

DIODEDETECTIE EN DE 0V2

door PAØSU

Inleiding

Het is al weer meer dan 45 jaar geleden dat ik bij Philips op het NatLab aan de Kastanjelaan in Eindhoven werkte... een prachtige tijd! Het leven was nog niet zo gehaast als nu en de sfeer op 'het lab' was zeer informeel. Toen ik aan Bertje Nahuisen in de zendruimte vroeg of hij wist hoe 'diodedetectie' precies in zijn werk ging, verwees hij mij naar Zaalberg van Zelst. Ik ging daar als argeloos broekje heen, zonder te weten welke beroemde wetenschapper hij was. Daar kwam ik vele jaren later pas achter! Zaalberg van Zelst was een zeer aimabele man en nodigde mij uit om te gaan zitten. Ik kreeg een middag privécollege in 'diodedetectie'. De laatste tijd is er nogal wat te doen rond dit onderwerp: 'Back to the Future' nietwaar? Als je passief AM wilt ontvangen, is diodedetectie de aangewezen manier. Ik heb de publicaties daarover gelezen en gaandeweg kwam het verhaal van Zaalberg van Zelst weer bij me boven. Als je in de gelegenheid bent geweest om dat aan te horen, ben je min of meer verplicht om het door te vertellen, vind ik. Vooral omdat er hier en daar wat onbegrip is...

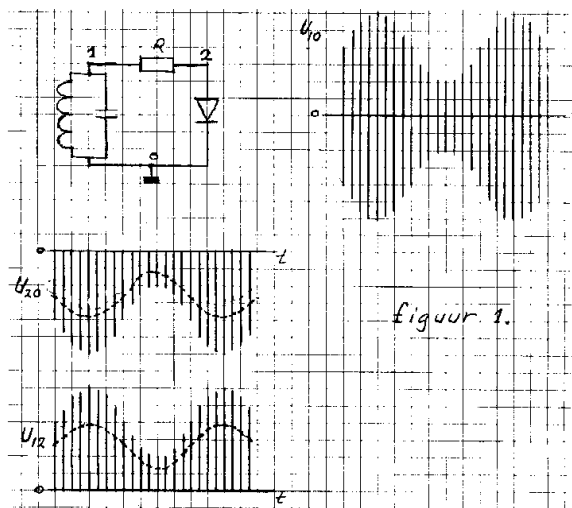
Diodedetectie werd natuurlijk in kristalontvangers toegepast, al waren de dioden in de begintijd gebrekkig. Toen radiolampen (buizen kenden we nog niet) hun intrede deden, werd het direct veel beter.

Later, toen de triode werd uitgevonden, werd roosterstroomdetectie toegepast: het (eerste) rooster fungeert dan als diode. De rest van de lamp versterkt het gedetecteerde signaal. Door het aanbrengen van terugkoppeling kan de buis op het randje van genereren gezet worden waardoor de gevoeligheid enorm toeneemt door het kunstmatig vergroten van de Q van de kring. Voor de ontvangst van telegrafie (en nu zelfs SSB) wordt de lamp juist in genereren gebracht. Kreten als: 0V1, Mexicaanse hond... etc. ken je op zijn minst van horen zeggen. Fred PAØMER heeft vijftien jaar geleden deze oude technieken weer onder de aandacht gebracht. Bedenk dat in al deze genoemde onderwerpen 'diodedetectie' een cruciale rol speelt! Dus terug naar 'Back to the Future': de diodedetector in zijn meest basale vorm. Zelfs bij zo'n eenvoudige schakeling zijn er zoveel ongewissheden dat het de moeite loont om de begrijpelijke zaken op een rij te krijgen. Het aantal variabelen wordt minder zodat we minder hoeven te gissen.

De eenvoudigste detector met ideale onderdelen

In figuur 1 is de meest uitgekledede vorm van een diodedetector getekend. In feite niets anders dan een gelijkrichter. Er is nog geen koptelefoon of iets dergelijks aangesloten. We gaan eerst maar eens een beetje theoretiseren. Wees niet bang, er valt niet zo veel te rekenen aan een diodedetector. Dat is veel te moeilijk. Dat vond Zaalberg van Zelst indertijd ook al. We kunnen echter met een aantal tekeningetjes een goed inzicht krijgen in de werking en vooral in hoe je het ding kunt verbeteren.

De gebruikte onderdelen zijn voorlopig ideaal. Dat wil zeggen: een weerstand is alleen maar weerstand (heeft geen parasitaire capaciteit of zelfinductie), een diode geleidt precies vanaf nul volt één kant op en lekt niet in sperrichting en



figuur 1.

een condensator lekt niet. Alle gebruikte rekenvoorbeelden zijn gemaakt om het inzicht te vergroten. Het zijn géén bouwbeschrijvingen. Die komen later.

Het AM-signaal in de detector

Over de afstemkring staat een 50% in amplitude gemoduleerd signaal (U_{10}^1 in figuur 1). Hoe dat daar komt, laten we voorlopig in het midden. Dat AM-signaal is vereenvoudigd weergegeven: al die hoogfrequente sinusjes zijn gereduceerd tot een reeks streepjes.

U_{20} in figuur 1 is de spanning over de diode. Het AM-signaal wordt als het ware aan één kant op de nullijn afgeknipt.

Over de (ideale) diode kan immers geen positieve spanning staan. Bedenk dat er in het signaal over de diode een laagfrequent component zit die gelijk is aan $2/\pi$ van de amplitude 'A' van het hoogfrequente signaal. Die is gestippeld. Als we op de één of andere manier dit signaal weten 'te zuiveren van het hoogfrequent', dan zijn we klaar. Dat is zo, maar we zullen straks zien dat het anders kan.

Welke spanning staat er overigens over de weerstand? Wel, de spanning over de kring is de som van de spanning over de diode en die over de weerstand, dus:

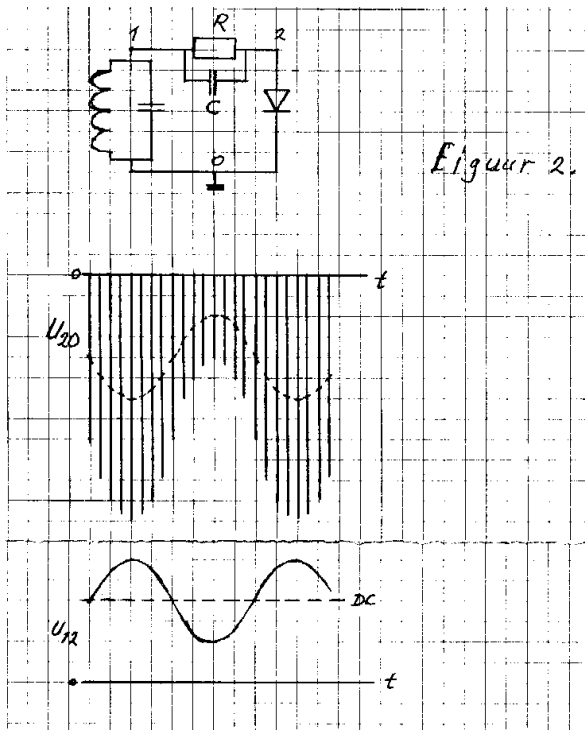
$$U_{10} = U_{20} + U_{12}$$

Het is niet zo moeilijk om in te zien dat over de weerstand 'de bij de diode afgeknipte helft van de AM-spanning' staat (zie U_{12} in figuur 1). Oh, we kunnen dus net zo goed de spanning over de weerstand afnemen in plaats van die over de diode en daar het hoogfrequent uitzeven! De diode en de weerstand kunnen in de schakeling dus verwisseld worden. Bij een radiolampdiode zal je dat niet doen omdat er ook nog een gloeidraad (aan de kant van de kathode) in zit die je graag aan aarde wilt houden.

Hoe je het ook doet, na het 'uitzeven van het hoogfrequent' blijft er de helft (A/π) van over.

De belasting van de kring

Even wat anders: hoe zwaar wordt de kring belast door deze detector? Dat zullen we steeds in de gaten houden omwille van de Q van de kring. We zullen voortaan steeds afwegen hoeveel spanning er uit de detector komt, tegen de belasting van de kring. Je zou kunnen spreken van het



rendement van de detector.

Als een weerstand steeds slechts gedurende een gedeelte van de (hoogfrequente) periode stroom voert, is de belasting minder eenvoudig te berekenen. Het betreft niet-lineaire spanningen. Zonder integraalrekening kom je daar niet uit. We kunnen overigens zo wel zien dat de HF-spanning slechts *de helft van de tijd* over de weerstand staat dus zal het uit de kring opgenomen vermogen ook de helft zijn van het gemiddelde vermogen van een halve sinus. Dat gemiddelde vermogen van een halve sinus is $(2A/\pi)^2/R$ als A de amplitude is. Het vermogen is dus $(2A/\pi)^2/2R$ wat neerkomt op $0,2 \cdot A^2/R$.

Als de weerstand direct over de kring zou staan, is het opgenomen vermogen $A^2/2R$ of $0,5 \cdot A^2/R$. De kring 'ziet' dus niet de weerstand R doch een (fictieve) belastingsweerstand die 2,5 maal groter is. Stel, de weerstand in de schakeling is $10 \text{ k}\Omega$,² dan 'ziet' de kring in dit geval $25 \text{ k}\Omega$. We kunnen dit trouwens controleren door het verschil in Q van de kring te meten. Dat is veel eenvoudiger dan al dat gereken, zeker als we straks te maken krijgen met niet-ideale dioden! Hoe dan ook, om een spanning van $A/\pi = 0,32 \cdot A$ uit deze detector te krijgen bij een modulatie diepte van 50%, is de belasting op de kring $2,5 \cdot R$. Deze verhouding moeten we in de gaten houden. We willen immers zo veel mogelijk spanning uit de detector halen bij een zo groot mogelijke belastingsweerstand.

Bovenstaande berekening is onafhankelijk van de modulatie (diepte)!

Detector met condensator

In detectieschakelingen zitten meestal condensatoren. Die kunnen we op twee manieren schakelen. In figuur 2 staat de C over de R . In figuur 3 staat de R over de diode.

We kiezen de RC-combinatie zo dat de C een kortsluiting vormt voor het HF-deel van de spanning, doch klein genoeg is om het LF-(laagfrequente) deel te kunnen volgen³. Denk er om dat de getekende spanningen U_{20} en U_{12} nu gelden voor de erbij getekende schakeling! Bovendien stellen de streepjes hier *hele* HF-sinussen voor: er wordt geen sinus meer 'afgeknipt'. Over de C staat immers geen HF-spanning. De sinussen 'stoten hun kop' als het ware tegen de (ideale) doorlaat van de diode. Is er verschil tussen de beide schakelingen?

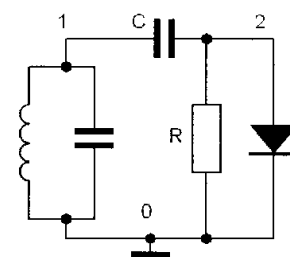
Detector met C over R

Spanningen over dioden en condensatoren belasten de kring niet met de tot nog toe veronderstelde ideale componenten. Daarvoor moeten we naar de spanningen over de R kijken. Daar kan alleen warmte ontstaan en dus energie uit de kring opgenomen worden.

In figuur 2 zien we dat de gemiddelde spanning van U_{20} (gestippeld) bijna twee keer zo groot is als die in figuur 1. Deze ligt nu precies op de helft van de top-top-waarde van de HF-sinussen! Dat is de helft van twee maal de amplitude, dus gelijk aan de amplitude ($2A/2 = A$).

In figuur 2 is ook de spanning U_{12} over de weerstand getekend. Die bestaat uit een LF-wisselspanning met een DC-(gelijkspannings)component. Die DC-component is gelijk aan de amplitude van het ongemoduleerde HF-signaal. De grootte van de LF-wisselspanning is afhankelijk van de modulatie diepte! Bij 50% modulatie diepte is diens amplitude $A/2$.

Welk vermogen wordt er nu in R verstoekt? Wel, de DC-component zorgt voor A^2/R . De LF-component is goed voor de effectieve waarde in het kwadraat gedeeld door de waarde van R , dus in dit geval $A^2/8R$. Die twee samen wordt $9A^2/8R$. (Met de weerstand direct over de kring zou het opgenomen vermogen $A^2/2R$ zijn, zagen we eerder.) De fictieve belastingweerstand over de kring wordt nu $8R/18 = 0,44 \cdot R$! Bij een $R = 10 \text{ k}\Omega$ wordt dat dus slechts 444Ω . Om een LF-spanning van $A/2 = 0,5 \cdot A$ uit de detector te krijgen bij een modulatie diepte van 50%, is de belasting op de kring $0,44 \cdot R$. Dat is niet zo best. Bedenk dat het leeuwendeel van de belasting veroorzaakt wordt door de DC-component. Als we die kwijt waren, was het in de weerstand gedissipeerde vermogen slechts $A^2/8R = 0,125 \cdot A^2/R$. De fictieve belastingweerstand over de kring zou dan $4 \cdot R = 40 \text{ k}\Omega$ geweest zijn. We zullen straks zien wat we daaraan kunnen doen.



Figuur 3

Detector met R over de diode

Deze schakeling vinden we bijna altijd bij roosterstroomdetectieschakelingen. Deze schakeling zal in ieder geval worden toegepast als de kring geen gelijkstroom kan geleiden of wanneer de kring op een gelijkspanning staat (zoals in de anode van een voorgaande buis).

De schakeling vinden we in figuur 3. De spanningen U_{20} en U_{12} zien er net zo uit als in figuur 2. Nu staat echter niet de spanning U_{12} over de weerstand, maar de spanning U_{20} . Hier is het lastiger om in te zien hoe groot het vermogen is dat in de weerstand gaat zitten. Als er geen modulatie is, is gemakkelijk in te zien dat er een DC-component is en een HF-component. De DC-component zorgt weer voor $P_{DC} = A^2/R$. De HF-component is goed voor de effectieve waarde in het kwadraat gedeeld door de weerstand. Hier dus $A^2/4R$. Het totale opgenomen vermogen wordt dan $A^2/R + A^2/4R = 1,25 \cdot A^2/R$.

Als we over een 'langere tijd' naar het vermogen kijken dan blijkt dat onafhankelijk van de modulatie(diepte) te zijn, dus geldt deze berekening ook voor sinusvormig gemoduleerde signalen.

We zagen eerder dat het opgenomen vermogen met R direct over de kring $A^2/2R = 0,5 \cdot A^2/R$ zou zijn. Het opgenomen vermogen is hier 2,5 maal zo groot, dus zal de fictieve dempingsweerstand op de kring 2,5 keer zo klein zijn: $0,4 \cdot R$, of in ons geval 400Ω .

Ook hier is de DC-component de boosdoener. Als we die de nek om weten te draaien, zou het opgenomen vermogen slechts $A^2/4R = 0,25 \cdot A^2/R$ zijn. We zullen straks zien dat we die DC-component de baas kunnen. De fictieve belasting wordt in dat geval de helft van die bij een weerstand van $10 \text{ k}\Omega$, dus wordt de fictieve belasting: $2 \cdot 10 \text{ k}\Omega = 20 \text{ k}\Omega$. Dus, om een LF-spanning van $A/2 = 0,5 \cdot A$ uit de detector te krijgen bij een modulatie diepte van 50%, is de belasting op de kring $2 \cdot R$.

Welke schakeling moeten we kiezen?

Tot nog toe beschreven we schakelingen met ideale componenten. Laten we toch eens een keuze maken uit de drie schakelingen. *De enige manier om geluid uit de detector te krijgen, is het vervangen van de weerstand door 'een weergever'*. Dat zal een koptelefoon zijn, althans in het project 'Back to the Future'. Die koptelefoon zal voor HF-spanningen een onvoorspelbaar gedrag vertonen: er zit een snoer aan en een hoogohmige koptelefoon heeft een grote zelfinductie waar een flinke capaciteit aan parallel zal staan door de vele wikkelingen 'apenhaar' op een klein spoeltje. Mijn koptelefoon, een DLR No1 4035A, die ik als 12-jarige jongen voor tweevijftig kocht bij Cool in de Doelenstraat in Delft, gold als de gevoeligste... Hij kon inderdaad wedijveren met allerlei schoons uit de twintiger en dertiger jaren dat de revue passeerde. Hij klonk ook veel beter. Ik was spekkoper! Ik heb hem altijd bewaard. Ik heb er ook eens aan gemeten. De gelijkstroomweerstand is slechts 90Ω ! Bij 200 Hz is hij 170Ω en bij 1 kHz : 600Ω . Bij 4 kHz wordt hij pas 2000Ω . Hoezo aanpassen?

Terug naar ons verhaal. We doen net of onze weergever keurig $10 \text{ k}\Omega$ is. Dan geldt bij een modulatie diepte van 50% voor:

De detector zonder condensator:

Bij een uitgangsspanning van 0,32 maal de amplitude van het 50% gemoduleerde HF-sigitaal over de kring is de belasting van die kring $2,5 \cdot 10 \text{ k}\Omega = 25 \text{ k}\Omega$.

Als we bij deze schakeling de detector op het midden van de spoel zouden aansluiten, dan wordt de fictieve dempingsweerstand vier keer zo groot: $100 \text{ k}\Omega$ dus.

De uitgangsspanning wordt de helft: $0,16 \cdot A$.

De detector met C over R:

Er van uitgaande dat we de DC-component de baas worden (zie verderop), is bij een uitgangsspanning van 0,5 maal de amplitude van het 50% gemoduleerde HF-sigitaal de belasting over de kring $4 \cdot 10 \text{ k}\Omega = 40 \text{ k}\Omega$.

Als we bij deze schakeling de detector op 0,63 van de onderkant van de spoel zouden aansluiten dan wordt de fictieve dempingsweerstand weer $100 \text{ k}\Omega$. De uitgangsspanning wordt dan $0,63 \cdot 0,5 \cdot A = 0,32 \cdot A$.

Detector met R over de diode:

Er van uitgaande dat we de DC-component de baas worden (zie verderop), is bij een uitgangsspanning van 0,5 maal de amplitude van het 50% gemoduleerde HF-sigitaal de belasting over de kring $2 \cdot 10 \text{ k}\Omega = 20 \text{ k}\Omega$. Als we bij deze schakeling de detector op 0,45 van de onderkant van de spoel zouden tappen, is de fictieve dempingsweerstand vijf keer zo groot: $100 \text{ k}\Omega$. De uitgangsspanning wordt $0,45 \cdot 0,5 \cdot A = 0,225 \cdot A$.

Met een ideale diode is de schakeling met de C over de R dus te prefereren, *als we het probleem van de DC-component oplossen*. Daarmee krijgen we, bij dezelfde demping op de kring, het meeste LF-sigitaal. Het aardige van deze schakeling is dat er geen HF-component over R staat zodat er geen extra maatregelen genomen hoeven te worden als we R vervangen door 'een weergever'.

De DC-component

We zagen dat in de schakeling van figuur 2 en 3 de DC-component over R de grootste demping van de kring veroorzaakt. We zouden in serie met de weerstand een batterijtje kunnen opnemen met precies de juiste spanning en polariteit. Als de sterkte van het HF-sigitaal over de kring echter in amplitude verandert, moet die spanning ook veranderen. Daar weten we raad op: in plaats van een batterijtje nemen we een grote condensator die door de diode opgeladen wordt. Over die condensator komt een grote weerstand zodat de spanning zich aanpast aan de sterkte van het HF-sigitaal. Een RC-tijd van $0,1 - 1 \text{ sec}$ is goed bruikbaar. Die weerstand moet minstens $20R$ zijn, anders dempt dat ding de kring nog te veel. We kiezen $1 \text{ M}\Omega$, lekker groot. De bijbehorende C wordt dan iets tussen de 20 nF en $0,3 \mu\text{F}$. Pak weg: $0,1 \mu\text{F}$. Als we voor het gemak 'de weergever van $10 \text{ k}\Omega$ ' meteen aan aarde leggen, krijgen we het schema volgens figuur 4. Daar bestaat U_{20} alleen nog uit audio. Welke waarde moet C krijgen? Daar kun je een hele berekening op loslaten. De waarde is echter niet zo kritisch dus kunnen we er ook een slag naar slaan. Als C te groot is t.o.v. R dan vervormt het uitgangssigitaal, vooral bij grote modulatie diepte van hoge LF-frequenties. We kunnen er later in de praktijk wat mee experimenteren. We beginnen met $2\pi fRC = 1$ bij 10 kHz . Met $R = 10 \text{ k}\Omega$ wordt $C = 1,6 \text{ nF}$. In allerlei verhalen her en der wordt beweerd dat de DC-weerstand gelijk moet zijn aan de impedantie voor het laagfrequent. Zolang er kleine signalen ontvangen worden en er kwadratische detectie (zie onder) optreedt, is dat *niet* het geval. Bij grote signalen zal er vervorming optreden omdat die grote C opgeladen wordt tot de toppen van het

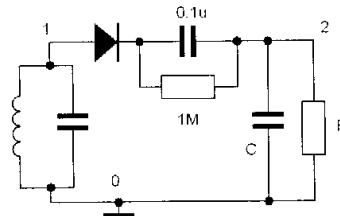
AM-signaal. De diode krijgt a.h.w. een voorspanning en zal niet meer in geleiding komen tijdens 'de dalen' van het AM-signaal. Remedie: antenne lossen koppelen bij sterke signalen.

NB: Door het toevoegen van die 1 M Ω en 0,1 μ F doet de *gelijkstroom*weerstand van de weergever er niet meer toe! Hoe kleiner, hoe beter zelfs. De zelfinductie moet echter zeer groot zijn zodat voor de laagste audio-frequenties de impedantie hoog blijft.

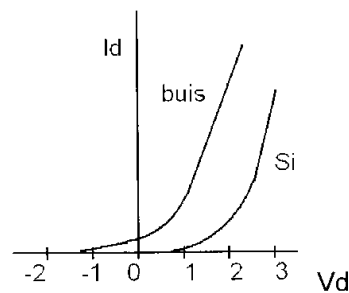
Grote en kleine HF-signalen

Met een ideale diode maakt het niet uit of het om een groot of een klein HF-signaal gaat. De bovenbeschreven theorie geldt voor beiden. De schakeling van figuur 4 blijft de beste. Daar is niets meer aan te verbeteren.

Met niet-ideale dioden komen er heel andere aspecten naar voren. Die zal ik eerst demonstreren aan de hand van een diode-met-warmekathode: een buisdiode.



Figuur 4



Figuur 5

De buisdiode

In het project 'Back to the Future' mag geen externe voedingsbron gebruikt worden dus komt de 'dioden met een hete kathode', anders gezegd een lamp- of buisdioden, niet in aanmerking. Zo'n diode is echter zeer leerzaam, dus laat ik hem de revue passeren. In figuur 5 zijn karakteristieken getekend van een buisdioden en een siliciumdioden. De steilheid van de karakteristiek hangt van de constructie (de grootte) van de diode af. Mij gaat het in eerste instantie om 'het afknijppunt'. Een buisdioden begint al stroom te trekken bij -1,3 V! Het precieze punt hangt af van de kathodetemperatuur, maar doorgaans moet je rekenen op -1,3 V. Dat betekent dat er *altijd stroom in onze schakeling loopt*, ook als er geen HF-signaal is. Natuurlijk maakt dat uit voor de demping op de kring, maar in de schakeling van figuur 4 is die stroom nooit groter dan $-1,3/10^6$ A = -1,3 μ A. De 'weerstand' van de diode is dan nog groot.

Bij grote HF-signalen (volten) zal deze schakeling volledig beantwoorden aan de boven-omschreven theorie, maar wat

gebeurt er bij kleine signalen, in de orde van millivolts? In dat geval *blijft de diode in geleiding!* Het HF-signaal 'wordt niet meer afgeknipt' of 'stoot niet meer zijn kop' zoals bij een ideale diode, maar wordt vervormd. De detectie die plaatsvindt, komt door de kromming van de karakteristiek. Die karakteristiek is vrijwel parabolvormig, een tweede orde functie dus. De positieve helft van het HF-signaal wordt kleiner dan het negatieve deel. Dat verschil zorgt ervoor dat er een LF-component ontstaat bij een AM-signaal. Er vindt zgn. *kwadratische detectie* plaats. Dat is veel minder efficiënt dan bij een ideale diode natuurlijk. Af te leiden is dat de uitgangsspanning van een kwadratische detector evenredig is met de effectieve waarde van het HF-signaal. Dit laten we voor wat het is.

De halfgeleiderdioden

Als jongen was ik het gepruts met zo'n veertje aan een stokje op een blokje weet-ik-veel-kristal snel zat. Daarmee kon je niet stiekem 's-avonds in het donker in bed luisteren. De diode die toen verkocht werd, heette 'Westector WS-1'. Later begreep ik dat die dingen uit de eerste computers kwamen. Daar maakten ze logicaschakelingen (AND, NAND en NOR) mee. Wat een tijd! Toch eens zoeken of ik dat ding nog ergens heb.

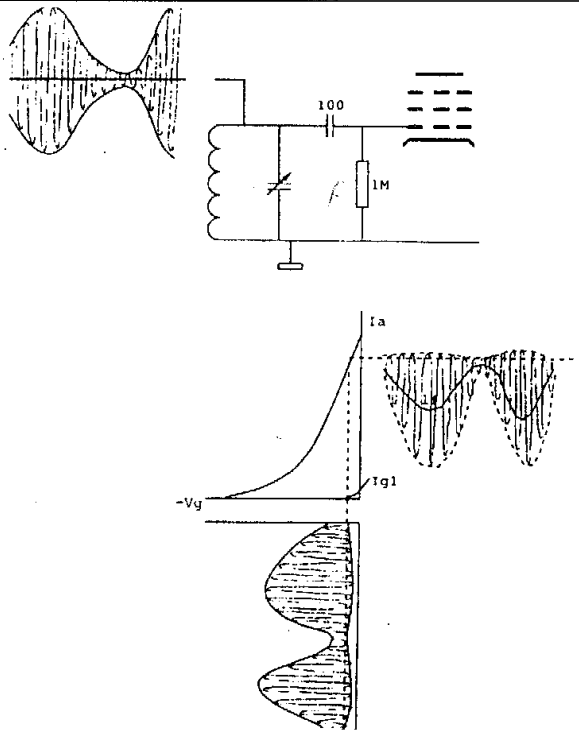
Vandaag de dag zijn er halfgeleiderdioden te kust en te keur. Eén ding hebben ze gemeen: ze trekken géén stroom als er geen HF-signaal in onze 0V0-ontvanger is. De kleinste signalen worden dus *niet* gedetecteerd. Om niet teveel te missen, moet de detector dus altijd aan de top van de kring.

Als we dezelfde werking willen hebben als met een buisdioden, dan moeten we een 1,3 V batterijtje in serie met de diode plaatsen. Dat kan natuurlijk ook in serie met R in figuur 4. In mijn hoorapparaten zitten van die (hele kleine) dingen. Ik zou hem stiekem ergens in kunnen bouwen, want die jongens van 'Back to the Future' vinden dat niet goed. We doen echter aan fair play. Het is bovendien veel te leuk om de uitdaging aan te gaan, hoewel, ik zal met mijn dove kop niet echt mee kunnen doen. We zullen zien.

Een andere mogelijkheid is om een tweede 0V0-ontvanger te maken die we speciaal voor een knuppelhard station bouwen waar we de DC-voorspanning uit halen. Alle beetjes helpen.

Welke diode?

Ja, dat is een goede vraag. Voor kleine signalen, en daar gaat het toch om, moet de afknijpspanning zo klein mogelijk zijn. Een siliciumdioden begint pas bij zo'n 0,7 V dus zal die niet voldoen. Germaniumdioden? Pindioden? Shockley barrier dioden? Bovendien moet de diode steil zijn. Dat betekent dat hij 'groot' moet zijn. Het vervelende is dat halfgeleiderdioden als varactor werken, een variabele capaciteit. Bij grote dioden is die capaciteit ook groot, zeker bij nul volt. H'mm. Als we van het fenomeen 'kwadratische detectie' gebruik willen maken, moet de karakteristiek aan het begin ook kwadratisch zijn. Er is geen data sheet waar dat in te vinden is... Welke gek bouwt er nu nog een 'kristalontvanger'? Daar houden fabrikanten van dioden geen rekening meer mee. Het zou kunnen zijn dat een diode met aardig wat lek (een rotting dus) bij nul volt kwadratisch is! Oh. Denk er echter om dat de lekweerstand rechtstreeks over de kring



Figuur 6

komt te staan.

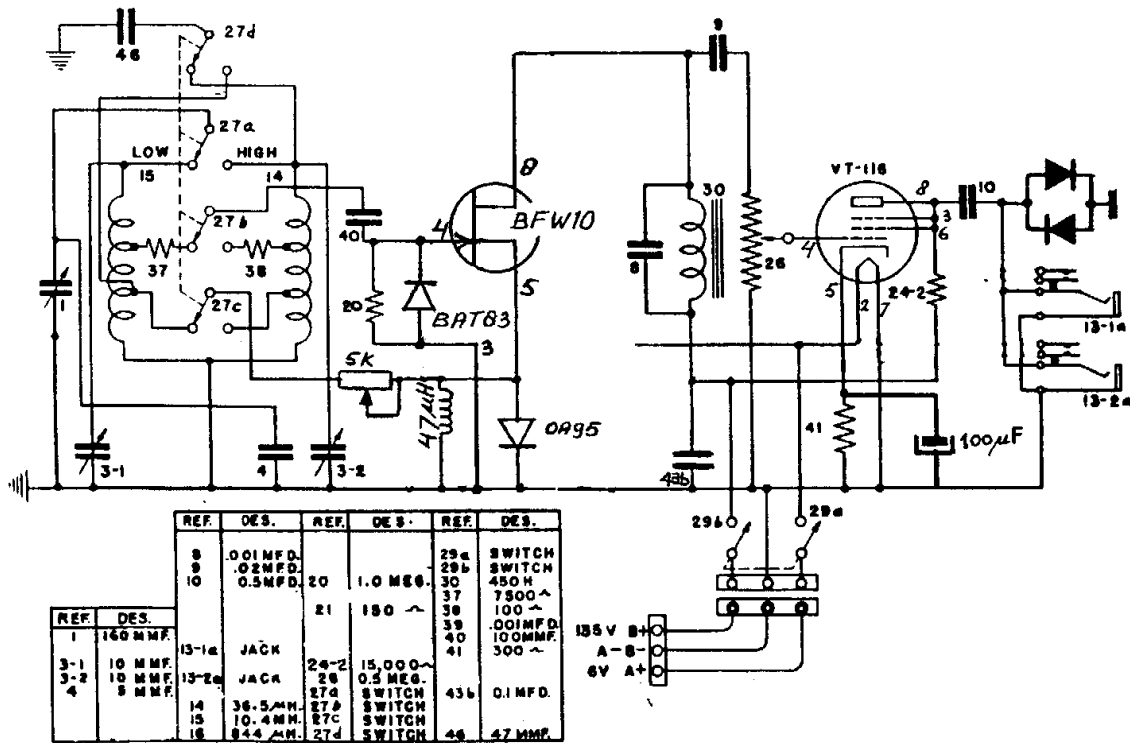
Ergo, alles wat voor diode door kan gaan, moet geprobeerd worden.

De roosterstroomdetector in mijn 0V2

Het is al weer 12 jaar geleden (ik schrik er soms van) dat ik in Electron no.11 van november 1992, blz. 643, de ombouw van een BC221 naar een rechthuis beschreef. Daarin staat een hoofdstukje: 'Werking van de roosterstroomdetector'. Ik volsta met de figuur 1 van dit artikel hier toe te voegen als figuur 6. Na het bovenstaande verhaal zal dat genoeg zijn. We moeten ons realiseren dat een roosterstroomdetector een spannings-stroom-omzetter is. In de figuur zijn de ingangsspanning en de uitgangsstroom ongeveer even groot getekend. De spanningsversterking wordt bepaald door de laagfrequent-impedantie in het anodecircuit. Een van de mooie dingen van een roosterstroomdetector is dat R zeer groot gekozen kan worden. De ene buis mag een grotere 'lekweerstand' hebben dan de andere. In mijn omgebouwde BC221 zit 1 MΩ, dat is 100 keer zo groot als onze R tot nog toe. De demping op de kring wordt dus ook 100 maal zo klein. We zeuren dus niet meer over 'de beste schakeling' en ook niet over 'de DC-component'. Bovendien wordt er in een roosterstroomdetector teruggekoppeld om de Q van de kring te verhogen...

Werkt dit principe ook met halfgeleiders?

Het antwoord is natuurlijk: JA, anders had ik dit verhaal niet



CIRCUIT DIAGR BC-221 SU

Figuur 7

geschreven. Ik ging weer uit van mijn omgebouwde BC221. De eerste buis werd domweg vervangen door een FET, een BFW10. De tweede buis verving ik door een opamp om aan mijn dove kop tegemoet te komen. Aan de bedrading van het oorspronkelijke buizen-ding heb ik niets veranderd. Ik had nog een paar oude buizen met octalvoet liggen. Daar heb ik de voet afgesloopt. Nu kon ik naar hartelust experimenteren op dat voetje. De voedingsspanning werd natuurlijk verlaagd van 160 naar 12 V.

In figuur 7 heb ik figuur 3 uit Electron herhaald maar nu met de FET. De opamp laat ik aan ieders fantasie over. Werkte dat *zonder de extra diodes*? Nou, nee. De AM-stations moesten wel erg sterk zijn wilde er iets uit komen. Logisch natuurlijk. De gate-source-junction gaat pas open bij +0,7 V (silicium). Bovendien sloeg de oscillator 'met een klap' aan als ik de terugkoppeling met de 5 k-potmeter opdraaide, met flink wat dode gang, zodat door het te grote oscillatorsignaal de gevoeligheid ook voor CW en SSB slecht was.

Door nu een BAT83 *tussen gate en aarde* aan te brengen (daar staat ongeveer twee keer zo veel hoogfrequent als tussen gate en source!), kreeg ik een detector die bij veel lagere HF-spanningen al begon te werken. Dat hielp! AM-stations knalden er uit als ik de FET op het randje van genereren zette. Een uitwendig aangebrachte voorspanning op de BAT83 gaf geen noemenswaardige verbetering. Denk erom dat de gelijkstroomweerstand van de smoorspoel (47 μ H) echt klein moet zijn, anders wordt de FET negatief ingesteld waardoor de diode later open gaat!

SSB en telegrafie wilden nog steeds niet echt lukken omdat de schakeling nog steeds niet 'heel zachtjes' wilde beginnen met genereren bij het opdraaien van de terugkoppeling. Door een OA95 over de smoorspoel te zetten, tussen source en aarde dus, was ook dat verholpen. Voor ik op dat idee kwam, was ik overigens een dag verder. Echt beredeneerd heb ik het niet. Gewoon 'trial and error'. Achteraf kan ik wel een uitleg verzinnen, maar of die geheel juist is, weet ik niet en of deze truc in elke schakeling werkt, weet ik ook niet. Het zal zo zijn dat de demping op de kring bij het toenemen

van de oscillatorspanning ook groter wordt. Bij niet oscilleren is de extra demping nihil, alleen een beetje lek over een lage tap op de kring. Bij sterker oscilleren gaat de diode stilaan meer geleiden en neemt de 'dynamische weerstand' dus af. Zoiets.

Vergeleken met de buizenversie is deze schakeling gelijkwaardig wat ontvangst betreft. Natuurlijk, door de opamp is de gevoeligheid groter: zelfs op een draadje van een meter kan ik het nachtuilennet volgen.

Van microfonie, die met buizen duidelijk aanwezig was, is niets meer te merken. Halfgeleiders hebben daar geen last van. De afstemcondenator van de BC221 is dermate goed dat van microfonie niets te merken is zolang je niet met een hamer op het front slaat. Dank zij de fantastische constructie van de BC221 is de stabiliteit uitmuntend. Als het ding eenmaal een kwartiertje aanstaat, hoeft voor een SSB-QSO van een half uur niet meer bijgestemd te worden!

Ik kan iedereen aanraden om dit soort experimenten te doen en je te verbazen over de kwaliteit van zo'n simpel ontvanger. Ik was weer een week van de straat... en heb weer veel geleerd.

73 de Herbert, PAØSU
herbert_rutgers@hccnet.nl

¹ U_{10} betekent: de spanning op punt 1 ten opzichte van 0. Zo ook straks U_{12} betekent: de spanning op punt 1 t.o.v. punt 2.

² Die waarde zullen we steeds gebruiken in ons rekenvoorbeeld. Het wil helemaal niet zeggen dat die waarde gunstig zou zijn.

³ Voor een AVC-schakeling zal je de RC-tijd zo groot kiezen dat het LF-signaal ook niet meer wordt gevolgd, doch de variatie in de signaalsterkte nog wel. Dit laten we verder rusten.