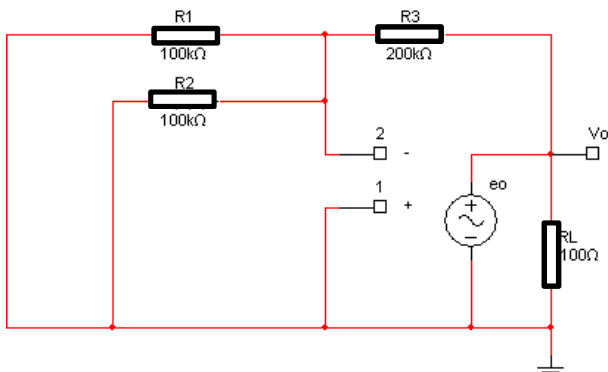
## 5.8 OEFENINGEN

### 5.8.1 VOORBEELDOEFENING 1: SOMMEERKETEN

Bepaal de uitgangsspanning  $V_o$  van de opampschakeling in functie van  $V_1$  en  $V_{dc}$ . Veronderstel dat  $2R_1 = 2R_2 = R_3$ . Start met het tekenen van het equivalent schema. Toon aan welke terugkoppeling (positieve of negatieve) overheerst. Teken alle stroom- en spanningspijlen en benoem ze.



**Overheerst negatieve terugkoppeling?**

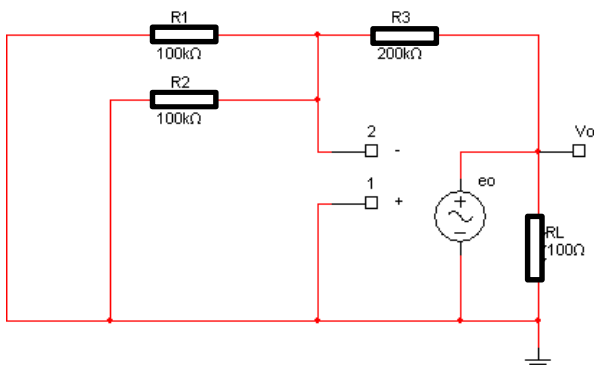


De invloed van  $v_o$  op de twee ingangsklemmen moet onderzocht worden.

?

$$V_-(v_o) > V_+(v_o)$$

De andere bronnen vervangen we door hun interne weerstand



De  $V_o = e_0$  heeft enkel invloed op de - klem! van de OPAMP

!

$$V_-(v_o) > V_+(v_o)$$

$$V_-(v_o) > 0$$

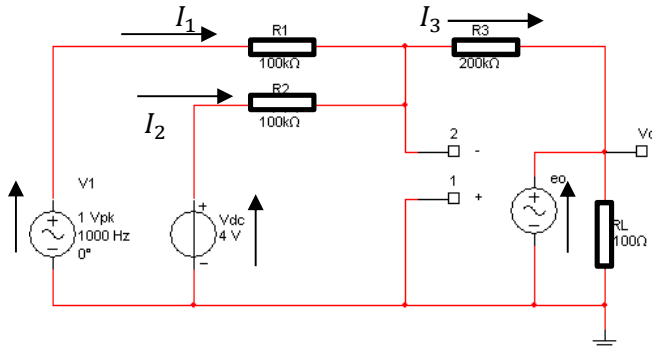
Negatieve  
overheerst!

terugkoppeling

## Lineair systeem

Omdat de negatieve terugkoppeling overheerst hebben we dus te maken met een lineair systeem!

Bij een ideale OPAMP vloeit er geen stroom naar de ingangsklemmen. De + klem ligt aan massa. Door de negatieve terugkoppeling dus ook de - klem.



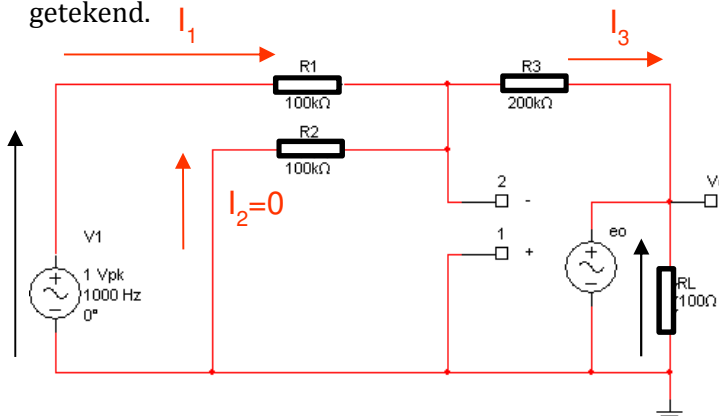
$$V_+ = 0 = V_-$$

$V_+$  is werkelijke massa

$V_-$  is virtuele massa

Voor elke bron kan nu eenvoudig de stroom berekend worden, nl.  $I_1 = \frac{V_1 - 0}{R_1}$  en  $I_2 = \frac{V_{dc} - 0}{R_2}$

Merk op dat er door R2 GEEN stroom vloeit. Deze weerstand heeft GEEN invloed op de schakeling en mag dus vervangen worden door een kortsluiting.  $I_1$  wordt enkel bepaald door één enkele weerstand owv het virtuele nulpunt op de V- ( $V_- = V_+ = 0$ ). De opamp zorgt ervoor dat de stromen die toekomen in het knooppunt V-, volledig worden afgeleid naar R3. Indien we enkel de invloed van V1 beschouwen dan zien we dat er geen stroom vloeit naar R2 zoals hieronder getekend.



$$V_+ = 0 = V_-$$

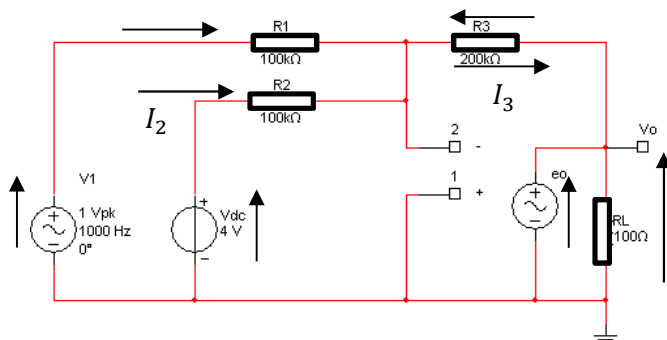
$V_+$  is werkelijke massa

$V_-$  is virtuele massa

De stromen worden gesommeerd in R3

$I_1$

$V_{R3}$



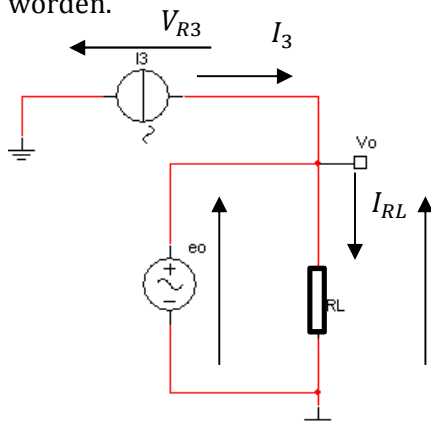
$$I_3 = I_1 + I_2$$

$$I_3 = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_{dc}}{R_2}$$

$$V_3 = I_3 \cdot R_3$$

$$-V_3 = V_o = -I_3 \cdot R_3$$

Rekeninghoudend met het bovenstaande kan de schakeling sterk gereduceerd worden.



$$I_3 = I_1 + I_2$$

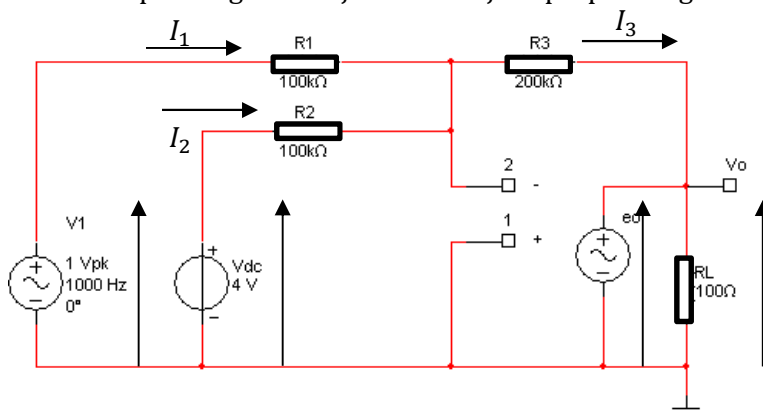
$$I_3 = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_{dc}}{R_2}$$

$$V_o = -I_3 \cdot R_3$$

$$I_{RL} = \frac{V_o}{R_L}$$

In het knooppunt  $V_o$  is de spanning nu bepaald en komt de stroom  $I_3$  toe. De OPAMP zorgt ervoor dat de tak waarin  $R_3$  staat, zich als een stroombron gedraagt.

Dezelfde oplossing bekom je wanneer je superpositie gebruikt.



$$I_3 = I_1 + I_2$$

$$I_3 = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_{dc}}{R_2}$$

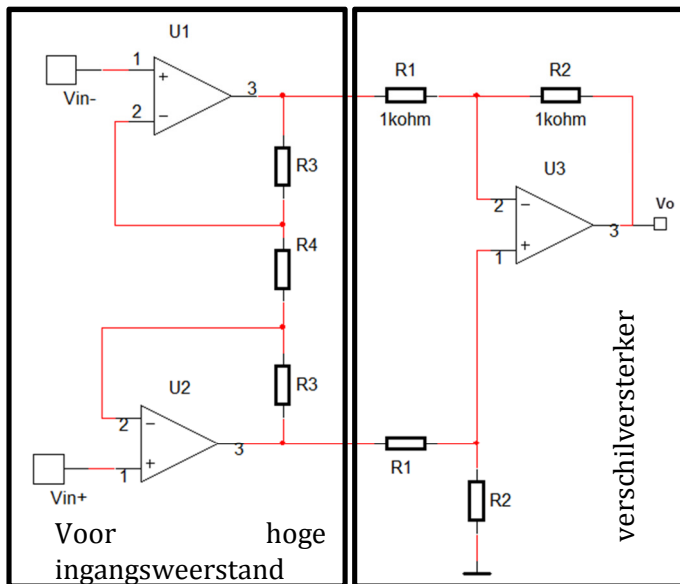
$$V_- = \frac{2}{5}V_1 + \frac{2}{5}V_{dc} + \frac{1}{5}V_o = 0$$

$$V_o = -2V_1 - 2V_{dc} = -R_3 \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_{dc}}{R_2} \right)$$

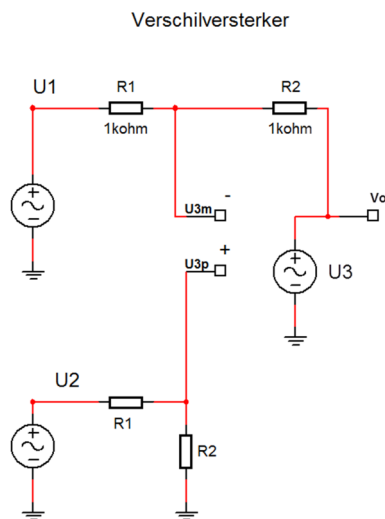


## 5.8.2 VOORBEELDOEFENING 2: INSTRUMENTATIEVERSTERKER

Bepaal de uitgangsspanning  $v_o$  van de opampschakeling in functie van  $(V_{in+} - V_{in-})$ . Start met het tekenen van het equivalent schema. Toon aan welke terugkoppeling (positieve of negatieve) overheerst. Teken alle stroom- en spanningspijlen en benoem ze.



### Stap 1



$$U_{3p} = v_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_1} U_2$$

$$U_{3m} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} U_1 + \frac{R_1}{R_2 + R_1} V_o$$

$$U_{3p} = U_{3m}$$

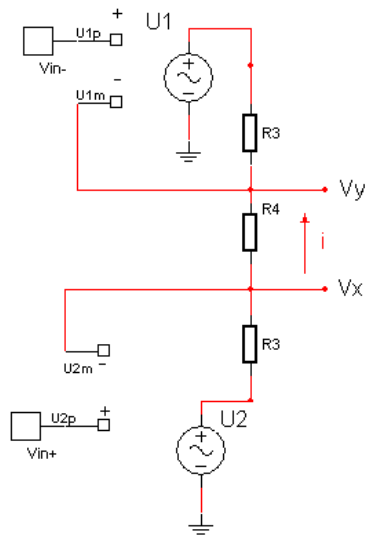
$$R_2 \cdot U_2 = R_2 \cdot U_1 + R_1 \cdot V_o$$

$$R_1 V_o = R_2 \cdot U_2 - R_2 \cdot U_1$$

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$$

### Stap 2

Daar de negatieve terugkoppeling overheerst zal  $V_x = V_{in+}$  en  $V_y = V_{in-}$



$$I = \frac{V_{in+} - V_{in-}}{R_4} \quad I \text{ bepaalt } I_3 \quad I_3 = I$$

$$U_2 = V_x + V'_{R3} \quad U_2 = V_{in+} + I \cdot R_3$$

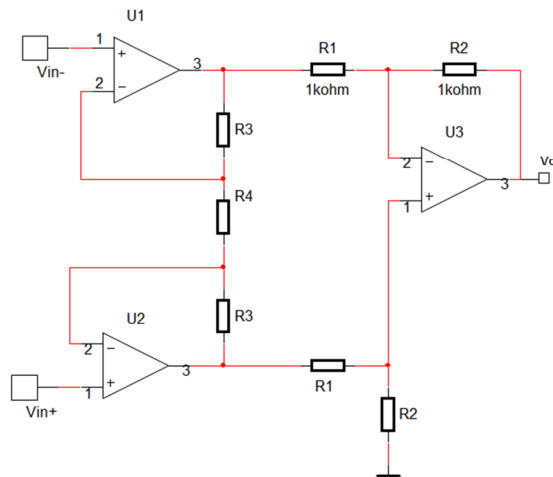
$$U_1 = V_y - V''_{R3} \quad U_1 = V_{in-} - I \cdot R_3$$

$$U_2 - U_1 = (V_{in+} - V_{in-}) + 2 \cdot I \cdot R_3$$

$$U_2 - U_1 = (V_{in+} - V_{in-}) + 2 \cdot \frac{V_{in+} - V_{in-}}{R_4} \cdot R_3$$

$$U_2 - U_1 = \left(1 + 2 \cdot \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot (V_{in+} - V_{in-})$$

### Step 3



$$A_v = \frac{V_o}{V_{in+} - V_{in-}}$$

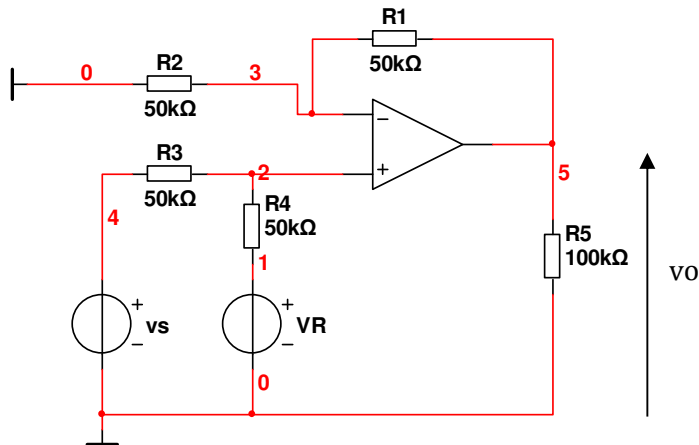
$$U_2 - U_1 = \left(1 + 2 \cdot \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot (V_{in+} - V_{in-})$$

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$$

$$A_v = \frac{V_o}{(V_{in+} - V_{in-})} = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + 2 \cdot \frac{R_3}{R_4}\right)$$

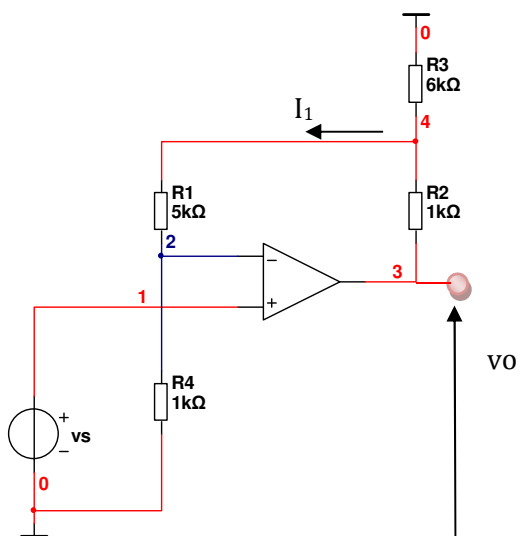
### 5.8.3 OEFENING 3

Bepaal de uitgangsspanning  $v_o$  van onderstaande opamp schakeling in functie van  $v_s$  en  $V_R$ . Start met het tekenen van het equivalent schema. Toon aan welke terugkoppeling (positieve of negatieve) overheerst.



### 5.8.4 OEFENING 4

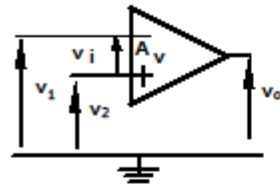
Bepaal de uitgangsspanning  $v_o$  van de opamp schakeling in functie van  $v_s$ . Start met het tekenen van het equivalent schema. Toon aan welke terugkoppeling (positieve of negatieve) overheerst. Bereken eerst  $I_1$  en vervolgens  $v_o$ . Teken alle stroom- en spanningspijlen en benoem ze.



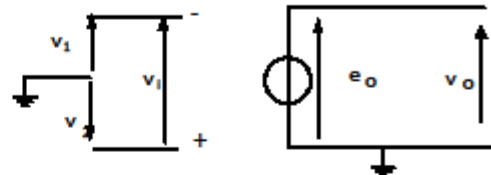
### 5.8.5 OPDRACHTEN

**1. De ideale OPAMP**

is een versterker met een oneindig grote versterkingsfactor en dit voor signalen in een zeer groot frequentiebereik. Hij versterkt de verschillingspanning aan zijn 2 ingangsklemmen naar de uitgang.



De OPAMP



Het equivalent schema van de ideale OPAMP

met  $A_v = -\infty$

$v_i = v_1 - v_2$

$e_o = A_v \cdot v_i$

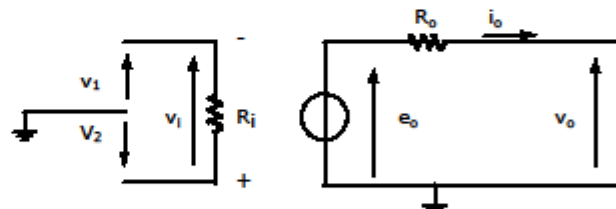
$e_o = A_v \cdot (v_1 - v_2)$

$v_o = e_o$

Kenmerken van het equivalente schema van de ideale OPAMP :

- aan de **ingang** zien we een open keten. Er kan GEEN stroom vloeien in de ingangsklemmen van de OPAMP
- aan de **uitgang** zien we een ideale spanningsbron met inwendige weerstand  $0 \Omega$ .

**2. De praktische OPAMP**



Het equivalent schema van de praktische OPAMP

$e_o = A_v \cdot v_i$

$e_o = A_v \cdot (v_1 - v_2)$

$v_o = e_o - R_o \cdot i_o$

**3. Eigenschappen ( vul in )**

		Ideaal	Praktische OPAMP
1. Ingangsweerstand	$R_i$		
2. Uitgangsweerstand	$R_o$		
3. Spanningsversterking	$A_v$		
4. Bandbreedte	$f_{A_v=1}$		

$f_{A_v=1}$  noemen we de bandbreedte van de OPAMP en is de frequentie waarbij de spanningsversterking van de OPAMP ( $A_v$ ) nog juist gelijk is aan 1.



## 6 APPENDIX A: NETWERKSTELLINGEN

---

### 6.1 DE WET VAN OHM

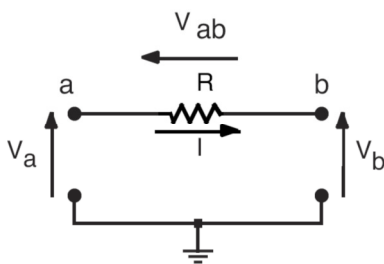
---

De wet van Ohm is een empirische natuurkundige wet, genoemd naar de Duitse natuurkundige Georg Ohm, die een relatie legt tussen spanning, weerstand en stroomsterkte. De wet van Ohm luidt als volgt: De stroomsterkte door een geleider is recht evenredig met het spanningsverschil tussen de uiteinden. De quotiënt van spanning en stroomsterkte is een constante. Deze constante wordt de weerstand van de geleider genoemd.

Formeel wordt dit:

$$V = RI$$

waarin  $V$  de spanning of het potentiaalverschil in V (volt) is,  $I$  de stroom in A (ampère) en  $R$  de weerstand in  $\Omega$  (ohm).



De spanningsval  $V_{ab}$  over de weerstand ontstaat als de weerstand  $R$  doorlopen wordt door een stroom  $I$ . De stroomzin en spanningsval hebben steeds een tegengestelde polariteit als we deze als positief beschouwen in de formule van Ohm. De twee aansluitingen van de weerstand staan dus op een verschillende potentiaal  $V_a < > V_b$  als een stroom door de weerstand loopt. Deze spanningen  $V_a$  en  $V_b$  kunnen maar berekend worden als de totale schakeling gegeven is. Het spanningsverschil tussen deze twee punten is volgens de wet van Ohm:  $V_{ab} = V_a - V_b = R I$ . De stroom  $I$  en de spanning  $V_{ab}$  zijn enkel volledig bepaald als er in de schakeling, waarop de berekening betrekking heeft, een **stroomzin** en een **spanningszin** is aangegeven.

De beide waarden zullen positief zijn als de spanningspijl en de stroompijl een tegengestelde richting aangeven. We gebruiken steeds de conventionele stroomzin. De positieve stroom vloeit steeds van hoge naar lage potentiaal.

## 6.2 VERVANGINGSWEERSTAND

---

Als er meer weerstanden voorkomen in een elektrische kring, dan kan de globale weerstand of de vervangingsweerstand als volgt berekend worden:

Schakelt men een reeks van  $n$  weerstanden in serie dan geldt dat de vervangingsweerstand gelijk is aan de som van de te vervangen weerstanden:

$$R_v = \sum_{n=1}^N R_n$$

Schakelt men een reeks van  $n$  weerstanden in parallel dan geldt dat de vervangingsweerstand gelijk is aan het harmonisch gemiddelde van de te vervangen weerstanden:

$$\frac{1}{R_v} = \sum_{n=1}^N \frac{1}{R_n}$$

Waarbij  $R_v$  de vervangingsweerstand voorstelt.

## 6.3 DE WETTEN VAN KIRCHHOFF

---

In de elektrotechniek wordt onder de wetten van Kirchhoff een tweetal veelgebruikte regels verstaan die voortkomen uit de principes van behoud van energie en lading in elektrische circuits. De wetten zijn vernoemd naar de natuurkundige Gustav Robert Kirchhoff

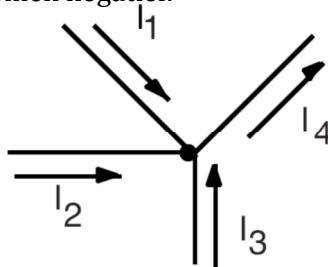
### 6.3.1 DE EERSTE WET VAN KIRCHHOFF, "KIRCHHOFF'S CURRENT LAW" (KCL)

---

Het principe van behoud van elektrische lading impliceert de eerste wet van Kirchhoff: In elk knooppunt in een elektrisch circuit is de som van de  $N$  stromen die in dat punt samenkomen gelijk aan de som van de stromen die vanuit dat punt vertrekken.

$$\sum_{n=1}^N I_n = 0$$

Hierbij wordt de conventie aangenomen dat toekomende stromen positief worden geteld en uitgaande stromen negatief.



---

### 6.3.2 DE TWEEDE WET VAN KIRCHHOFF, "KIRCHHOFF'S VOLTAGE LAW" (KVL)

---

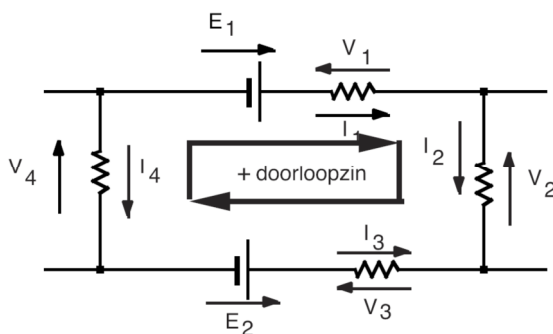
Het principe van behoud van energie impliceert de tweede wet van Kirchhoff:

De som van de N elektrische potentiaalverschillen (rekening houdend met de richting) in elke gesloten lus in een circuit is gelijk aan nul.

$$\sum_{n=1}^N V_n = 0$$

Tekenconventie: Een spanningsbron wordt negatief gerekend als ze de stroom wil laten vloeien in tegengestelde richting van de lus; een spanningsval wordt positief gerekend als ze optreedt in de richting van de rondgangspijl (en vice versa).

Een voorbeeldje:



Hoe ga je correct te werk?

1. Kies in elke tak een willekeurige stroomzin
2. Duid alle spanningen aan met een pijl
3. Kies een doorloopzin van de gesloten lus
4. Stel de formule op

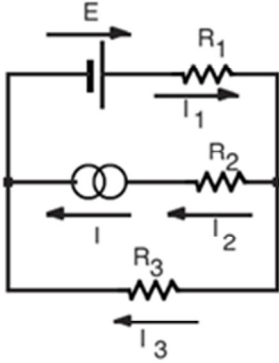
$$\sum V_x + \sum E_y = 0 \Leftrightarrow E_1 - V_1 - V_2 + V_3 - E_2 + V_4 = 0$$



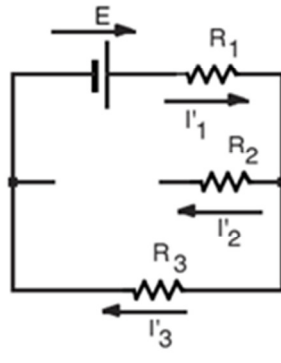
## 6.4 DE SUPERPOSITIESTELLING

---

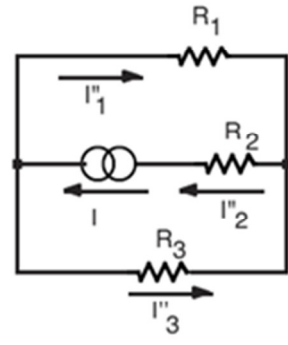
Deze stelling passen we toe in schakelingen waar meerdere bronnen voorkomen. We vervangen alle bronnen, behalve één, door hun inwendige weerstand en lossen het schema op. Vervolgens nemen we een andere bron op in het schema. De afzonderlijke oplossingen tellen we nu op zodat we de oplossing verkrijgen voor de oorspronkelijke schakeling.



$$I_1 = I_1' + I_1''$$



$$I_2 = I_2' + I_2''$$



$$I_3 = I_3' - I_3''$$

## 6.5 THEOREMA VAN THEVENIN

Het Theorema van Thevenin stelt dat in een lineair elektrisch netwerk één of meerdere spanningsbronnen samen met één of meerdere weerstanden op twee aansluitpunten die de enige verbinding vormen met het overige netwerk, elektrisch equivalent is aan één (ideale) spanningsbron met daarmee in serie één weerstand.



### Hoe ga je te werk op $R_{Th}$ te vinden?

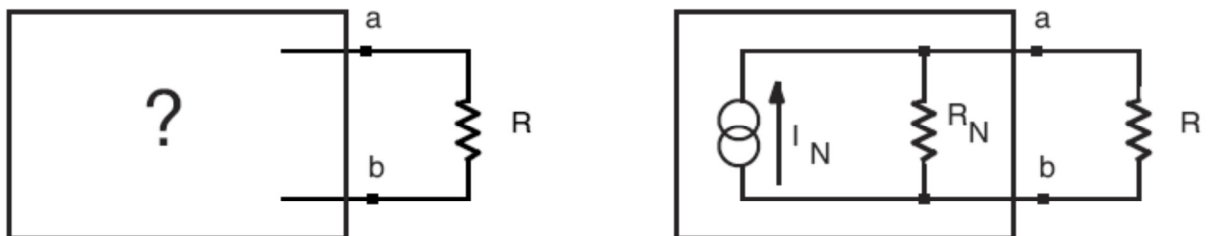
Zelfde werkwijze als bij de bepaling van  $R_N$  (zie Norton theorema)

### Hoe ga je te werk op $E_{Th}$ te vinden?

1. De tak waar je de onbekende moet zoeken verwijder je. De twee aansluitingen noem je bv. a en b.
2. De spanning  $V_{ab}$  die je in deze vereenvoudigde schakeling kunt berekenen is nu  $E_{Th}$ .

## 6.6 THEOREMA VAN NORTON

Het theorema van Norton stelt dat in een lineair elektrisch netwerk één of meerdere spanningsbronnen samen met één of meerdere weerstanden op twee aansluitpunten die de enige verbinding vormen met het overige netwerk, elektrisch equivalent is aan één (ideale) stroombron afgesloten met één weerstand.



### Hoe ga je te werk op $I_N$ te vinden?

1. De tak waar je de onbekende moet zoeken verwijder je. De twee aansluitingen noem je bv. a en b.

2. Sluit de punten a en b kort.
3. De stroom  $I_{ab}$  die in deze kortsluiting vloeit is  $I_N$ .

**Hoe ga je te werk op  $R_{Th}$  en  $R_N$  te vinden?**

1. De tak waar je de onbekende moet zoeken verwijder je. De twee aansluitingen noem je bv. a en b.
2. Alle bronnen vervang je door hun inwendige weerstand. Je bekomt also een schakeling met enkel weerstanden.
3. De vervangingsweerstand van de schakeling die je nu ziet tussen de punten a en b is  $R_{Th} = R_N$ .

De relatie tussen Thevenin en Norton schema's is als volgt

$$I_N = \frac{E_{Th}}{R_{Th}}, R_N = R_{Th}$$